Учреждение образования

# «БЕЛОРУССКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ ИНФОРМАТИКИ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ»

# Курочкин Александр Евдокимович доцент кафедры РТУ, к.т.н.

Конспект лекций

по курсу "Радиоприемные устройства" для студентов специальностей: Радиотехника 39 01 01 Радиотехнические системы 39 01 02

Факультет радиотехники и электроники Кафедра радиотехнических устройств

Специальность	Радиотехника	Радиотехнические системы
Курс	4	3
Семестр	7,8	6
Лекции, часов	80	51

Минск 2006

# Содержание

1 Основные понятия и определения	6
1.1 Основные функции РПрУ	6
1.2 Классификация РПрУ	.10
1.3 Структурные схемы РПрУ	.11
2 Основные качественные показатели РПУ	.21
2.1 Чувствительность	.21
2.2 Верность воспроизведения	.21
2.2.1 Линейные искажения	.21
2.2.2 Нелинейные искажения	.22
2.2.3 Оценка НИ по характеристикам оператора передачи	.24
2.2.4 Графическое представление НИ	.29
2.3 Частотная селективность (избирательность)	.31
3 Помехи радиоприему	.34
3.1 Классификация радиопомех	.34
3.2 Способы описания внутренних шумов	.36
3.3 Шумы сопротивлений	.40
3.4 Шумы антенны	.43
3.5 Шумы колебательного контура	.43
3.6 Шумы активных элементов	.46
3.7 Эквивалентные шумовые схемы усилительных элементов	.50
3.9 Метод шумящего четырехполюсника	.53
3.10 Оптимальное сопротивление источника сигнала	.55
3.11 Коэффициент шума каскадного соединения четырехполюсников	.56
3.12 Связь коэффициента шума и чувствительности	.58
3.13 Коэффициент шума пассивного четырехполюсника	.58
3.14 Расчет чувствительности РПУ	.59
4 Согласующие цепи	.61
4.1 Согласование	.61
4.2 Согласование по мощности в цепях с сосредоточенными параметрами	.62
4.3 Структура идеальной согласующей цепи	.64
4.4 Двухэлементная согласующая цепь	.67
4.5 Одноконтурная П-образная согласующая цепь с неполным включени	ием
индуктивности	.69
4.6 Анализ коэффициента передачи по мощности	.71
4.7 Анализ коэффициента передачи по напряжению	.74
4.8 Анализ полосы пропускания СЦ	.75
4.9 Искажения сигналов	.79
4.10 Входные цепи с сосредоточенными параметрами	.80
4.10.1 Автотрансформаторная ВЦ	.82
4.10.2 ВЦ с внешнеемкостной связью с антенной	.87
4.10.3 Входная цепь с трансформаторной связью	.91
4.10.4 ВЦ с комбинированной связью с антенной	.94

4.10.5 ВЦ с внутриемкостной связью с антенной	95
4.10.6 Многозвенные согласующие цепи	97
4.10.7 Входная цепь с магнитной антенной	98
4.11 Согласующие цепи СВЧ	.100
4.11.1 Условие согласования по мощности	.103
4.11.2 Входная цепь на микрополосковых линиях	.105
4.11.3 Специальные входные устройства СВЧ	.107
5 Усилители радиосигналов (УРС)	.112
5.1 Качественные показатели УРЧ	.113
5.2 Анализ УРС с сосредоточенными параметрами	.114
5.3 Коэффициент устойчивого усиления	.120
5.4 Коэффициент шума УРС	.124
5.5 УРС на полевых и биполярных транзисторах	.126
5.6 Каскодная схема УРС	.129
5.7 Многокаскадные УРС	.131
5.7.1 УРС с одиночными настроенными контурами	.131
5.7.2 УРС с попарно-расстроенными контурами	.135
5.7.3 Многокаскалные УРС с двухконтурными фильтрами	.138
5.8 Бесконтурные УРС	.142
5.8.1 Типы активных элементов	.143
5.8.2 АФ на основе ИНУН	.147
5.9 Узкополосные УРС с сосредоточенной избирательностью	.150
5.10 УРС диапазона СВЧ	.155
5.10.1 Обшая теория УРС СВЧ. Внутренние параметры	.156
5.10.2 Внешние параметры УРС	.157
5.10.3 Усилители СВЧ на биполярных и полевых транзисторах	.162
5.10.4 Усилители с отрицательным сопротивлением	.167
5.10.5 УРС прохолного типа	.168
5.10.6 УРС отражательного типа	.170
5.10.7 Усилители ралиосигналов на туннельных лиолах	.171
5.10.8 Цепи с переменными параметрами (параметрические цепи)	.174
5.10.9 Емкостные параметрические усилители	.175
5 10 10 Усилители на ЛБВ	182
6 ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ	184
6 1 ОБШИЕ СВЕЛЕНИЯ	184
6 2 Общая теория ПЧ	186
6.2.1 Внешние параметры	189
6 3 ТРАНЗИСТОРНЫЕ ПЧ	191
64 ЛИОЛНЫЕ ПЧ	197
6 5 ПЧ с полавлением зеркального канала	198
6 6 Полифазные фильтры	203
6 7 Расчет избирательности по зеркальному каналу	203
7 ЛЕТЕКТОРЫ	217
7 1 Истопическая справка	217
/ II IIoroph lookun onpubku	•

7.2 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ	219
7.3 АМПЛИТУДНЫЕ ДЕТЕКТОРЫ	220
7.3.1 Диодные детекторы АМ	221
7.3.2 Эквивалентная схема АД	222
7.3.3 Режим слабого сигнала	225
7.3.4 Режим сильного сигнала	229
7.3.5 Нелинейные искажения	233
7.3.6 Транзисторные детекторы	240
7.3.7 Синхронный АМ летектор	244
7.4 ФАЗОВЫЕ ЛЕТЕКТОРЫ	
7.5 ЧАСТОТНЫЕ ЛЕТЕКТОРЫ	
8 ΥΠΡΑΒЛΕΗΜΕ ΡΠΥ	273
8 1 ОБЩИЕ СВЕЛЕНИЯ	273
82 НАСТРОЙКА РПУ	273
8 3 Сопряжение настроек контуров	276
8 4 Системы автоматической полстройки частоты	283
8 4 1 Система ЧАПЧ	284
842 Система ФАПЧ	289
8 5 РЕГУПИРОВКА УСИЛЕНИЯ	292
8 5 1 АНА ЛИЗ АРУ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ	301
8 6 Примеры систем на основе APV	306
8 7 РЕГУЛИРОВКА ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ	308
9 Особенности построения РПУ для различных видов радиосигналов	310
9 1 Особенности приема АМ сигналов	310
9 1 1 Прием однополосных сигналов и с подавленной несущей	314
9 2 Ралиоприемные устройства с активными антеннами	316
9.2.1 Активные магнитные антенны	317
9 2 2 Расчет реальной чувствительности активной магнитной антенны	327
9 3 Особенности РПрV с активной фильтрацией	329
9 3 1 Способ описания коэффициента перелачи активногофильтра	329
932 Связь добротности полюсов и функции чувствительности	331
933 Инварианты функции чувствительности	336
934 Передаточные функции с ограниченной добротностью полюсов	339
935 Элементы теории пространства состояний	343
936 Метол эквивалентных преобразований	344
937 Структурный синтез усилительного тракта	346
94 Приемники сигналов стереовешания	353
941 Система вешания с полярной молупяцией	353
942 Система вещания с полирной модулицией	357
943 Система вещания ЧМ-ЧМ	358
9 5 Прием ЧМ сигналов	360
951 Лействие гармонических и флуктуационных помех	361
952 Прелыскажения и их коррекция в приемнике	366
953 Пороговые свойства приемников ЧМС	367
2.5.5 Hoporobbie ebonerbu nphewinnikob mite	

9.6 Прием импульсных сигналов	
9.6.1 Детекторы импульсных сигналов	
9.6.2 Пиковые детекторы	
9.6.3 АРУ импульсных РПрУ	
9.6.4 Искажения импульсных сигналов	
9.6.5 Методы борьбы с помехами	
9.6.6 Оптимальная обработка сигналов	
9.7 Приём телеграфных сигналов	
9.7.1 Прием сигналов с амплитудной манипуляцией	404
9.7.2 Прием сигналов с фазовой манипуляцией	405
9.7.3 Прием сигналов с частотной манипуляцией	
9.8 Прием сигналов в оптическом диапазоне	
9.9 ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ РПУ	410
9.10 Радиорелейные линии связи	
9.10.1 Структурные схемы связных РПрУ	414
9.10.2 Радиорелейные спутниковые системы связи	415
9.10.3 Приемники спутникового телевидения	
10 ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ В РПУ МЕТОДОВ	ЦИФРОВОЙ
ОБРАБОТКИ	
10.1 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ	
10.2АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ РПУ	
10.3 Краткий обзор цифровых видов модуляции	
10.4 Цифровые демодуляторы	454
10.5 Цифровые синтезаторы частоты	457
10.6 ЦИФРОВЫЕ АВТОМАТИЧЕСКИЕ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛ	ЕНИЯ460
10.7 МИКРОПРОЦЕССОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ РПУ	
10.8 ЦИФРОВЫЕ ФИЛЬТРЫ	
10.9 Сжатие информации	
10.10 Кодирование речи	474
10.11 Кодирование с преобразованием	17(
10.11 Кодирование с преобразованием 10.11.1 Кодирование без потерь	
10.11 Кодирование с преобразованием 10.11.1 Кодирование без потерь 10.11.2 Кодирование изображений с потерями	476
<ul> <li>10.11 Кодирование с преобразованием</li></ul>	476 
<ul> <li>10.11 Кодирование с преобразованием</li></ul>	
<ul> <li>10.11 Кодирование с преобразованием</li></ul>	
<ul> <li>10.11 Кодирование с преооразованием</li></ul>	

### 1 Основные понятия и определения 1.1 Основные функции РПрУ

Радиоприемные устройства (РПрУ) входят в состав радиотехнических систем связи, т.е. систем передачи информации с помощью электромагнитных волн. Структурная схема такой системы представлена на рис.1.1.



Рис.1.1

На рисунке введены следующие обозначения:

И – блок, обозначающий исходную информацию. Это может быть информация, представленная в звуковой, визуальной и других формах.

ИС – источник сигнала, преобразующий исходную информацию в электрические низкочастотные колебания.

РПдУ – радиопередающее устройство, формирующее высокочастотные колебания, модулированные по закону изменения низкочастотного колебания.

РПрУ – радиоприемное устройство, представляющее собой блок, входным сигналом для которого являются высокочастотные модулированные колебания, а выходной сигнал является низкочастотным электрическим колебанием, соответствующим передаваемому сообщению.

ВП – выходной прибор, преобразующий низкочастотные электрические колебания в информацию (аудио, видео и т.д.).

Какие задачи должны решаться с помощью РПрУ?

К таким задачам относятся:

1. Улавливание внешних электромагнитных волн, их преобразование в высокочастотные модулированные электрические колебания и их передача к входу РПрУ.

2. Оптимальная обработка принятой смеси полезного сигнала и помех с целью получения низкочастотного электрического сигнала, соответствующему передаваемому сообщению.

3. Преобразование низкочастотного электрического сигнала в сообщение.

Таким образом, укрупненная блок-схема радиоприемного устройства должна содержать 3 блока по числу решаемых задач и может быть представлена в следующем виде:



На рис.1.2 А – это антенна (блок, отвечающий за решение первой задачи). Следует отметить, что блок РПрУ в процесс решения второй задачи оптимальной обработки способен воздействовать и на решение первой задачи. Это связано с выбором типа антенн, их числа, места размещения и т.д. Решающим фактором здесь является уменьшение влияния внешних помех на передаваемую информацию. На рис.1.3 представлен график соотношения напряженностей электрического и магнитного полей электромагнитной волны, излученной электрическим диполем в зависимости от расстояния r между излучателем (передающей антенной) и точкой приема (приемной антенной). Как видно из рисунка, существуют три характерные зоны: БЗ – ближняя зона, для которой  $r <<\lambda$ , где  $\lambda$  - длина волны; ДЗ – дальняя зона при  $r >>\lambda$ ; между ДЗ и БЗ располагается ПЗ – переходная зона, для которой г≈λ. Задача преобразования электромагнитной волны в высокочастотные токи может решаться как с помощью электрической приемной антенны, так и с помощью приемной магнитной антенны. Величина э.д.с. е<sub>Е</sub>, наводимой в электрической антенне с действующей высотой h<sub>д</sub> при напряженности электрического поля Е, определяется в соответствии с выражением  $e_E = Eh_{\pi}$ .



Рис.1.3

Если предположить, что источником помех является электрическая антенна, то приемная электрическая антенна в БЗ обеспечит больший уровень сигнала помехи, чем при применении приемной магнитной антенны в этой же зоне. Такая ситуация наиболее характерна для больших населенных пунктов, размеры которых соизмеримы с длиной волны передаваемых колебаний. Поэтому в таких ситуациях для приема обычно используются магнитные антенны, т.к. источниками электромагнитных помех чаще всего являются электрические антенны. Таким образом, оптимальную обработку можно начинать с выбора типа приёмной антенны.

При оптимальной обработке входных сигналов РПрУ должно выполнять ряд функций:

1. Селективность или избирательность – способность выделить полезный сигнал из некоторого множества присутствующих на входе РПрУ сигналов.

С учетом различий в характеристиках сигнала и помехи селективность бывает, например:

- пространственная, которая обеспечивается применением антенн с требуемой диаграммой направленности;

- временная при разделении сигналов во времени;

- частотная, которая используется при разделении сигналов по частоте и обеспечивается применением резонансных колебательных систем.

На следующем рис.1.4 представлены два возможных варианта расположения на частотной оси полезного сигнала и сигнала помехи с отличающимися на 10 кГц частотами несущих (так называемые соседние каналы). В первом случае частота несущей полезного сигнала составляет 1 МГц, а во втором – 10 МГц.



Рис.1.4

Полоса пропускания параллельного колебательного контура на уровне 0,707 равна

$$\Delta \mathbf{f} = \mathbf{f}_0 / \mathbf{Q}, \tag{1.1}$$

где f<sub>0</sub> - частота несущего колебания;

Q - добротность контура:

$$Q = \frac{\rho}{r}, \qquad (1.2)$$

где r – сопротивление потерь,  $\rho$ - волновое сопротивление:

$$\rho = \omega_0 L = 1/(\omega_0 C) = \sqrt{L/C};$$
 (1.3)

 $\omega_0$  - резонансная частота:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\text{LC}}} \quad . \tag{1.4}$$

Легко установить, что частотная селективность при постоянной добротности Q = 100 обеспечивается для  $f_0 = 1 M \Gamma I$  и не обеспечивается для  $f_0 = 10 M \Gamma I$ , т.к.  $\Delta f = 10/100 = 0.1 M \Gamma I$ .

2. Усиление – увеличение уровня сигнала до требуемых значений. Напряженность электрического поля в зависимости от электромагнитной обстановки может меняться в точке приема в широких пределах от единиц микровольт до единиц вольт на метр. Например, при E=1мкB/м и  $h_{a} = 1 \text{ м}$  уровень э.д.с. на входе РПрУ составит  $e_{E} = 1 \text{ мкB}$ , что порой явно недостаточно для нормального функционирования ВП. Для получения уровня сигнала, например, 1 В необходимо применение усилителя с общим коэффициентом передачи K = 1 B/1 мкB = 1000000.

3. Преобразование частоты (ПЧ) – линейный перенос принимаемых сигналов (с соблюдением всех необходимых соотношений по амплитуде и частоте между их спектральными составляющими) из одной частотной области в другую, где условия их оптимальной обработки наиболее благоприятны. На рис.1.4. показано, что с помощью ПЧ можно перенести сигналы из области 10 МГц, где невозможно обеспечить избирательность по соседнему каналу, в область 1 МГц.

4. Детектирование – функция обратная модуляции в РПдУ, обеспечивает выделение низкочастотного модулирующего колебания, соответствующего передаваемому сообщению.

5. Декодирование – обеспечение обработки некоторых дополнительных характеристик принимаемого сигнала, например, при приеме сигналов стереовещания (стереодекодер), сигналов цветности в телевизионных приемниках (ПАЛ-декодеры, СЕКАМ-декодеры) и т.д.

6. Адаптация – обеспечение работоспособности РПрУ в изменяющихся условиях приема с целью сохранения заданных характеристик полезного сигнала. Здесь следует отметить такие системы, входящие в состав РПрУ и обеспечивающие выполнение этой функции, как системы автоматической регулировки усиления (АРУ), автоматической подстройки частоты (АПЧ) и т.д.

# 1.2 Классификация РПрУ

1. По основному назначению:

- радиовещательные (бытовые);

- профессиональные.

2. По диапазону волн.

Расчет минимальной и максимальной частот диапазонов волн для радиосвязи производится по формуле

$$f_{\min} \div f_{\max} = 0.3 \times 10^{N} \div 3 \times 10^{N} \Gamma \mu, \qquad (1.5)$$

где  $N = 4 \div 12$  - номер диапазона.

В скобках в табл.1.1 приведены допустимые названия поддиапазонов волн, которые размещены в пределах стандартных границ диапазонов:

СДВ – сверхдлинные волны;

СВ – средние волны;

ДВ – длинные волны;

КВ – короткие волны;

УКВ – ультракороткие волны.

Таблица 1.1.

Ν	Название диапазона по виду	Название диапазона по	λ
	частоты	рекомендации МККР	
4	ОНЧ- очень низкие частоты	Мириаметровые (СДВ)	100÷10 км
5	НЧ- низкие частоты	Километровые (ДВ)	10 <del>÷</del> 1 км
6	СЧ- средние частоты	Гектометровые (СВ)	1000÷100 м
7	ВЧ- высокие частоты	Декаметровые (КВ)	100 <del>÷</del> 10 м
8	ОВЧ- очень высокие частоты	Метровые (УКВ)	10 <del>÷</del> 1 м
9	УВЧ- ультравысокие частоты	Дециметровые	100÷10 см
10	СВЧ- сверхвысокие частоты	Сантиметровые	10 <del>÷</del> 1 см
11	КВЧ- крайне высокие частоты	Миллиметровые	10÷1 мм
12	ГВЧ- гипервысокие частоты	Децимиллиметровые	1÷0.1 мм

3. По виду модуляции: АМ, ЧМ, ФМ.

- 4. По месту установки: стационарный, переносной.
- 5. По способу питания: батарейные, сетевые, с комбинированным питанием.
- 6. По способу управления: ручное, дистанционное, автоматическое.
- 7. По элементной базе: ламповые, транзисторные, на ИС, на БИС.
- 8. По структурной схеме.

# 1.3 Структурные схемы РПрУ

Первые РПрУ, над которыми проводили исследования Попов и Маркони удовлетворяли структурной схеме, представленной на рис.1.5.



Рис.1.5

На рис.1.5 обозначено: Д – детектор.

Эти приемники, получившие название детекторных приемников, не обеспечивают одну из наиболее важных функций – усиление.

7 мая 1895 г. на заседании Русского физико-химического общества А.С.Попов продемонстрировал изобретенный им прибор для регистрации электрических разрядов, показав тем самым возможность практического использования электромагнитных волн. В этом же году приемник с автоматической регистрирующей системой был применен А.С.Поповым для регистрации природных электромагнитных излучений грозовых разрядов.

Грозоотметчик содержал антенну, устройство, преобразующее высокочастотные колебания, наводимые в антенне грозовыми разрядами, в сигналы постоянного тока, и оконечное устройство - электрический звонок.

Несколько позже Гульельмо Маркони (1874–1937) ставший впоследствии известным деятелем в области радиотехники, создал аналогичное устройство и применил его для приема посылок электромагнитных волн, кодированных кодом Морзе. Английский патент № 12 039 был выдан Г.Маркони 2 июля 1897 г. «усовершенствования в передаче электрических импульсов и сигналов и в аппаратуре для этого». Патент защищал авторские права Г.Маркони на изобретение на территории Великобритании и мирового статуса не имел. Г.Маркони в июле 1897 г. основал «Компанию беспроволочного телеграфа и сигнализации», которая уже в 1898 г. поставила несколько радиостанций британской армии. В том же 1898 г. французский инженер-предприниматель Э.Дюкрете приступил к производству радиостанций системы А.С.Попова для российского флота.

1895 г. является годом зарождения радиотехники, т.е. годом начала практического использования электромагнитных волн.

Работая над усовершенствованием своего изобретения, А.С.Попов 24 марта 1896 г. продемонстрировал передачу сигналов по радио азбукой Морзе на расстояние в 250 м. В мае 1897 г. при опытах на Кронштадтском рейде им была достигнута дальность передачи 640 м, а уже летом того же года до 5 км. В 1899 г. А.С.Попов с П.Н.Рыбкиным и Д.С.Троицким применили прием телеграфных сигналов на слух, что позволило добиться дальности связи 25км.

Среди ярких ученых-радиотехников, современников А.С.Попова, Нобелевский комитет в 1909 г. выделил Гульельмо Маркони и Фердинанда Брауна. Кандидатура А.С.Попова не могла рассматриваться – он умер в 1906 г., а Нобелевская премия присуждается только действующим ученым для стимулирования их научной работы.

Приемники прямого усиления (рис.1.6) получили распространение после изобретения в 1906 г. Л. де Форестом лампового усилительного элемента – триода.



Рис.1.6

На рис.1.6 обозначены:

ВЦ-входная цепь;

УРЧ – усилитель сигналов радиочастоты;

УНЧ – усилитель сигналов низкой частоты.

Основное усиление в таких приемниках обеспечивается на частоте полезного сигнала. В РПрУ прямого усиления с переменной настройкой, т.е. функционирующих в широком диапазоне рабочих частот, все колебательные системы должны синхронно перестраиваться по частоте.

РПрУ прямого усиления обладают следующими основными недостатками:

1. Плохая частотная избирательность по соседнему каналу при использовании одиночных контуров. При использовании многоконтурных резонансных систем приходится решать задачу их синхронной перестройки.

2. Частотная избирательность ухудшается с увеличением частоты полезного сигнала.

3. Зависимость коэффициента передачи усилительного каскада от частоты усиливаемого сигнала. Во-первых, это связано с частотной зависимостью усилительной способности активных элементов:

$$S = \frac{Y_{213}}{\sqrt{1 + (\frac{f}{f_{Y213}})^2}},$$
 (1.6)

где S- крутизна проходной характеристики активного элемента;

 $f_{Y^{219}}$ - граничная частота по крутизне, на которой S по сравнению с низкочастотным значением проводимости прямой передачи  $Y_{219}$  для схемы с общим эмиттером уменьшается на 3 дБ. Необходимо использовать транзисторы, для которых  $f_{Y^{219}} >> f$ .

Во-вторых, это связано с параметрами колебательного контура. Коэффициент передачи каскада равен

$$K = SR_{oe}, \qquad (1.7)$$

где R<sub>о</sub> - эквивалентное резонансное сопротивление колебательного контура:

$$\mathbf{R}_{oe} = \rho \mathbf{Q} \quad . \tag{1.8}$$

Используя (1.2)-(1.4) и (1.7)-(1.8) легко показать, что коэффициент передачи равен

$$K = S\rho Q = \frac{S\rho^2}{r} = \frac{S}{\omega_0^2 C^2 r}.$$

Сопротивление потерь г увеличивается с ростом частоты, поэтому при постоянном значении контурной емкости С коэффициент передачи связан с частотой настройки контура обратной кубичной зависимостью  $K \div 1/\omega_0^3$ . Это означает, что в многодиапазонном приемнике при изменении начальной частоты диапазона в 2 раза за счет изменения индуктивности и неизменной емкости общее усиление всех каскадов уменьшится в 8 раз.

4. Низкая чувствительность из-за невозможности обеспечить большое значение устойчивого коэффициента усиления в связи с риском самовозбуждения каскада.

Первые усилительные элементы обладали не очень высокими качественными показателями, поэтому для увеличения коэффициента передачи необходимо было вводить большое число усилительных каскадов. Стремление уменьшить число каскадов привело к созданию регенеративных приемников, основу которых составляли однокаскадные регенеративные усилители.

Коэффициент передачи одиночного каскада можно увеличить, используя положительную обратную связь (ПОС):

$$\mathbf{K} = \frac{\mathbf{K}_0}{1 - \beta \mathbf{K}_0},\tag{1.9}$$

где K<sub>0</sub> - коэффициент передачи каскада без обратной связи;

β - коэффициент передачи цепи обратной связи.

При βK<sub>0</sub>, стремящемся к единице, коэффициент передачи неограниченно возрастает. Это обстоятельство позволяет значительно повысить усиление. Сдерживающим фактором здесь является стабильность характеристик усилителя и возможность превращения усилителя в генератор. Регулировка усиления достигается изменением глубины ПОС (рис.1.7)



Повысить стабильность характеристик такого способа повышения коэффициента передачи можно в схеме сверхрегенеративного приемника (рис.1.8).



Рис.1.8

Режим работы сверхрегенератора подбирается таким, чтобы при отсутствии сигнала  $U_{fn}$  от дополнительного генератора величина крутизны транзистора была недостаточна для генерации. С помощью сигнала  $U_{fn}$  регенератор с частотой  $f_n$  доводится до состояния, достаточного для генерации во время положительной полуволны за счет увеличения крутизны и появления ПОС, а во время отрицательных полуволн крутизна уменьшается и генерация срывается. В результате возбуждение собственных колебаний становится прерывистым.

Процесс нарастания колебаний зависит от соотношения постоянной времени контура  $\tau_{\kappa}$  и периода колебаний  $T_{\pi} = 1/f_{\pi}$ . При  $\tau_{\kappa} > T_{\pi}/2$  амплитуда

колебаний не успевает достичь максимального уровня (рис.1.9) и в результате амплитуда высокочастотных вспышек оказывается прямо пропорциональной уровню входного сигнала. Чем больше амплитуда входного сигнала, тем больше уровень выходных импульсов. Входной сигнал в данном случае необходим только для управления работой сверхрегенератора. Усиление может достигать до 100000 единиц на один каскад.



Рис.1.9

При  $\tau_{\kappa} < T_n/2$  амплитуда колебаний успевает достичь максимального уровня (рис.1.10) и в результате амплитуда высокочастотных вспышек оказывается постоянной, но их длительность, а, следовательно, и среднее значение выходного тока изменяется в соответствии с изменением амплитуды входного сигнала.



Рис.1.10



Рис.1.9

Цель уменьшения общего числа компонентов при сохранении качественных характеристик была причиной появления рефлексных РПрУ, в которых достаточная чувствительность и громкость звучания обеспечивались благодаря тому, что одни и те же каскады усиливают как сигналы радиочастоты, так и звуковой частоты. Транзисторный вариант рефлексного РПрУ изображен на рис.1.9.

Усиленный радиосигнал подается с коллектора транзистора VT2 через конденсатор C5 небольшой емкости (препятствующей прохождению сигналов звуковой частоты) на транзисторный детектор VT3. Составляющая сигнала

звуковой частоты поступает через цепочку R4,C3 на тот же двухкаскадный усилитель.

Дальнейшее развитие принципов радиоприема и схемотехники РПрУ привело к разработке гетеродинных приемников (рис.1.11). Дополнительными элементами схемы являются:  $\Gamma$  – гетеродин, маломощный генератор высокочастотных колебаний  $f_r$ ; СМ – смеситель, нелинейное устройство, служащее для получения на выходе низкочастотного комбинационного колебания с частотой в соответствии с выражением  $\Omega = f_c - f_r$ . Частота  $f_r$  подбирается такой, чтобы  $\Omega$  принадлежала области звуковых частот.



Рис.1.11

В 1918 году был разработан принцип супергетеродинного приема сигналов, который был реализован в супергетеродинном приемнике (рис.1.12).



Рис.1.12

Супергетеродинные приемники обладают функцией преобразования частоты. Имеются как достоинства так и недостатки таких приемников. К достоинствам можно отнести:

1. Обеспечение высокой избирательности по соседнему каналу как за счет выбора низкой промежуточной частоты  $f_{n_{4}} = f_r - f_c$ , так и за счет применения многоконтурных неперестраиваемых сложных колебательных систем в усилителе промежуточной частоты (УПЧ).

2. Основное усиление обеспечивается в УПЧ на фиксированной частоте в отличие от приемников прямого усиления, к тому же частота эта может быть достаточно низкой.



Рис.1.13

К недостаткам супергетеродинного приемника относится:

1. Наличие побочных каналов приема. Это обусловлено неоднозначностью процесса получения промежуточной частоты. Из рис.1.13 видно, что фиксированному значению  $f_{ny}$  соответствуют две частоты сигнала  $f_c = f_r \pm f_{ny}$ .

При частоте полезного сигнала  $f_c < f_r$  составляющая с частотой  $f_r + f_{rrv}$  называется зеркальным каналом, частота которого рассчитывается по формуле  $f_{_{3\kappa}} = f_c + 2f_{rrv}$ .

При частоте полезного сигнала  $f_c > f_r$  зеркальным каналом называется составляющая с частотой  $f_r - f_{n_q}$ , частота которой рассчитывается по формуле

$$\mathbf{f}_{_{3\mathrm{K}}} = \mathbf{f}_{\mathrm{c}} - 2\mathbf{f}_{_{\Pi\mathrm{Y}}}.$$

Вторым побочным каналом в реальных РПрУ является составляющая сигнала с частотой  $f_c = f_{n_{\rm H}}$ . Этот канал называется прямым и появляется он из-за неидеальности характеристик смесителя в ПЧ. Идеальным смесителем является устройство, реализующее процесс идеального перемножения сигналов. На выходе такого смесителя отсутствуют сигналы с частотами  $f_c$  и  $f_r$ . На практике же на выходе реального смесителя всегда присутствует сигнал с частотой  $f_c$ .

Обязанность подавления зеркального и прямого каналов в супергетеродинном приемнике возлагается на преселектор, куда входит ВЦ и УРЧ.

2. Усложнение схемы приемника.

3. Появление дополнительного возможного источника сигналов помех в виде гетеродина.

Возможны следующие варианты приемника супергетеродинного типа:

1) приемник с многократным преобразованием частоты;

Позволяет достичь лучшей избирательности по основному зеркальному каналу (для первого ПЧ). Недостатком является появление дополнительных зеркальных каналов для каждого преобразователя частоты.

2) инфрадинный приемник;

В этом приемнике частота  $f_{n_{H}}$  выбирается выше максимальной частоты рабочего диапазона.



Рис.1.14

Как видно из рис.1.14, преселектор в этом приемнике может быть выполнен в виде неперестраиваемого ФНЧ, который обеспечит подавление и прямого, и зеркального каналов на любой частоте полезного сигнала  $f_c$  в пределах рабочего диапазона частот  $f_{\text{мин}} \div f_{\text{макс}}$ . Из-за наличия неперестраиваемого широкополосного ФНЧ такие РПрУ называют приемниками с широкополосным преселектором (ШП).

Недостатком ШП является предъявление очень высоких требований к активному усилительному элементу УРЧ по нелинейным характеристикам, так как такое построение приемника приводит к появлению на входе усилителя большого числа сигналов. Частично эта проблема решается заменой широкополосного ФНЧ на несколько неперестраиваемых полосовых фильтров (ПФ) по числу рабочих поддиапазонов. Такие преселекторы называются фильтровыми.

Синхродинный приёмник осуществляет перенос сигналов на частоту  $f_{n_{H}}=0$ , что возможно при  $f_r=f_c$  с точностью до фазы. Такие РПрУ часто называют приемниками прямого преобразования. Как видно из рис.1.15, избирательность по соседнему каналу в этом случае может быть обеспечена выходным ФНЧ с максимальной частотой полосы пропускания, равной максимальной частоте спектра передаваемого сообщения  $\Omega_{\text{макс}}$ . Еще одно очевидное достоинство – отсутствие зеркального и прямого побочных каналов приема.



Рис.1.15

Недостатком являются более высокие требования к линейности ПЧ и необходимость в дополнительной цепи синхронизации гетеродина и полезного сигнала, которая, как правило, не обладает высокой помехоустойчивостью.

Синхронизация гетеродина и полезного сигнала не нужна в приемниках с асинхронным прямым преобразованием частоты сигнала, недостатком которых является более сложная схема ПЧ в связи с необходимостью дополнительной обработки сигналов гетеродина и преобразованного (рис.1.16).



Рис.1.16

## 2 Основные качественные показатели РПУ 2.1 Чувствительность

Основные качественные показатели определяют меру пригодности РПрУ для приема сигналов условиях помех.

Качественная оценка чувствительности – это способность принимать слабые сигналы.

Количественная оценка \_ минимальный ЭТО уровень нормально модулированного сигнала в антенне, необходимой для получения заданной работы воспроизведения и нормальной выходного прибора. верности Нормально модулированный сигнал И характеристики верности воспроизведения определяются применительно к каждой конкретной системе передачи сообщений.

Нормально модулированный сигнал при амплитудной модуляции имеет глубину модуляции m=30%, частоту модулирующего колебания  $\Omega = 1 \kappa \Gamma \mu$ . Нормальная работа ВП соответствует нормальной (стандартной) выходной мощности, равной 0,1 от номинальной. Для радиовещательных приемников нормальная выходная мощность равна 50 и 5 мВт для приемников с номинальной мощностью, соответственно >150 мВт и <150 мВт.

Если не учитывать влияние собственных шумов, то чувствительность РПрУ определяется только усилением. В этом случае говорят, что речь идет о чувствительности, ограниченной усилением.

Все современные РПрУ имеют избыточное усиление, поэтому стандартная выходная мощность может появиться при отсутствии входного сигнала из-за наличия собственных шумов. В этом случае оговаривается требуемое значение отношения сигнал/шум на выходе  $\gamma$  и уточняется, что речь идет о чувствительности, ограниченной шумами.

Если  $\gamma = 1$ , то чувствительность называется предельной.

Если γ=k, где k некоторое заданное число, то чувствительность называется реальной. Для радиовещательных РПрУ k=10.

2.2 Верность воспроизведения

2.2.1 Линейные искажения

Под верностью воспроизведения подразумевается сохранение формы сигнала, соответствующего сообщению. Полученное сообщение на выходе РПрУ может быть искажено из-за отклонения характеристик приемника от идеальных. Искажения бывают линейные и нелинейные.

Линейные искажения вызваны отклонением от идеальных АЧХ и ФЧХ. АЧХ сквозного тракта РПрУ называется характеристикой верности.

Для наглядной оценки линейных искажений используется переходная характеристика, под которой понимают зависимость выходного напряжения от времени при подаче на вход радиосигнала, модулированного сигналом в виде единичной ступенчатой функции. На рис.2.1 представлена примерная форма выходного импульса, характеризующая основные виды искажений: время запаздывания сигнала  $t_3$ , длительность переднего фронта (время нарастания)  $t_{\rm H}$ , длительность заднего фронта (время спада)  $t_{\rm c}$ , максимальный выброс характеристики  $\Delta U$  над установившимся значением  $U_{\rm vcr}$ .



Следует отметить особенность линейных искажений – они не связаны с появлением новых составляющих спектра выходного сигнала.

# 2.2.2 Нелинейные искажения

Нелинейные искажения связаны с появлением в спектре полезного сигнала на выходе РПУ новых составляющих, которые отсутствуют на его входе, и обусловлены исключительно наличием нелинейных участков на вольтамперных характеристиках АЭ.

Появление нелинейных искажений в РПУ приводит к тому, что в дополнение к ограничению уровня полезных сигналов внутренними шумами в области слабых сигналов появляется новый пороговый уровень и в области сильных сигналов. Для обеих областей характерно нарушение линейной зависимости выходного сигнала от величины входного воздействия (рис.2.2).

Нелинейные искажения связаны с проявлением различных нелинейных эффектов. Различают два вида нелинейных эффектов - "грубые" (связаны с явлением отсечки при больших уровнях сигналов) и "тонкие " (обусловлены нелинейностью передаточной характеристики в малосигнальной области).

К "грубым" относятся: эффекты сжатия, блокирования, перекрестная модуляция. К "тонким" относится эффект интермодуляции.

Оценка нелинейных свойств УЗ, основанная на определении области уровней сигнала, в пределах которой УЗ считается линейным, называется динамическим диапазоном (ДД). Фактически ДД определяет протяженность линейного участка амплитудной характеристики УЗ между областями слабого и сильного сигналов, в пределах которого НИ можно пренебречь.

Под количественной оценкой ДД РПУ подразумевают отношение граничных уровней входных воздействий, в пределах которых обеспечивается допустимая потеря информации, содержащейся в полезном сигнале, т.е. это отношение максимального уровня входного сигнала  $U_{\text{вх max}}$ , при котором нелинейные искажения еще равны допустимому значению, к его минимальному уровню  $U_{\text{вх min}}$ , при котором отношение сигнал/шум на выходе тракта равно заданной величине. Иногда минимальный уровень сигнала принимается равным уровню внутренних шумов тракта  $U_{\text{ш}}$ , т.е. отношение сигнал/шум полагается равным единице. Величина  $U_{\text{вх max}}$  для одного и того же устройства может меняться в зависимости от метода оценки нелинейных свойств УЗ и вида нелинейного эффекта.

Максимальный уровень сигнала часто называют пороговым, в связи с чем в зависимости от используемого нелинейного критерия различают порог блокирования, порог интермодуляции n-го порядка и т.д. В качестве минимального уровня в РПУ часто принимают уровень реальной чувствительности  $E_p$ . Различают динамические диапазоны по блокированию, по интермодуляции 2-го и 3-го порядков, по перекрестным искажениям и т.д.



Рис. 2.2. Амплитудная характеристика УЗ

#### 2.2.3 Оценка НИ по характеристикам оператора передачи

Для описания оператора вида y = f(x) в приемно-усилительной технике часто используется степенной ряд:

$$y = Y_0 + K_1 x + K_2 x^2 + K_3 x^3 + \dots + K_i x^i, \qquad (2.1)$$

где  $K_i$  – коэффициенты ряда, х и у - входной и выходной сигналы, соответственно:  $x = U_{BX}$ ,  $y = U_{BMX}$  или  $y = I_{BMX}$ .

На практике используется разновидность разложения (2.1) в виде ряда Тейлора, для которого коэффициенты ряда определяются следующим образом:

 $K_1 = f'(x_0), K_2 = f''(x_0)/2!, K_3 = f'''(x_0)/3!, K_i = f^{(i)}(x_0)/i!$ , где  $x_0$  - точка функции (2.1), относительно которой осуществляется разложение.

Существуют различные критерии оценки нелинейных свойств усилительных устройств.

К односигнальным, т.е. определяемым при односигнальном входном воздействии, критериям относятся:

- коэффициент гармоник К<sub>г</sub>;

- коэффициент сжатия (расширения) К<sub>сж</sub>.

Формирование составляющих, характеризующих искажения полезного сигнала этого типа происходит следующим образом. Подставим в (2.1)  $U_{\text{вх}} = U_{\text{mc}} \cos \omega_{\text{c}} t$ , при этом будем учитывать только квадратичный и кубичный члены ряда:

$$U_{BbIX} = Y_0 + K_1 U_{mc} \cos\omega_c t + K_2 (U_{mc} \cos\omega_c t)^2 + K_3 (U_{mc} \cos\omega_c t)^3 =$$

$$= K_1 U_{mc} \cos\omega_c t + \frac{K_2 U_{mc}^2}{2} [1 + \cos(2\omega_c t)] + \frac{K_3 U_{mc}^3}{2} \cos\omega_c t [1 + \cos(2\omega_c t)] =$$

$$= (Y_0 + \frac{K_2 U_{mc}^2}{2}) + (K_1 U_{mc} + \frac{3}{4} K_3 U_{mc}^3) \cos\omega_c t + \frac{K_2 U_{mc}^2}{2} \cos(2\omega_c t) + \frac{K_3 U_{mc}^3}{4} \cos(3\omega_c t) =$$

$$= (Y_0 + \Delta Y_0) + (K_1 U_{mc} + U_{cw}) + U_{f2} + U_{f3}.$$
(2.6)

Наличие нелинейных членов ряда вызывает изменение уровня постоянной составляющей  $\Delta Y_0$ , уровня полезного сигнала  $U_{cm}$  и появление новых составляющих с частотами кратными частоте полезного сигнала  $U_{f2}$  и  $U_{f3}$ . Коэффициент искажений любого вида оцениваются по следующей общей формуле:

$$K_{\mu c \kappa} = \frac{U_{\mu c \kappa}}{U_{c B \cup X}},$$

где U<sub>иск</sub> - амплитуда составляющей искажений соответствующего вида;

 $U_{c B b b x} = K_1 U_{mc}$  - амплитуда составляющей полезного сигнала (первая гармоника) на выходе, присутствующая в виде линейного члена степенного ряда.

Гармонические искажения могут оценивать с помощью общего коэффициента гармоник для всех новых составляющих, появившихся в спектре выходного сигнала:

$$K_{r} = \frac{\sqrt{U_{f2}^{2} + U_{f3}^{2} + ... + U_{fn}^{2}}}{U_{f1}},$$
(2.7)

а также с помощью частных коэффициентов гармоник, учитывающих появление конкретных гармонических составляющих сигнала, например второй и третьей:

$$K_{r2} = \frac{U_{f2}}{U_{f1}};$$
(2.8)

$$K_{r3} = \frac{U_{f3}}{U_{f1}}.$$
 (2.9)

Из (2.6) для коэффициентов второй и третьей гармоник в соответствии с (2.8)-(2.9) можно записать

$$K_{r2} = \frac{1}{2} \frac{K_2}{K_1} U_{mc}; \qquad (2.10)$$

$$K_{r3} = \frac{1}{4} \frac{K_3}{K_1} U_{mc}^2.$$
 (2.11)

Коэффициент сжатия (компрессии) или расширения - отношение составляющей  $U_{c\pi}$ , появляющейся в выходном сигнале на частоте полезного сигнала, к амплитуде полезного сигнала. Этот эффект проявляется в изменении коэффициента передачи под воздействием самого сигнала  $U_{mc}$  за счет нелинейности передаточной характеристики в сторону увеличения при  $K_3 > 0$  или в сторону уменьшения при  $K_3 < 0$ . Из (2.6) получим для коэффициента сжатия

$$K_{c\pi} = \frac{U_{c\pi}}{K_1 U_{mc}} = \frac{3K_3 U_{mc}^3}{4K_1 U_{mc}} = \frac{3K_3 U_{mc}^2}{4K_1}.$$
 (2.12)



Рис. 2.3. Составляющие выходного спектра при двухтоновом входном сигнале.

К двухсигнальным, т.е. определяемым при бигармоническом входном тестовом сигнале, относятся:

- коэффициенты интермодуляции различных порядков (например, второго K<sub>11</sub> и третьего K<sub>21</sub> порядков);

- коэффициент перекрестных искажений К<sub>пер</sub>;

- коэффициент блокирования К<sub>бл</sub>.

Эффект интермодуляции проявляется в появлении в выходном спектре комбинационных колебаний, отсутствующих на входе, при многосигнальном входном воздействии. Коэффициент интермодуляции - это отношение амплитуды комбинационных колебаний  $U_{mn}$  в выходном сигнале с частотами вида  $mf_1 \pm nf_2$  при двухсигнальном входном воздействии  $U_{Bx} = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t$  (рис.2.3) к амплитуде полезного сигнала в отсутствие интермодуляционных помех:

$$K_{mn} = \frac{U_{mn}}{K_1 U_{mc}}.$$
(2.13)

Под порядком продукта интермодуляции понимают абсолютное значение суммы коэффициентов m и n:

$$i = |m| + |n|$$
. (2.14)

Различают коэффициенты интермодуляции 2-го и 3-го порядков, для которых, соответственно,  $U_{mn} = U_{11} = K_2 U_{Bx}^2$  (m=1, n=1) и  $U_{mn} = U_{21} = K_3 U_{Bx}^3$  (m=2, n=1):

$$K_{11} = \frac{K_2 U_{BX}^2}{K_1 U_{mc}} = \frac{U_{11}}{K_1 U_{mc}},$$
(2.15)

$$K_{21} = \frac{K_3 U_{BX}^3}{K_1 U_{mc}} = \frac{U_{21}}{K_1 U_{mc}}.$$
 (2.16)

Формирование комбинационных составляющих  $U_{11}$  и  $U_{21}$  происходит следующим образом. Подставим в (2.2)  $U_{BX} = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t$ , при этом будем учитывать только квадратичный и кубичный члены ряда:

$$K_{2}U_{Bx}^{2} = K_{2}(U_{1}\cos\omega_{1}t + U_{2}\cos\omega_{2}t)^{2} =$$

$$= K_{2}(U_{1}^{2}\cos^{2}\omega_{1}t + U_{2}^{2}\cos^{2}\omega_{2}t + 2U_{1}U_{2}\cos\omega_{1}t \cdot \cos\omega_{2}t),$$

$$K_{3}U_{Bx}^{3} = K_{3}(U_{1}\cos\omega_{1}t + U_{2}\cos\omega_{2}t)^{3} = K_{3}(U_{1}^{3}\cos^{3}\omega_{1}t + U_{2}^{3}\cos^{3}\omega_{2}t +$$

$$+ 3U_{1}^{2}\cos^{2}\omega_{1}t \cdot U_{2}\cos\omega_{2}t + 3U_{1}\cos\omega_{1}t \cdot U_{2}^{2}\cos^{2}\omega_{2}t).$$
(2.17)
$$(2.17)$$

Преобразуя произведения тригонометрических функций в суммы и учитывая, что  $\cos^2 \omega t = (1 + \cos 2\omega t)/2$ , можно записать для комбинационных составляющих:

$$K_2 U_{BX}^2 \to U_{11} = K_2 U_1 U_2 \cos(\omega_1 \pm \omega_2) t,$$
 (2.19)

$$K_{3}U_{Bx}^{3} \to U_{21} = \frac{3}{4}K_{3}\left[U_{1}^{2}U_{2}\cos(2\omega_{1}\pm\omega_{2})t + U_{1}U_{2}^{2}\cos(\omega_{1}\pm2\omega_{2})t\right].$$
(2.20)

При выполнении равенства  $U_1 = U_2 = U_{mc}$ , что справедливо для широкополосных устройств, получим для коэффициентов интермодуляции 2-го и 3-го порядков соответственно

$$K_{11} = \frac{U_{11}}{K_1 U_{mc}} = \frac{K_2}{K_1} U_{mc}, \qquad (2.21)$$

$$K_{21} = \frac{U_{21}}{K_1 U_{mc}} = \frac{3K_3}{4K_1} U_{mc}^2.$$
(2.22)

Коэффициент блокирования - это отношение составляющей  $U_{\delta n}$ , появляющейся в выходном сигнале на частоте полезного сигнала при наличии помехи, к амплитуде полезного сигнала при отсутствии помехи. Этот эффект проявляется в изменении коэффициента передачи полезного сигнала под воздействием мешающего сигнала помехи за счет нелинейности передаточной характеристики. Составляющая  $U_{\delta n}$  также формируется в кубичном члене ряда (2.2) при  $U_{Bx} = U_c + U_n = U_{mc} \cos \omega_c t + U_{mn} \cos \omega_n t$ . Из четвертого слагаемого в скобках (2.18) получим

$$\begin{split} & K_3 U_{\text{BX}}^3 \rightarrow U_{\delta\pi} = 3K_3 U_{\text{mc}} \cos \omega_c t \cdot U_{\text{mn}}^2 \cos^2 \omega_n t = \\ & = 3K_3 U_{\text{mc}} U_{\text{mn}}^2 \cos \omega_c t \cdot (1/2) \cdot (1 + \cos 2\omega_n t) \equiv \frac{3}{2} K_3 U_{\text{mc}} U_{\text{mn}}^2 \cos \omega_c t \,. \end{split}$$

На основании этого выражения для коэффициента блокирования запишем

$$K_{\delta\pi} = \frac{U_{\delta\pi}}{K_1 U_{mc}} = \frac{3K_3 U_{mc} U_{m\pi}^2}{2K_1 U_{mc}} = \frac{3K_3 U_{m\pi}^2}{2K_1}.$$
 (2.23)

Характерной особенностью коэффициента блокирования является его независимость от амплитуды полезного сигнала. Следует обратить внимание на отличие коэффициента блокирования, который является многосигнальным

параметром, от коэффициента сжатия, который является односигнальным параметром.

Явление переноса модуляции помехи на несущую полезного сигнала перекрестной модуляцией, называется а искажения такого вида перекрестными искажениями. Составляющая U<sub>nep</sub> также формируется в кубичном члене ряда (2.2). При наличии АМ полезного сигнала и помехи с глубинами модуляции соответственно m<sub>c</sub> И m<sub>π</sub>  $U_{\rm px} = U_{\rm mc} [1 + m_{\rm c} \cos\Omega_{\rm c} t] \cos\omega_{\rm c} t + U_{\rm mn} [1 + m_{\rm m} \cos\Omega_{\rm m} t] \cos\omega_{\rm n} t .$  If  $H_{\rm m}$ четвертого слагаемого В скобках (2.18) для сигнала искажений получим

$$\begin{split} & K_3 U_{BX}^3 \rightarrow U_{\Pi ep} = 3K_3 U_{mc} \left[1 + m_c \cos\Omega_c t\right] \cos\omega_c t \cdot U_{m\Pi}^2 \left[1 + m_{\Pi} \cos\Omega_{\Pi} t\right]^2 \cos^2 \omega_{\Pi} t = \\ & = 3K_3 U_{mc} \cos\omega_c t \cdot U_{m\Pi}^2 \left[1 + 2m_{\Pi} \cos\Omega_{\Pi} t + m_{\Pi}^2 \cos^2 \Omega_{\Pi} t\right] \cdot (1/2) \cdot (1 + \cos 2\omega_{\Pi} t) \equiv \\ & \equiv \frac{3}{2} K_3 U_{mc} (1 + 2m_{\Pi} \cos\Omega_{\Pi} t) U_{m\Pi}^2 \cos\omega_c t \equiv 3K_3 m_{\Pi} U_{mc} U_{m\Pi}^2 \cos\Omega_{\Pi} t. \end{split}$$

Составляющая полезного сигнала в этом случае равна

 $K_1 U_{mc} \rightarrow K_1 U_{mc} [1 + m_c \cos \Omega_c t] \cos \omega_c t \equiv K_1 U_{mc} m_c \cos \Omega_c t.$ 

В результате для коэффициента перекрестных искажений можно записать

$$K_{nep} = \frac{U_{nep}}{K_1 U_{mc}} = \frac{3K_3 m_{\pi} U_{mc} U_{m\pi}^2}{K_1 m_c U_{mc}} = \frac{3K_3 m_{\pi} U_{m\pi}^2}{K_1 m_c}.$$
 (2.24)



Рис. 2.4. Графическое представление НИ

### 2.2.4 Графическое представление НИ

Часто используется графическое представление нелинейных свойств УЗ. Это связано с тем, что в логарифмическом масштабе все зависимости для  $K_1U_{mc}$ ,  $U_{11}$ ,  $U_{21}$ , описываемые соответствующими им членами ряда (2.2) 1-й, 2-й и 3-й степени, являются прямыми линиями с наклонами 45°, 60°, 71,5° или 10, 20, 30 дБ на каждые 10 дБ входного сигнала соответственно (рис.2.4):

$$20 \lg U_{c B b I X} = 20 \lg (K_1 U_{mc})$$
  

$$20 \lg U_{11} = 20 [2 \lg (K_2 U_{mc})]$$
  

$$20 \lg U_{21} = 20 [3 \lg (K_3 U_{mc})]$$

Уровень сигналов в логарифмических единицах обычно отсчитывается относительно некоторого фиксированного значения. Для мощности сигнала в качестве такого уровня можно использовать мощность, равную 1 мВт = 0,001 Вт; а для напряжения - 1 мкВ:

$$U[дБмкB] = 20 lg \left(\frac{U[B]}{10^{-6}}\right) = 20 lg(U[мкB]),$$
$$P[дБм] = 10 lg \left(\frac{P[BT]}{10^{-3}}\right) = 10 lg(P[мBT]).$$

Это позволяет простыми графическими построениями производить расчеты динамических диапазонов по сжатию, по интермодуляции и т.д. На рис.2.4 линии для продуктов интермодуляции  $U_{11}$  и  $U_{21}$  продлевают до пересечения в точках С и В с продленной линией для  $K_1U_{mc}$ . Образуются так



Рис. 2.5. Определение точек пересечения 2-го (а) и 3-го (б) порядка

называемые точки пересечения (IP), соответственно, второго (IP2) и третьего (IP3) порядков. Точки пересечения соответствуют уровням сигналов на входе, при которых соответствующие коэффициенты интермодуляции были бы равны единице. Точка А, соответствующая отклонению от линейного участка амплитудной характеристики на 1 дБ, при односигнальном воздействии называется точкой компрессии (СР). В случае двухсигнального воздействия аналогичное изменение полезного сигнала на 1 дБ возможно и при отсутствии эффекта компрессии. Оно имеет место при некотором уровне входного сигнала называемом порогом блокирования. Вхолной помехи сигнал.  $U_{non}$ , соответствующий точке компрессии, и порог блокирования определяют границу практически линейной части амплитудной характеристики усилителя. Основные соотношения, характеризующие нелинейные свойства усилителя, легко установить из рис.2.5. Принимаем, что ОД - это значение U<sub>mc</sub>, вызывающее искажения  $U_{11}$  или  $U_{21}$ ; ОД<sup> $\prime$ </sup> - это  $U_{11}$  или  $U_{21}$ ; ОБ - это  $U_{IP}$  (IP2 или IP3); O'A' - интервал (IMA), отделяющий уровни продуктов интермодуляции (IMP)  $U_{11}$  и  $U_{21}$  от уровня основного сигнала  $U_{mc}$ : IMAN = (U<sub>mc</sub> – IMPN) для продуктов интермодуляции N-го порядка. Для рис.2.5,6 можно записать: так как AB = OA/2, то A'B' = O'A'/2 и, следовательно,  $OE = O\Pi + A'E' = O\Pi + O'A'/2$ , а также  $OE = 1,5O'A' + O\Pi'$ .

Все сказанное позволяет записать следующие основные соотношения:

$$U_{IP3} = 0,5IMA3 + U_{mc}, дБмкВ;$$
 (2.16)

$$U_{IP3} = 1,5IMA3 + U_{21},$$
дБмкВ; (2.17)

IMA3 = 
$$U_{mc} - U_{21}$$
, дБ; (2.18)

$$U_{IP3} = 0,5(3U_{mc} - U_{21}),$$
 дБмкВ. (2.19)

Если в качестве нижней границы принять уровень собственных шумов  $U_{\rm m}$ , т.е.  $U_{21} = U_{\rm m}$ , то IMA3 представляет собой динамический диапазон по интермодуляции 3-го порядка:

$$ДД3 = (2/3)(U_{IP3} - U_{III}), дБ;$$
 (2.20)

а максимальный входной сигнал представляет собой уровень потери чувствительности за счет интермодуляционных помех 3-го порядка

$$U_{ДД3} = (U_{III} + 2U_{IP3})/3,$$
дБмкВ. (2.21)

Для рис.2.5,а можно записать следующие соотношения: так как AB = OA, то A'B' = O'A' и, следовательно,  $OB = O\Box + A'B' = O\Box + O'A'$  и  $OB = O'A' + O\Box'$ . Это позволяет установить, что:

$$U_{IP2} = IMA2 + U_{mc}, дБмкВ;$$
 (2.22)

$$U_{IP2} = 2IMA2 + U_{11}, \quad дБмкВ;$$
 (2.23)

IMA2 = 
$$U_{mc} - U_{11}$$
, дБ; (2.24)

$$U_{IP2} = 2U_{mc} - U_{11}, \quad дБмкB.$$
 (2.25)

Если U<sub>11</sub> = U<sub>ш</sub>, то IMA2 представляет собой динамический диапазон по интермодуляции 2-го порядка:

$$ДД2 = (1/2)(U_{IP2} - U_{III}), дБ;$$
 (2.26)

а максимальный входной сигнал представляет собой уровень потери чувствительности за счет интермодуляционных помех 2-го порядка

$$U_{ДД2} = (U_{III} + U_{IP2})/2, \quad дБмкВ.$$
 (2.27)

Динамический диапазон по блокированию равен

$$ДД_{6\pi} = U_{\pi 0 p} - U_{\mu \mu}), \quad дБ.$$
 (2.28)

Для интермодуляции N-го порядка справедливы следующие соотношения:

$$U_{IPN} = IMAN \cdot N/(N-1) + U_{N-1,1},$$
дБмкВ; (2.29)

ДДN = 
$$[(N-1)/N](U_{IPN} - U_{III}), дБ.$$
 (2.30)

### 2.3 Частотная селективность (избирательность)

Качественная оценка – мера способности выделять полезный сигнал из множества других.

Различают односигнальную и многосигнальную (эффективную) избирательность.

Односигнальная избирательность определяется при подаче на вход только одного сигнала помехи, а количественной оценкой служит коэффициент избирательности или степень подавления помехи при расстройке по формуле (рис.2.6):

$$S = \frac{K_0}{K}$$

где К<sub>0</sub> - коэффициент передачи на частоте резонанса;

К - коэффициент передачи на частоте помехи.



Рис.2.6

Многосигнальная избирательность (эффективная) определяется при наличии нескольких сигналов на входе РПрУ (обычно достаточно двух). Из-за нелинейности характеристик усилительных элементов в этом случае начинают проявляться нелинейные эффекты: интермодуляция, перекрестная модуляция, блокирование и т.д. Количественная оценка эффективной избирательности определяется как степень подавления помехи при расстройке и заданной величине коэффициента нелинейных искажений конкретного вида. Например: эффективная избирательность по интермодуляции определяется при заданном коэффициенте интермодуляции соответствующего порядка, эффективная избирательность по перекрестным коэффициенте блокирования, эффективная избирательность по перекрестным искажениям определяется при заданном коэффициенте перекрестных искажений и т.д.

Измерение многосигнальной избирательности вместо односигнальной связано с постоянно усложняющейся ЭМС в точке приема. Выражается это в присутствии на входе РПУ группового сигнала, состоящего из большого числа интенсивных колебаний с различными амплитудами и частотами. В результате эффектов реальная нелинейных характеристика проявления частотной избирательности оказывается значительно хуже. Кроме областей с ослабленной линейной избирательностью она дополняется областями с ослабленной избирательностью (рис.2.7). Повышение нелинейной линейности или расширение динамического диапазона УЗ способствует решению проблемы ЭМС радиоэлектронной аппаратуры.



Рис. 2.7. Характеристика двухсигнальной избирательности РПУ

Все чаще основные параметры РПрУ такие как чувствительность и частотная избирательность измеряются в условия проявления нелинейных эффектов. Для

этой цели можно использовать модифицированное отношение сигнал/шум - показатель SINAD (SIgnal-Noise-And-Distortion):

SINAD = 
$$\frac{\text{SND}}{\text{ND}} = \sqrt{1 + \frac{U_c^2}{U_{III}^2 + U_{HCK}^2}},$$

где SND (Signal-Noise-Distortion) – сумма полезного сигнала, шума и искажений;

ND (Noise-And-Distortion) - сумма шума и искажений.

Измерения проводятся при заданном значении показателя (обычно 12 дБ или 20 дБ). Избирательность определяется отношением уровня мешающего сигнала или сигналов, уменьшающих значение показателя SINAD на 6 дБ, к уровню полезного сигнала, при котором SINAD = 12 дБ

### 3 Помехи радиоприему

#### 3.1 Классификация радиопомех

Помехой является любое воздействие, искажающее факт приема. Электромагнитной помехой является постороннее электромагнитное колебание. Радиопомеха - электромагнитная помеха в диапазоне радиочастот.

1. По месту происхождения различают помехи:

- атмосферные;
- индустриальные;
- излучение сторонних станций;
- космические;
- внутренние.

Атмосферные помехи обусловлены электрическими разрядами в атмосфере. Неслучайно первое радиоприемное устройство А.С. Попова называлось грозоотметчиком. Ежесекундно в атмосфере нашей планеты происходит до 100 грозовых разрядов. Спектральная плотность атмосферных помех может быть рассчитана по формуле

$$S(\omega) = \frac{E_{\pi}}{\pi \omega},$$

где Е<sub>п</sub> - напряженность поля помехи.

Индустриальные или промышленные помехи излучаются при работе различного рода электроустановок: электродвигателей, пусковых механизмов, электросварочных аппаратов и т.д.

Излучение сторонних станций – излучение всех радиопередающих устройств, которые способны помешать приему полезного сигнала.

Космические помехи связаны с излучениями небесных тел: солнца, луны, звезд, комет и т.д.

Внутренние помехи связаны с наличием внутренних собственных шумов пассивных и активных (усилительных) элементов, фона от источника питания и наводок.

На рис. 3.1 представлены примерные частотные зависимости напряженностей полей внешних помех. Графики пересчитаны к полосе пропускания 1 кГц. На рисунке обозначено: 1 - средний уровень атмосферных помех днем; 2 - ночью; 3 - средний уровень промышленных помех в городе; 4 - уровень космических помех; 5 – собственные шумы РПрУ.

2. По характеру действия на прием помехи делятся на:

- пассивные;
- активные.

Пассивные помехи обусловлены особенностями распространения радиоволн в атмосфере: замирания, радиоэхо и т.д.

Активные помехи создают появление э.д.с. на входе и элементах РПрУ.

- 3. По характеру воздействия на тракт различают помехи:
  - мультипликативные;
  - аддитивные.



Мультипликативные помехи изменяют коэффициент передачи тракта для полезного сигнала и при отсутствии полезного сигнала не проявляются. Действие мультипликативных помех основано на перемножении с полезным сигналом, в результате чего изменяется уровень полезного сигнала в точке приема.

Эффект перемножения характерен и для более сложных нелинейные эффектов в атмосфере. Например, для сигналов не очень большой мощности две радиоволны распространяются через одну и ту же область ионосферы независимо друг от друга, ионосфера является линейной средой. Для мощных радиоволн диэлектрическая проницаемость и проводимость ионосферы начинают зависеть от напряжённости поля распространяющейся волны. Нарушается линейная связь между электрическим током и полем Е. Нелинейность ионосферы может проявляться в виде перекрёстной модуляции сигналов и в изменении глубины модуляции сигнала, отражённого от ионосферы.

Ионосферный слой содержит большое число неоднородных образований различного размера, которые находятся в постоянном движении и изменении, рассасываясь и возникая вновь. Вследствие этого в точку приёма, кроме основного отражённого сигнала, приходит множество рассеянных волн (рис.3.2), сложение которых приводит к замираниям – хаотическим изменениям сигнала.

Все сказанное можно характеризовать как изменение коэффициента передачи канала связи к входу РПрУ.



Рис. 3.2. Рассеяние радиоволн на неоднородностях ионосферы

Действие аддитивных помех заключается в простом суммировании с полезным сигналом и проявляется также и при его отсутствии. К ним можно отнести шумы, импульсные помехи.

4. По структуре различают помехи:

- квазигармонические или сосредоточенные по спектру;
- квазиимпульсные или сосредоточенные по времени;
- гладкие.

Если напряжение на выходе РПрУ от предыдущего импульса не успело исчезнуть к моменту прихода следующего импульса, то помеха считается гладкой. Если к тому же это некоторая хаотическая последовательность (невозможно выделить период повторения импульсов), то помеха называется флуктуационной. Импульсная помеха отличается большим временным интервалом между соседними импульсами. У гладких помех интервалы между импульсами не выделяются.

# 3.2 Способы описания внутренних шумов

Внутренние шумы связаны с тепловым движением электронов, среднее время между столкновениями которых  $t = 10^{-13}$  сек. Спектр каждого такого элементарного импульса содержит составляющие с равной амплитудой до частоты  $f = 1/t = 10^{13} \Gamma$ ц, т.е. охватывает практически весь радиочастотный диапазон.

Мощность шумового сигнала может быть рассчитана по формуле
$$P_{III} = S \cdot \Delta f$$
,

где S - спектральная плотность мощности шума;

Δf - анализируемая полоса частот.

Существует два основных способа описания внутренних шумов, различающиеся по методике расчета спектральной плотности шума:

1. Метод спектральных функций (характеристик).

2. Статистический вероятностный метод.

В методе спектральных функций распределение энергии сигнала по частоте

$$N_s = \frac{d\Theta}{d\omega}$$

В соответствии с теоремой Парсеваля энергия сигнала

$$\Theta = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\infty} G^{2}(\omega) d\omega ,$$

тогда спектральная плотность мощности колебания при длительности колебания T = ∞

$$S = \lim_{\underline{T \to \infty}} \frac{\vartheta}{T}$$

ИЛИ

$$S = \lim_{T \to \infty} \frac{G^2(\omega)}{2\pi T},$$

где

$$\mathbf{G}(\boldsymbol{\omega}) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{U}(t) e^{-j\boldsymbol{\omega}t} dt;$$

G(ω) - спектральная функция, представляющая собой огибающую амплитуд составляющих спектра шума;

U(t) - исходный шумовой сигнал (рис.3.3).

Спектральная плотность мощности колебания характеризует распределение мощности по частоте и часто называется энергетическим спектром.



Рис.3.3

Недостатком метода спектральных функций является отсутствие аналитического выражения для U(t).

Статистический вероятностный метод основан на том, что наиболее распространенными являются случайные процессы с нормальным законом распределения плотности вероятности (законом Гаусса):

$$p = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp(-\frac{(U-\overline{U})^2}{2\sigma^2}),$$

где  $\overline{U}$  - математическое ожидание (среднее арифметическое) случайной величины U;

 $\sigma^2$  - дисперсия или среднее значение квадрата центрированной случайной величины (U(t)-  $\overline{U}$ ), представляет собой мощность отклонения шумового процесса от среднего значения на сопротивлении 1 Ом.

В нашем случае среднее значение шума равно нулю, а это означает, что дисперсия представляет собой мощность шумового процесса:  $\sigma^2 = \overline{U_{\rm m}^2}$ .

В соответствии с распределением Рэлея для амплитуды огибающей шумового процесса

w=
$$\frac{U}{\overline{U_{III}^2}}exp(-\frac{U^2}{2\overline{U_{III}^2}})$$

наиболее вероятными являются значения огибающей, равные среднеквадратическому значению  $\sqrt{U_{\rm m}^2}$ , т.е.  $\sigma$  (рис.3.4).

Энергетический спектр связан с дисперсией соотношением

$$\sigma^2 = \int_{-\infty}^{\infty} Sd\omega.$$

На основании всего сказанного можно определить спектральную плотность как



 $S = \frac{dU_{III}^2}{C}$ 

Рис.3.4

Как известно, случайное колебание с энергетическим спектром, не зависящим от частоты в полосе от нуля до бесконечности, принято называть "белым" шумом. Спектральная плотность "белого" шума равна минимально возможной мощности шума в полосе 1 Гц

$$S = kT$$
,

где  $k = 1,38^{-23}$  дж / К - постоянная Больцмана,

Т – абсолютная температура по шкале Кельвина.

Так как полоса пропускания любого реального РПУ ограничена, то шумы на входе РПУ можно с большой степенью точности считать "белыми".

Для очень высоких частот можно учитывать квантовую природу теплового излучения и рассчитывать спектральную плотность по уточненной формуле

$$S = \frac{hf}{exp(\frac{hf}{kt} - 1)} ,$$

где  $h = 6,62^{-34}$  дж / сек - постоянная Планка.

Практически же во всём радиочастотном диапазоне при комнатной температуре hf<<kT, поэтому справедлива формула S=kT.

## 3.3 Шумы сопротивлений

Эквивалентные шумовые схемы активных сопротивлений и активных проводимостей выглядят, как показано на рис.3.5. Сопротивление считается идеальным, а для учета собственных шумов последовательно с ним включается источник шумового напряжения. В случае проводимости шумы учитываются в виде дополнительного источника шумового тока, включенного параллельно проводимости.



Рис.3.5

Рассмотрим схему, представленную на рис.3.6, и рассчитаем мощность шума, выделяемую на сопротивлении нагрузки.

Шумовой ток, протекающий в последовательной цепи равен

$$i_{IIIH} = \frac{e_{III}}{R + R_{H}}$$

а мощность в нагрузке



Рис.3.6

При одинаковых значениях сопротивлений  $R = R_{\rm H}$  мощности, выделяемые на обоих сопротивлениях, тоже равны. Получаемая в этом случае от источника мощность называется номинальной или располагаемой, она определяются в соответствии с выражением

$$P_{\text{III}\,\text{max}} = \frac{e_{\text{III}}^2}{4R}$$

Последнее выражение позволяет определить квадрат шумовой э.д.с. как

 $e_{\rm III}^2 = 4P_{\rm III\,max}R \ .$ 

Если считать, что анализируемый шумовой процесс представляет собой "белый" шум, спектральная плотность которого, как известно, равна S = kT, то в заданной полосе частот

$$P_{\text{III}\,\text{max}} = S\Delta f = kT\Delta f$$

Тогда выражение для квадрата шумовой э.д.с. источника можно записать в виде известной формулы Найквиста:

$$e_{iii}^2 = 4kTR\Delta f$$
.

Следует отметить, что мощность шума, передаваемая в согласованную нагрузку (при  $R = R_{H}$ ) от любого источника тепловых шумов, не зависит от значения сопротивлений.

При наличии рассогласования (  $R \neq R_{H}$ ) мощность в нагрузке

 $P_{III} = P_{III max} q$ ,

откуда коэффициент рассогласования

$$q = \frac{P_{III}}{P_{III max}} = \frac{e_{III}^2 R_{IH}}{(R + R_{IH})^2} \frac{4R}{e_{III}^2} = \frac{4RR_{IH}}{(R + R_{IH})^2}.$$

Тогда

$$P_{\rm III} = P_{\rm III \, max} q = \frac{4kTR\Delta f}{\left(R + R_{\rm H}\right)^2} R_{\rm H}.$$

В случае активной проводимости по формуле Найквиста можно рассчитать квадрат шумового тока активной проводимости (рис.3.5,б)

$$i_{III}^2 = 4kTG\Delta f$$
.

Если шумящих сопротивлений несколько (рис.3.7), то каждое представляется в виде последовательного соединения идеального сопротивления и источника шумовой э.д.с.



Рис.3.7

При одинаковой температуре сопротивлений эквивалентные шумы такой цепи можно рассчитать по формуле

$$e_{III\Sigma} = \sqrt{\sum_{i=1}^{n} e_{IIIi}^2} = 4kTR\Delta f$$
,

где  $R = \sum_{i=1}^n R_i$  .

При различных температурах сопротивлений получаем:

$$e_{\mu 1}^2 = 4RT_1R_1\Delta f; \quad e_{\mu 2}^2 = 4kT_2R_2\Delta f; \quad e_{\mu 3}^2 = 4kT_3R_3\Delta f,$$

тогда

$$e_{\mu\nu\Sigma}^2 = e_{\mu\nu1}^2 + e_{\mu\nu2}^2 + e_{\mu\nu3}^2 = 4kT_3R\Delta f$$
,

где

$$T_{3} = \frac{T_{1}R_{1}}{R} + \frac{T_{2}R_{2}}{R} + \frac{T_{3}R_{3}}{R}$$

эффективная шумовая температура, до которой необходимо нагреть все резисторы, чтобы рассчитанные шумы равнялись реальным.

Широко используется понятие относительной шумовой температуры, под шумовой температуры которой понимают отношение К температуре Очень часто температура окружающей окружающей среды. среды приравнивается к комнатной (стандартной) температуре T<sub>o</sub> = 293°K. На основании сказанного для относительной эффективной шумовой температуры можно записать

$$t_{\mathfrak{I}} = \frac{T_{\mathfrak{I}}}{T_{\mathfrak{O}}}.$$

#### 3.4 Шумы антенны

На выходе антенны присутствуют собственные тепловые шумы сопротивления потерь антенны R<sub>п</sub> и шумы, обусловленные наличием внешних шумовых излучений атмосферы, космоса и т.д. Эквивалентная шумовая схема антенны представляется в соответствии с рис.3.7. Один источник шумового напряжения представляет тепловые шумы сопротивления потерь антенны:

$$e_{\mu\mu}^2 = 4kTR_{\mu}\Delta f$$
.

Второму источнику приписывают шумы антенны, возникшие в результате приема внешних шумовых излучений:

$$e_{\mu\nu\sigma}^2 = 4kT_{\nu\sigma\sigma}R_{\nu\sigma\sigma}\Delta f$$

где R<sub>изл</sub> - сопротивление излучения антенны;

T<sub>изл</sub> - шумовая температура сопротивления излучения, до которой следует нагреть сопротивление, равное сопротивлению излучения антенны, чтобы его шумы были равны шумам антенны, возникающим за счет приема внешних шумовых излучений. Количественная оценка T<sub>изл</sub> зависит от диаграммы направленности антенны.

Результирующие шумы антенны равны:

$$U_{\rm mA}^2 = 4kT_A R_A \Delta f$$
,

где  $R_A = R_{\Pi} + R_{_{H3\Pi}};$  $T_A = \frac{TR_{\Pi}}{R_A} + \frac{T_{_{H3\Pi}}R_{_{H3\Pi}}}{R_A} - эффективная шумовая температура антенны.$ 

3.5 Шумы колебательного контура

В общем виде формула, полученная Найквистом выглядит следующим образом:

$$e_{III}^2 = 4kT \int_{f_1}^{f_2} Re Z(f) df$$



Рис.3.8

Реактивные элементы при отсутствии в них активных потерь не шумят. В соответствии с формулой Найквиста для оценки шумов колебательного контура (рис.3.8) необходимо найти действительную часть его полного комплексного сопротивления:

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{j\omega L} + j\omega C + \frac{1}{R_{oe}}} = \frac{1}{\frac{1 - \omega^2 LC}{j\omega L} + \frac{1}{R_{oe}}} = \frac{j\omega LR_{oe}}{R_{oe}(1 - \omega^2 LC) + j\omega L} = \frac{j\omega LR_{oe}[R_{oe}(1 - \omega^2 LC) - j\omega L]}{R_{oe}^2(1 - \omega^2 LC)^2 + \omega^2 L^2}.$$

Введем следующие обозначения:  $Q = \frac{R_{oe}}{\rho}$ ;  $\rho = \omega_0 L$ ;  $\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$ , тогда

$$Z = \frac{\omega^{2} L^{2} R_{oe}}{R_{oe}^{2} (1 - \omega^{2} LC)^{2} + \omega^{2} L^{2}} + jb;$$
  

$$Re(Z) = \frac{R_{oe}}{1 + \frac{R_{oe}^{2} (1 - \omega^{2} LC)^{2}}{\omega^{2} L^{2}}} = \frac{R_{oe}}{1 + \frac{R_{oe}^{2}}{\omega^{2} L^{2}} \left(1 - \frac{\omega^{2}}{\omega_{0}^{2}}\right)^{2}} = R_{oe} \frac{1}{1 + \xi^{2}}$$

где  $\xi = Q\left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}\right)$  - обобщенная расстройка контура;

а дробь  $\left(\frac{1}{1+\xi^2}\right)$  представляет собой квадрат коэффициента передачи.

Тогда для квадрата шумовой э.д.с. можно записать

$$e_{III}^{2} = 4kTR_{oe}\int_{0}^{\infty} \left(\frac{1}{1+\xi^{2}}\right) df = 4kTR_{oe}\int_{0}^{\infty} K^{2}(f) df = 4kTR_{oe}\Delta f_{\vartheta\varphi},$$

где

$$\Delta f_{\vartheta \phi} = \int_{0}^{\infty} K^{2}(f) df$$

представляет собой эффективную шумовую полосу.

Эффективная шумовая полоса представляет собой ширину основания прямоугольника, площадь которого равна площади фигуры, ограниченной квадратом коэффициента передачи и осью частот (рис.3.9).



Рис.3.9

Для одиночного колебательного контура

$$\Delta f_{9\phi} = \int_{0}^{\infty} \frac{df}{1+\xi^2} = \frac{\pi f_0}{2Q} = \frac{\pi}{2} \Delta f_{0,707} = 1,57 \Delta f_{0,707}.$$

Для количественной оценки формы АЧХ колебательных систем используется коэффициент прямоугольности АЧХ

$$K_{np} = \frac{\Delta f_{\gamma}}{\Delta f_{0,707}},$$

где  $\Delta f_{\gamma}$  - полоса, оцениваемая на заданном уровне  $\gamma = 0,1$  или  $\gamma = 0,01$ . Для идеальной прямоугольной АЧХ с  $K_{np} = 1$ 

$$\Delta f_{3\phi} = \Delta f_{0,707}$$

Для многоконтурных колебательных систем, применяемых в реальных РПрУ рекомендуемое значение

 $\Delta f_{\vartheta \varphi} = 1, 1 \Delta f_{0,707}.$ 

## 3.6 Шумы активных элементов

Основные источники шумов для электронных ламп:

1. Дробовые шумы - неравномерность испускания электронов катодом в единицу времени.

Рассчитываются по формуле Шоттки

$$i_{\text{III}}^2 = 2eI_a\Delta f$$
 ,

где е =  $1,6 \cdot 10^{-19}$  Кл – заряд электрона,  $I_a$  – постоянный ток анода.

- 2. Шумы распределения за счет неравномерность оседания электронов на сетках многоэлектродных ламп.
- 3. Шумы, обусловленные инерционностью электронного потока.
- 4. Шумы, обусловленные поверхностным электрическим эффектом (фликкершумы).
- 5. Шумы вторичной эмиссии с электродов ламп.
- 6. Шумы ионизации остатков газа в лампе.

Для полупроводниковых биполярных транзисторов:

- 1. Дробовые шумы р-п переходов.
- 2. Тепловые шумы сопротивления базы.
- 3. Шумы, обусловленные поверхностным электрическим эффектом.
- 4. Шумы рекомбинации носителей в области базы.
- 5. Шумы флуктуации токораспределения между коллектором и базой в области высоких частот.
- 6. Шумы лавинного умножения наблюдаются при ускорении носителей в сильных электрических полях, где они приобретают энергию достаточную для ионизации атомов кристаллической решетки при соударении.
- 7. Микроплазменные шумы проявляются из-за наличия дефектов внутри переходов, на которых происходят локальные случайного характера лавинные пробои и образуется электронно-дырочная плазма.
- 8. Взрывной шум обусловлен нерегулярным появлением-исчезновением поверхностных каналов в обратно включенном переходе.

Для полупроводниковых полевых транзисторов основными являются:

- 1. Тепловой шум проводящего канала.
- 2. Дробовые шумы обратного тока затвора.
- 3. Рекомбинационный шум в области обедненного слоя.

Зависимость коэффициента шума биполярного транзистора БТ представлена на рис.3.10. На низких частотах преобладают фликкер-шумы и коэффициент шума уменьшается с ростом частоты. На средних частотах преобладают дробовые и тепловые шумы, поэтому коэффициент шума приблизительно постоянен. На высоких частотах возрастают шумы токораспределения.

Полевые транзисторы на рисунке представлены транзисторами с барьером Шоттки (ПТШ) на основе материалов GaAs, InP, GaInAs, AlGaAs. Как видно из графиков полевые транзисторы обладают преимуществом практически во всем радиочастотном диапазоне.

Рост коэффициента шума в диапазоне СВЧ постоянно был предметом исследований создателей высокочастотных усилительных элементов.

Первыми в «борьбу» за освоение СВЧ-диапазона вступили наиболее распространенные в то время биполярные транзисторы. Движение носителей через электрически нейтральную базу в них имело диффузионный характер, и скорость протекания этих процессов определялась скоростями диффузии. Скорости диффузии, естественно, были меньше скорости дрейфа. Это обстоятельство требовало максимального уменьшения ширины базы, что приводило к возрастанию сопротивления базы и ухудшало частотные свойства. Снизить величину сопротивления базы можно было повышением степени легирования, но при этом концентрации примесей в эмиттере и базе становились сравнимыми и коэффициент инжекции доходил до 0,5. Усилительные свойства транзистора резко падали, усиление по току в схеме с общим эмиттером приближалось к 1. Поиски путей преодоления этих трудностей привели к развитию техники полевых транзисторов и к использованию арсенида галлия, имеющего более высокую подвижность носителей.

Полевые транзисторы основаны не на диффузионном, а на дрейфовом механизме движения носителей. Возможности современной технологии позволили уменьшить длину канала до нескольких десятых долей микрона. Однако вскоре и здесь пришлось повышать концентрацию носителей в области канала, иначе при небольшом объеме количество носителей в ней становится очень мало и эффективность управления проводимостью канала с помощью затвора падает. Но повышение концентрации примесей в области канала снижает подвижность, а, следовательно, ухудшает частотные свойства, так как Традиционный времена возрастают. путь пролетные повышения быстродействия – снижение размеров и повышение плотности упаковки становится все менее эффективным, так как достигаются все более дорогой ценой. Кроме того, существуют пределы снижения размеров приборов, технологических физических обусловленные рядом ограничений. И Совершенно очевидный путь повышения быстродействия – увеличение скорости носителей. Оказалось, что реализовать это в реальных приборах позволило только использование гетеропереходов.



Рис.3.10

В отличие от гомогенных переходов они образуются между двумя областями различных полупроводников с принципиально различными электрофизическими свойствами. Главным образом это относится к ширине запрещенной зоны.

Принято считать, что изучение гетеропереходов началось с работы американского физика Герберта Крёмера, лауреата Нобелевской премии по физике 2000 года, опубликовавшего в 1957 году теорию широкозонного эмиттера для транзистора. Крёмер выдвинул идею относительно преимуществ р-п-переходов с переменной шириной запрещенной зоны, заключающихся в увеличении инжекции и управлении длиной диффузии неосновных носителей заряда из-за возникновения "квазиэлектрических" полей в таких структурах.

Мощным толчком развития электроники на основе GaAs и родственных соединений явилось создание в 1967 г. в ФТИ им.А.Ф. Иоффе под руководством Ж.И. Алферова, также лауреата Нобелевской премии по физике 2000 года, эффективно инжектирующих гетеропереходов в системе GaAs-AlGaAs.

Если в гомопереходах высота барьера в отсутствие внешнего напряжения в обоих направлениях одинакова, то для гетеропереходов условия прохождения носителей через переход в ту и другую сторону существенно отличаются. Использование этого эффекта в эмиттерных переходах биполярных транзисторов позволило существенно поднять коэффициент инжекции при сильном легировании базовой области. Это явление получило название суперинжекции. При одновременном использовании GaAs в качестве материала базы и коллектора это позволило существенно расширить частотный диапазон

биполярных транзисторов. Кроме того, большая по сравнению с Si ширина запрещенной зоны GaAs допускает большую рассеиваемую мощность, а, следовательно, дает возможность повысить при этом и отдаваемую мощность. Использование для области эмиттера и области базы полупроводников с различной шириной запрещенной зоны (гетеропереход) резко ограничивает инжекцию носителей в эмиттер даже при высоком уровне легирования базовой области. В результате сопротивление базы резко снижается, а коэффициент усиления по току при этом может достигать 500. В перспективе рабочие частоты таких транзисторов могут охватить 50 – 100 ГГц.



Рис.3.11. Поперечное сечение НЕМТ с характерными толщинами слоев ( А – нелегированный GaAs, В – спейсер нелегированный слой AlGaAs, С – барьерный слой –N+AlGaAs, D – контактный слой –n+GaAs).

Еще более существенный эффект дало применение гетеропереходов в полевых транзисторах. Полевые транзисторы с изолированным затвором и особенно с затвором в виде барьера Шоттки довольно быстро вписались в конструкции СВЧ-приборов, существенно обгоняя биполярные транзисторы в освоении частотных рубежей. При этом, как уже отмечалось, при малой длине и малом объеме канала стали ощутимыми противоречивые требования к высокой подвижности и высокой концентрации носителей в канале. И здесь пришли на помощь гетеропереходы. В 1979 г. Такаши Мимура (Fujitsu Laboratories) изобрел НЕМТ (High Electron Mobility Transistor) - транзистор с высокой подвижностью электронов (рис3.11).

С помощью гетеропереходов в полевых транзисторах создается тонкий, проницаемый для электронов барьерный слой. По одну сторону этого барьерного слоя расположена сильно легированная донорами область, по другую - глубокая потенциальная яма (квантовый колодец). Электроны, содержащиеся в большом количестве со стороны сильно легированной области, в результате диффузии переходят в соседнюю область, где и "падают" по другую сторону границы раздела в глубокий потенциальный колодец, из которого уже не могут вернуться обратно к покинутым ими ионам доноров. Перешедшие электроны из-за эффекта электронного ограничения остаются в потенциальной яме. Электроны пространственно отделены от ионизированных донорных атомов, что существенно снижает примесное рассеяние. Кроме того, высокая плотность электронов на гетерогранице снижает кулоновское рассеяние из-за эффективного электронного экранирования. В результате подвижность электронов, перешедших в узкозонный материал, достигает при комнатной температуре значений, характерных для чистого материала. Все сказанное справедливо и для дырок. Именно этот обогащенный электронный слой используется в качестве области канала. Слой этот крайне тонок. При качественном рассмотрении процессов его толщиной пренебрегают и говорят о двухмерном электронном газе (ДЭГ).

В последнее время чаще используется более общее название полевых транзисторов на основе гетероструктур – HFET (Heterostructure Field Effect Transistor). Лучшие образцы HEMT-транзисторов обеспечивают коэффициент шума менее 0,4 дБ на частотах несколько десятков ГГц.

# 3.7 Эквивалентные шумовые схемы усилительных элементов

В одном из возможных вариантов эквивалентной шумовой схемы усилительный элемент (УЭ) считается идеальным с заданным коэффициентом передачи, а ко входу УЭ подключается дополнительный элемент в виде источника шумовой э.д.с. е<sub>ш</sub> или шумящего сопротивления R<sub>ш</sub>(рис.3.10), рабочая температура которого равна температуре УЭ Т.



Рис.3.10

Величина е рассчитывается по формуле

$$e_{\rm III}^2 = 4 \mathrm{kTR}_{\rm III} \Delta f$$
,

а величина R<sub>ш</sub> выбирается такой, чтобы при реальной рабочей температуре Т шумы, рассчитанные по формуле были равны реальным приведенным к входу шумам УЭ.

Во втором варианте в качестве шумящего сопротивления выбирается реально существующее сопротивление, например входное сопротивление УЭ  $R_{Bx}$ , тогда

$$e_{\scriptscriptstyle\rm III}^2 = 4kT_{\scriptscriptstyle\rm III}R_{\scriptscriptstyle\rm BX}\Delta f \; , \label{eq:ellipsi}$$

а Т<sub>ш</sub>- шумовая температура, до которой нужно нагреть входное сопротивление, чтобы шумы, рассчитанные по формуле были равны реальным шумам УЭ.

Относительная шумовая температура

$$t_{III} = \frac{T_{III}}{T_0}$$

показывает во сколько раз шумовая температура отличается от стандартной комнатной температуры  $T_0 = 293^{\circ}$ K.

С учетом относительной шумовой температуры

$$e_{\rm III}^2 = 4kt_{\rm III}T_0R_{\rm BX}\Delta f .$$

Можно для оценки шумов применять источник шумового тока, тогда вместо сопротивления в состав эквивалентной шумовой схемы следует включить шумовую проводимость G<sub>ш</sub>, а расчеты вести по формулам:

$$i_{\rm III}^2 = 4 k T G_{\rm III} \Delta f;$$
  
 $i_{\rm III}^2 = 4 k T_{\rm III} G_{\rm BX} \Delta f;$ 

где  $G_{III} = 1/R_{III}, G_{BX} = 1/R_{BX}$ .

#### 3.8 Коэффициент шума

Коэффициент шума четырехполюсника (ЧП) \_ ЭТО коэффициент, показывающий BO отношение сигнал/шум сколько раз на входе четырехполюсника превышает отношение сигнал/шум на выходе:

$$K_{III} = \frac{(C_{III})_{BX}}{(C_{III})_{BHX}} = \frac{\frac{P_{c1}}{P_{c1}}}{\frac{P_{c1}}{P_{c2}}} = \frac{P_{III}}{K_{p}P_{III}}.$$

На основании последнего выражения коэффициент шума четырехполюсника – это отношение полной мощности шума на выходе четырехполюсника к мощности шумов источника сигнала на выходе или отношение мощности шумов ЧП, приведенных к входу, к мощности шумов источника сигнала:

$$K_{\mu\nu} = \frac{P_{\mu\nu2}/K_p}{P_{\mu\nu1}} = \frac{P_{\mu\nuBx}}{P_{\mu\nu1}}.$$



Рис.3.11

На рис.3.11 представлена эквивалентная схема, на которой шумящий четырехполюсник представлен состоящим из двух частей: усилительной части с коэффициентом передачи К<sub>р</sub> и "шумящей" части на его входе, являющейся источником некоторой собственной шумовой мощности Р<sub>вн</sub>. Полная мощность шумов на выходе равна

 $P_{\rm III2} = P_{\rm III1}K_{\rm p} + P_{\rm BH}K_{\rm p},$ 

 $\mathbf{P}_{\mathrm{III}1} = \mathbf{P}_{\mathrm{III Makc}} \mathbf{q}_1,$ 

где q<sub>1</sub> - коэффициент рассогласования на входе:

$$q_1 = \frac{4R_{BX}R_c}{(R_{BX} + R_c)^2},$$
$$P_{III MAKC} = \frac{e_{IIC}^2}{4R_c} = kT\Delta f$$

тогда

$$K_{\rm III} = \frac{P_{\rm III}K_{\rm p} + P_{\rm BH}K_{\rm p}}{P_{\rm III}K_{\rm p}} = 1 + \frac{P_{\rm BH}}{P_{\rm III}} = 1 + \frac{e_{\rm IIIBH}^2 \frac{R_{\rm BX}}{(R_{\rm c} + R_{\rm BX})^2}}{e_{\rm IIIc}^2 \frac{R_{\rm BX}}{(R_{\rm c} + R_{\rm BX})^2}} = 1 + \frac{4kT_{\rm III}R_{\rm BX}\Delta f}{4kTR_{\rm c}\Delta f} = 1 + \frac{T_{\rm III}R_{\rm BX}}{TR_{\rm c}},$$

где учтено, что шумы источника сигнала обусловлены его активным сопротивлением:  $e_{uuc}^2 = 4kTR_c\Delta f$ , а собственные шумы четырехполюсника – его входным сопротивлением при шумовой температуре  $T_{uu}$ :  $e_{uuBH}^2 = 4kT_{uu}R_{bx}\Delta f$ . При  $R_c = R_{bx}$ , т.е. при согласовании получим, если считать  $T = T_o$ :

$$K_{III} = 1 + \frac{T_{III}}{T_o} = 1 + t_{III}$$

где t<sub>ш</sub> - относительная шумовая температура ЧП.

Шумовая температура ЧП – это та температура, до которой необходимо нагреть согласованный источник сигнала, чтобы его собственные шумы стали равными собственным шумам четырехполюсника.

Относительная шумовая температура ЧП показывает во сколько раз мощность собственных шумов четырехполюсника отличается от мощности тепловых шумов согласованного с ним источника сигнала.

Различают входную шумовую температуру  $T_{\rm m} = T(K_{\rm m} - 1)$ , которая определяет шумы ЧП, приведенные к входу и выходную шумовую температуру  $T_{\rm mвыx}$ , определяющую шумы ЧП на его выходе:

$$\begin{split} & P_{\text{III}2} = P_{\text{III}1} K_{\text{p}} K_{\text{III}}; \\ & k T_{\text{III} \text{ BBIX}} \Delta f = k T \Delta f K_{\text{p}} K_{\text{III}} \end{split}$$

откуда

$$T_{\text{IIIBBIX}} = TK_{\text{III}}K_{\text{p}}.$$

## 3.9 Метод шумящего четырехполюсника

Согласно этому методу на входе нешумящего четырехполюсника включаются дополнительные источники шумов: шумового тока i<sub>ш</sub> и шумового напряжения е<sub>щ</sub> (рис.3.12).



Рис.3.12

Расчет источников шума ведется по формулам:

$$i_{\rm m}^2 = 4kTG_{\rm m}\Delta f,$$
  

$$e_{\rm m}^2 = 4kTR_{\rm m}\Delta f,$$
  

$$e_{\rm mc}^2 = 4kTRe(R_{\rm c} + jB_{\rm c})\Delta f = 4kTR_{\rm c}\Delta f$$

Между изображенными на рис.3.12 источниками собственных шумов четырехполюсника существует корреляционная связь, которая может быть учтена с помощью дополнительной проводимости корреляции  $Y_{\text{кор}}$ .

Преобразуем составляющую шума за счет источника шумового тока  $i_{\mu}$  в источник э.д.с., пересчитанный к источнику сигнала:  $e'_{\mu} = i_{\mu} \frac{Z_c Z_{BX}}{Z_c + Z_{BX}} : \frac{Z_{BX}}{Z_c + Z_{BX}} = i_{\mu} Z_c$ . При выполнении условия  $Z_c << Z_{BX}$  эквивалентная схема соответствует рис.3.13, тогда для суммарного шумового напряжения запишем

$$U_{\mu\nu} = e_{\mu\nu} + e_{\mu\nu} = e_{\mu\nu} + e_{\mu\nu} + i_{\mu\nu}Z_c$$

где е<sub>ш вн</sub> - шумы, вносимые четырехполюсником.



Рис.3.13

Используя комплексную форму записи величин, найдем среднеквадратическое значение суммарного шумового тока:

$$U_{\underline{m}\underline{\Sigma}}^{2} = \overline{U_{\underline{m}\underline{\Sigma}}U_{\underline{m}\underline{\Sigma}}^{*}} = \overline{(e_{\underline{m}c} + e_{\underline{m}} + i_{\underline{m}}Z_{c})(e_{\underline{m}c}^{*} + e_{\underline{m}}^{*} + i_{\underline{m}}^{*}Z_{c}^{*})} = e_{\underline{m}c}^{2} + e_{\underline{m}}^{2} + i_{\underline{m}}^{2}Z_{c}^{2} + \overline{e_{\underline{m}}i_{\underline{m}}^{*}Z_{c}^{*}} + e_{\underline{m}}^{*}i_{\underline{m}}Z_{c}^{*}] = e_{\underline{m}c}^{2} + e_{\underline{m}}^{2} + i_{\underline{m}}^{2}Z_{c}^{2} + \overline{e_{\underline{m}}i_{\underline{m}}^{*}Z_{c}^{*}} + e_{\underline{m}}^{*}i_{\underline{m}}Z_{c}^{*}] = e_{\underline{m}c}^{2} + e_{\underline{m}}^{2} + i_{\underline{m}}^{2}Z_{c}^{2} + 2Re(\overline{e_{\underline{m}}^{*}i_{\underline{m}}Z_{c}}).$$

При выводе окончательного выражения учтено, что средние значения произведений независимых случайных величин равны нулю:

$$\overline{e_{\rm inc}(e_{\rm ini}^* + i_{\rm ini}^* Z_c^*)} = 0,$$
  
$$\overline{(e_{\rm ini} + i_{\rm ini} Z_c)e_{\rm inic}^*} = 0.$$

Далее считаем, что составляющая шумового тока і<sub>ш</sub> состоит из независимой и зависимой от е<sub>ш</sub> составляющих:

$$\mathbf{i}_{\underline{\mathbf{I}}\underline{\mathbf{I}}} = \mathbf{i}_{\underline{\mathbf{I}}\underline{\mathbf{H}}} + \mathbf{i}_{\underline{\mathbf{I}}\underline{\mathbf{I}}} = \mathbf{i}_{\underline{\mathbf{I}}\underline{\mathbf{H}}} + \mathbf{e}_{\underline{\mathbf{I}}\underline{\mathbf{I}}}\mathbf{Y}_{\mathrm{kop}},$$

где зависимая составляющая определяется величиной некоторой проводимости корреляции  $Y_{\text{кор}}$  .

Тогда

И

$$\overline{\mathbf{e}_{\mathrm{III}}^*\mathbf{i}_{\mathrm{III}}\mathbf{Z}_{\mathrm{c}}} = \overline{\mathbf{e}_{\mathrm{III}}^*(\mathbf{i}_{\mathrm{IIIH}} + \mathbf{e}_{\mathrm{III}}\mathbf{Y}_{\mathrm{KOP}})\mathbf{Z}_{\mathrm{c}}} = \mathbf{e}_{\mathrm{III}}^2\mathbf{Y}_{\mathrm{KOP}}\mathbf{Z}_{\mathrm{c}}$$

$$U_{\mu\nu\Sigma}^{2} = e_{\mu\nu}^{2} + e_{\mu\nu}^{2} + i_{\mu\nu}^{2}Z_{c}^{2} + 2 \operatorname{Re}(e_{\mu\nu}^{2}Y_{\kappa op}Z_{c}).$$

54



Рис.3.14

Существует способ экспериментального измерения и оценки шумовых источников четырехполюсника. Заключается он в измерении уровней шумов на выходе четырехполюсника в трех режимах и последующем их пересчете ко входу.

Режим короткого замыкания по входу ( $Z_c = 0$ ) позволяет определить  $e_{iii}$ , т.к.  $U_{iii\Sigma}^2 = e_{iii}^2$ . Режим холостого хода по входу ( $Z_c = \infty$ ) позволяет определить  $i_{iii}$ , т.к.  $U_{iii\Sigma}^2 = i_{iii}^2 Z_c^2$ . Коррелированная составляющая определяется в режиме согласования ( $Z_c = Z_{cont}$ ) при уже рассчитанных  $e_{iii}$  и  $i_{iii}$ .

# 3.10 Оптимальное сопротивление источника сигнала

В соответствии с рис.3.13 коэффициент шума четырехполюсника без учета коррелированной составляющей равен при  $Z_c = R_c = 1/G_c$  и  $Z_{Bx} = R_{Bx} = 1/G_{Bx}$ 

$$K_{III} = 1 + \frac{e_{IIIBHBX}^{2}}{e_{IIICBX}^{2}} = 1 + \frac{e_{III}^{2} + \frac{1_{III}^{2}}{(G_{BX} + G_{C})^{2}}}{4kTR_{c}\Delta f \frac{G_{c}^{2}}{(G_{BX} + G_{C})^{2}}} = 1 + \frac{4kTR_{III}\Delta f (G_{BX} + G_{C})^{2} + 4kTG_{III}\Delta f}{4kTG_{c}\Delta f} = 1 + \frac{R_{III} (G_{BX} + G_{C})^{2} + G_{III}}{G_{c}}.$$

Определим проводимость источника сигнала, при котором коэффициент шума минимален:

$$\frac{dK_{\rm III}}{dG_{\rm c}} = \frac{2R_{\rm III}(G_{\rm BX} + G_{\rm c}) \cdot G_{\rm c} - [R_{\rm III}(G_{\rm BX} + G_{\rm c})^2 + G_{\rm III}]}{G_{\rm c}^2} = 0.$$

Решая последнее уравнение, находим, что

$$G_{\rm cont} = \sqrt{G_{\rm BX}^2 + \frac{G_{\rm III}}{R_{\rm III}}} \,.$$

Полученное выражение представляет собой условие согласования четырехполюсника с источником сигнала по шумам (заметим, что оно отличается от условия согласования по мощности  $G_{cont} = G_{bx}$ ).

При достаточно большом значении  $Z_{BX}$  ( $Z_{RX} >> Z_{c}$ )

$$\mathbf{R}_{\rm c\,ont} = \sqrt{\frac{\mathbf{R}_{\rm m}}{\mathbf{G}_{\rm m}}} = \frac{\mathbf{e}_{\rm m}}{\mathbf{i}_{\rm m}}.$$

# 3.11 Коэффициент шума каскадного соединения четырехполюсников

Рассмотрим случай соединения четырехполюсников в соответствии с рис.3.15.



Считаем, что все четырехполюсники имеют одинаковую полосу пропускания  $\Delta f$  и коэффициент прямоугольности АЧХ, равный единице, тогда эффективная шумовая полоса равна полосе пропускания всего тракта  $\Delta f = \Delta f_{9\phi}$ . Коэффициенты передачи по мощности  $K_{pi}$  соответствуют передаче с входа i-го ЧП до входа (i+1)-го ЧП.

Мощность полезного сигнала на выходе второго ЧП равна

$$P_{c3} = P_{c1} \frac{K_{p1}}{q_{1Bbix}} q_{2Bix} \frac{K_{p2}}{q_{2Bbix}},$$

где q<sub>івх</sub> и q<sub>івых</sub> - коэффициенты рассогласования на входе и выходе і-го ЧП. Полная шумовая мощность на выходе

$$P_{III3} = P_{III1} \frac{K_{p1}}{q_{1BbIX}} q_{2BX} \frac{K_{p2}}{q_{2BbIX}} + P_{BH1} \frac{K_{p1}}{q_{1BbIX}} q_{2BX} \frac{K_{p2}}{q_{2BbIX}} + P_{BH2} \frac{K_{p2}}{q_{2BbIX}}.$$

Так как  $q_{2BX} = q_{1Bbix}$ , то

$$\begin{split} P_{c3} &= P_{c1} K_{p1} \frac{K_{p2}}{q_{2Bbix}}, \\ P_{ui3} &= P_{ui1} K_{p1} \frac{K_{p2}}{q_{2Bbix}} + P_{BH1} K_{p1} \frac{K_{p2}}{q_{2Bbix}} + P_{BH2} \frac{K_{p2}}{q_{2Bbix}}. \end{split}$$

Коэффициент шума равен

$$\begin{split} & K_{\rm III} = \frac{P_{\rm c1}/P_{\rm III}}{P_{\rm c3}/P_{\rm III}} = \frac{P_{\rm III}3P_{\rm c1}}{P_{\rm c3}P_{\rm III}} = \frac{P_{\rm III}K_{\rm p1}\frac{K_{\rm p2}}{q_{2\,\rm BMX}} + P_{\rm BH1}K_{\rm p1}\frac{K_{\rm p2}}{q_{2\,\rm BMX}} + P_{\rm BH2}\frac{K_{\rm p2}}{q_{2\,\rm BMX}}}{P_{\rm III}K_{\rm p1}\frac{K_{\rm p2}}{q_{2\,\rm BMX}}} = \\ & = 1 + \frac{P_{\rm BH1}}{P_{\rm III}} + \frac{P_{\rm BH2}}{P_{\rm III}K_{\rm p1}} = K_{\rm III} + \frac{P_{\rm III}\max q_{2\,\rm BX}(K_{\rm III2} - 1)}{P_{\rm III}\max q_{1\,\rm BX}K_{\rm p1}} = K_{\rm III} + \frac{q_{2\,\rm BX}}{q_{1\,\rm BX}}\frac{K_{\rm III}}{K_{\rm p1}} = \\ & = K_{\rm III} + \frac{K_{\rm III}2 - 1}{K_{\rm p01}}, \end{split}$$

где

$$K_{p01} = K_{p1} \frac{q_{1BX}}{q_{2BX}}$$

и учтено, что коэффициент шума второго ЧП может быть определен как

$$K_{III2} = 1 + \frac{P_{BH2}}{P_{III \max} q_{2 BX}},$$

откуда

$$P_{BH2} = P_{III max} q_{2BX} (K_{III2} - 1).$$

Если коэффициент передачи K<sub>p1</sub> >>1, то шумы каскадного соединения определяются в основном шумами первого каскада. В связи с этим в качестве входного ЧП необходимо применять малошумящий усилитель с большим коэффициентом передачи по мощности.

Для большего числа четырехполюсников с учетом возможного коэффициента рассогласования q<sub>i вх</sub> в соответствующих сечениях получим:

$$K_{\rm III} = K_{\rm III} + \frac{K_{\rm III2} - 1}{K_{\rm po1}} + \frac{K_{\rm III3} - 1}{K_{\rm po1}K_{\rm po2}} + \dots + \frac{K_{\rm III} - 1}{K_{\rm po1}\dots K_{\rm poi-1}},$$

где

$$K_{\text{poi}} = K_{\text{pi}} \frac{q_{iBX}}{q_{i+1BX}}$$

Для суммарной шумовой температуры каскадного соединения можно записать:

$$T_{\rm m} = T_{\rm m1} + \frac{T_{\rm m2}}{K_{\rm po1}} + \frac{T_{\rm m3}}{K_{\rm po1}K_{\rm po2}} + \dots + \frac{T_{\rm mi} - 1}{K_{\rm po1}\dots K_{\rm poi-1}}.$$

Если форма АЧХ каскадов отличается от прямоугольной, то

$$\mathbf{K}_{\mathrm{III}} = \mathbf{K}_{\mathrm{III}} \frac{\Delta \mathbf{f}_{\mathsf{3}\phi\mathsf{1}}}{\Delta \mathbf{f}_{\mathsf{3}\phi}} + \frac{\mathbf{K}_{\mathrm{III}2} - 1}{\mathbf{K}_{\mathsf{p}\mathsf{0}\mathsf{1}}} \frac{\Delta \mathbf{f}_{\mathsf{3}\phi\mathsf{2}}}{\Delta \mathbf{f}_{\mathsf{3}\phi}} + \frac{\mathbf{K}_{\mathrm{III}3} - 1}{\mathbf{K}_{\mathsf{p}\mathsf{0}\mathsf{1}}\mathbf{K}_{\mathsf{p}\mathsf{0}\mathsf{2}}} \frac{\Delta \mathbf{f}_{\mathsf{3}\phi\mathsf{3}}}{\Delta \mathbf{f}_{\mathsf{3}\phi}} + \dots + \frac{\mathbf{K}_{\mathrm{III}} - 1}{\mathbf{K}_{\mathsf{p}\mathsf{0}\mathsf{1}}\dots\mathbf{K}_{\mathsf{p}\mathsf{0}\mathsf{1}}} \frac{\Delta \mathbf{f}_{\mathsf{3}\phi\mathsf{1}}}{\Delta \mathbf{f}_{\mathsf{3}\phi}},$$

где  $\Delta f_{3\phi i}$ - эффективная шумовая полоса части схемы от i-го каскада до последнего, а  $\Delta f_{3\phi}$  эффективная шумовая полоса всего тракта.

#### 3.12 Связь коэффициента шума и чувствительности

Обозначая отношение сигнал/шум на выходе РПрУ, при котором измеряется реальная чувствительность, ограниченная шумами, как

$$\gamma = \frac{P_{CB \to IX}}{P_{IIIB \to IX}},$$

в соответствии с выражением для коэффициента шума

$$K_{\rm III} = \frac{P_{\rm c} / P_{\rm IIIc}}{P_{\rm CBMX} / P_{\rm IIIBMX}}$$

получим минимальную мощность сигнала на входе, при которой обеспечивается заданное отношение сигнал/шум на выходе

$$\begin{split} P_{c} &= P_{c\min} = \gamma P_{uc} K_{ui} = \gamma k T \Delta f_{\vartheta \varphi} K_{ui} \\ & \\ \mu \pi \mu \\ P_{c\min} = \gamma k T_{ui\Sigma} \Delta f_{\vartheta \varphi} \,, \end{split}$$

где  $T_{\mu\Sigma} = T_0 + T_{\mu}$ - суммарная шумовая температура РПУ.

Если  $\gamma = 1$ , то это предельная чувствительность.

# 3.13 Коэффициент шума пассивного четырехполюсника

Обратимся к рис.3.16.



Рис.3.16

Для коэффициента шума можно записать

$$\mathbf{K}_{\mathrm{III}} = \frac{\mathbf{P}_{\mathrm{IIIBBIX}}}{\mathbf{P}_{\mathrm{IIIBX}}\mathbf{K}_{\mathrm{p}}} = \frac{\mathbf{P}_{\mathrm{III}\max}\mathbf{q}_{2}}{\mathbf{P}_{\mathrm{III}\max}\mathbf{q}_{1}\mathbf{K}_{\mathrm{p}}} = \frac{\mathbf{q}_{2}}{\mathbf{q}_{1}\mathbf{K}_{\mathrm{p}}},$$

откуда при согласовании на входе и выходе

$$K_{\rm III} = \frac{1}{K_{\rm p}},$$

т.е. коэффициент шума пассивной цепи обратно пропорционален коэффициенту передачи по мощности.

3.14 Расчет чувствительности РПУ

Рассмотрим блок-схему представленную на рис.3.17.



Рис.3.17

Каждый блок представлен коэффициентами шума и передачи мощности. Коэффициент передачи мощности антенны принимаем равным единице, коэффициент передачи мощности фидера

$$K_{\mu\mu\phi} = \frac{1}{K_{\rho\phi}},$$

тогда в соответствии с выражением для коэффициента шума каскадного соединения ЧП:

$$K_{\mu\nu} = K_{\mu\nu} + \frac{K_{\mu\mu\phi} - 1}{K_{pA}} + \frac{K_{\mu\mu\rho} - 1}{K_{pA}K_{p\phi}} = 1 + \frac{T_A}{T} + \frac{1}{K_{p\phi}} - 1 + \frac{K_{\mu\mu\rho}}{K_{p\phi}} - \frac{1}{K_{p\phi}} = \frac{T_A}{T} + \frac{K_{\mu\mu\rho}}{K_{p\phi}} - \frac{T_A}{T} + \frac{T_A}{K_{\mu}} - \frac{T_A}{T} - \frac{T_A}{T} + \frac{T_A}{K_{\mu}} - \frac{T_A}{T} - \frac{T_A}{T}$$

Продолжая преобразования, получим

$$K_{\rm III\Sigma} = 1 + \frac{T_{\rm III\Sigma}}{T} = \frac{T_{\rm A}}{T} + \frac{K_{\rm IIIIIP}}{K_{\rm pop}},$$

откуда

$$T_{\text{m}\Sigma} = T_{\text{A}} + T(\frac{K_{\text{m}np}}{K_{p\phi}} - 1),$$

где T<sub>шΣ</sub> - шумовая температура приемника с учетом внутренних шумов и внешних шумов в антенне.

В результате выражение для реальной чувствительности РПУ может быть записано в следующем виде:

$$P_{c\min} = \gamma k T_{\mu\nu} \Delta f_{\vartheta\phi} = \gamma k [T_A + T(\frac{K_{\mu\mu\nu}}{K_{p\phi}} - 1)] \Delta f_{\vartheta\phi}$$

Из выражения видно, что на реальную чувствительность существенное влияние оказывает фидерная линия, в которой недопустимы большие потери. При больших уровнях внешних шумов снижение уровня внутренних шумов лишено смысла, т.к.  $T_A >> T(\frac{K_{mnp}}{K_{p\phi}} - 1)$  и шумы определяются в основном шумами

антенны.

При заданных параметрах антенны, фидерной линии и чувствительности допустимый коэффициент шума приемника должен удовлетворять условию:

$$K_{\mu n p \sigma n} \leq K_{p \phi} \left( \frac{P_{c \min}}{\gamma k T \Delta f_{\rho \phi}} - t_A + 1 \right),$$

где  $t_A = \frac{T_A}{T}$ .

Реальную чувствительность по напряжению, учитывая, что при согласовании

$$P_{c\min} = \frac{E_{c\min}^2}{4R_A},$$

можно рассчитать в соответствии с выражением:

$$E_{c\min} = \sqrt{4kT_{\mu\Sigma}R_A\Delta f_{\varphi\varphi}\gamma}.$$

# 4 Согласующие цепи 4.1 Согласование

Под согласованием понимают создание условий передачи полезного сигнала с минимальными искажениями и потерями. Цепи, предназначенные для этих целей, называются согласующими (СЦ). Согласующая цепь (рис.4.1) включается между источником сигнала (ИС) и нагрузкой (Н).



Рис.4.1

Виды согласования:

1) По мощности. Необходимо для получения максимальной мощности в нагрузке.

2) По шумам. Получение минимального коэффициента шума усилительного элемента.

3) По полосе. Получение заданной эквивалентной добротности или избирательности по побочным каналам (рис.4.2,а).

4) По спектру (рис.4.2,б).



Рис.4.2

5) По динамическому диапазону. Используется, когда реально существующие уровни входного сигнала не соответствуют допустимым уровням для РПУ.

Классификация согласующих цепей.

1) По месту включения: входные цепи (ВЦ), межкаскадные и выходные;

2) по диапазону частот (аналогично классификации РПУ);

3) по конструктивному исполнению: цепи с сосредоточенными и с распределенными параметрами;

4) по ширине полосы: узкополосные и широкополосные;

5) по характеру настройки: с постоянной настройкой, с переменной настройкой;

6) по способу настройки: с емкостной настройкой, с индуктивной настройкой;

7) по виду связи с источником сигнала и нагрузкой: с трансформаторной связью, с автотрансформаторной связью, с внешнеемкостной связью и внутриемкостной связью;

8) по количеству контуров: одноконтурные, двухконтурные и многоконтурные.

# 4.2 Согласование по мощности в цепях с сосредоточенными параметрами

Рассмотрим цепь, изображенную на рис.4.3. Источник сигнала и нагрузка представляют собой комплексные проводимости  $Y_c = g_c + jb_c; Y_H = g_H + jb_H$ .

Активную мощность в нагрузке можно определить как

$$P_{H} = 0,5(\dot{P} + \dot{P}^{*}) = 0,5\dot{U}_{H}\dot{U}_{H}^{*}(\dot{Y}_{H} + \dot{Y}_{H}^{*}) = \frac{U_{H}^{2}}{2}(\dot{Y}_{H} + \dot{Y}_{H}^{*}), \qquad (4.1)$$

Рис.4.3

где напряжение на нагрузке

$$U_{\rm H} = \frac{I_{\rm c}}{\dot{Y}_{\rm H} + \dot{Y}_{\rm c}}.$$
(4.2)

Подставляя (4.2) в (4.1), получим  $P_{\rm H} = \frac{I_{\rm c}^2 (\dot{Y}_{\rm H} + \dot{Y}_{\rm H}^*)}{2(\dot{Y}_{\rm H} + \dot{Y}_{\rm c})^2} = \frac{I_{\rm c}^2 2g_{\rm H}}{2(\dot{Y}_{\rm H} + \dot{Y}_{\rm c})^2} = \frac{I_{\rm c}^2 g_{\rm H}}{(g_{\rm c} + g_{\rm H} + jb_{\rm c} + jb_{\rm H})^2}.$ (4.3)

Дифференцируем (4.3) по  $g_{H}$ :

$$\frac{dP_{H}}{dg_{H}} = \frac{[g_{c} + g_{H} + j(b_{c} + b_{H})]^{2} - g_{H} \cdot 2[g_{c} + g_{H} + j(b_{c} + b_{H})]}{[g_{c} + g_{H} + j(b_{c} + b_{H})]^{4}} = \frac{g_{c} + g_{H} + j(b_{c} + b_{H}) - 2g_{H}}{[g_{c} + g_{H} + j(b_{c} + b_{H})]^{4}} = 0.$$

В результате получаем, что мощность в нагрузке при согласовании в сечении "н-н" максимальна при выполнении двух условий:

1) 
$$g_c = g_H;$$
  
2)  $b_c + b_H = 0.$  (4.4)

Кроме того, она равна максимальной мощности, которую может отдать источник сигнала:

$$P_{H \max} = P_{co} = \frac{I_c^2 (\dot{Y}_H + \dot{Y}_H^*)}{2 (\dot{Y}_H + \dot{Y}_c)^2} = \frac{I_c^2 (\dot{Y}_H + \dot{Y}_c)}{2 (\dot{Y}_H + \dot{Y}_c)^2} = \frac{I_c^2}{2 (\dot{Y}_c^* + \dot{Y}_c)} = \frac{I_c^2}{4g_c} .$$
(4.5)

В комплексном виде запись условия согласования по мощности более компактна:

$$\dot{Y}_{c} = \dot{Y}_{H}^{*}$$
 или  $\dot{Y}_{H} = \dot{Y}_{c}^{*}$ , (4.6)

т.е. комплексная проводимость источника сигнала (нагрузки) должна равняться комплексно сопряженной проводимости нагрузки (источника сигнала).

Введем в рассмотрение коэффициент передачи цепи в следующем виде:

$$K_{p} = P_{H} / P_{co}$$
 (4.7)

После подстановки (4.3) и (4.5) в (4.7) получим

$$K_{p} = \frac{I_{c}^{2} (\dot{Y}_{H} + \dot{Y}_{H}^{*})}{2 (\dot{Y}_{c} + \dot{Y}_{H})^{2}} \frac{2 (\dot{Y}_{c} + \dot{Y}_{c}^{*})}{I_{c}^{2}} = \frac{(\dot{Y}_{c} + \dot{Y}_{c}^{*}) (\dot{Y}_{H} + \dot{Y}_{H}^{*})}{(\dot{Y}_{c} + \dot{Y}_{H})^{2}} = \frac{4g_{c}g_{H}}{(\dot{Y}_{c} + \dot{Y}_{H})^{2}}.$$
 (4.8)

Перепишем (4.6) в следующем виде:

$$g_c + j(b_c + b_H) = g_H.$$

Равенство нулю суммы реактивных проводимостей выполняется на резонансной частоте при  $b_c = -\frac{1}{\omega_o L}$  и  $b_{\rm H} = \omega_o C$ . При выполнении этого

условия дает

$$K_{p} = \frac{4g_{c}g_{H}}{(g_{c} + g_{H})^{2}}.$$

Равенство активных проводимостей  $g_c = g_H = g$  приводит к тому, что

$$K_{p} = \frac{4g_{c}g_{H}}{(g_{c} + g_{H})^{2}} = \frac{4g^{2}}{(2g)^{2}} = 1,$$

т.е. максимальный коэффициент передачи по мощности при согласовании равен единице (рис.4.4).



Коэффициент шума пассивной цепи, как известно, обратно пропорционален коэффициенту передачи мощности. На рис.4.4 представлен также график для коэффициента шума рассматриваемой пассивной цепи.

4.3 Структура идеальной согласующей цепи

Совершенно очевидно, что для выполнения условий согласования по мощности между произвольными источником сигнала и нагрузкой необходимо ввести согласующую цепь, содержащую по крайней мере два элемента: реактивный элемент, позволяющий осуществить настройку для получения резонанса, и элемент, позволяющий изменять величину активных сопротивлений. Первый элемент представлен на рис.4.5 дополнительной проводимостью b<sub>доп</sub>, а второй элемент – идеальным трансформатором сопротивления (ИТС).



Рис.4.5

Основные свойства ИТС могут быть установлены из следующих уравнений:

$$\begin{vmatrix} \mathbf{U}_{1} \\ \mathbf{I}_{1} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \mathbf{U}_{2} \\ \mathbf{I}_{2} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \mathbf{n}_{\mathsf{B}1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{n}_{\mathsf{T}1} \end{vmatrix}$$

ИЛИ

$$U_1 = U_2 n_{\rm B1};$$
 (4.9)

$$I_1 = I_2 n_{\tau 1}, (4.10)$$

где n<sub>т1</sub> и n<sub>в1</sub>, соответственно, коэффициент трансформации и коэффициент включения со стороны источника сигнала, причем

$$n_{_{\rm Bl}} = 1/n_{_{\rm T1}}$$

Перемножая (4.9) на (4.10), убеждаемся, что входная мощность равна выходной мощности, т.е. ИТС не вносит потерь при передаче сигнала.

После деления (4.10) на (4.9) получим для входной проводимости и сопротивления ИТС в сечении "1-1"

$$Z_{_{BX} WTC} = Z_{1} = Z_{_{H}} n_{_{B1}}^{2}$$

ИЛИ

$$Y_{_{BX}WTC} = Y_1 = g_1 + jb_1 = Y_{_{H}}n_{_{TI}}^2$$

Учитывая, что коэффициент включения со стороны нагрузки  $n_{B2} = n_{T1}$  (так как  $n_{B2} = U_2/U_1 = 1/n_{B1}$ ), получаем

$$Y_{BX \ HTC} = Y_1 = g_1 + jb_1 = Y_H n_{B2}^2.$$
 (4.11)

Уравнения (4.9) и (4.10) можно также записать в следующем виде

$$U_2 = U_1 n_{r1};$$
 (4.12)

$$I_2 = I_1 n_{B1}, (4.13)$$

что позволит записать выражения для выходного сопротивления и выходной проводимости ИТС в сечении "2-2"

$$Z_{\rm BMX\, MTC} = Z_2 = Z_c n_{\rm T}^2$$

ИЛИ

$$Y_{\rm BLEX, HIC} = Y_2 = g_2 + jb_2 = Y_c n_{\rm Bl}^2.$$
(4.14)



Рис.4.6

После пересчета источника сигнала и его проводимости на выход ИТС (рис.4.6) получим

$$\mathbf{I}_{c}^{\prime} = \mathbf{I}_{c} \mathbf{n}_{_{\mathrm{B}1}},\tag{4.15}$$

$$Y_2 = Y_c' = g_c' + jb_c' = Y_c n_{B1}^2.$$
(4.16)

Коэффициент передачи по мощности будет равен

$$K_{p} = \frac{4g'_{c}g_{H}}{\left(g'_{c} + g_{H}\right)^{2} + \left(b'_{c} + b_{JO\Pi} + b_{H}\right)^{2}}.$$
(4.17)

В соответствии с (4.6) условие согласования по мощности для сечения "2-2" можно записать следующим образом:

$$\mathbf{Y}_{c}^{\prime} + \mathbf{b}_{\mathrm{доп}} = \mathbf{Y}_{\mathrm{H}}^{*},$$

т.е.

$$g'_{c} + j(b'_{c} + b_{\text{доп}}) = g_{H} - jb_{H}$$

Величина и характер дополнительной проводимости подбирается таким образом, чтобы на рабочей частоте выполнялось соотношение

$$\mathbf{b}_{\rm c}^{\prime} + \mathbf{b}_{\rm доп} + \mathbf{b}_{\rm H} = \mathbf{0}$$

ИЛИ

$$\mathbf{b}_{\mathrm{доп}} = -\mathbf{b}_{\mathrm{c}}^{\prime} - \mathbf{b}_{\mathrm{H}}$$

а коэффициент включения подбирается таким, чтобы выполнялось равенство

$$g_{\rm c}' = g_{\rm c} n_{\rm B1}^2 = g_{\rm H},$$
 (4.18)

откуда

$$n_{B1} = \sqrt{\frac{g_{H}}{g_{c}}}$$
 (4.19)

Рассчитанные значения  $b_{\text{доп}}$  и  $n_{\text{вl}}$  обеспечивают согласование по мощности в сечениях "1-1" и "2-2", т.е. максимальная мощность передается от источника сигнала ( $P_{co}$ ) к входу ИТС ( $P_{1\text{max}}$ ) и с выхода ИТС ( $P_{2o}$ ) в нагрузку ( $P_{\text{нmax}}$ ):

$$P_{co} = P_{1max} = \frac{I_c^2}{4g_c} = P_{2o} = P_{Hmax} = \frac{I_2^2}{4g_2} = \frac{I_c^{\prime 2}}{4g_c^{\prime}},$$

при этом из (4.17) следует, что коэффициент передачи K<sub>p</sub> =1.

Основные структуры реальных согласующих цепей представлены на рис.4.7-4.8, где под резисторами понимается любой реактивный элемент.



Рис.4.8

# 4.4 Двухэлементная согласующая цепь

Схема цепи представлена на рис.4.9. Такая СЦ может быть применена, когда активное сопротивление нагрузки больше активного сопротивления источника сигнала. Если соотношение сопротивлений противоположно указанному, то следует вход и выход СЦ поменять местами.



#### Рис.4.9

Считаем проводимости источника сигнала и нагрузки активными:  $Y_{\rm H} = 1/R_{\rm H}$  и  $Y_{\rm c} = 1/R_{\rm c}$ . Пересчет параллельного соединения элементов в последовательное соединение и наоборот производится по формулам:

$$r - jx = \frac{1}{g + jb} = \frac{g}{g^2 + b^2} - j\frac{b}{g^2 + b^2},$$
(4.20)

$$g + jb = \frac{1}{r - jx} = \frac{r}{r^2 + x^2} + j\frac{x}{r^2 + x^2}.$$
 (4.21)

После пересчета параллельного соединения С и Y<sub>н</sub> в последовательную ветвь получим (рис.4.10)



Рис.4.10

$$R'_{\rm H} = \frac{\frac{1}{R_{\rm H}}}{\frac{1}{R_{\rm H}^2} + \omega^2 C^2},$$
(4.22)

$$\frac{1}{j\omega C'} = \frac{-j\omega C}{\frac{1}{R_{\rm H}^2} + \omega^2 C^2}.$$
 (4.23)

Условия согласования по мощности для рассматриваемой цепи можно записать в следующем виде:

$$j\omega L + \frac{1}{j\omega C'} = j\omega L - \frac{j\omega C}{\frac{1}{R_{H}^{2}} + \omega^{2}C^{2}} = 0, \qquad (4.24)$$
$$R_{c} = R'_{H} = \frac{\frac{1}{R_{H}}}{\frac{1}{R_{H}^{2}} + \omega^{2}C^{2}}. \qquad (4.25)$$

Из (4.25) получим

$$\frac{1}{\omega C} = \frac{R_{\rm H}}{\sqrt{\frac{R_{\rm H}}{R_{\rm c}} - 1}}.$$
(4.26)

Используя (4.26) из (4.24), получим

$$\omega L = R_c \sqrt{\frac{R_H}{R_c} - 1}. \qquad (4.27)$$

Перемножение (4.26) и (4.27) дает

$$\omega \mathbf{L} \cdot \frac{1}{\omega \mathbf{C}} = \mathbf{R}_{c} \mathbf{R}_{H} = \frac{\mathbf{L}}{\mathbf{C}} = \rho_{c\mu}^{2}, \qquad (4.28)$$

что позволяет записать (4.26) и (4.27) таким образом:

$$\omega L = \sqrt{\rho_{cII}^2 - R_c^2} , \qquad (4.29)$$

$$\frac{1}{\omega C} = \frac{\rho_{cu}^2}{\sqrt{\rho_{cu}^2 - R_c^2}}.$$
 (4.30)

Так как

$$R_{c} = \frac{\rho_{c_{II}}^{2}}{R_{H}} = R_{H} \cdot \frac{\rho_{c_{II}}^{2}}{R_{H}^{2}} = \frac{R_{H}}{n_{T}^{2}},$$

то фактически расчет сводится к определению коэффициента трансформации по формуле

$$n_{\rm T} = \frac{R_{\rm H}}{\rho_{\rm cu}} = \frac{R_{\rm H}}{\sqrt{R_{\rm c}R_{\rm H}}} = \sqrt{\frac{R_{\rm H}}{R_{\rm c}}}$$
(4.31)

и реактивных сопротивлений емкостной и индуктивной ветвей на рабочей частоте:

$$\frac{1}{\omega C} = \frac{R_{\rm H}}{\sqrt{n_{\rm m}^2 - 1}},\tag{4.32}$$

$$\omega L = R_{c} \sqrt{n_{T}^{2} - 1}. \qquad (4.33)$$

# 4.5 Одноконтурная П- образная согласующая цепь с неполным включением индуктивности

Принципиальная схема СЦ представлена на рис.4.11.



Рис.4.11

Эквивалентная схема СЦ изображена на рис.4.12, где g<sub>o</sub> - собственные потери колебательного контура, состоящего из катушки индуктивности L<sub>к</sub>,

разделенной на две части  $L_1$  и  $L_2$ , и емкости  $C_{\kappa}$ ,  $Y_c = 1/Z_c$ . Обозначим  $n_1 = L_2/(L_1 + L_2) = L_2/L_{\kappa}$  - коэффициент включения.



Рис.4.10

Осуществим пересчёт источника сигнала и его проводимости к выходу СЦ (рис.4.11), считая  $\omega L_2 \ll R_c$  и  $\omega L_2 \ll 1/(\omega C_c)$ . В результате получаем



Рис.4.11

Окончательный пересчет последовательного соединения элементов к выходу СЦ дает следующий результат (рис.4.12):

$$L_{\kappa} \approx I_1 + L_2', \qquad (4.34)$$

$$g_{c}^{\prime\prime} = \frac{R_{c}^{\prime}}{R_{c}^{\prime 2} + (\frac{1}{\omega C_{c}^{\prime}} - \omega L_{\kappa})^{2}} \approx \frac{R_{c}^{\prime}}{\omega^{2} L_{\kappa}^{2}} = \frac{g_{c} \omega^{2} L_{2}^{2}}{\omega^{2} L_{\kappa}^{2}} = g_{c} n_{1}^{2} , \qquad (4.35)$$

$$\omega C_{c}^{\prime\prime} = \frac{\frac{1}{\omega C_{c}^{\prime}}}{R_{c}^{\prime 2} + (\frac{1}{\omega C_{c}^{\prime}} - \omega L_{\kappa})^{2}} \approx \frac{1}{\omega^{3} L_{\kappa}^{2} C_{c}^{\prime}} = \frac{\omega^{4} L_{2}^{2} C_{c}}{\omega^{3} L_{\kappa}^{2}} = \omega C_{c} n_{1}^{2}, \qquad (4.36)$$

$$I_{c}^{\prime\prime} = \frac{e_{c}^{\prime}}{\omega L_{\kappa}} = I_{c} n_{1}.$$
 (4.37)



1

Рис.4.12

При наличии взаимной индуктивности М между частями катушки индуктивности  $L_1$  и  $L_2$  получаем автотрансформаторную СЦ. В этом случае коэффициент включения рассчитывается по формуле:

$$n_1 = \frac{L_2 + M}{L_{\kappa}}, \tag{4.38}$$

где  $M = k_{cB} \sqrt{L_1 L_2}$ ;  $k_{cB}$  - коэффициент связи  $L_1$  и  $L_2$ . При  $k_{cB} = 1$ 

$$n_1 = \frac{L_2 + M}{L_\kappa} = \sqrt{\frac{L_2}{L_\kappa}} = \frac{w_2}{w_\kappa},$$

где  $w_2$  и  $w_{\kappa}$  - число витков  $L_1$  и  $L_{\kappa}$ .

# 4.6 Анализ коэффициента передачи по мощности

Представим нашу цепь как показано на рис.4.13, где  $C_{9} = C_{c}n_{1}^{2} + C_{\kappa} + C_{H}$ . В соответствии с (4.4) условия согласования по мощности для сечения "с-с" можно записать следующим образом:

$$\omega L_{\kappa} - \frac{1}{\omega C_{\vartheta}} = 0, \qquad (4.39)$$

$$g_c^{\prime\prime} = g_c n_1^2 = g_o + g_H.$$
 (4.40)

Выражение (4.40) позволяет рассчитать необходимый для согласования коэффициент включения:

$$n_1 = \sqrt{\frac{g_0 + g_H}{g_c}}.$$
 (4.41)

Мощность в нагрузке равна

$$P_{\rm H} = \frac{(I_{\rm c}^{\prime\prime})^2 g_{\rm H}}{\left(g_{\rm c}^{\prime\prime} + g_{\rm o} + g_{\rm H}\right)^2 + \left(\omega L_{\rm \kappa} - \frac{1}{\omega C_{\rm g}}\right)^2}.$$
(4.42)

Мощность, располагаемая источником сигнала, в соответствии с (4.5) равна

$$P_{\rm co} = \frac{(I_{\rm c}'')^2}{4(g_{\rm c}'')}.$$
(4.43)

Коэффициент передачи цепи по мощности

$$K_{p} = \frac{P_{H}}{P_{co}} = \frac{4g_{c}''g_{H}}{\left(g_{c}'' + g_{o} + g_{H}\right)^{2} + \left(\omega L_{\kappa} - \frac{1}{\omega C_{\vartheta}}\right)^{2}}.$$
 (4.44)

При выполнении условия (4.39), т.е. при настройке цепи в резонанс

$$K_{po} = \frac{4g_{c}n_{1}^{2}g_{H}}{\left(g_{c}n_{1}^{2} + g_{o} + g_{H}\right)^{2}}.$$
(4.45)

При выполнении условия (4.40) максимальный коэффициент передачи по мощности равен

$$K_{p \max} = \frac{g_{H}}{g_{o} + g_{H}}.$$
 (4.46)

Как видно из (4.46) коэффициент передачи по мощности реальной цепи меньше единицы, что обусловлено наличием потерь в СЦ в виде проводимости  $g_0$ . Графики для коэффициента передачи мощности и коэффициента шума представлены на рис.4.14.


Рис.4.14

Часто используются СЦ с неполным включением как со стороны источника сигнала, так и со стороны нагрузки (рис.4.15).



Рис.4.15

При настройке цепи на резонансную частоту условия согласования по мощности в сечениях "с-с" и "н-н" выглядят следующим образом:

$$g'_{c} = g'_{H} + g_{o},$$
  
 $g'_{H} = g'_{c} + g_{o},$ 

где  $g'_c = g_c n_1^2$ ,  $g'_H = g_H n_2^2$ . Коэффициент передачи по мощности цепи на резонансной частоте равен

$$K_{po} = \frac{4g_{c}n_{1}^{2}g_{H}n_{2}^{2}}{\left(g_{c}n_{1}^{2} + g_{o} + g_{H}n_{2}^{2}\right)^{2}} = \frac{4g_{c}'g_{H}'}{\left(g_{c}' + g_{o} + g_{H}'\right)^{2}}.$$
(4.47)

Совместное согласование в этом случае возможно лишь для идеальной СЦ без потерь ( $g_0 = 0$ ). Подставляя в (4.47) условие  $g'_H = g'_c$ , получим

$$K_{po} = (1 - \frac{g_0}{g_9})^2 = (1 - \frac{Q_9}{Q_0})^2, \qquad (4.48)$$

где  $g_3 = g'_c + g_o + g'_H$  - суммарная проводимость, характеризующая потери нагруженного контура.

Из (4.48) видно, что для реальной цепи с целью повышения коэффициента передачи собственная проводимость контура должна быть минимальной.

С точки зрения согласования по мощности введение одновременного неполного включения со стороны источника сигнала и со стороны нагрузки является избыточным. При  $g_c > g_H$  следует принимать  $n_2 = 1$ , а при  $g_c < g_H$  принимают  $n_1 = 1$ .

## 4.7 Анализ коэффициента передачи по напряжению

Коэффициент передачи по напряжению для рис.4.16 равен отношению напряжения на нагрузке к э.д.с. источника сигнала:

$$K = \frac{U_{\rm H}}{e_{\rm c}},\tag{4.49}$$

где  $e_c = I_c / g_c$ .





Напряжение на нагрузке на резонансной частоте равно

$$U_{\rm H} = \frac{I_{\rm c}' n_2}{g_{\rm c}' + g_{\rm oe} + g_{\rm H}'} = \frac{I_{\rm c} n_1 n_2}{g_{\rm c} n_1^2 + g_{\rm oe} + g_{\rm H} n_2^2},$$

тогда

$$K_{o} = \frac{U_{H}}{e_{c}} = \frac{I_{c}n_{1}n_{2}}{g_{c}' + g_{o} + g_{H}'} \cdot \frac{g_{c}}{I_{c}} = \frac{g_{c}n_{1}n_{2}}{g_{c}n_{1}^{2} + g_{o} + g_{H}n_{2}^{2}} = \frac{n_{2}}{n_{1}(1 + \frac{g_{o} + g_{H}n_{2}^{2}}{g_{c}n_{1}^{2}})},$$

откуда при согласовании по мощности с источником сигнала ( $g'_c = g'_H + g_o$ )

$$K_o = \frac{n_2}{2n_1}$$

В общем случае

$$K = \frac{Y_{c}n_{1}n_{2}}{g_{\mathfrak{H}} + jb_{\mathfrak{H}}} = \frac{Y_{c}n_{1}n_{2}}{g_{\mathfrak{H}}(1+j\frac{b_{\mathfrak{H}}}{g_{\mathfrak{H}}})} = \frac{Y_{c}\rho n_{1}n_{2}Q_{\mathfrak{H}}}{(1+j\xi)} = \frac{p_{1}p_{2}Q_{\mathfrak{H}}}{(1+j\xi)},$$
(4.50)

где  $g_{9} = g'_{c} + g_{0e} + g'_{H}$  - эквивалентная проводимость потерь контура;  $b_{9}$  - эквивалентная реактивная проводимость контура;

ξ - обобщённая расстройка:

$$\xi = Q_{9} \left( \frac{\omega}{\omega_{0}} - \frac{\omega_{0}}{\omega} \right) = Q_{9} \left( \frac{\omega^{2} - \omega_{0}^{2}}{\omega_{0}\omega} \right) = Q_{9} \left( \frac{(\omega - \omega_{0})(\omega + \omega_{0})}{\omega_{0}\omega} \right) = Q_{9} \frac{2\Delta\omega}{\omega_{0}} = Q_{9}X; \quad (4.51)$$

 $Q_{2}$  - эквивалентная добротность:

$$Q_{3} = 1/(\rho g_{3});$$
 (4.52)

 $X = \frac{2\Delta f}{f_o}$  – относительная расстройка;

 $p_1$  и  $p_2$  - коэффициенты, учитывающие степень связи с источником сигнала и нагрузкой, соответственно. Для автотрансформаторной СЦ  $p_1 = Y_c \rho n_1$  и  $p_2 = n_2$ .

## 4.8 Анализ полосы пропускания СЦ

Полоса пропускания СЦ определяется при расстройке, соответствующей уменьшению коэффициента передачи до уровня 0,707 от максимального значения на резонансной частоте (рис.4.17).



Из (4.50) для источника сигнала с чисто активным внутренним сопротивлением при

$$K = \frac{g_{c}n_{1}n_{2}\rho Q_{3}}{\sqrt{1+\xi^{2}}} = 0,707$$

получаем значение обобщённой расстройки

$$\xi = Q_{\mathfrak{I}} \frac{2\Delta f}{f_{\mathfrak{O}}} = 1,$$

откуда

$$\Delta F_{0,707} = 2\Delta f = \frac{f_0}{Q_9}.$$
 (4.53)

Учитывая (4.52)

$$\Delta F_{0,707} = f_0 \rho g_{\mathfrak{H}} = \frac{g_c n_1^2 + g_{oe} + g_{\mathfrak{H}} n_2^2}{2\pi C_{\mathfrak{H}}}.$$
(4.54)

Как видно из (4.54) полоса СЦ прямо пропорциональна потерям, вносимым в контур. С точки зрения избирательности по побочным каналам приема необходимо, чтобы СЦ обеспечивала заданную полосу пропускания. Запишем (4.47) в следующем виде

$$K_{po} = \frac{4g'_{c}g'_{H}}{g_{9}^{2}} \cdot \frac{\rho^{2}}{\rho^{2}} = (g'_{c}\rho)(g'_{H}\rho)4Q_{9}^{2} = \delta_{c}\delta_{H}4Q_{9}^{2},$$

где δ<sub>c</sub> и δ<sub>н</sub>- параметры, характеризующие относительное затухание, вносимое в контур со стороны источника сигнала и нагрузки, соответственно.

Если эквивалентная добротность контура задана, то задачу определения коэффициентов включения можно решить из условия получения максимального коэффициента передачи. Так как  $\delta_c + \delta_H = \delta_3 - \delta_0$ , где  $\delta_3 = 1/Q_3$  и  $\delta_0 = 1/Q_0 (Q_0 - cofctbenhas добротность ненагруженного контура) то <math>\delta_c + \delta_H = \delta_{BH} = const$  при заданных потерях. Тогда  $\delta_c = \delta_{BH} - \delta_H$  и

$$\frac{\mathrm{dK}_{\mathrm{p}}}{\mathrm{d\delta}_{\mathrm{c}}} = 4\mathbf{Q}_{\vartheta}^{2}(\delta_{\mathrm{BH}} - 2\delta_{\mathrm{c}}) = 0$$

при

$$\delta_{\rm c} = \frac{\delta_{\rm BH}}{2};$$
  
$$\delta_{\rm H} = \delta_{\rm BH} - \delta_{\rm c} = \frac{\delta_{\rm BH}}{2}$$

Последние соотношения означают, что условие получения максимального коэффициента передачи при согласовании по полосе выглядит так:

$$g'_{c} = g'_{H},$$
 (4.55)

откуда

$$n_1 = \sqrt{\frac{g'_{\rm H}}{g_{\rm c}}},$$
 (4.56)

$$n_2 = \sqrt{\frac{g_c'}{g_H}}.$$
(4.57)

С учётом (4.55) для эквивалентных потерь контура можно записать:

$$g_{\mathfrak{H}} = g_{oe} + 2g'_{c} = g_{oe}(1 + \frac{2g'_{c}}{g_{oe}}).$$
 (4.58)

Умножая левую и правую часть (4.58) на р, получим

$$g_{\mathfrak{I}}\rho = g_{\mathfrak{O}\mathfrak{O}}\rho(1 + \frac{2g_{\mathfrak{O}}'}{g_{\mathfrak{O}\mathfrak{O}}})$$

ИЛИ

$$\frac{1}{g_{0}\rho} = \frac{1}{g_{0e}\rho(1 + \frac{2g'_{c}}{g_{0e}})},$$

что позволяет записать для эквивалентной добротности

$$Q_{9} = \frac{Q_{0}}{1 + \frac{2g_{c}'}{g_{0e}}}$$
(4.59)

и определить при заданном значении собственных потерь контура g<sub>oe</sub> проводимость источника сигнала

$$g'_{c} = \frac{g_{oe}}{2} \left( \frac{Q_{o}}{Q_{9}} - 1 \right).$$
 (4.60)

В соответствии с (4.55) проводимость нагрузки равна

$$g'_{\rm H} = \frac{g_{\rm oe}}{2} \left( \frac{Q_{\rm o}}{Q_{\rm g}} - 1 \right).$$
 (4.61)

Из (4.56) и (4.57) получаем

$$\mathbf{n}_1 = \sqrt{\frac{\mathbf{g}_{oe}}{2\mathbf{g}_c} (\frac{\mathbf{Q}_o}{\mathbf{Q}_{\mathfrak{g}}} - 1)} , \qquad (4.62)$$

$$n_2 = \sqrt{\frac{g_{oe}}{2g_H}} \left(\frac{Q_o}{Q_g} - 1\right). \tag{4.63}$$

Если g<sub>ое</sub> не задано, то из (4.59) следует, что

$$\frac{1}{g_{oe}} = R_{oe} = \frac{\frac{Q_o}{Q_g} - 1}{2g'_c} = \frac{1}{2g_c n_1^2} (\frac{Q_o}{Q_g} - 1).$$
(4.64)

Используя (4.64) определим волновое сопротивление контура

$$\rho = \frac{R_{oe}}{Q_o} = \frac{1}{2g_c n_1^2} \left(\frac{1}{Q_{\vartheta}} - \frac{1}{Q_o}\right), \qquad (4.65)$$

откуда получим выражение для эквивалентной емкости контура

$$C_{3} = \frac{1}{\omega_{0}\rho} = \frac{2g_{c}n_{1}^{2}}{\omega_{0}(\frac{1}{Q_{3}} - \frac{1}{Q_{0}})}.$$
(4.66)

Подставляя (4.63) и (4.66) в (4.50) получим для максимального резонансного коэффициента передачи СЦ

$$K_{o \max} = Y_{c} n_{1} Q_{9} \sqrt{\frac{g_{c} n_{1}^{2}}{g_{H}}} \frac{1}{2g_{c} n_{1}^{2}} (\frac{1}{Q_{9}} - \frac{1}{Q_{o}}) = \frac{|Y_{c}|}{2\sqrt{g_{c} g_{H}}} (1 - \frac{Q_{9}}{Q_{o}}).$$
(4.67)

При чисто активном внутреннем сопротивлении источника сигнала

$$K_{o \max} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{g_c}{g_H} (1 - \frac{Q_9}{Q_0})}.$$
 (4.68)

Так как  $K_{o max}$  не зависит от коэффициентов включения, то рекомендуется при  $g_c > g_H$  принимать  $n_2 = 1$ , тогда

$$\mathbf{n}_1 = \sqrt{\frac{\mathbf{g}_{\mathrm{H}}}{\mathbf{g}_{\mathrm{c}}}},$$

а при  $g_c < g_H$  принимать  $n_1 = 1$ , тогда

$$\mathbf{n}_2 = \sqrt{\frac{\mathbf{g}_c}{\mathbf{g}_H}} \,.$$

Далее расчет СЦ сводится к определению контурной емкости

$$C_{\kappa} = C_{\mathfrak{I}} - C_{c} - C_{H} n_{2}^{2}$$

и индуктивности

$$L_{\kappa} = \frac{1}{\omega_{o}^{2}C_{\Im}}$$

### 4.9 Искажения сигналов

Выражение (4.50) можно записать в следующем виде

$$K = K(\omega)e^{j\phi(\omega)}$$

где K( $\omega$ ) - амплитудно-частотная характеристика СЦ;

 $\phi(\omega) = - \operatorname{arctg} \xi$  - фазочастотная характеристика СЦ.

Из рис.4.17 видно, что в случае реальной цепи высокочастотные составляющие спектра сигнала в верхней и нижней боковых полосах усиливаются в меньшей степени по сравнению с несущим колебанием. В этом случае говорят о неравномерности коэффициента усиления. Искажения такого вида относятся к линейным амплитудно-частотным искажениям, которые оцениваются с помощью коэффициента

$$M = \frac{K_{max}}{K_{\Omega}},$$

где K<sub>max</sub> - максимальный коэффициент усиления на одной из частот модуляции принимаемого сигнала, K<sub>Ω</sub> - коэффициент усиления на верхней частоте модуляции.

Амплитудно-частотные искажения отсутствуют, если АЧХ имеет идеальный прямоугольный вид.

Фазо-частотные искажения обусловлены нелинейностью ФЧХ и проявляются в различном времени задержки составляющих спектра полезного сигнала на

выходе. Идеальная ФЧХ одиночного контура должна иметь вид прямой линии с постоянный углом наклона

$$\frac{\mathrm{d}\phi}{\mathrm{d}\omega} = \mathrm{const} = -\frac{2\mathrm{Q}}{\omega_0}$$

что для реальной СЦ выполняется в относительно узкой области возле резонансной частоты.

## 4.10 Входные цепи с сосредоточенными параметрами

Входные цепи (ВЦ) РПУ – это СЦ, предназначенные для передачи сигнала от приемной антенны к входу первого усилительного элемента.

- Основными характеристиками ВЦ являются:
- 1. АЧХ и ФЧХ.
- 2. Резонансный коэффициент передачи напряжения отношение выходного напряжения ВЦ на резонансной частоте к э.д.с. сигнала в антенне

$$K_{o} = \frac{U_{BHX}}{e_{A}}$$

- 3. Коэффициент избирательности по побочным каналам приёма.
- 4. Коэффициент шума.
- 5. Рабочий диапазон частот.
- 6. Зависимости основных характеристик от частоты настройки, т.е. частотная зависимость резонансного коэффициента передачи, избирательных свойств и коэффициента шума.
- 7. Постоянство показателей ВЦ при изменении параметров антенны и усилительного элемента.

Антенны бывают настроенные и ненастроенные. Внутреннее сопротивление настроенной антенны имеет чисто активный характер на частоте полезного сигнала или на средней частоте некоторого достаточно узкого диапазона частот. Характер внутреннего сопротивления ненастроенной электрической антенны можно оценить с помощью рис.4.18, где изображена схема так называемого стандартного эквивалента внешней электрической антенны, используемого для проведения метрологических испытаний РПУ в заводских условиях.



Рис.4.18



Рис.4.19

Как видно из рисунка, полное выходное сопротивление антенны зависит от частоты, поэтому характеристики антенны и ее эквивалентные схемы в различных частотных диапазонах будут неодинаковыми. Эквивалент. представленный на рис.4.19, соответствует антенне, работающей на относительно низких частотах. Кроме того, параметры антенны могут изменяться в процессе эксплуатации, как это происходит в случае выдвижной штыревой антенны в переносных РПУ. В связи со сказанным ВЦ должна обеспечивать постоянство и стабильность характеристик колебательных систем, обеспечивающих функции выделения полезного сигнала и подавления сигналов помех. Непосредственное подключение ранее рассмотренных СЦ к антенне нежелательно. Расчет коэффициента включения антенны должен производиться, исходя из допустимого смещения настройки контура СЦ при изменении параметров антенны.

На рис.4.20 представлены следующие основные схемы ВЦ, используемые РПУ: с внешнеемкостной связью с антенной (а), с внутриемкостной связью с антенной (б), в автотрансформаторной связью с антенной (в), с индуктивной или трансформаторной связью с антенной (г) и с комбинированной связью с антенной (д).





## 4.10.1 Автотрансформаторная ВЦ

Для ВЦ, представленной на рис.4.21 из (4.50) получаем

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{e_{A}} = \frac{\frac{1}{R_{A} + \frac{1}{j\omega C_{A}}}n_{1}}{\frac{1}{R_{A} + \frac{1}{j\omega C_{A}}}n_{1}^{2} + g_{o} + \frac{1}{j\omega L_{\kappa}} + j\omega C_{\kappa}}.$$
(4.69)

После преобразований (4.69) можно представить в следующем виде:

$$K = \frac{(g_{A_{BX}} + jb_{A_{BX}})n_1}{g_{A_{BX}}n_1^2 + g_{oe} + j(\omega C_{\kappa} + b_{A_{BX}}n_1^2 - \frac{1}{\omega L_{\kappa}})},$$
(4.70)

где g<sub>Авх</sub> - активная составляющая полной проводимости антенны на входе ВЦ:

$$g_{ABX} = \frac{\omega^2 C_A^2 R_A}{1 + \omega^2 C_A^2 R_A^2}; \qquad (4.71)$$

 $b_{A\,{\scriptscriptstyle BX}}$  - реактивная составляющая полной проводимости антенны на входе ВЦ:

$$\mathbf{b}_{\mathbf{A}\,\mathbf{B}\mathbf{X}} = \mathbf{\omega}\mathbf{C}_{\mathbf{A}}^{\prime}\,,\tag{4.72}$$

где

$$C'_{A} = \frac{C_{A}}{1 + \omega^{2} C_{A}^{2} R_{A}^{2}}.$$
 (4.73)

Резонансная частота контура автотрансформаторной СЦ определяется из условия  $b_3 = 0$  по формуле Томпсона:

$$f_{o} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\kappa}(C_{A}n_{1}^{2} + C_{\kappa} + C_{H}n_{2}^{2})}}.$$
(4.74)

Дифференцируя (4.74) по С<sub>А</sub>, рассчитаем относительное изменение частоты настройки

$$\frac{\Delta f_o}{f_o} = -\frac{n_1^2}{2} \frac{\Delta C_A}{C_A} \cdot \frac{C_A}{C_3},$$

где  $C_{9} = C_A n_1^2 + C_\kappa + C_H n_2^2$  (в данном случае  $C_H = 0$ ). Допустимым смещением настройки контура можно считать значение

$$\Delta f_{cm} = 0,5\Delta F_{0,707},$$

поэтому

$$\Delta f_{o} = -\frac{f_{o}n_{1}^{2}}{2} \frac{\Delta C_{A}}{C_{A}} \cdot \frac{C_{A}}{C_{9}} = \Delta f_{cM} \le 0.5\Delta F_{0,707} = 0.5\frac{f_{o}}{Q_{9}},$$

откуда коэффициент включения, обеспечивающий заданную нестабильность частоты настройки из-за внесения в контур емкости антенны, должен удовлетворять условию

$$\mathbf{n}_{1\Delta f} \le \sqrt{\frac{\mathbf{C}_{\mathfrak{I}}}{\Delta \mathbf{C}_{A} \mathbf{Q}_{\mathfrak{I}}}}, \qquad (4.75)$$

а вносимое в контур изменение емкости должно быть

$$\Delta C_A n_{1\Delta f}^2 \le \frac{C_3}{Q_3}.$$
(4.76)

Сумма потерь, вносимых в контур, равна:  $g_3 = g_{oe} + g'_A$ . Используя (4.71)-(4.73) и учитывая соотношение  $Q_3 = 1/(\rho g_3)$ , получим для модуля коэффициента передачи

$$K = \frac{n_{1}\sqrt{(\frac{\omega^{2}C_{A}^{2}R_{A}}{1+\omega^{2}C_{A}^{2}R_{A}^{2}})^{2} + (\frac{\omega C_{A}}{1+\omega^{2}C_{A}^{2}R_{A}^{2}})^{2}}{g_{9}\sqrt{1+(\frac{b_{9}}{g_{9}})^{2}}} = \frac{\frac{\omega C_{A}n_{1}}{\sqrt{1+\omega^{2}C_{A}^{2}R_{A}^{2}}}}{g_{9}\sqrt{1+(\frac{b_{9}}{g_{9}})^{2}}} = \frac{\omega C_{A}\rho Q_{9}n_{1}}{\sqrt{1+\omega^{2}C_{A}^{2}R_{A}^{2}}\sqrt{1+\xi^{2}}},$$

$$(4.77)$$

где эквивалентная реактивная проводимость контура

$$b_{\mathfrak{H}} = \omega C_{\kappa} + b_{A_{BX}} n_1^2 - \frac{1}{\omega L_{\kappa}}.$$

Если считать волновое сопротивление р в данном случае равным

$$\rho = \omega_0 L_{\kappa}$$

то

$$K = \frac{\omega C_{A} \omega_{o} L_{\kappa} Q_{3} n_{1}}{\sqrt{1 + \omega^{2} C_{A}^{2} R_{A}^{2}} \sqrt{1 + \xi^{2}}}.$$
(4.78)

83

Если учитывать  $\rho = \frac{1}{\omega_o (C'_A n_1^2 + C_\kappa)}$ , то

$$K = \frac{\omega C_A Q_{9} n_1}{\omega_0 (C_A' n_1^2 + C_\kappa) \sqrt{1 + \omega^2 C_A^2 R_A^2} \sqrt{1 + \xi^2}}.$$
 (4.79)

На резонансной частоте из (4.78) и (4.79) следует:

$$K_{o} = \frac{\omega_{o}^{2} C_{A} L_{\kappa} Q_{9} n_{1}}{\sqrt{1 + \omega_{o}^{2} C_{A}^{2} R_{A}^{2}}},$$
(4.80)

$$K_{o} = \frac{C_{A}Q_{9}n_{1}}{(C_{A}'n_{1}^{2} + C_{\kappa})\sqrt{1 + \omega^{2}C_{A}^{2}R_{A}^{2}}}.$$
(4.81)

Для диапазона частот, где справедливо соотношение

$$\omega^2 C_A^2 R_A^2 \ll 1, \tag{4.82}$$

т.е. при пренебрежении активным сопротивлением антенны R<sub>A</sub> <<1/(ωC<sub>A</sub>) резонансный коэффициент передачи равен

$$\mathbf{K}_{o} = \boldsymbol{\omega}_{o}^{2} \mathbf{C}_{A} \mathbf{L}_{\kappa} \mathbf{Q}_{\mathfrak{g}} \mathbf{n}_{1}, \qquad (4.83)$$

ИЛИ

$$K_{o} = \frac{C_{A}Q_{9}n_{1}}{(C_{A}'n_{1}^{2} + C_{\kappa})}.$$
(4.84)

Коэффициент односигнальной частотной избирательности ВЦ по внеполосным каналам приема

$$S_{BK} = \frac{K_0}{K_{BK}},$$

где К $_{\rm BK}$  - коэффициент передачи ВЦ на частоте побочного канала  $\omega_{_{\rm BK}}$ . Из (4.78) и (4.80) следует, что

$$S_{BK} = \frac{\omega_{o}^{2}C_{A}L_{\kappa}Q_{9}n_{1}}{\sqrt{1+\omega_{o}^{2}C_{A}^{2}R_{A}^{2}}} \frac{\sqrt{1+\omega_{BK}^{2}C_{A}^{2}R_{A}^{2}}\sqrt{1+\xi_{BK}^{2}}}{\omega_{BK}C_{A}\omega_{o}L_{\kappa}Q_{9}n_{1}} = \frac{\omega_{o}}{\omega_{BK}} \frac{\sqrt{1+\omega_{BK}^{2}C_{A}^{2}R_{A}^{2}}\sqrt{1+\xi_{BK}^{2}}}{\sqrt{1+\omega_{o}^{2}C_{A}^{2}R_{A}^{2}}}.$$
 (4.85)

При  $\omega_{\rm BK} \approx \omega_{\rm o}$ , например, для соседнего канала или зеркального канала для максимальной рабочей частоты

$$S_{BK} = \frac{\omega_{o}}{\omega_{BK}} \frac{\sqrt{1 + \omega_{BK}^{2} C_{A}^{2} R_{A}^{2}} \sqrt{1 + \xi_{BK}^{2}}}{\sqrt{1 + \omega_{o}^{2} C_{A}^{2} R_{A}^{2}}} \approx \sqrt{1 + \xi_{BK}^{2}} .$$
(4.86)

При  $\omega_{\rm BK} >> \omega_{\rm o}$  следует учитывать влияние активного сопротивления антенны R<sub>A</sub>. Иначе при пренебрежении активным сопротивлением антенны R<sub>A</sub> <<1/400 ( $\omega$ C<sub>A</sub>) коэффициент передачи ВЦ на частоте зеркального канала при  $\omega_{\rm 3K} >> \omega_{\rm o}$  из (4.79) не зависит от частоты внеполосного канала и равен

$$K_{3\kappa} = \frac{\omega_{3\kappa}C_{A}Q_{9}n_{1}}{\omega_{0}(C_{A}'n_{1}^{2} + C_{\kappa})\sqrt{1 + \xi_{3\kappa}^{2}}} = \frac{\omega_{3\kappa}C_{A}Q_{9}n_{1}}{\omega_{0}(C_{A}'n_{1}^{2} + C_{\kappa})\sqrt{1 + Q_{9}^{2}(\frac{\omega_{3\kappa}}{\omega_{0}} - \frac{\omega_{0}}{\omega_{3\kappa}})^{2}}} \approx \frac{\omega_{3\kappa}C_{A}Q_{9}n_{1}}{(\omega_{0}-\omega_{0})^{2}} = \frac{C_{A}n_{1}}{(C_{A}'n_{1}^{2} - C_{\kappa})^{2}},$$

$$\approx \frac{1}{\omega_0 (C'_A n_1^2 + C_\kappa) Q_{\mathfrak{g}} \frac{\omega_{\mathfrak{g}\kappa}}{\omega_0}} = \frac{1}{(C'_A n_1^2 + C_\kappa)},$$

что с учётом (4.84) соответствует коэффициенту частотной избирательности по зеркальному каналу

$$\mathbf{S}_{_{\mathbf{3}\mathbf{K}}} = \mathbf{Q}_{\mathbf{9}}.\tag{4.87}$$

Для диапазона частот, где справедливо соотношение

$$\omega^2 C_A^2 R_A^2 >> 1 \tag{4.88}$$

или при R  $_{\rm A}>>1/(\omega C_{\rm A})$ , из (4.78) и (4.80) следует, что при  $~n_1<<1$ 

$$S_{3\kappa} = \frac{\omega_{o}^{2}C_{A}L_{\kappa}Q_{9}n_{1}}{\sqrt{1 + \omega_{o}^{2}C_{A}^{2}R_{A}^{2}}} \frac{\sqrt{1 + \omega_{3\kappa}^{2}C_{A}^{2}R_{A}^{2}}\sqrt{1 + \xi_{3\kappa}^{2}}}{\omega_{3\kappa}C_{A}\omega_{o}L_{\kappa}Q_{9}n_{1}} = \sqrt{1 + \xi_{3\kappa}^{2}}.$$
 (4.89)

Анализ (4.88) показывает, что для реальной антенны (рис.4.19) это условие выполняется на частотах

$$f \gg \frac{1}{2\pi\sqrt{C_{A}^{2}R_{A}^{2}}} = \frac{1}{2\pi C_{A}R_{A}} = \frac{1}{2\cdot 3,14\cdot 125\cdot 10^{-12}\cdot 80} = 15,9 \text{ MFu},$$

поэтому в диапазонах ДВ и низкочастотной части СВ следует пользоваться (4.87). В более высокочастотных диапазонах в эквивалентной схеме антенны необходимо учитывать наличие индуктивности  $L_A \approx 20 \text{ мк}\Gamma\text{h}$  (рис.4.18), например при  $\omega^2 L_A C_A >> 1$ 

$$S_{BK} = \frac{\omega_{o}}{\omega_{BK}} \frac{\sqrt{(1 - \omega_{BK}^{2} L_{A} C_{A})^{2} + \omega_{BK}^{2} C_{A}^{2} R_{A}^{2}} \sqrt{1 + \xi_{BK}^{2}}}{\sqrt{(1 - \omega_{o}^{2} L_{A} C_{A})^{2} + \omega_{o}^{2} C_{A}^{2} R_{A}^{2}}} \approx \frac{\omega_{BK}}{\omega_{o}} \sqrt{1 + \xi_{BK}^{2}} .$$
(4.90)

Дальнейшие рассуждения об основных характеристиках рассматриваемой ВЦ зависят от элемента, которым осуществляется настройка на станцию (рис.4.22).



При емкостной настройке волновое сопротивление  $\rho = \omega_0 L_{\kappa}$  прямо пропорционально частоте настройке. Добротность  $Q_3 = \rho/r \approx \text{const}$ , так как потери в контуре растут пропорционально частоте. Полоса пропускания контура  $\Delta F_{0,707} = f_0/Q_3$  расширяется с ростом частоты. Таким образом, при  $L_{\kappa} = \text{const}$  из (4.83) следует, что при емкостной настройке ВЦ резонансный коэффициент передачи пропорционален квадрату частоты настройки (рис.4.23)



Рис.4.23

При индуктивной настройке контура волновое сопротивление

$$\rho = \frac{1}{\omega_{o}C_{\kappa}}$$

обратно пропорционально частоте настройки, поэтому добротность контура

$$Q_{\vartheta} = \frac{\rho}{r}$$

обратно пропорционально квадрату частоты настройки, а полоса  $\Delta F_{0.707} = f_o / Q_9$  пропорциональна кубу частоты настройки контура.

Таким образом, при  $C_{\kappa}$  = const из (4.84) следует, что при индуктивной настройке контура ВЦ резонансный коэффициент передачи обратно пропорционален квадрату частоты настройки (рис.4.24).



Рис.4.24

На характеристики ВЦ в значительной мере оказывает влияние способ её связи с нагрузкой. Рассмотрим ВЦ с автотрансформаторной связью с антенной и внутриемкостной связью с нагрузкой, изображённую на рис.4.25.



Для этой цепи резонансный коэффициент передачи равен

$$\mathbf{K}_{o} = \mathbf{p}_{1} \mathbf{Q}_{\mathbf{y}} \mathbf{p}_{2} = \boldsymbol{\omega}_{o} \mathbf{C}_{A} \boldsymbol{\rho} \, \mathbf{n}_{1} \mathbf{Q}_{\mathbf{y}} \mathbf{p}_{2}, \tag{4.91}$$

где

$$p_2 = \frac{C_{\kappa}}{C_{cB} + C_{\kappa}}.$$
(4.92)

В результате при  $C_{_{CB}} >> C_{_{K}} \mu C_{_{K}} >> C'_{_{A}} n_1^2$ 

$$K_{o} = \frac{\omega_{o}C_{A}Q_{9}n_{1}}{\omega_{o}(C_{A}'n_{1}^{2} + C_{\kappa})} \cdot \frac{C_{\kappa}}{C_{cB} + C_{\kappa}} \approx \frac{C_{A}Q_{9}n_{1}}{C_{cB}}, \qquad (4.93)$$

т.е. резонансный коэффициент передачи не зависит от частоты. Происходит это потому, что коэффициент p<sub>2</sub> при емкостной настройке обратно пропорционален квадрату частоты:

$$p_2 = \frac{C_{\kappa}}{C_{cB} + C_{\kappa}} \approx \frac{1}{\omega_o^2 L_{\kappa} C_{cB}}.$$

Введение внутриемкостной связи с усилительным элементом не улучшает подавление зеркального канала по сравнению с рассмотренным выше полным включением контура ВЦ к входу усилительного элемента, так как p<sub>2</sub> не зависит от частоты сигнала.

# 4.10.2 ВЦ с внешнеемкостной связью с антенной

Для рис.4.26 проводимость источника сигнала равна



Комплексный коэффициент передачи цепи из (4.50) равен

$$K = \frac{U_{BbIX}}{e_{A}} = \frac{\frac{1}{R_{A} + \frac{1}{j\omega C_{CB}^{\prime}}}}{\frac{1}{R_{A} + \frac{1}{j\omega C_{CB}^{\prime}} + g_{oe} + \frac{1}{j\omega L_{\kappa}} + j\omega C_{\kappa}}},$$
(4.94)

где

$$C_{cB}' = \frac{C_{cB}C_{A}}{C_{cB} + C_{A}}.$$
(4.95)



Сравнивая (4.69) и (4.94), замечаем, что для получения коэффициента передачи ВЦ с емкостной связью достаточно в выражение для передачи ВЦ с автотрансформаторной связью (4.70) подставить  $n_1 = 1$  и заменить  $C_A$  на  $C'_{cB}$ :

$$K = \frac{(g_{A_{BX}} + jb_{A_{BX}})}{g_{A_{BX}} + g_{oe} + j(\omega C_{\kappa} + b_{A_{BX}} - \frac{1}{\omega L_{\kappa}})},$$
(4.96)

где g<sub>Авх</sub>- активная составляющая полной проводимости антенны, вносимая в контур ВЦ:

$$g_{A_{BX}} = \frac{\omega^2 C_{c_B}^{/2} R_A}{1 + \omega^2 C_{c_B}^{/2} R_A^2}; \qquad (4.97)$$

b<sub>Авх</sub> - реактивная составляющая полной проводимости антенны, вносимая в контур ВЦ:

$$\mathbf{b}_{\mathbf{A}\,\mathbf{B}\mathbf{X}} = \boldsymbol{\omega} \mathbf{C}_{\mathbf{A}}^{\prime} \,, \tag{4.98}$$

где

$$C'_{A} = \frac{C'_{cB}}{1 + \omega^2 C'_{cB} R_{A}^2}.$$
 (4.99)

Так как резонансная частота ВЦ, как это следует из (4.96), равна

$$f_{o} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{\kappa}(C_{\kappa} + \frac{C_{A}C_{cB}}{C_{A} + C_{cB}})}},$$
(4.100)

то, дифференцируя (4.100) по C<sub>A</sub>, получим выражение для допустимого вносимого в контур изменения емкости антенны

$$\Delta C_A p_A^2 \le \frac{C_3}{Q_3}, \qquad (4.101)$$

где р<sub>А</sub> - коэффициент включения антенны к ВЦ:

$$p_{A} = \frac{C_{cB}}{C_{A} + C_{cB}} \approx \frac{C_{cB}}{C_{A}}, \qquad (4.102)$$

так как  $C_A >> C_{cb}$ .

Модуль коэффициента передачи с учетом (4.97)-(4.99) равен

$$K = \frac{\omega C_{cB}^{\prime} \rho Q_{\mathfrak{g}}}{\sqrt{1 + \omega^2 C_{cB}^{\prime 2} R_A^2} \sqrt{1 + \xi^2}}.$$
(4.103)

Полученное выражение практически повторяет полученное ранее (4.77), поэтому здесь справедливо все, что говорилось об избирательности, о резонансном коэффициенте передачи и его зависимости от частоты для ВЦ с автотрансформаторной связью.

Резонансный коэффициент передачи равен при емкостной настройке

$$\mathbf{K}_{o} = \boldsymbol{\omega}_{o}^{2} \mathbf{C}_{cB}^{\prime} \mathbf{L}_{\kappa} \mathbf{Q}_{\mathfrak{z}}, \qquad (4.104)$$

при индуктивной настройке

$$K_{o} = \frac{\omega_{o}C_{cB}^{\prime}}{\omega_{o}(C_{cB}^{\prime} + C_{\kappa})} Q_{\mathfrak{g}} \approx \frac{C_{cB}^{\prime}}{C_{\kappa}} Q_{\mathfrak{g}}.$$
(4.105)

Разница между автотрансформаторной ВЦ и ВЦ с внешнеемкостной связью с антенной состоит в том, что для автотрансформаторной ВЦ коэффициент связи равен

$$p_1 = \frac{C_A}{C_\kappa} n_1,$$
(4.106)

а для ВЦ с внешнеемкостной связью

$$p_1 = \frac{C_A}{C_\kappa} p_A,$$
 (4.107)

т.е. в одном случае связь с антенной ослабляется введением автотрансформатора, а в другом – введением дополнительного конденсатора. ВЦ с внешнеемкостной связью с антенной и внутриемкостной связью с нагрузкой представлена на рис.4.27



Коэффициент передачи для цепи рис.4.27 равен

$$\mathbf{K} = \frac{\mathbf{p}_1 \mathbf{Q}_3 \mathbf{p}_2}{\sqrt{1 + \xi^2}}.$$

Проводимость потерь контура можно рассчитать по формуле

 $g_{\vartheta} = g_0 + g_{ABX},$ 

реактивная составляющая проводимости контура равна

$$\mathbf{b}_{\mathfrak{I}} = \mathbf{b}_{A_{BX}} + \boldsymbol{\omega} \mathbf{C}_{\kappa} + \frac{\boldsymbol{\omega} \mathbf{C}_{cB2}}{(1 - \boldsymbol{\omega}^2 \mathbf{L}_{\kappa} \mathbf{C}_{cB2})},$$

где  $g_{ABX}$  и  $b_{ABX}$  рассчитываются по (4.97)-(4.99).

1

Коэффициент связи с антенной

$$p_{1} = \frac{\omega C_{A} p_{A} \rho}{\sqrt{1 + \omega^{2} C_{A}^{2} p_{A}^{2} R_{A}^{2}}}.$$
 (4.108)

Коэффициент включения контура к нагрузке

$$p_{2} = \frac{\overline{\omega C_{cB2}}}{\omega L_{\kappa} - \frac{1}{\omega C_{cB2}}} = \frac{1}{\omega^{2} L_{\kappa} C_{cB2} - 1} = \frac{C_{\vartheta}}{\frac{\omega^{2}}{\omega_{0}^{2}} C_{cB2} - C_{\vartheta}},$$
(4.109)

где эквивалентная ёмкость контура при  $C_{cB2} >> C_{\kappa} u C_{\kappa} >> C_{cB1}$ 

$$C_{\mathfrak{I}} = \frac{(C_A p_A + C_{\kappa})C_{cB2}}{C_A p_A + C_{\kappa} + C_{cB2}} \approx C_{\kappa}$$

Заметим, что в данном случае p2 уменьшается с ростом частоты. Резонансная частота контура ВЦ равна

$$f_{o} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\kappa}C_{\vartheta}}},$$

Резонансный коэффициент передачи равен

$$K_{o} = \frac{\omega_{o}C_{A}p_{A}Q_{\mathfrak{H}}}{\omega_{o}C_{\kappa}\sqrt{1 + \omega_{o}^{2}C_{A}^{2}p_{A}^{2}R_{A}^{2}}} \frac{C_{\kappa}}{C_{cB2}} = \frac{C_{A}p_{A}}{C_{cB2}}Q_{\mathfrak{H}}$$
(4.110)

и не зависит от частоты принимаемого сигнала.

Коэффициент частотной избирательности при p<sub>A</sub> <<1 равен

$$\begin{split} S_{_{BK}} &= \frac{K_{_{O}}}{K} = \frac{\omega_{_{O}}^{2}C_{_{A}}p_{_{A}}L_{_{K}}Q_{_{9}}\frac{1}{\omega_{_{O}}^{2}L_{_{K}}C_{_{CB2}}-1}}{\sqrt{1+\omega_{_{O}}^{2}C_{_{A}}^{2}p_{_{A}}^{2}R_{_{A}}^{2}}} \frac{\sqrt{1+\omega_{_{BK}}^{2}C_{_{A}}^{2}p_{_{A}}^{2}R_{_{A}}^{2}}\sqrt{1+\xi_{_{BK}}^{2}}}{\omega_{_{BK}}C_{_{A}}p_{_{A}}\omega_{_{O}}L_{_{K}}Q_{_{9}}\frac{1}{\omega_{_{BK}}^{2}L_{_{K}}C_{_{CB2}}-1}} = \\ &= \frac{\omega_{_{BK}}}{\omega_{_{O}}}\sqrt{1+\xi_{_{BK}}^{2}} \approx \frac{\omega_{_{BK}}^{2}}{\omega_{_{O}}^{2}}Q_{_{9}}. \end{split}$$

Таким образом, избирательность по побочным каналам по сравнению с автотрансформаторной ВЦ в данном случае значительно улучшается за счет уменьшения величины коэффициента р<sub>2</sub>.

### 4.10.3 Входная цепь с трансформаторной связью



Рис.4.28

Для рис.4.28

$$Y_{c} = \frac{1}{R_{A} + \frac{1}{j\omega C_{A}} + j\omega L_{cB}} = \frac{1}{j\omega L_{cB}(\frac{R_{A}}{j\omega L_{cB}} + 1 - \frac{1}{\omega^{2}L_{cB}C_{A}})}.$$
 (4.111)

Коэффициент включения  $n_1$  и коэффициент трансформации  $n_{\tau 1}$  связаны следующим соотношением

$$n_1 n_{T1} = k_{CB},$$
 (4.112)

где  $k_{cB} = \frac{M}{\sqrt{L_{cB}L_{\kappa}}}$  - коэффициент связи обмоток трансформатора; М - взаимная

индуктивность.

Коэффициент трансформации определяется следующим образом

$$n_{T1} = \frac{W_{\kappa}}{W_{CB}} = \sqrt{\frac{L_{\kappa}}{L_{CB}}},$$
 (4.113)

где w<sub>к</sub>и w<sub>св</sub> - количество витков обмотки контурной катушки и обмотки катушки связи.

Из (4.112) с учётом (4.113) получаем для коэффициента включения

$$n_1 = k_{cB} \sqrt{\frac{L_{cB}}{L_{\kappa}}} = \frac{M}{L_{\kappa}}.$$
 (4.114)

Подставляя (4.111) и (4.114) в (4.50) получим

$$K = \frac{p_1 Q_9 p_2}{1 + j \frac{b_9}{g_9}} = \frac{p_1 Q_9 n_2}{1 + j \xi},$$
(4.115)

где

$$p_{1} = \frac{k_{cB}\sqrt{\frac{L_{cB}}{L_{\kappa}}}\rho}{j\omega L_{cB}(\frac{R_{A}}{j\omega L_{cB}} + 1 - \frac{\omega_{oA}^{2}}{\omega^{2}})} = \frac{k_{cB}\sqrt{\frac{L_{cB}}{L_{\kappa}}}\omega_{o}L_{\kappa}}{j\omega L_{cB}(\frac{R_{A}}{j\omega L_{cB}} + 1 - \frac{\omega_{oA}^{2}}{\omega^{2}})} = \frac{k_{cB}\sqrt{\frac{L_{\kappa}}{L_{cB}}}\frac{\omega_{o}}{\omega}}{\frac{R_{A}}{\omega L_{cB}} + j(1 - \frac{\omega_{oA}^{2}}{\omega^{2}})};$$

 $\omega_{oA} = 1/\sqrt{L_{cB}C_A}$  - собственная резонансная частота антенного контура, состоящего из катушки связи  $L_{cB}$ , сопротивления антенны  $R_A$  и внутренней емкости антенны  $C_A$ ;

$$g_{3} = g_{ABX} n_{1}^{2} + g_{0} + g_{H} n_{2}^{2};$$
  
$$b_{3} = b_{ABX} n_{1}^{2} + \omega C_{\kappa} + \omega C_{H} n_{2}^{2} - \frac{1}{\omega L_{\kappa}};$$

где  $g_{A BX}$  и  $b_{A BX}$  рассчитываются по (4.71)-(4.73).

Резонансный коэффициент передачи из (4.115) при слабой связи с антенной (k<sub>св</sub> <<1) равен

$$K_{o} = \frac{k_{cB} \sqrt{\frac{L_{\kappa}}{L_{cB}}} Q_{9} n_{2}}{\sqrt{(\frac{R_{A}}{\omega_{0} L_{cB}})^{2} + (1 - \frac{\omega_{0A}^{2}}{\omega_{0}^{2}})^{2}}}.$$
(4.116)

Различают несколько режимов работы антенной цепи в зависимости от соотношения частоты  $f_{oA}$ , максимальной частоты рабочего диапазона  $f_{omax}$  и минимальной частоты рабочего диапазона  $f_{omin}$ :

1. Соотношение частот  $f_{oA} > f_{omax}$  соответствует режиму укорочения, резонансный коэффициент передачи для которого из (4.116)

$$K_{o} = \frac{k_{cB} \sqrt{\frac{L_{\kappa}}{L_{cB}}} Q_{9} n_{2}}{\sqrt{(\frac{R_{A}}{\omega_{o} L_{cB}})^{2} + (1 - \frac{\omega_{oA}^{2}}{\omega_{o}^{2}})^{2}}} = k_{cB} \sqrt{\frac{L_{\kappa}}{L_{cB}}} Q_{9} n_{2} \frac{\omega_{o}^{2}}{\omega_{oA}^{2}}, \qquad (4.117)$$

т.е. пропорционален квадрату частоты настройки контура ВЦ (рис.4.29). Выравнивание частотной зависимости резонансного коэффициента передачи можно добиться при внутриемкостной связи с нагрузкой.

Коэффициент избирательности по внеполосным каналам

$$S_{BK} = \frac{K_{o}}{K} = (k_{cB}\sqrt{\frac{L_{K}}{L_{cB}}}Q_{3}n_{2}\frac{\omega_{o}^{2}}{\omega_{oA}^{2}}) / \frac{k_{cB}\sqrt{\frac{L_{K}}{L_{cB}}}\frac{\omega_{o}}{\omega_{BK}}Q_{3}n_{2}}{\sqrt{(\frac{R_{A}}{\omega_{BK}L_{cB}})^{2} + (1 - \frac{\omega_{oA}^{2}}{\omega_{BK}^{2}})^{2}}\sqrt{1 + [Q_{3}(\frac{\omega_{BK}}{\omega_{o}} - \frac{\omega_{o}}{\omega_{BK}})]^{2}} = \frac{\omega_{o}\omega_{BK}}{\omega_{oA}^{2}}\sqrt{(\frac{R_{A}}{\omega_{BK}L_{cB}})^{2} + (1 - \frac{\omega_{oA}^{2}}{\omega_{BK}^{2}})^{2}}\sqrt{1 + [Q_{3}(\frac{\omega_{BK}}{\omega_{o}} - \frac{\omega_{o}}{\omega_{BK}})]^{2}}$$

На частотах  $\omega_{_{BK}} < \omega_{_{OA}}$  при  $R_{_A} << \omega_{_{BK}}L_{_{CB}}$ 

$$\mathbf{S}_{_{\mathbf{B}\mathbf{K}}} = \frac{\boldsymbol{\omega}_{_{\mathbf{O}}}}{\boldsymbol{\omega}_{_{\mathbf{B}\mathbf{K}}}} \sqrt{1 + [\mathbf{Q}_{\mathbf{\mathfrak{g}}}(\frac{\boldsymbol{\omega}_{_{\mathbf{B}\mathbf{K}}}}{\boldsymbol{\omega}_{_{\mathbf{O}}}} - \frac{\boldsymbol{\omega}_{_{\mathbf{O}}}}{\boldsymbol{\omega}_{_{\mathbf{B}\mathbf{K}}}})]^2} \approx \mathbf{Q}_{\mathbf{\mathfrak{g}}}.$$

На частоте  $\omega_{_{BK}} = \omega_{_{OA}}$  имеет место уменьшение коэффициента избирательности до значения

$$S_{BK} = \frac{\omega_{o}}{\omega_{oA}^{2}} \frac{R_{A}}{L_{cB}} \sqrt{1 + [Q_{\mathfrak{g}}(\frac{\omega_{BK}}{\omega_{o}} - \frac{\omega_{o}}{\omega_{BK}})]^{2}} \approx \frac{\omega_{BK}}{\omega_{oA}^{2}} \frac{R_{A}}{L_{cB}} Q_{\mathfrak{g}}.$$

На частотах  $\omega_{\rm вк} > \omega_{\rm oA}$ 

$$S_{BK} = \frac{\omega_{O}\omega_{BK}}{\omega_{OA}^{2}} \sqrt{1 + [Q_{9}(\frac{\omega_{BK}}{\omega_{O}} - \frac{\omega_{O}}{\omega_{BK}})]^{2}} \approx \frac{\omega_{BK}^{2}}{\omega_{OA}^{2}}Q_{9}.$$

2. Соотношение частот  $f_{oA} < f_{o \min}$  соответствует режиму удлинения, резонансный коэффициент передачи для которого из (4.116)

$$K_{o} = \frac{k_{cB} \sqrt{\frac{L_{\kappa}}{L_{cB}}} Q_{9} n_{2}}{\sqrt{(\frac{R_{A}}{\omega_{o} L_{cB}})^{2} + (1 - \frac{\omega_{oA}^{2}}{\omega_{o}^{2}})^{2}}} = k_{cB} \sqrt{\frac{L_{\kappa}}{L_{cB}}} Q_{9} n_{2}, \qquad (4.118)$$

при сильном удлинении ( f<sub>oA</sub> << f<sub>omin</sub>) не зависит от частоты настройки контура ВЦ (рис.4.30).

Коэффициент избирательности по внеполосным каналам



Рис.4.29



Рис.4.30

4.10.4 ВЦ с комбинированной связью с антенной

Принципиальная схема ВЦ представлена на рис.4.21,д. Формирование частотной зависимости резонансного коэффициента передачи поясняется на рис.4.31. При этом виде связи антенная цепь работает в режиме удлинения. Связь с нагрузкой, как правило, автотрансформаторная или трансформаторная.



Комбинированная связь обеспечивает малую неравномерность при высоких значениях коэффициента передачи. Недостатком является пониженная избирательность для частот, близких к резонансной частоте антенного контура.

4.10.5 ВЦ с внутриемкостной связью с антенной

На основании сигнального графа (рис.4.32) Для ВЦ представленной на рис.4.20,6 запишем выражение для коэффициента передачи при R<sub>A</sub>=0:



Рис.4.32

$$\begin{split} & K = \frac{\frac{pC_{A}}{[p(C_{A} + C_{cB}) + \frac{1}{pL_{\kappa}}]} \frac{1/(pL_{\kappa})}{(pC_{\kappa} + g_{o} + \frac{1}{pL_{\kappa}})}}{1 - \frac{1/(pL_{\kappa})^{2}}{(pC_{\kappa} + g_{o} + \frac{1}{pL_{\kappa}})[p(C_{A} + C_{cB}) + \frac{1}{pL_{\kappa}}]} = \\ & = \frac{pC_{A} \frac{1}{pL_{\kappa}}}{[p(C_{A} + C_{cB}) + \frac{1}{pL_{\kappa}}](pC_{\kappa} + g_{o} + \frac{1}{pL_{\kappa}}) - \frac{1}{(pL_{\kappa})^{2}}} = \\ & = \frac{j\omega C_{A}}{g_{o}[1 - \omega^{2}L_{\kappa}(C_{A} + C_{cB})] + j\omega(C_{A} + C_{cB} + C_{\kappa})(1 - \omega^{2}L_{\kappa}C_{3})} = \frac{j\omega C_{A}}{g_{3} + jb_{3}}, \end{split}$$

где

$$g_{9} = g_{0}[1 - \omega^{2}L_{\kappa}(C_{A} + C_{cB})],$$
$$C_{9} = \frac{C_{\kappa}(C_{A} + C_{cB})}{C_{A} + C_{cB} + C_{\kappa}}.$$

Резонансная частота соответствует  $b_{2} = 0$ , поэтому

$$L_{\kappa} = \frac{1}{\omega_o^2 C_{\vartheta}},$$

тогда

$$K = \frac{j\omega C_{A}}{g_{o}[1 - \frac{\omega^{2}(C_{A} + C_{cB} + C_{\kappa})}{\omega_{o}^{2}C_{\kappa}}] + jb_{3}}.$$
 (4.119)

Резонансный коэффициент передачи из (4.119) равен

$$K_{o} = \frac{\omega_{o}C_{A}C_{\kappa}}{g_{o}(C_{A}+C_{cB})} \approx \frac{C_{A}Q_{o}}{(C_{A}+C_{cB})} = p_{I}Q_{o}$$
(4.120)

и не зависит от частоты.

Анализируя схему ВЦ, замечаем, что, несмотря на полное включение контура к входу усилительного элемента, передача ВЦ на частотах внеполосных каналов выше резонансной (при  $\omega_{\mu\kappa} \gg \omega_0$ ) уменьшается из-за наличия ФНЧ, образованного элементами контура  $L_{\kappa}$  и  $C_{\kappa}$ .

На основании проведенного анализа можно сделать следующий вывод: наилучшей будет та ВЦ, в которой наилучшим образом сочетаются: простота, равномерность и величина резонансного коэффициента передачи в рабочей полосе частот, шумовые характеристики, подавление внеполосных побочных каналов.

#### 4.10.6 Многозвенные согласующие цепи

При необходимости увеличения частотной селективности одноконтурные ВЦ заменяют многоконтурными. В этом случае вся цепь проектируется как фильтр n-го порядка. Чаще всего применяется максимально плоская аппроксимация характеристик по Баттерворту. Это приводит к получению минимальных линейных искажений полезного сигнала за счет неидеальности АЧХ и ФЧХ. Такие сложные СЦ, как правило, применяются только в неперестраиваемых широкополосных преселекторах, а также в УПЧ.

Квадрат коэффициента передачи цепи Баттерворта n-го порядка на входе равен

$$K_{np}^2 = \frac{K_o^2}{1+\xi_{np}^{2n}}.$$

Амплитудно-частотная характеристика при этом не имеет выбросов и приближается к идеальной для  $n=\infty$  (рис.4.33).



Рис.4.33

Затухание, вносимое устройством при произвольной расстройке, равно

$$S_x^2 = \frac{K_o^2}{K_{np}^2} = 1 + \xi_{npx}^{2n}$$
.

На границе полосы пропускания затухание равно

$$S_{r}^{2} = \frac{K_{o}^{2}}{K_{np}^{2}} = 1 + \xi_{npr}^{2n}$$

Отношение обобщенных расстроек, соответствующих граничной частоте и частоте подавляемого сигнала,

$$\left(\frac{\xi_{\text{прг}}}{\xi_{\text{прx}}}\right)^{2n} = \frac{S_{\text{r}}^2 - 1}{S_{\text{x}}^2 - 1}$$

позволяет рассчитать необходимое число колебательных контуров:

$$n = \frac{\lg\left(\frac{S_{r}^{2}-1}{S_{x}^{2}-1}\right)}{2\lg\left(\frac{\xi_{npr}}{\xi_{npx}}\right)}.$$

Для  $\xi_{пр r}=1$ 

$$n = \frac{\lg(S_x^2 - 1)}{2\lg \xi_{npx}} = \frac{S_x[\Box B]}{20\lg \xi_{npx}}.$$

4.10.7 Входная цепь с магнитной антенной

Среди антенн, регистрирующих H-составляющую поля, получили распространение магнитные антенны. Здесь ток, наводимый в антенне магнитным полем сигнала, пропорционален частоте  $\omega$ , числу витков антенны  $n_{A_i}$  площади сечения рамки  $S_p$ , напряженности магнитного поля H, относительной магнитной проницаемости антенны с сердечником  $\mu_A$ , относительной магнитной проницаемости среды  $\mu$  и магнитной постоянной вакуума  $\mu_o$ :

$$e_{H} = \omega n_{A} S_{D} H \mu_{A} \mu_{O} \mu_{A}$$

Эффективность приема на магнитную антенну по аналогии с электрической удобно характеризовать значением действующей высоты. Для этого магнитной антенне, в которой наводится указанная выше э.д.с., ставят в соответствие электрическую антенну с действующей высотой  $h_{\rm d}$ . При этом считают э.д.с.  $e_{\rm E}$ , наводимую в электрической антенне, равной э.д.с. в магнитной антенне  $e_{\rm H}$ , тогда действующая высота магнитной антенны определяется из соотношения

 $e_{\rm H} = Eh_{\rm A}$ 

и равна

$$h_{_{_{\mathcal{I}}}} = \frac{H}{E} \omega n_{_{A}} S_{_{p}} \mu_{A} \mu_{o} \mu = \frac{2\pi}{\lambda} n_{_{A}} S_{_{p}} \mu_{A} ,$$

где λ - длина волны.

Хотя магнитная антенна реагирует лишь на магнитную составляющую поля сигнала, такое определение целесообразно, поскольку позволяет сравнивать приемные свойства электрической и магнитной антенн, учитывая наличие связи между Е и Н: Е/H=120π.

Действующая высота магнитной антенны невелика. Однако, когда индуктивность антенны входит в контур входной цепи, h<sub>д</sub> увеличивается пропорционально добротности контура ВЦ.

Следует также отметить большую помехозащищенность РПУ с магнитными антеннами по сравнению с электрическими. С одной стороны, это связано с тем, что в дальней зоне  $E_c/H_c=120\pi$ . В ближней зоне для волн длиннее 20 м это отношение вблизи источников помех значительно больше  $120\pi$ . С другой стороны, штырь имеет в горизонтальной плоскости круговую диаграмму направленности, а магнитная антенна - диаграмму направленности в виде восьмерки с глубоким минимумом по оси ферритового стержня, что позволяет осуществлять пространственную селекцию сигналов.

Для магнитных и рамочных антенн ВЦ представляет собой одиночный колебательный контур (рис.4.34), состоящий из конденсатора переменной емкости (КПЕ) и контурной катушки, образованной индуктивностью рамки. КПЕ перестраивает контур в пределах диапазона, следовательно, такая антенна всегда настроена на f<sub>0</sub>. Ослаблять связь контура с антенной в данном случае не приходится, так как магнитная антенна чаще всего является встроенной антенной со стабильными характеристиками.

В диапазонах ДВ и СВ в радиовещательных РПУ применяются ферритовые сердечники с начальной магнитной проницаемостью µ=1000 - 2000 единиц.



Рис.4.34

На более высоких частотах потери в сердечнике увеличиваются, и там используют сердечники с  $\mu$ = 400 единиц.

Коэффициент передачи ВЦ с узкополосной магнитной антенной

$$K_0 = Q_{3KB}$$
,

где Q<sub>жв</sub> - добротность нагруженного контура ВЦ с учетом входной проводимости усилительного прибора.

Для снижения шунтирующего действия усилительного прибора контур ВЦ подключают частично.



Рис.4.35

Избирательность ВЦ с магнитной антенной соответствует избирательности одиночного колебательного контура

S=10lg 
$$\left(1 + \left(Q_{_{3KB}}\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)\right)^2\right)$$
,

а полоса пропускания  $\Pi = f_0 / Q_{_{3KB}}$ .

## 4.11 Согласующие цепи СВЧ

Частота настройки колебательного контура определяется по формуле Томпсона

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k C_k}}.$$

Увеличение частоты достигается уменьшением величины индуктивности и емкости. Уменьшение емкости возможно только до значений, определяемых входными емкостями усилительных элементов, монтажа и т.д. Возможности уменьшения числа витков катушки индуктивности также ограничены. Когда длина волны соизмерима с физическими размерами компонентов ВЦ, ее необходимо рассматривать как цепь с распределенными параметрами.

На рис.4.36 между источником сигнала и нагрузкой (между сечениями 1-1 и 2-2) подключена так называемая длинная линия передачи.

Напряжение и ток в линии передачи определяется падающими и отраженными волнами.

Процессы в цепи описываются уравнениями

$$\begin{cases} U_1 = U_2 ch(\gamma x) + I_2 sh(\gamma x) \\ I_1 = I_2 ch(\gamma x) + \frac{U_2}{W} sh(\gamma x), \end{cases}$$

где х –расстояние от произвольного сечения до нагрузки,



 $\gamma$  – комплексный коэффициент (постоянная) распространения:  $\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{r_o + j\omega L_o} \sqrt{g_o + j\omega C_o}$ ,  $r_0, g_0, L_0, C_0$  – первичные параметры длинной линии, определяемые на

единицу длины линии;

α – коэффициент затухания,

 $\beta = 2\pi/\lambda - \phi$ азовая постоянная (волновое число),

W – комплексное волновое сопротивление:

$$W = \sqrt{\frac{r_{o} + j\omega L_{o}}{g_{o} + j\omega C_{o}}}.$$

При отсутствии активных потерь (α=0)

$$\gamma = j\beta$$
,  $W = \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} = \rho$ ,

а система уравнений принимает следующий вид

$$\begin{cases} U_1 = U_2 \cos \beta x + jI_2 \sin \beta x \\ I_1 = I_2 \cos \beta x + j \frac{U_2}{\rho} \sin \beta x \end{cases}$$

Разделив первое уравнение на второе получим входное сопротивление отрезка длинной линии:

$$Z_{BX} = \frac{Z_{H} \cos\beta x + j\rho \sin\beta x}{\cos\beta x + j\frac{Z_{H}}{\rho} \sin\beta x},$$
(4.121)

где  $Z_{H} = \frac{U_{2}}{I_{2}}$ .

Найдем входное сопротивление и проводимость отрезка, закороченного на конце (режим короткого замыкания - K3) ( $Z_{\rm H} = 0$ ):

$$Y_{BX} = \frac{Z_{BX} = j\rho tg(\beta x)}{j\rho tg\beta x} = -jg_0 ctg\beta x,$$

где  $g_0 = \frac{1}{\rho}$ .

Для режима холостого хода - XX ( $Z_{H} = \infty$ )

$$Z_{BX} = -j\rho ctg(\beta x)$$
$$Y_{BX} = \frac{1}{j\rho tg\beta x} = jg_0 tg\beta x,$$

На рис.4.37 представлены графики для реактивной составляющей входной проводимости.

При x< $\lambda/4$  в режиме K3 цепь представляет собой индуктивность, при x= $\lambda/4$  образуется параллельный колебательный контур, при  $\lambda/4 < x < \lambda/2$  цепь представляет собой емкость, а при x= $\lambda/2$  образуется последовательный колебательный контур и т.д. Аналогичный характер, но со сдвигом на четверть волны, имеет зависимость входной проводимости при XX.



Рис.4.36

При подстановке в выражение для входного сопротивления значения  $x=\lambda/4$  при  $Z_{_{\rm H}}\neq 0$  получим, что

$$Z_{\rm BX} = \frac{\rho^2}{Z_{\rm H}},$$
 (4.122)

т.е. отрезок четвертьволновой линии обладает трансформационными свойствами, которые можно использовать при согласовании.

Связь между волной в начале линии и волной в конце линии, например, b<sub>c</sub> и а<sub>н</sub> при отсутствии потерь определяется соотношением

$$a_{\rm H} = b_{\rm c} e^{\gamma x} = e^{j\beta x}$$

При  $x = \lambda/4$  получаем, что  $\beta x = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{4} = \frac{\pi}{2}$ , а это означает изменение фазы

волны на 90 градусов. Таким образом, на отрезках длинных линий можно реализовывать фазовращатели.

Цепи, представленной на рис.4.36 соответствует сигнальный граф, который приведен на рис.4.38. На графе обозначено:  $U_{co}$  и  $U_{Ho}$  – волны, отраженные от источника сигнала (b<sub>c</sub>) и нагрузки (b<sub>H</sub>),  $U_{cn}$  и  $U_{Hn}$  – волны, падающие на сечения источника сигнала (a<sub>c</sub>) и нагрузки (a<sub>H</sub>), h<sub>c</sub> =I<sub>c</sub>/(Y<sub>c</sub>+g<sub>o</sub>) – волновая э.д.с.



Рис.4.37

Мощность, выделяемая на нагрузке равна разности между мощностью падающей и отраженной волны

$$\mathbf{P}_{\mathrm{H}} = \mathbf{P}_{\mathrm{nag}} \left( \mathbf{1} - \Gamma_{\mathrm{H}}^2 \right),$$

где Г<sub>н</sub> - коэффициент отражения от нагрузки:

$$\Gamma_{\rm H} = \frac{U_{\rm H0}}{U_{\rm HII}} = \frac{g_0 - Y_{\rm H}}{g_0 + Y_{\rm H}} \,. \tag{4.123}$$

Мощность падающей волны равна

$$P_{\rm H \ nag} = \frac{\dot{U}_{\rm HI}\dot{U}_{\rm HI}^{*}}{\rho}$$

тогда для мощности в нагрузке можно записать

$$P_{\rm H} = \frac{\dot{U}_{\rm H\Pi}\dot{U}_{\rm H\Pi}^*}{\rho} \left(1 - \dot{\Gamma}_{\rm H}\dot{\Gamma}_{\rm H}^*\right).$$

В соответствии с рис.4.38 (принимаем условно  $\gamma x = 0$ , что соответствует отсутствию потерь в очень короткой линии)

$$\mathbf{U}_{\mathrm{H}\Pi} = \frac{\mathbf{h}_{\mathrm{c}}}{1 - \Gamma_{\mathrm{c}}\Gamma_{\mathrm{H}}},$$

где

$$\Gamma_{\rm c} = \frac{U_{\rm co}}{U_{\rm cn}} = \frac{g_0 - Y_{\rm c}}{g_0 + Y_{\rm c}}.$$
(4.124)

Окончательное выражение для мощности в нагрузке имеет вид

$$P_{\rm H} = \frac{h_{\rm c}^2}{\rho} \frac{(1 - \dot{\Gamma}_{\rm H} \dot{\Gamma}_{\rm H}^*)}{(1 - \dot{\Gamma}_{\rm c} \dot{\Gamma}_{\rm H})(1 - \dot{\Gamma}_{\rm c}^* \dot{\Gamma}_{\rm H}^*)}.$$
(4.125)

Подставим в выражение значения комплексных коэффициентов отражения

$$\Gamma_{\rm c} = \Gamma_{\rm c} e^{\psi_{\rm c}}$$
$$\Gamma_{\rm H} = \Gamma_{\rm H} e^{\phi_{\rm H}}$$

и определим условие получения максимальной мощности в нагрузке:

$$\frac{\mathrm{d}\mathbf{P}_{\mathrm{H}}}{\mathrm{d}\Gamma_{\mathrm{H}}}=0$$

Решением является равенство

$$\Gamma_{\rm c} = \Gamma_{\rm H}^*, \qquad (4.126)$$

которое распадается на два условия

1) 
$$\Gamma_{\rm c} = \Gamma_{\rm H}$$
  
2)  $\varphi_{\rm c} + \varphi_{\rm H} = 0$ 

В результате максимальная мощность в нагрузке равна

$$P_{\rm Hmax} = \frac{h_{\rm c}^2 (1 - \Gamma_{\rm H}^2)}{(1 - \dot{\Gamma}_{\rm H}^* \dot{\Gamma}_{\rm H})^2 \rho} = \frac{h_{\rm c}^2}{(1 - \Gamma_{\rm H}^2) \rho}.$$
(4.127)

Мощность, отдаваемая источником сигнала, также равна разности между мощностью падающей и отраженной волны

$$P_{c} = P_{c \text{ nag}} \left( 1 - \Gamma_{c}^{2} \right), \tag{4.128}$$

где падающая волна формируется волновой э.д.с.

$$P_{c \text{ пад}} = \frac{\dot{U}_{co}^2}{\rho} = \frac{h_c^2}{(1 - \dot{\Gamma}_c \dot{\Gamma}_H)^2 \rho} \quad .$$
(4.129)

Подставляя (4.129) в (4.128) получим

$$P_{c} = \frac{h_{c}^{2}(1 - \Gamma_{c}^{2})}{(1 - \dot{\Gamma}_{c}\dot{\Gamma}_{H})^{2}\rho}.$$
(4.130)

При согласовании по мощности из (4.130) следует

$$P_{co} = \frac{h_c^2 (1 - \Gamma_c^2)}{(1 - \dot{\Gamma}_c \dot{\Gamma}_H)^2 \rho} = \frac{h_c^2 (1 - \Gamma_c^2)}{(1 - \dot{\Gamma}_c \dot{\Gamma}_c^*)^2 \rho} = \frac{h_c^2 (1 - \Gamma_c^2)}{(1 - \Gamma_c^2)^2 \rho} = \frac{h_c^2}{(1 - \Gamma_c^2) \rho}.$$

Этот же результат может быть получен из (4.127) после подстановки  $\Gamma_{\rm H} = \Gamma_{\rm c}$ , так как при согласовании мощность источника сигнала и мощность в нагрузке равны.

Коэффициент передачи по мощности определим следующим образом

$$K_{p} = \frac{P_{H}}{P_{c0}} = \frac{(1 - \Gamma_{c}^{2})(1 - \Gamma_{H}^{2})}{(1 - \Gamma_{c}\Gamma_{H})(1 - \Gamma_{c}^{*}\Gamma_{H}^{*})} = \frac{(1 - \Gamma_{c}^{2})(1 - \Gamma_{H}^{2})}{|1 - \Gamma_{c}\Gamma_{H}|^{2}}.$$
(4.131)

В соответствии с условиями (4.126) для согласования по мощности необходимо ввести согласующую цепь, содержащую трансформатор на основе четвертьволнового отрезка линии и фазовращатель.



### 4.11.2 Входная цепь на микрополосковых линиях

Рис.4.39

Такие линии передачи используются как в гибридных, так и монолитных ИС. В случае ГИС легко обеспечивается двусторонняя металлизация. Тогда, как правило, используют микрополосковые линии передачи. В случае монолитной ИС на GaAs используют компланарные (или копланарная) линии передачи с уменьшенными размерами.

В ГИС в качестве подложки используется диэлектрик: керамика, поликор, некоторые полимеры. На подложке выполняются только пассивные элементы ИС.

В монолитной ИС все элементы ИС на полупроводниковой подложке. В качестве полупроводниковой подложки используется полуизолирующий GaAs или Si на сапфире.



Пример ВЦ на основе микрополосковых линий представлен на рис.4.40. Элемент цепи длиной  $l=l_1+l_2$  выполнен на отрезке короткозамкнутой линии и представляет собой индуктивность L, которая совместно с входной емкостью усилительного элемента C образует параллельный колебательный контур,

при этом на частоте полезного сигнала выполняется одно из условий согласования по мощности: b<sub>L</sub>+b<sub>C</sub>=0.

Методика расчета цепи следующая. Исходными данными являются входная проводимость транзистора  $g_{BX}$  и проводимость источника сигнала  $g_c$ .

1. Расчет проводимости индуктивной ветви:

$$b_{\rm L} = -g_{\rm o} ctg \frac{2\pi l}{\lambda}.$$

2.На резонансной частоте сумма реактивных составляющих равна

$$b_{\rm L} + b_{\rm C} = -g_{\rm o} \operatorname{ctg} \frac{2\pi l}{\lambda} + \omega C = 0$$

3. Расчет общей длины линии

$$l = \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{arcctg} \frac{\omega C}{g_o}.$$

4. Расчет коэффициента включения

При синусоидальном распределении напряжения вдоль короткозамкнутой линии (рис.4.41)



$$n_{\rm B} = \frac{U_{l_1}}{U_1} = \frac{U\sin(\frac{2\pi l_1}{\lambda})}{U\sin[\frac{2\pi (l_1 + l_2)}{\lambda}]},$$

Исходя из второго условия согласования по мощности

$$n_{\rm B} = \sqrt{\frac{g_{\rm BX}}{g_{\rm c}}} \,.$$

5.Расчет длины отрезка l<sub>1</sub>:

$$l_1 = \frac{\lambda}{2\pi} \arcsin(n_B \sin \frac{2\pi l}{\lambda}).$$

К ним относятся: разрядники и полупроводниковые (диодные) ограничители СВЧ мощности, СВЧ мосты и ответвители мощности, ферритовые циркуляторы.

1. Разрядники и полупроводниковые ограничители СВЧ мощности относятся к устройствам защиты входных каскадов РПрУ от перегрузки и повреждения в случае появления мощных помех.

Принцип действия основан на внесении затухания на входе приемника при превышении входной СВЧ мощности некоторого порогового уровня – мощности зажигания.

Характеристики определяются с помощью параметров низкого уровня мощности (полоса частот, затухание, КСВ и т.д.) и высокого уровня мощности (максимальная мощность, мощность зажигания, быстродействие и временные параметры).

Разрядники – это газоразрядные ламповые приборы, требующие дополнительного источника высокого напряжения (600-800 В).

Диодные ограничители не требуют дополнительных источников питания, но обладают небольшим допустимым уровнем максимальной мощности (1-2 кВт).



Рис.4.42

Эквивалентные схемы диода при низком и высоком уровне мощности показаны на рис.4.42. Схема подключения приведена на рис.4.43.



Рис.4.43

Между линией передачи ЛП и сечением 1-2 включен трансформирующий отрезок длиной  $\lambda/4$  с волновым сопротивлением  $W_1$ . Отрезок короткозамкнутой линии  $l_2$  с волновым сопротивлением  $W_2$  необходим для образования в режиме низкого уровня мощности последовательного колебательного контура вместе с реактивными элементами диода:

$$jW_2tg(\frac{2\pi l_2}{\lambda}) + j\omega_0 L_B - j\frac{1}{\omega_0 C_{\text{neb}}} = 0$$

В результате получающееся небольшое сопротивление в сечении 1-1 трансформируется в большое входное сопротивление в месте подключения к линии передачи:

$$R_{BX max} = \frac{W_1^2}{r_{HU3}}$$

Шунтирования входного сигнала в этом случае не происходит.

При высоком уровне мощности из эквивалентной схемы диода исчезает емкость p-n перехода  $C_{nep}$ . Короткозамкнутый отрезок линии  $l_3$  с волновым сопротивлением  $W_3$  совместно с отрезком  $l_2$  и индуктивностью диода образует параллельный колебательный контур:

$$jW_2tg(\frac{2\pi l_2}{\lambda}) + j\omega_o L_B + jW_3tg(\frac{2\pi l_3}{\lambda}) = 0.$$
В результате получающееся большое сопротивление в сечении 1-1 трансформируется в минимальное входное сопротивление в месте подключения к линии передачи:

$$R_{BX \min} = \frac{W_1^2}{R_{oe}},$$

что означает внесение большого затухания в месте подключения линии передачи.

2. СВЧ мосты



СВЧ мост представляет собой восьмиполюсник, в котором выполняются следующие соотношения:

$$P_1 = P_3 + P_3$$
  
 $P_3 = P_4$ ,  
 $P_2 = 0$ .

Т.е. плечо 2 получается изолированным. Развязка сечений 1 и 2 рассчитывается так:

$$L = 101g(P_1 / P_2), дБ.$$

Сечения 3 и 4 также развязаны относительно друг друга.

Номинальный сдвиг фаз в выходных плечах моста (3 и 4) зависит от типа моста и равен 90 градусов в квадратурных мостах и 0 или 180 градусов в синфазнопротивофазных мостах.

Мосты бывают квадратные (шлейфные) и кольцевые. Квадратный двухшлейфный мост представлен на рис.4.45.



Рис.4.45

Квадратный мост является квадратурным, т.к. четвертьволновой отрезок линии изменяет фазу на 90 градусов. Мощность, поданная в сечение 1, не поступает в сечение 2 из-за противофазности возникающих в нем колебаний. Мост является полностью симметричным, его свойства одинаковы со стороны любого плеча. Кольцевой мост изображен на рис.4.46.



Рис.4.46

При подаче сигнала в сечение 1 мощность распределяется поровну между сечениями 3 и 4, а развязанным будет сечение 2. 3. Ферритовый циркулятор.



Рис.4.47

Отрезки микрополосковых линий 1, 2, 3 располагаются под углом 120 градусов на подложке из феррита 4 и соединяются круглым пленочным диском, под которым со стороны заземленной пластины 5 установлен постоянный магнит в форме цилиндра 6.

При наличии магнитного поля Н происходит взаимодействие магнитного поля СВЧ сигнала с полем намагниченного феррита. Распределение поля сигнала в области диска изменяется и становится таким, что на границе диска и одного из плеч напряженность поля сигнала становится ничтожно малой. В результате мощность сигнала, подведенная к плечу 1, вся выходит из плеча 2, незначительно ответвляясь в плечо 3, которое таким образом является изолированным. Мощность, поданная в плечо 2, выйдет из плеча 3, а плечо 1 энергии будет изолированным. Направление циркуляции обозначают Последовательность стрелками. прохождения сигнала рис.4.46 для соответствует 1-2-3-1. При изменении направления постоянного магнитного поля на противоположное последовательность прохождения сигнала также меняется на противоположное: 1-3-2-1.

Диаметр металлического диска рассчитывают по формуле

$$\mathrm{D} \approx \frac{0.6\lambda_{\mathrm{o}}}{\sqrt{\epsilon_{\mathrm{o}}}},$$

где  $\varepsilon_{\phi}$  = относительная диэлектрическая проницаемость феррита;

λ<sub>0</sub> - длина волны.

# 5 Усилители радиосигналов (УРС)

Усилителями радиосигналов принято считать устройства, служащие для получения заданного усиления сигналов в диапазоне радиочастот в каскадах предшествующих детектору.



Рис.5.1. Структурная схема супергетеродинного РПрУ

Основные функции УРС:

- 1) Усиление полезного сигнала;
- 2) Уменьшение коэффициента шума и увеличение реальной чувствительности;
- 3) обеспечение частотной селективности по мешающим и побочным каналам приема.

Классификация:

1) По месту расположения в тракте приема (рис.5.1).

УРЧ (усилитель сигналов радиочастоты), усиливает сигнал на частоте модулированной несущей и располагается перед 1-м преобразователем частоты (ПЧ).

УПЧ (усилитель сигналов промежуточной частоты), усиливает сигнал на преобразованной частоте и располагается после преобразователя частоты (ПЧ).

2) По характеру нагрузки:

резонансные УРЧ, с ярко выраженными селективными свойствами; слабоселективные;

апериодические.

3) По характеру распределения селективности:

с распределенной селективностью;

с сосредоточенной селективностью (на основе ФСС – фильтров с сосредоточенной селективностью).

4) По конструктивному исполнению:

с сосредоточенными параметрами;

- с распределенными параметрами.
- 5) По типу усилительного элемента:

- на лампах;

- на транзисторах;

- на диодах (параметрические, варакторные, туннельные диоды и т.д.).

6) По диапазону частот.

7) По способу настройки:

- с переменной настройкой (с индуктивной и емкостной настройкой;

- с постоянной настройкой.

# 5.1 Качественные показатели УРЧ

1. Резонансный коэффициент усиления по напряжению -  $K_0 = U_{Bbix} / U_{Bx}$ или по мощности –  $K_{po} = P_{Bbix} / P_{Bx}$ . Резонансным коэффициентом усиления принято называть отношение амплитуды напряжения сигнала несущей частоты на выходе к амплитуде напряжения сигнала несущей частоты на входе при настройке нагрузочных колебательных контуров на несущую частоту сигнала. При применении в нагрузке полосовых фильтров резонансный коэффициент усиления определяется на средней частоте полосы пропускания.

Общий коэффициент усиления многокаскадного УРС равен:

$$\mathbf{K}_{\mathrm{ofiu}} = \mathbf{K}_1 \mathbf{K}_2 \mathbf{K}_3 \dots \mathbf{K}_i$$

2. Избирательность усилителя определяется его резонансной кривой, т.е. степенью ослабления сигналов помех при расстройке несущей частоты сигнала помехи относительно резонансной частоты усилителя. Для обеспечения избирательности, как правило, используются частотно-избирательные системы: одиночные или связанные контуры, а также полосовые фильтры. Усилитель, в котором нагрузкой служит один колебательный контур, настроенный в резонансным на несущую частоту усиливаемого сигнала, принято называть резонансным. В зависимости от числа контуров в каскаде усилители бывают одноконтурными и многоконтурными.

Эффективная (реальная) избирательность учитывает нелинейность характеристик усилительных приборов и оценивается избирательностью при заданном коэффициенте нелинейных искажений.

3. Коэффициент шума определяет шумовые свойства усилителя и возможность усиления слабых сигналов.

4. Амплитудно-частотные искажения полностью определяются формой резонансной кривой УРЧ и УПЧ.

5. Фазочастотные искажения являются следствием нелинейности фазовой характеристики усилителя, которая в случае сложной резонансной системы может быть весьма значительной.

6. Нелинейные искажения усилителя определяются нелинейностью рабочего участка его амплитудной характеристики.

7. Динамический диапазон – оценивается по амплитудной характеристике.

### 5.2 Анализ УРС с сосредоточенными параметрами



Рис.5.1 - Структурная схема УРС

Активный усилительный элемент подключается к нагрузке и источнику сигнала через согласующие цепи СЦ1 и СЦ2. Эквивалентные схемы АЭ:

1) моделирующие (Эберса-Молла, Джиаколетто - для биполярных транзисторов;

Куртиса, Шихмана-Ходжеса - для полевых транзисторов). Содержат несколько десятков параметров и достаточно сложны для ручного анализа. Применяются в основном при моделировании на ЭВМ.

2) схемы замещения. АЭ представляется в виде четырехполюсника



Рис.5.2 – Эквивалентная схема замещения УРС

Действующие значения токов и напряжений на полюсах 1-1 и 2-2 (I<sub>1</sub>, I<sub>2</sub>, U<sub>1</sub>, U<sub>2</sub>) связаны между собой линейными зависимостями. Получили распространение следующие системы уравнений:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{U}_1 \\ \mathbf{U}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{z}_{11} & \mathbf{z}_{12} \\ \mathbf{z}_{21} & \mathbf{z}_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \mathbf{I}_1 \\ \mathbf{I}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \mathbf{I}_1 \\ \mathbf{I}_2 \end{bmatrix},$$
(5.1)

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_1 \\ \mathbf{I}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_{11} & \mathbf{y}_{12} \\ \mathbf{y}_{21} & \mathbf{y}_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \mathbf{U}_1 \\ \mathbf{U}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \mathbf{U}_1 \\ \mathbf{U}_2 \end{bmatrix}, \quad (5.2)$$

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix},$$
(5.3)

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix}, \quad (5.4)$$

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}, \quad (5.5)$$

$$\begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_1 \\ -I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_1 \\ -I_1 \end{bmatrix}, \quad (5.6)$$

где [Z], [Y], [G], [H], [A], [B]— матрицы внутренних параметров в выбранной схеме замещения.

Матрице внутренних У-параметров четырехполюсника соответствует граф, приведенный на рис.5.3,а.



Рис.5.3

Зная одну систему параметров, можно вычислить коэффициенты уравнений в любой другой системе параметров. Последовательность преобразований для получения Н-параметров на основании Y-параметров показана на рис.5.3, б, в, г. В любой системе параметров ветви графа должны быть направлены от независимых в сторону зависимых узлов. Так как в системе Н зависимыми узлами являются  $U_1$  и  $I_2$ , то вначале необходимо осуществить инверсию ветви  $y_{11}$ . Для этого направление ветви следует изменить на противоположное, передачу ветви изменить на обратную (рис.5.3, б). Конец неинвертируемой ветви  $y_{12}$  следует поместить там, где находится конец уже инвертированной ветви  $y_{11}$ , а ее передачу поделить на передачу ветви  $y_{11}$  до инверсии с обратным знаком. На последнем этапе необходимо рассчитать передачи ветвей, соединяющих зависимые узлы с независимыми (рис.5.3, в) и приравнять полученные значение передачам ветвей графа для системы Н-параметров (рис.5.3, г). В результате получим:

$$h_{11} = \frac{1}{y_{11}},$$
  

$$h_{12} = -\frac{y_{12}}{y_{11}},$$
  

$$h_{21} = \frac{y_{21}}{y_{11}},$$
  

$$h_{22} = \frac{y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}}{y_{11}} = \frac{\Delta_y}{y_{11}}.$$

Более компактна следующая форма записи:

$$|\mathbf{H}| = \frac{1}{\mathbf{y}_{11}} \begin{vmatrix} 1 & -\mathbf{y}_{12} \\ \mathbf{y}_{21} & \mathbf{\Delta}_{\mathbf{y}} \end{vmatrix}.$$

Все внутренние параметры активного элемента в общем случае являются комплексными величинами, т.е.  $y_{ij} = g_{ij} + jb_{ij}$ .

Параметр у11 представляет собой входную проводимость, которая, например, для полевого транзистора определяется так:

$$y_{11} = g_{BX} + j\omega(C_{3H} + C_{3c}),$$

где g<sub>вх</sub> – активная составляющая,

С<sub>зи</sub> – емкость затвор-исток,

С<sub>зс</sub> – емкость затвор-сток.

Проводимость обратной передачи определяется в основном реактивной емкостной составляющей:

$$\mathbf{y}_{12} = -\mathbf{j}\boldsymbol{\omega}\mathbf{C}_{\mathbf{3c}}.$$

Проводимость прямой передачи равна

$$y_{21} = \frac{-S}{1+j\frac{\omega}{\omega_{y_{21}}}} + j\omega C_{3c},$$

где S – низкочастотная крутизна проходной характеристики транзистора,  $\omega_{_{V_{21}}}$  граничная частота крутизны (на которой крутизна уменьшается на 3 дБ).

граничная частота крутизны (на которой крутизна учест. Обычно из-за небольшой величины  $C_{3c}$  принимают  $y_{21} = \frac{-S}{1+j\frac{\omega}{\omega_{y_{21}}}}$ .

Выходная проводимость

$$y_{22} = g_{22} + j\omega C_{3c}$$
.

Рис.5.2 соответствует граф проводимостей, показанный на рис.5.4,а. На основании графа проводимостей легко получить сигнальный граф (рис.5.4,б).



Рис.5.4

Основные характеристики четырехполюсника следуют из сигнального графа. Коэффициент прямой передачи равен:

$$K_{0} = \frac{U_{2}}{U_{1}} = \frac{y_{21}}{y_{22} + y_{H}}.$$
(5.7)

При автотрансформаторном включении нагрузки (рис.5.5) напряжение на выходе четырехполюсника и на нагрузке связаны соотношением

$$\mathbf{U}_{\mathrm{H}} = \frac{\mathbf{U}_2 \mathbf{n}_2}{\mathbf{n}_1},$$

тогда

$$K_{o} = \frac{U_{H}}{U_{I}} = \frac{y_{21}\frac{n_{2}}{n_{1}}}{y_{22} + y'_{H}} = \frac{y_{21}\frac{n_{2}}{n_{1}}}{y_{22} + \frac{g_{oe} + y_{H}n_{2}^{2}}{n_{1}^{2}}} = \frac{y_{21}n_{1}n_{2}}{y_{22}n_{1}^{2} + g_{oe} + y_{H}n_{2}^{2}} = y_{21}n_{1}n_{2}R_{oe}.$$

Комплексный коэффициент прямой передачи равен

$$\dot{K} = \frac{U_{\rm H}}{U_1} = \frac{y_{21}n_1n_2R_{\rm oe\,9}}{1+j\xi}.$$
(5.8)

При заданной эквивалентной добротности максимальный коэффициент передачи, как это показано ранее, имеет место при условии (4.55) и равен

$$K_{o \max} = \frac{S}{2\sqrt{g_{11}g_{22}}} (1 - \frac{Q_3}{Q_o}),$$
(5.9)

при этом обычно  $n_1=1$ , а  $n_2 = \sqrt{g_{22}/g_{11}}$ .

Расчет эквивалентной емкости контура производится по формуле

$$C_{9} = \frac{2g_{22}n_{1}^{2}}{\omega_{0}(\frac{1}{Q_{9}} - \frac{1}{Q_{0}})}.$$
 (5.10)

Далее расчет сводится к определению контурной емкости

$$C_{\kappa} = C_{\mathfrak{H}} - C_{22}n_1^2 - C_{\mu}n_2^2$$

и индуктивности

$$L_{\kappa} = \frac{1}{\omega_{o}^{2}C_{\Im}}.$$

Если величина индуктивности слишком мала, то, задаваясь ее величиной, определяем

$$C_{3} = \frac{1}{\omega_{0}^{2}L_{k}}$$

и рассчитываем коэффициенты включения по (4.62) и (4.63).



Коэффициент обратной передачи равен:

$$\beta = \frac{U_1}{U_2} = \frac{y_{12}}{y_{11} + y_c}.$$

При автотрансформаторном включении нагрузки

$$\beta = \frac{U_1}{U_H} = \frac{y_{12}}{y_{11} + y_c} \cdot \frac{n_1}{n_2}.$$
(5.9)

Сквозной коэффициент передачи с учетом внутренней проводимости источника сигнала (рис.5.6):

$$K = \frac{U_2}{e_c} = \frac{\frac{y_c}{y_c + y_{11}} \frac{y_{21}}{y_{22} + y_H}}{1 - \frac{y_{21}}{y_{22} + y_H} \frac{y_{12}}{y_{11} + y_c}} = \frac{K_{BII}K_o}{1 - \beta K_o}.$$
 (5.10)



Рис.5.6

Где  $e_c = I_c / y_c$  - э.д.с. источника сигнала.

Входную проводимость можно определить, подключив к входу четырехполюсника идеальный источник тока (рис.5.7), с помощью выражения



$$I_{1} = \frac{1}{(y_{11}+y_{r})} = U_{1} = \frac{y_{21}}{(y_{22}+y_{H})} = U_{2}$$

Рис.5.7

$$Z_{BX} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{1/(y_{11} + y_{\Gamma})}{1 - \frac{y_{12}y_{21}}{(y_{11} + y_{\Gamma})(y_{22} + y_{H})}} = \frac{1}{y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{(y_{22} + y_{H})}}$$

откуда

$$y_{BX} = \frac{1}{Z_{BX}} = y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{(y_{22} + y_{H})}.$$
 (5.11)

Выходная проводимость определяется с помощью источника тока, подключенного к выходу четырехполюсника (рис.5.8)



Рис.5.8

$$Z_{\text{Bbix}} = \frac{U_2}{I_2} = \frac{1/(y_{22} + y_{\Gamma})}{1 - \frac{y_{12}y_{21}}{(y_{11} + y_c)(y_{22} + y_{\Gamma})}} = \frac{1}{y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{(y_{11} + y_c)}},$$

откуда

$$y_{Bbix} = \frac{1}{Z_{Bbix}} = y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{(y_{11} + y_c)}.$$
 (5.12)

### 5.3 Коэффициент устойчивого усиления

Следует различать стабильность параметров УРС при воздействии дестабилизирующих факторов и устойчивость УРС как степень удаленности режима его работы от состояния самовозбуждения и режима генерации. Степень удаленности от режима генерации также может снижаться под воздействием дестабилизирующих факторов.

Из (5.9) видно, что при  $\beta K_0 = 1$  усилитель превращается в генератор.

Условие устойчивости усилителя имеет вид

$$\beta K_0 < 1$$

Величина

$$\varepsilon = \beta K_0 \tag{5.13}$$

называется запасом устойчивости, обычно  $\varepsilon = 0,2 \div 0,4$ .

Подставим (5.8) и (5.9) в (5.13):

$$\varepsilon = \left(\frac{y_{12}}{y_{11} + y'_{c}} \cdot \frac{n_{1}}{n_{2}}\right) \left(\frac{y_{21}n_{1}n_{2}}{y'_{22} + y'_{H}}\right) = y_{12}\dot{R}_{_{\Gamma_{3}}}n_{c}^{2}y_{21}\dot{R}_{_{H3}}n_{1}^{2}, \qquad (5.14)$$

где  $\dot{R}_{_{\Gamma 3}}$  и  $\dot{R}_{_{H 3}}$  - комплексные эквивалентные сопротивления входного контура (со стороны источника сигнала) и выходного контура (со стороны нагрузки), n<sub>c</sub> – коэффициент включения со стороны входа УРС:

$$\dot{R}_{_{\rm I}_{\rm J}} = \frac{1}{y_{11}n_{\rm c}^2 + y_{\rm c}} ,$$
  
$$\dot{R}_{_{\rm H}_{\rm J}} = \frac{1}{y_{22}n_{\rm l}^2 + y_{\rm H}n_{\rm c}^2} .$$

Поскольку внутренние параметры в общем случае являются комплексными величинами, запишем (5.14) в следующем виде

$$\varepsilon = |\varepsilon| e^{j(\phi_{12} + \phi_{r_3} + \phi_{21} + \phi_{H_3})}$$

где  $|\varepsilon| = y_{12} R'_{r_3} y_{21} R'_{H_3}$ .

Одним из необходимых условий возникновения генерации, как известно, является условие баланса фаз

$$\varphi_{12} + \varphi_{r_3} + \varphi_{21} + \varphi_{H_3} = 0.$$
 (5.15)

Проанализируем это условие. При прохождении сигнала через усилительный элемент (для схем включения с общим эмиттером или истоком) фаза сигнала изменяется на 180 градусов, поэтому  $\phi_{21} = -180^{\circ}$ .

Максимальный фазовый сдвиг, который приобретает сигнал при прохождении дифференцирующей цепочки обратной связи  $R_{r_9}C_{\delta\kappa}$  (или  $R_{r_9}C_{3c}$ ) равен +90 градусов, т.е.  $\phi_{r_9} = +90^{\circ}$ .

Подставляя  $\phi_{12}$  и  $\phi_{21}$  в условие (5.15) получим

$$+90^{\circ}+\varphi_{13}-180^{\circ}+\varphi_{13}=0$$
,

откуда

$$\varphi_{\Gamma 9} + \varphi_{H 9} = +90^{\circ}.$$

При одинаковых колебательных системах на входе и выходе транзистора

$$\phi_{\Gamma 2} = \phi_{H 2} = +45^{\circ}$$
,

что обеспечивается на нижней границе полосы пропускания колебательного контура.

Известно, что полное сопротивление контура на границах полосы пропускания (при ξ=1) равно

$$Z = \frac{R_{09}}{\sqrt{1+\xi^2}} = \frac{R_{09}}{\sqrt{1+1}} = \frac{R_{09}}{\sqrt{2}}.$$

Следовательно

$$\left|\varepsilon\right| = y_{12}y_{21}\frac{R_{r_{3}}n_{c}^{2}}{\sqrt{2}}\frac{R_{H_{3}}n_{1}^{2}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2}y_{12}y_{21}R_{r_{3}}n_{c}^{2}R_{H_{3}}n_{1}^{2}.$$
 (5.16)

Преобразуя (5.16), получим

$$\left|\varepsilon\right| = \frac{1}{2} y_{12} y_{21} R_{r_{9}} n_{c}^{2} R_{H_{9}} n_{1}^{2} \frac{y_{21} R_{H_{9}} n_{2}^{2}}{y_{21} R_{H_{9}} n_{2}^{2}} = \frac{y_{12} R_{r_{9}} n_{c}^{2}}{2} \frac{K_{o ycr}^{2}}{y_{21} R_{H_{9}} n_{2}^{2}},$$

где Ко уст – максимальный коэффициент устойчивого усиления:

$$\mathbf{K}_{0 \text{ ycr}} = \sqrt{\frac{2\varepsilon y_{21} \mathbf{R}_{H9}}{y_{12} \mathbf{R}_{F9}}} \cdot \frac{\mathbf{n}_2}{\mathbf{n}_c}$$

при заданном запасе устойчивости є.

При идентичных колебательных системах на входе и выходе и одинаковых коэффициентах включения выражение упрощается:

$$K_{o ycr} = \sqrt{\frac{2\varepsilon y_{21}}{y_{12}}}.$$
 (5.17)

Если рассчитанный коэффициент передачи  $K_o$  больше значения (5.17), то принимают  $K_o = K_{oyct}$  и коэффициент включения со стороны нагрузки рассчитывают по формуле

$$n_2 = \frac{K_{o ycr}}{S\rho Q_2}.$$

Для сохранения заданного значения эквивалентной добротности выходной контур шунтируют резистором

$$R_{\rm IIIH} = \frac{1}{g_{22} - g_{\rm H} n_2^2}.$$

Для повышения устойчивого усиления необходимо выбирать активный элемент с максимальным значением отношения (y<sub>21</sub>/y<sub>12</sub>).

Для этой же цели можно применить цепь нейтрализации проходной емкости (рис.5.9)



Рис.5.9

Принцип действия цепи нейтрализации основан на введении цепи дополнительной обратной связи, действие которой противоположно действию

цепи внутренней обратной связи за счет проходной емкости на частоте возможной генерации.

Элементы цепи нейтрализации подбираются, исходя из условия

 $y_{12\Sigma} = y_{12} + y_{HEMTP} = 0$ .

Тогда

$$\varphi_{12} + \varphi_{\text{Heŭrp}} + \varphi_{13} + \varphi_{21} + \varphi_{H3} = +90^{\circ} - 90^{\circ} + \varphi_{13} - 180^{\circ} + \varphi_{H3} = 0$$

откуда

$$\phi_{r_{0}} + \phi_{r_{0}} = +180^{\circ}$$

Это в рабочем диапазоне частот баланс фаз никогда не выполняется.

Коэффициент передачи по мощности.

Коэффициент передачи по мощности связан со сквозным коэффициентом передачи соотношением

$$K_{p} = \frac{P_{H}}{P_{co}} = \frac{U_{2}^{2}g_{H}}{\left(\frac{I_{c}^{2}}{4g_{c}}\right)} = 4g_{H}g_{c}\left(\frac{U_{2}}{e_{c}y_{c}}\right)^{2} = \frac{4g_{H}g_{c}}{y_{c}^{2}}\left(\frac{U_{2}}{e_{c}}\right)^{2} = \frac{4g_{H}g_{c}}{y_{c}^{2}}K^{2}.$$

Подставляя выражение для сквозного коэффициента передачи, получим

$$K_{p} = \frac{4g_{H}g_{c}y_{21}^{2}}{[(y_{c} + y_{11})(y_{H} + y_{22}) - y_{12}y_{21}]^{2}}.$$

Если проводимость обратной передачи равна нулю, то на резонансной частоте

$$K_{po} = \frac{4g_{H}g_{c}y_{21}^{2}}{[(g_{c} + g_{11})(g_{H} + g_{22})]^{2}}$$

При согласовании по мощности на выходе (g<sub>н</sub>=g<sub>22</sub>)

$$K_{p} = \frac{4g_{22}g_{c}y_{21}^{2}}{(g_{c} + g_{11})^{2}4g_{22}^{2}} = \frac{g_{c}y_{21}^{2}}{(g_{c} + g_{11})^{2}g_{22}}$$

При согласовании по мощности на входе (g<sub>c</sub>=g<sub>11</sub>) получим выражение для максимального коэффициента передачи по мощности в режиме согласования

$$K_{pmax} = \frac{g_{11}y_{21}^2}{4g_{11}^2g_{22}} = \frac{y_{21}^2}{4g_{11}g_{22}}.$$
 (5.18)

При двухстороннем согласовании и наличии проводимости обратной связи

$$g_{co} = \frac{1}{2 \operatorname{Re}(y_{22})} \{ [2 \operatorname{Re}(y_{11}) \operatorname{Re}(y_{22}) - \operatorname{Re}(y_{12}y_{21})]^2 - |y_{12}y_{21}|^2 \}^{1/2},\$$

$$\begin{split} b_{co} &= -\operatorname{Im}(y_{11}) + \frac{\operatorname{Im}(y_{12}y_{21})}{2\operatorname{Re}(y_{22})}, \\ g_{HO} &= \frac{1}{2\operatorname{Re}(y_{11})} \{ [2\operatorname{Re}(y_{11})\operatorname{Re}(y_{22}) - \operatorname{Re}(y_{12}y_{21})]^2 - |y_{12}y_{21}|^2 \}^{1/2}, \\ b_{HO} &= -\operatorname{Im}(y_{22}) + \frac{\operatorname{Im}(y_{12}y_{21})}{2\operatorname{Re}(y_{11})}, \\ K_{pMAKC} &= \left| \frac{y_{21}}{y_{12}} \right| (k_y - \sqrt{k_y^2 - 1}), \end{split}$$

где k<sub>y</sub> - инвариантный коэффициент устойчивости (фактор Роллетта):

$$k_{y} = \frac{2 \operatorname{Re}(y_{11}y_{22}) - \operatorname{Re}(y_{12}y_{21})}{|y_{12}y_{21}|}.$$

### 5.4 Коэффициент шума УРС



Рис.5.10

Эквивалентная шумовая схема УРС представлена на рис.5.10. Коэффициент шума равен

$$\mathbf{K}_{\mathrm{III}} = \frac{\mathbf{P}_{\mathrm{III}\Sigma}}{\mathbf{P}_{\mathrm{IIIC}}} = \frac{\mathbf{U}_{\mathrm{III}\Sigma}^2 \mathbf{G}_{\Sigma}}{\mathbf{U}_{\mathrm{IIIC}}^2 \mathbf{G}_{\Sigma}} = \frac{\mathbf{U}_{\mathrm{III}\Sigma}^2}{\mathbf{U}_{\mathrm{IIIC}}^2} ,$$

где  $G_{\Sigma} = g'_{c} + g' + g_{11};$ 

 $g'_{c} = g_{c}n_{1}^{2}/n_{2}^{2}$  проводимость источника сигнала, пересчитанная к входу четырехполюсника,

 $g' = g/n_2^2$  – потери контура пересчитанные к входу четырехполюсника. Квадрат суммарного шумового напряжения равен

$$U_{\mathfrak{m}\Sigma}^{2} = \frac{(I_{c}')^{2} + (I_{\mathfrak{m}\kappa}')^{2} + I_{\mathfrak{m}}^{2}}{G_{\Sigma}^{2}} + e_{\mathfrak{m}}^{2} =$$
$$= \frac{4kTg_{c}'\Delta f_{\vartheta\varphi} + 4kTg'\Delta f_{\vartheta\varphi} + 4kTg_{\mathfrak{m}}\Delta f_{\vartheta\varphi}}{G_{\Sigma}^{2}} + 4kTR_{\mathfrak{m}}\Delta f_{\vartheta\varphi}$$

где G<sub>ш</sub> и R<sub>ш</sub> – шумовые параметры активного элемента.

Шумы источника сигнала равны

$$U_{\rm mc}^2 = 4kT \frac{g_{\rm c}'}{G_{\Sigma}^2} \Delta f_{\rm sp}.$$

Окончательное выражение для коэффициента шума с учетом проводимости корреляции имеет вид

$$K_{\rm III} = 1 + \frac{g' + g_{\rm III}}{g'_{\rm c}} + \frac{R_{\rm III} (g'_{\rm c} + g' + g_{11})^2}{g'_{\rm c}} + \frac{2g_{\rm Kop} R_{\rm III} (g'_{\rm c} + g' + g_{11})}{g'_{\rm c}}.$$
 (5.19)

Определим условие получение минимального коэффициента шума, т.е. условие шумового согласования:

$$\frac{\mathrm{dK}_{\mathrm{III}}}{\mathrm{dg}_{\mathrm{c}}'} = 0;$$

$$\frac{\partial K_{\rm III}}{\partial g'_{\rm c}} = -\frac{g'_{\rm c} + g_{\rm III}}{(g'_{\rm c})^2} + \frac{2R_{\rm III}(g'_{\rm c} + g' + g_{\rm I1})}{g'_{\rm c}} - \frac{R_{\rm III}(g'_{\rm c} + g' + g_{\rm I1})^2}{(g'_{\rm c})^2} - \frac{2g_{\rm Kop}R_{\rm III}(g' + g_{\rm I1})}{(g'_{\rm c})^2} = 0.$$

Значение коэффициента включения n<sub>2</sub> далее принято равным единице, так это обеспечивает получение минимального значения коэффициента шума.

В результате несложных манипуляций получим, что оптимальная пересчитанная проводимость источника сигнала должна равняться

$$g'_{cont} = (g + g_{11}) \sqrt{1 + \frac{g + g_{III}}{R_{III}(g + g_{11})^2} + \frac{2g_{KOP}}{g + g_{11}}} = g_c n_{1ont}^2,$$

откуда следует, что условие согласования по шумам и условия согласования по мощности не совпадают (рис.5.11). Оптимальное значение коэффициента включения при этом равно

$$n_{1\text{опт}} = \sqrt{\frac{(g+g_{11})}{g_c}} \sqrt{1 + \frac{g+g_{II}}{R_{II}(g+g_{11})^2} + \frac{2g_{\kappa op}}{g+g_{11}}}$$
(5.20)

ИЛИ

$$n_{10\Pi T} = n_{1p} \sqrt[4]{1 + \frac{g + g_{II}}{R_{II}(g + g_{11})^2} + \frac{2g_{KOP}}{g + g_{11}}},$$
(5.21)

где n<sub>1p</sub> – коэффициент включения, удовлетворяющий условию согласования по мощности.



Рис.5.11

### 5.5 УРС на полевых и биполярных транзисторах

После анализа электрических параметров в общем виде осталось привести принципиальные электрические схемы типовых УРС. На рис.5.12 приведена схема УРС с параллельным способом подачи питания на полевом транзисторе, включенном по схеме с общим истоком. Элементы  $L_{\kappa}$  и  $C_{\kappa}$  выполняют функции входной и выходной согласующих цепей, R<sub>и</sub> – резистор автоматического смещения, Си – конденсатор, устраняющий местную обратную связь по переменному току,  $R_{\varphi}C_{\varphi}$  – фильтр напряжения источника питания,  $C_{p1}$  и  $C_{p2}$  – разделительные конденсаторы, R<sub>c</sub> – резистор, через который осуществляется подача питания на сток. Входная согласующая цепь имеет автотрансформаторное подключение К источнику сигнала И полное подключение к входу полевого транзистора, имеющего большое входное сопротивление. Выходная согласующая цепь имеет автотрансформаторное подключение и к цепи стока, и к цепи нагрузки.



Рис.5.12. Схема УРС с параллельным питанием.

На рис.5.13 приведена схема УРС с последовательным способом подачи питания на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером. Элементы  $L_{\kappa}$  и  $C_{\kappa}$  -входная и выходная согласующие цепи,  $R_{9}$  – резистор автоматического смещения,  $C_{9}$  – конденсатор, устраняющий местную обратную связь по переменному току,  $R_{\phi}C_{\phi}$  – фильтр напряжения источника питания,  $C_{p1}$ 

и  $C_{p2}$  – разделительные конденсаторы,  $R_{61}$  и  $R_{62}$  – делитель напряжения, осуществляющий подачу необходимого напряжения на базу транзистора,  $C_6$  – блокировочный конденсатор, обеспечивающий к общему проводу нижнего вывода колебательного контура. Такая схема подачи смещения на базу устраняет шунтирование входного колебательного контура базовым делителем. Входная и выходная согласующие цепи имеют автотрансформаторное подключение к источнику сигнала и к цепи нагрузки.



Рис.5.13. Схема УРС с последовательным питанием



Рис.5.14. УРС с общей базой

На рис.5.14 приведена схема УРС с последовательным способом подачи питания на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общей базой. Назначение элементов данной схемы по сравнению с предыдущей схемой не изменилось.

Определим внутренние параметры усилительного элемента, включенного по схеме с общей базой в случае биполярного транзистора или с общим затвором в случае полевого транзистора.

Рассмотрим плавающую матрицу четырехполюсника, у которого ни один из выводов к общему проводу не подключен:

$$|\mathbf{Y}| = \begin{vmatrix} y_{11} & y_{12} & -y_{11} & -y_{12} \\ y_{21} & y_{22} & -y_{21} & -y_{22} \\ -y_{11} & -y_{12} & y_{11} & y_{12} \\ -y_{21} & -y_{22} & y_{21} & y_{22} \end{vmatrix}$$

Так как реальные усилительные элементы имеют три электрода, то необходимо просуммировать элементы третьего и четвертого столбца и третьей и четвертой строки. Для биполярного транзистора получим следующую матрицу:

к

$$\begin{vmatrix} \sigma & y_{11} & y_{12} & -(y_{11} + y_{12}) \\ |Y| = \kappa & y_{21} & y_{22} & -(y_{21} + y_{22}) \\ \Rightarrow & -(y_{11} + y_{21}) & -(y_{12} + y_{22}) & y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22} \end{vmatrix}.$$
(5.22)

Э

Полученная матрица позволяет определить внутренние параметры усилительного элемента в любой схеме включения. Например, для схемы с общей базой необходимо заземлить базу. Это означает вычеркивание столбца и строки, обозначенных буквой "б" (база):

$$\begin{vmatrix} Y_{OE} \end{vmatrix} = \kappa \begin{vmatrix} y_{22} & -(y_{21} + y_{22}) \\ -(y_{12} + y_{22}) & y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} y_{22OE} & y_{21OE} \\ y_{12OE} & y_{11OE} \end{vmatrix},$$

откуда следует, что

$$\begin{aligned} y_{110b} &= y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22} \approx y_{21}, \\ y_{210b} &= y_{21} + y_{22} \approx y_{21}, \\ y_{120b} &= y_{12} + y_{22} \approx y_{12}, \\ y_{220b} &= y_{22}. \end{aligned}$$

Запас устойчивости такого УРС определяется в соответствии с выражением

$$\varepsilon = \frac{y_{12OE}}{y_c + y_{11OE}} \frac{y_{21OE}}{y_{22OE} + y_H} = \frac{y_{12OE}}{y_c + y_{11OE}} K_0.$$

При согласовании на входе по мощности получаем

б

к

$$\varepsilon = \frac{y_{12OE}}{2y_{11OE}} K_{OEyct},$$

$$K_{OE ycr} = \frac{2y_{11OE}\varepsilon}{y_{12OE}} \approx \frac{2y_{21O\Im}\varepsilon}{y_{12O\Im}}.$$
 (5.23)

Для схемы с общим эмиттером аналогичные манипуляции дают следующий результат:

$$K_{O\Im ycr} = \frac{2y_{11O\Im}\epsilon}{y_{12O\Im}}.$$
 (5.24)

Из сравнения (5.23) и (5.24) видно, что схема с общей базой (или с общим затвором) обеспечивает большее значение устойчивого коэффициента усиления, чем схема с общим эмиттером (или с общим истоком).

## 5.6 Каскодная схема УРС

Каскадные схемы – это многокаскадные УРС, у которых транзисторы в каждом каскаде имеют одинаковые схемы включения. В каскодных схемах транзисторы имеют различные схемы включения: входной каскад выполнен по схеме с ОЭ (или с ОИ для полевого транзистора), а выходной – по схеме с ОБ (или с ОЗ для полевого транзистора). На рис.5.14 приведена схема каскодного УРС с последовательным способом подачи питания на биполярных транзисторах.



Рис.5.15 Каскодная схема УРС на биполярных транзисторах

Коэффициент передачи по напряжению первого каскада равен

$$\mathbf{K}_{01} = -\frac{\mathbf{y}_{21}}{\mathbf{y}_{22} + \mathbf{y}_{1105}} = -\frac{\mathbf{y}_{21}}{\mathbf{y}_{22} + \mathbf{y}_{21}} \approx -1.$$

Коэффициент передачи по напряжению второго каскада равен

$$K_{o2} = \frac{y_{21OE}}{y_{22OE} + g_{H}} = \frac{y_{21}}{y_{22} + g_{H}} > 1.$$

Коэффициент передачи по мощности первого каскада равен

$$K_{p1} = \frac{K_{01}^2 g_H}{g_\Gamma} \approx \frac{y_{21}}{g_\Gamma} >> 1.$$

Коэффициент передачи по мощности второго каскада равен

$$K_{p2} = \frac{K_{02}^2 g_H}{g_{\Gamma}} \approx (\frac{y_{21}}{y_{22} + g_H})^2 \frac{g_H}{y_{22}} >> 1.$$

Суммарный коэффициент передачи по мощности

$$K_p = K_{p1}K_{p2} >> 1$$

В соответствии с формулой для коэффициента шума каскадного соединения четырехполюсников шумы каскодной схемы при K<sub>p1</sub> >>10пределяются шумами только первого каскада.

Внутренние параметры каскодного соединения активных элементов:

1. Входная проводимость

$$y_{110 \ni 0\overline{b}} = y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22} + y_{110\overline{b}}} = y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22} + y_{21}} \approx y_{11}.$$

2. Выходная проводимость

$$y_{22\,OOOE} = y_{22\,OE} - \frac{y_{12\,OE}y_{21\,OE}}{y_{22} + y_{11OE}} = y_{22} - \frac{y_{12}\,y_{21}}{y_{22} + y_{21}} \approx y_{22}.$$

3. Проводимость обратной передачи (рис.5.16,б)

$$y_{12O \ni OE} = \frac{y_{12OE}y_{12}}{y_{22} + y_{11OE}} = \frac{y_{12}y_{12}}{y_{22} + y_{21}} = y_{12OE} \cdot \frac{y_{12}}{y_{21}} << y_{12OE}.$$

4. Проводимость прямой передачи (рис.5.16,а)



Рис.5.16

Так как у<sub>12ОЭОБ</sub> << у<sub>12ОБ</sub>, то коэффициент устойчивого усиления каскодной схемы превышает коэффициент устойчивого усиления схемы с общей базой (или затвором).

## 5.7 Многокаскадные УРС

Примерное распределение усиления в радиоприемном тракте представлено на рис.5.17.



Рис.5.17

Как видно из рисунка, наибольшее усиление требуется в УПЧ, где для увеличения уровня сигнала приходится применять многокаскадные усилительные структуры. При этом возникают проблемы:

- 1) обеспечения устойчивости;
- 2) согласования по мощности, шумам, полосе и т.д.

Классификация многокаскадных УРС:

- 1) с одиночными настроенными контурами;
- 2) с одиночными попарно-расстроенными контурами;
- 3) с двухконтурными фильтрами;
- с фильтрами сосредоточенной селекции (ФСС) или избирательности (ФСИ)
- 5) бесконтурные
  - с пассивными RC фильтрами;
  - с активными фильтрами;
  - апериодические.

## 5.7.1 УРС с одиночными настроенными контурами

Структура УРС с одиночными настроенными контурами представлена на рис.5.18.



Произведем анализ усилительных и селективных свойств данной структуры. Как известно, коэффициент прямоугольности АЧХ равен

$$K_{np} = \frac{\Delta F_{\gamma}}{\Delta F_{0.707}}, \qquad (5.25)$$

где ү- некоторый фиксированный уровень, составляющий обычно 0,1 или 0,01.



Рис.5.19

Суммарный коэффициент передачи n – каскадного УРС представляет собой произведение коэффициентов передачи отдельных каскадов и если они равны, то

$$\mathbf{K}_{n} = \left(\frac{\mathbf{SR}_{\mathfrak{I}}}{\sqrt{1+\xi^{2}}}\right)^{n}.$$
(5.26)

Фиксированный уровень у определим как отношение коэффициентов передачи на произвольной и резонансной частотах

$$\gamma = \frac{K_n(f)}{K_n(f_0)} = \frac{\left(\frac{SR_3}{\sqrt{1+\xi_\gamma^2}}\right)^n}{\left(SR_3\right)^n} = \left(\frac{1}{\sqrt{1+\xi_\gamma^2}}\right)^n, \quad (5.27)$$

откуда получим значение обобщенной расстройки  $\xi_{\gamma},$  которая необходима для получения уровня  $\gamma$ 

$$\xi_{\gamma} = \sqrt{\gamma^{-2/n} - 1}$$
. (5.28)

Обобщенная расстройка связана с полосой пропускания на произвольном уровне следующим соотношением

$$\xi_{\gamma} = \mathbf{Q}_{3} \frac{\Delta F_{\gamma}}{f_{o}}; \qquad (5.29)$$

то есть полоса пропускания на уровне у равна

$$\Delta F_{\gamma} = \xi_{\gamma} \frac{f_{o}}{Q_{\gamma}}.$$
(5.30)

Тогда коэффициент прямоугольности можно определить через отношение обобщенных расстроек

$$K_{np} = \frac{\xi_{\gamma}}{\xi_{0.707}}.$$
 (5.31)

Значение ξ<sub>0.707</sub> определяется из (5.28) при γ=0,707:

$$\xi_{0.707} = \sqrt{\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^{-2/n} - 1} = \sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}.$$
(5.32)

Таким образом, коэффициент прямоугольности многокаскадного УРС равен

$$K_{np} = \frac{\xi_{\gamma}}{\xi_{0.707}} = \sqrt{\frac{\gamma^{-2/n} - 1}{\sqrt[n]{2} - 1}}.$$
(5.33)

При n= $\infty$  и  $\gamma$ =0,01 предельное значение K<sub>пр</sub> = 3,6 (рис.5.20).



Рис.5.20

Проанализируем возможность применения данного УРС в тракте УПЧ, где требуется большое усиление.

Коэффициент передачи одиночного каскада равен

$$K = SR_{09} = S\rho Q_9 = \left(\frac{S}{2\pi f_0 C}\right) \left(\frac{f_0}{\Delta F_{\kappa 0,707}}\right).$$
(5.34)

Из (5.30) с учетом (5.32) полоса пропускания многокаскадного усилителя равна

$$\Delta F_{0,707} = \xi_{0,707} \frac{f_o}{Q_{\mathfrak{I}}} = \sqrt{\sqrt[n]{2} - 1} \cdot \frac{f_o}{Q_{\mathfrak{I}}} = \sqrt{\sqrt[n]{2} - 1} \cdot \Delta F_{\kappa 0,707}, \qquad (5.35)$$

где  $\Delta F_{\kappa 0.707}$  - полоса пропускания одиночного контура

Используя (5.34) и (5.35) получим, что для многокаскадного усилителя

$$K_{n} = \left(\frac{S}{2\pi C\Delta F_{\kappa 0,707}}\right)^{n} = \left(\frac{S\sqrt{\sqrt[n]{2}-1}}{2\pi C\Delta F_{0.707}}\right)^{n} = \left(\frac{S}{2\pi C\Delta F_{0.707}}\right)^{n} \left(\sqrt{\sqrt[n]{2}-1}\right)^{n} = K_{1}^{n}\phi_{1}(n),$$
(5.36)

где К<sub>1</sub> – коэффициент передачи одного каскада, имеющего полосу пропускания, равную полосе пропускания всего УРС.

На рис.5.21 представлены графические зависимости  $K_1^n$  и  $\phi(n)$  при  $K_1$  =4. Из графика видно, что максимальный коэффициент передачи равен примерно 9 и наблюдается при оптимальном числе каскадов n=4. Наличие оптимума обусловлено тем, что начиная с  $K_1$ =2,42 при небольших значениях n большую скорость изменения имеет первый возрастающий сомножитель  $K_1^n$  и меньшую - второй убывающий сомножитель  $\phi_1(n)$ . При больших значениях n большую скорость изменения имеет второй убывающий сомножитель  $\phi_1(n)$  и меньшую - первый возрастающий сомножитель  $K_1^n$ . Физическое объяснение этому эффекту достаточно простое: с увеличением числа каскадов происходит сужение полосы пропускания всего УРС, поэтому для сохранения заданной полосы необходимо шунтировать колебательные контуры (уменьшать  $R_3$ ), что в свою очередь и вызывает уменьшение коэффициента передачи. Это явление характерно для всех многокаскадных УРС с распределенной селективностью.



Рис.5.21



#### Рис.5.22

При увеличении К<sub>1</sub> максимальный коэффициент передачи возрастает: при К<sub>1</sub>=6 он составляет примерно 117 (рис.5.22) и наблюдается при оптимальном числе каскадов n=9. С практической точки зрения такой УРС трудно реализуем.

Таким образом, рассматриваемый резонансный многокаскадный УРС имеет коэффициент прямоугольности, значительно отличающийся от единицы. Такой УРС может быть применен только в качестве УРЧ или в случаях, когда не требуются большие значения селективности.

## 5.7.2 УРС с попарно-расстроенными контурами

Структурная схема УРС соответствует рис.5.18. Входной и выходной контуры в отличие от предыдущего случая принудительно расстраиваются относительно центральной частоты вверх и вниз на некоторую величину, соответствующую изменению обобщенной расстройки на  $\Delta \xi$ . Коэффициенты передачи каскадов одной такой пары равны

$$K_{1} = \frac{SR_{3}}{\sqrt{1 + (\xi + \Delta\xi)^{2}}},$$
(5.37)

$$K_2 = \frac{SR_3}{\sqrt{1 + (\xi - \Delta \xi)^2}}.$$
(5.38)

Суммарный коэффициент передачи одной пары представляет собой произведение (5.37) и (5.38):

$$\begin{split} \mathrm{K}_{\Sigma} &= \frac{\mathrm{S}^{2}\mathrm{R}_{9}^{2}}{\sqrt{[1 + (\xi + \Delta\xi)^{2}][1 + (\xi - \Delta\xi)^{2}]}} = \frac{\mathrm{S}^{2}\mathrm{R}_{9}^{2}}{\sqrt{[1 + \xi^{2} + 2\xi\Delta\xi + \Delta\xi^{2}][1 + \xi^{2} - 2\xi\Delta\xi + \Delta\xi^{2}]}} = \\ &= \frac{\mathrm{S}^{2}\mathrm{R}_{9}^{2}}{\sqrt{1 + \xi^{4} + \Delta\xi^{4} + 2\xi^{2} + 2\xi^{2}\Delta\xi^{2} + 2\Delta\xi^{2} - 4\xi^{2}\Delta\xi^{2}}} = \\ &= \frac{\mathrm{S}^{2}\mathrm{R}_{9}^{2}}{\sqrt{\xi^{4} + 2\xi^{2}(1 - \Delta\xi^{2}) + 1 + 2\Delta\xi^{2} + \Delta\xi^{4}}} = \frac{\mathrm{S}^{2}\mathrm{R}_{9}^{2}}{\sqrt{\xi^{4} + 2\xi^{2}(1 - \Delta\xi^{2}) + (1 + \Delta\xi)^{2}}}. \end{split}$$

Анализ суммарной АЧХ одной такой пары показывает наличие нескольких характерных точек (рис.5.23), для которых

$$\frac{dK_{\Sigma}}{d\xi} = 4\xi^3 + 4\xi(1 - \Delta\xi^2) = 0.$$
(5.39)

Решением уравнения (5.39) являются следующие значения обобщенной расстройки:

$$\xi_1 = 0,$$
  
 $\xi_{2,3} = \pm \sqrt{\Delta \xi^2 - 1}.$ 

Значение Δξ=1 соответствует критической расстройке, при которой провал на АЧХ отсутствует (максимально плоская АЧХ). При расстройке больше критической из-за деформации частотных характеристик (АЧХ и ФЧХ) происходит появление линейных искажений полезного сигнала.



Рис.5.23

При Δξ=1 для суммарного коэффициента передачи одной пары получаем

$$\mathbf{K}_{\Sigma} = \frac{\mathbf{S}^2 \mathbf{R}_3^2}{\sqrt{\boldsymbol{\xi}^4 + 4}}.$$

Фиксированный уровень ү для УРС, состоящего из n пар каскадов, равен

$$\gamma = \left(\frac{K_{\Sigma}(f)}{K_{\Sigma}(f_{0})}\right)^{n} = \left(\frac{S^{2}R_{9}^{2}}{\sqrt{\xi_{\gamma}^{4}+4}} \cdot \frac{2}{S^{2}R_{9}^{2}}\right)^{n} = \frac{2^{n}}{\left(\sqrt{\xi_{\gamma}^{4}+4}\right)^{n}},$$
(5.40)

откуда значение обобщенной расстройки ξ<sub>γ</sub>, необходимой для получения уровня γ, равно

$$\xi_{\gamma} = \sqrt{2} \sqrt[4]{\sqrt{n} \sqrt{\gamma^{-2}} - 1}.$$

Для уровня 0,707

$$\xi_{0.707} = \sqrt{2} \, \sqrt[4]{\sqrt{n/2} - 1} \, ,$$

следовательно, коэффициент прямоугольности многокаскадного УРС равен

$$K_{np} = \sqrt[4]{\frac{\sqrt[n]{\gamma^{-2}} - 1}{\sqrt[n]{2} - 1}}.$$
(5.41)

При n= $\infty$  и  $\gamma$ =0,01 предельное значение K<sub>пр</sub> = 1,9 (рис.5.24).



Рис.5.24

График зависимости резонансного коэффициента передачи многокаскадного УРС, который определяется в соответствии с выражением

$$\begin{split} & K_{n} = \left(\frac{S^{2}R_{9}^{2}}{\sqrt{4}}\right)^{n} = \left(\frac{SR_{9}}{\sqrt{2}}\right)^{2n} = \left(\frac{S\rho Q_{9}}{\sqrt{2}}\right)^{2n} = \left(\frac{S}{2\pi f_{0}C} \cdot \frac{f_{0}}{\Delta F_{\kappa 0,707}\sqrt{2}}\right)^{2n} = \\ & = \left(\frac{S}{2\pi C\Delta F_{\kappa 0,707}\sqrt{2}}\right)^{2n} = \left(\frac{S}{2\pi C\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{2}\sqrt[4]{\sqrt{2}-1}}{\Delta F_{0.707}}\right)^{2n} = \\ & = \left(\frac{S}{2\pi C\Delta F_{0,707}}\right)^{m} \left(\sqrt[4]{\sqrt{2}-1}\right)^{m} = K_{1}^{m}\phi_{2}(n), \end{split}$$
(5.42)

также имеет экстремальный характер при некотором значении числа каскадов m. При этом в отличие от резонансного многокаскадного УРС коэффициент передачи с ростом числа каскадов возрастает значительно быстрее: при m=4 (m=2n) и  $K_1 = 4$  суммарный коэффициент передачи равен примерно 106, а экстремум имеет место при  $n_{opt}=65$  (рис.5.25).



Рис.5.25

5.7.3 Многокаскадные УРС с двухконтурными фильтрами

В усилительных каскадах УРС данного типа в качестве нагрузки применяются системы связанных колебательных контуров (рис.5.26).



На рис.5.27 приведены контуры с различными видами связи.



Рис.5.27. Обобщенная эквивалентная схема двух связанных контуров (а), контуры с индуктивной (б), внутриемкостной (в) и внешнеемкостной (г) связями

Наличие реактивного элемента связи јх<sub>св</sub> приводит к появлению дополнительных активных и реактивных составляющих, вносимых в первый контур из второго и во второй контур из первого. Величина этих дополнительных составляющих определяется в соответствии с выражениями:

$$\begin{split} Z_{BH1} &= -Z_{CB}^2 / (Z_2 + Z_{CB}) = -Z_{CB}^2 / Z_{22} = x_{CB}^2 (r_{22} - jx_{22}) / |Z_{22}|^2 = \\ &= r_{BH1} + jx_{BH1} = (x_{CB}^2 / |Z_{22}|^2) r_{22} - j(x_{CB}^2 / |Z_{22}|^2) x_{22} \\ Z_{BH2} &= -Z_{CB}^2 / (Z_1 + Z_{CB}) = -Z_{CB}^2 / Z_{11} = x_{CB}^2 (r_{11} - jx_{11}) / |Z_{11}|^2 = \\ &= r_{BH1} + jx_{BH1} = (x_{CB}^2 / |Z_{11}|^2) r_{11} - j(x_{CB}^2 / |Z_{11}|^2) x_{11}. \end{split}$$

Из одного контура в другой всегда вносится положительное активное сопротивление и реактивное сопротивление противоположного знака по сравнению с реактивным сопротивлением контура, из которого сопротивление вносится. Связь между контурами оценивается коэффициентом связи  $k_{cB} = \sqrt{k_1 k_2}$ , где  $k_1$  и  $k_2$  - степени связи:

$$k_1 = x_{cB} / x_{L1}$$
  
 $k_2 = x_{cB} / x_{L2}$ .

Следовательно

 $k_{cB} = x_{cB} / \sqrt{x_{L1} x_{L2}}.$ 

При индуктивной связи (рис.5.27,б)  $k_{cB} = M/\sqrt{L_1L_2}$ . При внутриемкостной связи (рис.5.27,в)

$$k_1 = x_{cB} / x_{C_{01}},$$
  
 $k_2 = x_{cB} / x_{C_{02}},$ 

где

$$C_{01} = C_1 C_{_{CB}} / (C_1 + C_{_{CB}}),$$
  
$$C_{02} = C_2 C_{_{CB}} / (C_2 + C_{_{CB}}).$$

Тогда при слабой внутриемкостной связи ( $C_{cB} >> C_1 \ u \ C_{cB} >> C_2$ )  $k_{cB} \approx \sqrt{C_1 C_2} \ / \ C_{cB}$ . При слабой внешнеемкостной связи (рис.5.27,г)  $k_{cB} \approx C_{cB} \ / \ \sqrt{C_1 C_2}$ .

Для УРС с нагрузкой в виде индуктивно-связанных контуров (рис.5.26) комплексный коэффициент усиления равен:

$$\mathbf{K} = -j \frac{S\eta \sqrt{R_{oe1}R_{oe2}m_1m_2}}{1+\eta^2-\xi^2+j\xi(\delta_{31}+\delta_{32})/\sqrt{\delta_{31}\delta_{32}}},$$

где  $\xi = \sqrt{Q_{\kappa 1} Q_{\kappa 2}} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$  - обобщенная расстройка,  $\eta = k_{cB} \sqrt{Q_{\kappa 1} Q_{\kappa 2}}$  - параметр связи между контурами,  $k_{cB} = M / \sqrt{L_{\kappa 1} L_{\kappa 2}}$  - коэффициент связи,

М - взаимная индуктивность между катушками контуров.

При равных эквивалентных затуханиях контуров  $\delta_{31} = \delta_{32} = \delta_3$  выражение принимает вид

$$K = \frac{S\eta \sqrt{R_{oe1}R_{oe2}}m_1m_2}{\sqrt{(1+\eta^2-\xi^2)^2+4\xi^2}}.$$
 (5.43)

Фазовая характеристика рассматриваемого усилителя равна:

$$\varphi = \frac{\pi}{2} - \arctan \frac{2\xi}{1 + \eta^2 - \xi^2}.$$
 (5.44)

В зависимости от степени связи контуров различают:

слабую связь,  $\eta \le 1$ , при которой наблюдается один максимум на нормированной АЧХ на частоте  $\xi = 0$ ;

критическую связь,  $\eta = 1$ , при которой наблюдается максимально плоская вершина АЧХ и один максимум на частоте  $\xi = 0$ ;

сильную связь,  $\eta > 1$ , при которой на АЧХ наблюдаются два максимума на частотах  $\xi = \pm \sqrt{\eta^2 - 1}$  и один минимум на частоте  $\xi = 0$  (рис.5.27).

Вариант УРС с емкостной связью контуров представлен на рис.5.28.

При критической связи и полном включении контуров (m<sub>1</sub>=m<sub>2</sub>=1)

$$K = \frac{SR_{\vartheta}}{\sqrt{4 + \xi^4}},$$
(5.45)

$$\gamma = \left(\frac{K(f)}{K(f_0)}\right)^n = \left(\frac{SR_{\mathfrak{H}}}{\sqrt{\xi_{\mathfrak{h}}^4 + 4}} \cdot \frac{2}{SR_{\mathfrak{H}}}\right)^n = \frac{2^n}{\left(\sqrt{\xi_{\mathfrak{h}}^4 + 4}\right)^n}.$$
(5.46)



Рис.5.27. АЧХ и ФЧХ УРС со связанной парой контуров



Рис.5.28. УРС с емкостной связью контуров

Выражение (5.46) совпадает с (5.40), следовательно, здесь справедливы рассмотренные ранее соотношения для коэффициента прямоугольности. Суммарный коэффициент передачи определяется в соответствии с выражением

$$\begin{split} & K_{n} = \left(\frac{SR_{3}}{2}\right)^{n} = \left(\frac{S\rho Q_{3}}{2}\right)^{n} = \left(\frac{S}{2\pi f_{0}C} \cdot \frac{f_{0}}{\Delta F_{\kappa 0,707}2}\right)^{n} = \\ & = \left(\frac{S}{2\pi C\Delta F_{\kappa 0,707}2}\right)^{n} = \left(\frac{S}{2\pi C} \cdot \frac{\sqrt{2} \sqrt[4]{\sqrt{2}-1}}{2\Delta F_{0.707}}\right)^{n} = \\ & = \left(\frac{S}{2\pi C\Delta F_{0,707}}\right)^{n} \left(\frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt[4]{\sqrt{2}-1}\right)^{n} = K_{1}^{n}\phi_{3}(n), \end{split}$$

и при K<sub>1</sub>=4 и n=4 равен примерно 12 (рис.5.29).



Рис.5.29

5.8 Бесконтурные УРС

Основным фактором, не позволяющим полностью интегрализовать УРС, является наличие катушки индуктивности. Существуют два основных способа обеспечения необходимой селективности без катушек индуктивности и решения этой проблемы:

1) применение пассивных RC фильтров;

2) применение активных RC фильтров.

Первый подход позволяет формировать любые АЧХ, в том числе и полосовые, но приводит к значительному снижению коэффициента передачи. На рис.5.32 показан принцип формирования АЧХ полосового типа с помощью дифференцирующей (ФВЧ) и интегрирующей (ФНЧ) цепей первого порядка (рис5.31).



Этот принцип может быть легко реализован в апериодических УРС. Разделительные конденсаторы при этом могут выполнять функции элементов дифференцирующих цепей, а входные емкости активных элементов совместно с коллекторной нагрузкой – интегрирующих цепей (рис.5.33).

Второй подход основан на применении частотно-зависимых обратных связей.



Рис.5.33

## 5.8.1 Типы активных элементов

Обобщенная структурная схема АФ может быть представлена в соответствии с рис.5.34.

Пассивная цепь описывается матрицей Ү-параметров, а активный элемент - так называемой цепной матрицей (5.5)

$$|\mathbf{A}| = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1/g_{21} & 1/y_{21} \\ 1/z_{21} & 1/h_{21} \end{vmatrix},$$
(5.47)

которая соответствует уравнениям

$$\begin{cases} U_1 = a_{11}U_2 + a_{12}I_2 \\ I_1 = a_{21}U_2 + a_{22}I_2 \end{cases}$$
(5.48)

Направление тока I<sub>2</sub> при этом изменено на противоположное.

В (5.47)  $g_{21}$ - коэффициент передачи по напряжению,  $y_{21}$  - проводимость прямой передачи,  $Z_{21}$ - передаточное полное сопротивление,  $h_{21}$ - коэффициент передачи по току.

Входное сопротивление АЭ можно определить из (1.23) согласно выражению

$$Z_{BX} = U_1 / I_1 = \frac{a_{11} Z_H + a_{12}}{a_{21} Z_H + a_{22}}$$
(5.49)

где  $Z_{\rm H} = U_2 / I_2$  - сопротивление нагрузки.

В зависимости от значений элементов матрицы различают следующие типы АЭ.



Рис.5.34

1. Конверторы: a<sub>12</sub> = a<sub>21</sub> = 0. В этом случае:

$$Z_{BX} = \frac{a_{11}}{a_{22}} Z_{H}.$$
 (5.50)

При этом могут быть:

а) конверторы положительного сопротивления (КПС) при  $a_{11}a_{22} > 0$ ;

б) управляемые источники при  $a_{11}a_{22} = 0$ :

источник тока, управляемый током (ИТУТ), если  $a_{11} = 0$  и  $a_{22} \neq 0$ ;

источник напряжения, управляемый напряжением (ИНУН), если  $a_{11} \neq 0$  и  $a_{22} = 0$ ;

нуллор (идеальный ОУ), если  $a_{11} = 0$  и  $a_{22} = 0$ ;

в) конверторы отрицательного сопротивления (КОС) при  $a_{11}a_{22} > 0$ :

по напряжению (КОСН), если  $a_{11} < 0$ , a  $a_{22} > 0$  (рис.5.35);

по току (КОСТ), если  $a_{11} > 0$ , а  $a_{22} < 0$  (5.36).


Рис.5.36

Рассмотрим пример АФ на основе КОС (рис.5.37).



Рис.5.37

Входное сопротивление цепи равно

$$Z_{BX} = R + \frac{\left(R - \frac{1}{j\omega C}\right)(-R)}{R - \frac{1}{j\omega C} - R} = R + R^{2}j\omega C - R = j\omega R^{2}C = j\omega L_{3}$$

и представляет собой некоторую эквивалентную индуктивность. Если к входу схемы добавить емкость, то получим параллельный колебательный контур.

2. Вторая группа - инверторы или обобщенные гираторы при  $a_{11} = a_{22} = 0$ .

Для этой группы

$$Z_{\rm BX} = \frac{a_{12}}{a_{21}} \cdot \frac{1}{Z_{\rm H}},\tag{5.51}$$

при этом различают:

а) инверторы положительного сопротивления (ИПС) при  $a_{12}a_{21} > 0$ . Именно эту подгруппу чаще всего и называют просто гираторами. Если гиратор нагрузить на емкость, т.е.

$$Z_{_{\rm H}} = \frac{1}{j\omega C_{_{\rm H}}},$$

то входное сопротивление гиратора равно

$$Z_{BX} = \frac{a_{12}}{a_{21}Z_{H}} = j\omega \frac{a_{12}C_{H}}{a_{21}} = j\omega L_{3}$$

и представляет собой эквивалентную индуктивность.

Внутренние у-параметры гиратора как активного элемента представляются через параметры цепной матрицы следующим образом

$$\begin{vmatrix} y_{11} & y_{12} \\ -y_{21} & -y_{22} \end{vmatrix} = \frac{1}{a_{12}} \begin{vmatrix} a_{22} & -\Delta_a \\ 1 & a_{11} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & a_{21} \\ 1 \\ a_{12} & 0 \end{vmatrix}.$$

Обычно  $|y_{12}| = |y_{21}| = S$ , поэтому гиратору соответствует структура, представленная на рис.5.38. Эквивалентная индуктивность при этом равна  $L_3 = \frac{C_H}{S^2}$ .



Рис.5.38

Схема электрическая перестраиваемого гираторного полосового звена на дифференциальных каскадах представлена на рис.5.39.



б) управляемые источники при  $a_{12}a_{21} = 0$ :

источник напряжения, управляемый током (ИНУТ) при  $a_{12} = 0$ ,  $a_{21} \neq 0$ ; источник тока, управляемый напряжением (ИТУН) при  $a_{12} \neq 0$ ,  $a_{21} = 0$ ; нуллор (идеальный ОУ) при  $a_{12} = a_{21} = 0$ ;

в) инверторы отрицательного сопротивления (ИОС) при  $a_{12}a_{21} < 0$ , которые используются крайне редко.

На практике чаще всего применяются следующее разновидности АФ:

а) АФ на основе управляемых источников;

б)  $A\Phi$  на основе КОС;

в) АФ на основе ИПС или гираторов).

Для конверторов характерна наиболее высокая нестабильность И чувствительность параметров. Гираторы отличаются большой сложностью при выполнении в виде дискретных элементов и наиболее подходят для интегрального исполнения. В дискретном исполнении наибольшее AΦ, распространение получили выполненные основе усилителей на (управляемых источников) с обратными связями.

### 5.8.2 АФ на основе ИНУН

Рассмотрим реализацию АФ на основе ИНУН. На рис.5.40 представлены пассивный LC-фильтр и активный RC-фильтр на основе ИНУН. Докажем, что эти на первый взгляд совершенно разные устройства формируют совершенно одинаковые АЧХ и ФЧХ, т.е. имеют одинаковые передаточные функции.

Передаточная функция LC-фильтра определяется в соответствии с выражением

$$K(p) = \frac{\frac{1}{pC}}{r + pL + \frac{1}{pC}} = \frac{1}{p^2LC + prC + 1},$$
(5.52)

где p=j*ω* – оператор Лапласа.

Нормированная передаточная функция RC-фильтра при R3=R4=R и C2=C3=C равна

$$\widehat{K}(p) = \frac{K(p)}{K_0} = \frac{1}{p^2 R^2 C^2 + pRC(3 - K_0) + 1},$$
(5.53)

где K<sub>0</sub> =1 + R7/R6 – коэффициент передачи ИНУН, выполненного на транзисторах VT1 и VT2.



Передаточные функции будут одинаковы, если будут выполняться следующие соотношения между коэффициентами знаменателей:

$$LC = R^{2}C^{2} rC = RC(3 - K_{0})$$
(5.54)

Из первого условия получаем, что в случае активного фильтра образуется эквивалентная индуктивность, величина которой равна  $L_{_{3KB}} = R^2 C$ ,

Из второго условия следует, что величина коэффициента передачи ИНУН определяет величину эквивалентного сопротивления потерь  $r_{_{3KB}} = R(3 - K_0)$ или эквивалентную добротность

$$Q_{_{3KB}} = \frac{\rho}{r} = \frac{\sqrt{\frac{L_{_{3KB}}}{C}}}{R(3-K_0)} = \frac{1}{3-K_0}.$$

При  $K_0 = 3$  потери полностью компенсируются положительной обратной связью и устройство превращается в генератор.

Таким образом, при полученных условиях устройства имеют одинаковые АЧХ, соответствующие рис.5.41. Эквивалентная резонансная частота активного фильтра равна



Рис.5.42

Принцип действия данного АФ основан на применении положительной обратной связи. Сигнал, поступающий в точку А по цепи обратной связи, претерпевает изменение фазы в ФНЧ (R4C3) и в ФВЧ (C2R3). На рис.5.42 показаны графики изменения фазы сигнала в ФНЧ (кривая 1) и в ФВЧ (кривая На некоторой частоте отрицательный набег фазы, полученный из-за 2). ФНЧ, полностью компенсируется положительным набегом из-за влияния результате 3). ΦВЧ (кривая В обратная связь становится влияния положительной и происходит рост уровня сигнала на частоте fo. Величина выброса на этой частоте определяется значением коэффициента передачи ИНУН Ко.

### 5.9 Узкополосные УРС с сосредоточенной избирательностью

Применяются качестве УПЧ после В преобразователя частоты. Необходимая избирательность обеспечивается сложной колебательной системой на входе УPC. а необходимое усиление обеспечивается апериодическими слабоселективными последующими или каскадами. избирательности УРС Сосредоточение входе повышает на помехозащищенность тракта, упрощает регулировку и настройку, т.е. делает тракт более технологичным.

Фильтр сосредоточенной избирательности на *LC*-элементах состоит из нескольких связанных контуров, реализующих баттервортовскую, чебышевскую или кауэровскую (эллиптическую) передаточную характеристику.

Фильтры, описываемые первой зависимостью, имеют гладкую амплитудно-частотную характеристику как в полосе пропускания, так и в полосе задержания, однако наименьшую крутизну скатов (рис.5.43, а). Чебышевские фильтры в полосе прозрачности имеют колебательную характеристику и гладкую внеполосную. Крутизна ската средняя (рис.5.43, б). Эллиптические (кауэровские) фильтры обладают наибольшей крутизной скатов и колебательной АЧХ в полосе и за полосой пропускания (рис.5.43, в).



Структура всех фильтров в целом сходна и для случая с внешнеемкостной связью приведена на рис.5.44.



Основой кварцевого фильтра является кварцевый резонатор - пластина кварца, помещенная в специальный кварцедержатель. Под действием приложенного напряжения сигнала в пластине возникают механические колебания. Такая избирательная система имеет весьма узкую полосу пропускания (десятки - сотни герц) и добротностью 10<sup>4</sup> - 10<sup>6</sup> единиц. Фильтры выполняются в виде в мостовой либо цепочечной схемы (см. рис.5.45, а,б).



Рис. 5.45

Эквивалентная схема кварца представлена на рис.5.46, где обозначены C<sub>соб</sub> – собственная емкость корпуса, C<sub>вн</sub> – дополнительная внешняя емкость.



Входная проводимость двухполюсника равна

$$y_{BX} = j\omega C_{\Pi ap} \frac{\omega^2 - \omega_{\Pi ap}^2}{\omega^2 - \omega_{\Pi oc\Pi}^2},$$
(5.55)

где  $C_{\text{пар}} = C_{\text{посл}} (C_{\text{соб}} + C_{\text{вн}}) / (C_{\text{посл}} + C_{\text{соб}} + C_{\text{вн}})$  - параллельная емкость, определяющая частоту параллельного резонанса (рис.5.46,б)

$$\omega_{\rm nap} = \frac{1}{\sqrt{LC_{\rm nap}}};$$

 $\omega_{\text{посл}} = \frac{1}{\sqrt{LC_{\text{посл}}}}$  - частота последовательного резонанса.



Рис.5.47

Принцип действия мостовой схемы поясняется на рис. 5.47. При балансе моста, т.е. при равенстве проводимостей каждого плеча (точки пересечения, соответствующие  $f_{c1}$  и  $f_{c2}$ ) выходное напряжение отсутствует. Полоса частот между  $f_{c1}$  и  $f_{c2}$  соответствует полосе прозрачности фильтра.



Рис. 5.48

В современных РПУ используются также монолитные кварцевые фильтры, представляющие собой решетку из электродов, нанесенных на поверхность кварца. Электроды действуют как резонаторы, а участки между ними - как элементы связи.

Кварцевый фильтр включается в УРЧ через колебательные контуры  $L_{\kappa}C_{\kappa}$  (рис.5.48), которые согласуют входное и выходное сопротивления фильтра (1 - 8 кОм) с трактом и повышают затухание фильтровой системы для больших расстроек. Полосное затухание фильтра невелико и не превышает 2 - 3 дБ совместно с согласующей системой, селективность составляет более 60 дБ.

Пьезокерамические фильтры (ПКФ) выполняются аналогично монолитным кварцевым фильтрам, однако решетка наносится на поверхность пьезокерамики. Эти фильтры более просты в изготовлении, но обладают худшей селекцией, не превышающей 30 - 40 дБ, так как добротность элементов

составляет 300 - 600 единиц. Например, типичный ПКФ ФП1П-23, рассчитанный на применение в трактах с  $f_{n_{y}}$ = 465 кГц, имеет следующие параметры: полоса пропускания по уровню 6 дБ - 9,5 кГц, селективность по соседнему каналу 40 дБ, полосное затухание менее 9,5 дБ, входное и выходное сопротивления - 2 кОм.



Рис. 5.49

Схема включения ПКФ в тракт приемника проще (рис.5.49) и обычно не содержит согласующих контуров на выходе фильтра (а иногда и на входе). При этом выход фильтра включается непосредственно в базовую цепь транзистора первого каскада промежуточной частоты.

Принцип действия ФСИ на основе механического резонанса состоит в преобразовании электрических колебаний в механические, возбуждении ими механической системы и обратном преобразовании в электрические.

Магнитострикционные фильтры или электромеханические фильтры (ЭМФП) представляют собой электромеханическую систему, состоящую из электромеханических преобразователей, включающих катушку индуктивности с магнитострикционным стержнем и магнит, механических резонаторов в виде металлических дисков и упругих связок между ними (рис.5.50,а).

При прохождении через входную катушку тока высокой частоты в магнитострикционном стержне возникают в присутствии постоянного магнитного поля механические колебания с частотой сигнала, которые возбуждают колебания в механических резонаторах. Эти колебания передаются через упругие связи к выходному преобразователю и через катушку на выход фильтра. Колебательное звено эквивалентно резонансной цепи вида, показанного на рис.5.50,6 с высокой добротностью элементов. Схема включения фильтра в тракт промежуточной частоты показана на рис.5.50, в.

Параметры фильтра ЭМПФ-5-465-6: частота настройки - 465 кГц, полоса пропускания по уровню 3 дБ - 5,6÷6,4 кГц, избирательность по соседнему каналу 56 дБ, полосное затухание 8,5 дБ, входное сопротивление 10 кОм, выходное 1 кОм.



Рис. 5.51

Фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ) также представляют содержащую пьезоэлектрическую подложку механическую систему, ИЗ нионабата лития либо танталата лития, на которой методом фотолитографии нанесены штыревые электроды (рис.5.51). Входной преобразователь возбуждает в подложке упругие деформации, которые в виде поверхностной акустической волны распространяются по поверхности подложки фильтра и достигают выходного преобразователя. Скорость распространения зависит от материала и равна 3,15·10<sup>3</sup> м/сек для кварца и 3,48·10<sup>3</sup> м/сек для нионабата лития. Свойства среды распространения и конфигурация штыревой структуры преобразователей определяют форму АЧХ фильтра. Эквивалентная схема фильтра на ПАВ представлена на рис.5.52, где Т – линии задержки. Такая структура известна как трансверсальный или нерекурсивный фильтр.



Номенклатура фильтров на ПАВ достаточно широкая. Типовая селективность фильтров для диапазона 100 - 1000 МГц составляет 40 - 60 дБ при полосах пропускания 10 - 100 МГц и полосном затухании 5 -15 дБ.

### 5.10 УРС диапазона СВЧ

Особенности:

- 1) в качестве резонансных систем используются линии с распределенными параметрами;
- 2) в качестве усилительных элементов, кроме обычных БТ, ПТ и ламп, применяются также лампы бегущей волны (ЛБВ), лампы обратной волны (ЛОВ), туннельные диоды (ТД), диоды Ганна, параметрические диоды и т.д.:
- 3) в качестве внутренних параметров активных элементов кроме упараметров в диапазоне СВЧ применяются волновые параметры или волновые матрицы (рассеяния и передачи);
- структурные схемы УРС СВЧ: проходного (а) и 4) различают две отражательного (б) типа (рис.5.53).



Рис.5.53

### 5.10.1 Общая теория УРС СВЧ. Внутренние параметры



Рис.5.54

Усилительный элемент в сечениях 1-1 и 2-2 (рис.5.54) подключается к источнику сигнала (сечение с-с) и к нагрузке (сечение н-н) через отрезки длинных линий с волновым сопротивлением р. На СВЧ в качестве внутренних параметров активного элемента чаще всего используются так называемые волновые параметры, описываемые с помощью матрицы рассеяния

$$\mathbf{S} = \begin{vmatrix} \mathbf{S}_{11} & \mathbf{S}_{12} \\ \mathbf{S}_{21} & \mathbf{S}_{22} \end{vmatrix}.$$
(5.56)

Это связано с тем, что на СВЧ невозможно обеспечить режимы короткого замыкания и холостого хода как это делается в диапазоне умеренно высоких частот. При режиме короткого замыкания отрезок длинной линии представляет собой индуктивность, а при холостом ходе – емкость. СВЧ-усилители в указанных режимах могут возбуждаться. Поэтому в качестве альтернативы Y-параметрам вводятся параметры, которые определяются в режиме согласования по мощности.

Система уравнений, описывающая процессы в СВЧ усилителе (рис.5.54), выглядит следующим образом:

$$\begin{cases} U_{10} = S_{11}U_{1\pi} + S_{12}U_{2\pi} \\ U_{20} = S_{21}U_{1\pi} + S_{22}U_{2\pi}, \end{cases}$$
(5.57)

где U<sub>10</sub> и U<sub>20</sub>- отраженные волны;

 $U_{1\pi}$  и  $U_{2\pi}$ - волны, падающие на сечения 1 и 2, соответственно.

Внутренние параметры определяются следующим образом. Параметр Sur

Tapametp 
$$S_{11}$$
.

$$S_{11} = \frac{U_{10}}{U_{1\pi}} \bigg|_{\Gamma_{\rm H} = 0},\tag{5.58}$$

т.е. параметр S<sub>11</sub> представляет собой коэффициент отражения по входу АЭ при согласовании на выходе с нагрузкой. Согласование на выходе означает, что

$$\Gamma_{\rm H} = \frac{U_{\rm H0}}{U_{\rm H\Pi}} = \frac{g_0 - g_{\rm H}}{g_0 + g_{\rm H}} = 0,$$

при  $g_0=1/\rho=g_H$  отсутствует отраженная волны от нагрузки  $U_{H0}$ , которая и формирует волну  $U_{2\pi}$ , падающую на сечение 2-2. Параметр  $S_{12}$ :

$$S_{12} = \frac{U_{10}}{U_{2\pi}}\Big|_{\Gamma_c = 0}.$$
 (5.59)

Анализируя рис.5.54 легко установить, что S<sub>12</sub> представляет собой коэффициент обратной передачи при согласовании с источником сигнала, когда

$$\Gamma_{\rm c} = \frac{U_{\rm co}}{U_{\rm cn}} = \frac{g_0 - g_{\rm c}}{g_0 + g_{\rm c}} = 0$$

т.е. при отсутствии падающей волны  $U_{1n}$ . Параметр  $S_{21}$ :

$$S_{21} = \frac{U_{20}}{U_{1\pi}}\Big|_{\Gamma_{\rm H}} = 0, \tag{5.60}$$

является коэффициентом прямой передачи при согласовании с нагрузкой. Параметр S<sub>22</sub>:

$$S_{22} = \frac{U_{20}}{U_{2\pi}} \Big|_{\Gamma_c = 0},$$
(5.61)

является коэффициентом отражения на выходе при согласовании с источником сигнала.

При отсутствии согласования с источником сигнала  $\Gamma_c \neq 0$  или с нагрузкой  $\Gamma_{\rm H} \neq 0$  характеристики УРС зависят от величины рассогласования. В этом случае говорят о внешних параметрах.

# 5.10.2 Внешние параметры УРС

Структуре, приведенной на рис.5.54 соответствует сигнальный граф, который изображен на рис.5.55

Предполагаем, что потери в отрезках линий отсутствуют. Параметр  $h_c = e_c \frac{\rho}{Z_c + \rho}$  - волновая э.д.с.



1) Коэффициент прямой передачи определяется из графа при отсутствии согласования с нагрузкой, но при согласовании с источником сигнала (Г<sub>с</sub>=0):

$$\mathbf{K} = \frac{\mathbf{S}_{21}}{1 - \Gamma_{\rm H} \mathbf{S}_{22}}.$$
 (5.62)

2) Коэффициент обратной передачи определяется при отсутствии согласования с источником сигнала, но при согласовании с нагрузкой (Г<sub>н</sub>=0):

$$\beta = \frac{S_{12}}{1 - \Gamma_c S_{11}}.$$
(5.63)

 Общий коэффициент передачи (аналог сквозного коэффициента передачи) при отсутствии согласования с источником сигнала и нагрузкой:

$$K_{\Sigma} = \frac{S_{21}}{(1 - \Gamma_{c}S_{11})(1 - \Gamma_{H}S_{22}) - \Gamma_{c}\Gamma_{H}S_{12}S_{21}}.$$
(5.64)

4) Входной коэффициент отражения - это

$$\Gamma_1 = \frac{U_{10}}{U_{1\pi}}$$
(5.65)

при согласовании с источником сигнала, т.е. при  $\Gamma_c = 0$ , следовательно, из графа рис.5.56 получаем, что

$$\Gamma_1 = \mathbf{S}_{11} + \frac{\mathbf{S}_{12}\mathbf{S}_{21}\Gamma_{\rm H}}{1 - \Gamma_{\rm H}\mathbf{S}_{22}}.$$
(5.66)



### 5) Выходной коэффициент отражения - это

$$\Gamma_2 = \frac{U_{20}}{U_{2\pi}}$$
(5.67)

при согласовании с нагрузкой, т.е. при  $\Gamma_{\rm H} = 0$ , следовательно, из графа рис.5.57 получаем, что

$$\Gamma_2 = \mathbf{S}_{22} + \frac{\mathbf{S}_{12}\mathbf{S}_{21}\Gamma_c}{1 - \Gamma_c \mathbf{S}_{11}}.$$
(5.68)



Рис.5.57

#### 4) Коэффициент передачи по мощности:

$$K_{p} = \frac{P_{H}}{P_{c0}},$$
 (5.69)

где P<sub>н</sub> – мощность, рассеиваемая в нагрузке мощность;

P<sub>c0</sub> – максимальная мощность, которую отдает источник сигнала в свою нагрузку при согласовании.

Мощность, рассеиваемая на внутреннем сопротивлении источника сигнала равна разности мощности волны на входе линии с учетом волноводной э.д.с. и мощности волны, отраженной в сторону сечения 1-1:

$$P_{c} = P_{c nag} - P_{c orp} = P_{c nag} (1 - \Gamma_{c}^{2}),$$
 (5.70)

где падающая волна в соответствии с рис.5.58 (напряжение на входе линии U<sub>co</sub>) формируется волновой э.д.с.

$$P_{c \text{ пад}} = \frac{\dot{U}_{co}^2}{\rho} = \frac{h_c^2}{(1 - \dot{\Gamma}_c \dot{\Gamma}_1)^2 \rho} \quad .$$
 (5.71)

Подставляя (5.72) в (5.70) получим

$$P_{c} = \frac{h_{c}^{2}(1 - \Gamma_{c}^{2})}{(1 - \dot{\Gamma}_{c}\dot{\Gamma}_{1})^{2}\rho}.$$
(5.72)

При согласовании по мощности ( $\dot{\Gamma}_1 = \dot{\Gamma}_c^*$ ) из (5.72) следует

$$P_{co} = \frac{h_c^2 (1 - \Gamma_c^2)}{(1 - \Gamma_c \Gamma_1)^2 \rho} = \frac{h_c^2 (1 - \Gamma_c^2)}{(1 - \Gamma_c \Gamma_c^*)^2 \rho} = \frac{h_c^2 (1 - \Gamma_c^2)}{(1 - \Gamma_c^2)^2 \rho} = \frac{h_c^2}{(1 - \Gamma_c^2) \rho}.$$
 (5.73)



Рис.5.58

Мощность, рассеиваемая на нагрузке равна разности мощности падающей волны и мощности волны, отраженной в сторону сечения 2-2:

$$P_{\rm H} = P_{\rm H\, nag} - P_{\rm H\, orp} = P_{\rm H\, nag} (1 - \Gamma_{\rm H}^2).$$
(5.74)

Падающая волна

$$P_{\rm H \ \pi a \pi} = \frac{\dot{U}^2_{\rm H\Pi}}{\rho} \quad , \tag{5.75}$$

где  $\dot{U}_{H\Pi} = h_c K_{\Sigma}$ .

Окончательное выражение для коэффициента передачи по мощности имеет вид:

$$K_{p} = K_{\Sigma}^{2} \left( 1 - \Gamma_{H}^{2} \right) \left( 1 - \Gamma_{c}^{2} \right) = \frac{S_{21}^{2} \left( 1 - \Gamma_{H}^{2} \right) \left( 1 - \Gamma_{c}^{2} \right)}{\left[ \left( 1 - \Gamma_{c} S_{11} \right) \left( 1 - \Gamma_{H} S_{22} \right) - \Gamma_{H} \Gamma_{c} S_{12} S_{21} \right]^{2}}.$$
 (5.76)

Коэффициент устойчивого усиления определяется параметром  $S_{12}\colon$ 

$$\mathbf{K}_{0\text{ycr}} = \sqrt{\epsilon \frac{\mathbf{S}_{21}}{\mathbf{S}_{12}}},\tag{5.77}$$

где є – запас устойчивости.

При  $S_{11}=\Gamma_c$ ,  $S_{22}=\Gamma_H$  и обеспечении условия, при котором  $\Gamma_H\Gamma_cS_{12}S_{21}=0$ , получаем, что максимальный коэффициента передачи по мощности равен:

$$K_{p \max} = \frac{S_{21}^2}{(1 - S_{11}^2)(1 - S_{22}^2)}.$$
(5.78)

При двухстороннем согласовании  $\Gamma_{c}^{*} = \Gamma_{1}$  и  $\Gamma_{H}^{*} = \Gamma_{2}$  и наличии обратной передачи

$$K_{pMakc} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| (k_y - \sqrt{k_y^2 - 1}),$$

где  $k_y$  - инвариантный коэффициент устойчивости:

$$k_{y} = \frac{1 + |\Delta_{s}|^{2} - |S_{11}|^{2} - |S_{22}|^{2}}{2|S_{12}S_{21}|},$$

 $\Delta_{s} = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$  - определитель матрицы внутренних S-параметров.

Связь между Y-параметрами и S-параметрами определяется следующими соотношениями, полученными для прямой и обратной передачи из графа рис.5.59:



Рис.5.59

1) 
$$S_{11} = \frac{g_0 - y_{BX}}{g_0 + y_{BX}}; \quad y_{BX} = y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22} + g_0}$$
 (5.79)

2) 
$$S_{22} = \frac{g_0 - y_{BMX}}{g_0 + y_{BMX}}; \quad y_{BMX} = y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11} + g_0},$$
 (5.80)

3) 
$$S_{21} = \frac{U_{20}}{U_{1\pi}} = \frac{\frac{y_{21}}{y_{22} + g_0}}{1 - \frac{y_{12}y_{21}}{(y_{11} + g_0)(y_{22} + g_0)}},$$
 (5.81)

4) 
$$S_{12} = \frac{U_{10}}{U_{2\pi}} = \frac{\frac{y_{12}}{y_{11} + g_0}}{1 - \frac{y_{12}y_{21}}{(y_{11} + g_0)(y_{22} + g_0)}}.$$
 (5.82)

### 5.10.3 Усилители СВЧ на биполярных и полевых транзисторах

Типовая схема широкополосного УРС на биполярном гетероструктурном транзисторе типа BFP620 (f<sub>T</sub>=70 ГГц, K<sub>ш</sub>=0,7 дБ на частоте 1,8 ГГц) представлена на рис.5.60. Конструкция – на рис.5.61.





Элементы L1, C2 обеспечивают низкочастотное шунтирование p-n перехода база-эмиттер и развязку входной цепи транзистора от цепи смещения на высоких частотах. Фильтр напряжения источника питания – R2, C3. Резистор R1 совместно с R2 образует цепь ООС, стабилизирующую режим транзистора по постоянному току. Элементы L2, C5 обеспечивают согласование выходной цепи транзистора. Элементы R3, C4 обеспечивают стабильную работу усилителя в области низких частот (на частотах ниже рабочего диапазона усилитель "видит" низкоомное сопротивление). Микрополосковая линия в цепи эмиттера с индуктивным характером внутреннего сопротивления обеспечивает последовательную ООС, смещающую точку пересечения IP3 и точку компрессии в область более высоких значений при небольшой потере усиления Микрополосковая конденсатор C6 (1.5-2)дБ). линия И образуют последовательный колебательный контур на частоте примерно 9 ГГц, что

уменьшает усиление и устраняет возможные паразитные колебания в высокочастотной области выше 8 ГГц.

Основные характеристики усилителя: рабочий диапазон – 1930-1900 мГц; усиление - 14,7 дБ; коэффициент шума 1,04 дБ; входная точка пересечения 3-го порядка – 10,3 дБм; выходная точка компрессии – 5,8 дБм.

Чаще всего в технике связи на СВЧ применяются широкополосные балансные усилители (рис.5.62), обладающие рядом полезных свойств:

1) точка пересечения на 3 dB выше; 2) 50-Оммное согласование со входом и выходом; 3) избыточность в виде двух каскадов обеспечивает работоспособность при отказе одного из каскадов.

Отраженная мощность от каждого из двух идентичных входов рассеивается на изолированной резистивной нагрузке. Эта особенность позволяет проектировать каждый усилитель с оптимальным шумовым согласованием, не беспокоясь об отраженной от входов мощности.







Рис.5.63



Схема одного из каскадов балансного усилителя для системы сотовой связи на ЕРНЕМТ транзисторе ATF-54143 (К<sub>ш</sub>=0,25-0,5 дБ) представлена на рис.5.63. Схема с активным смещением затвора и стабилизацией тока стока показана на рис.5.64

Усилитель содержит входную согласующую цепь на основе ФВЧ из конденсатора С1 и катушек индуктивности L1 и L2. Элементы согласования часто встраивают непосредственно в кристалл полупроводникового элемента (рис.5.65).

Катушка индуктивности L1 обеспечивает снижение усиления на HЧ. C1 обладает двойной функцией - он является разделительным по постоянному току. L2 также имеет двойное назначение и служит для подачи напряжения смещения на затвор РНЕМТ. Входная цепь представляет собой результат компромисса между низким коэффициентом шума, возвратными потерями и усилением. Выходная согласующая цепь ФВЧ состоит из конденсатора C4 и катушки индуктивности L4. L4 также служит для подачи напряжения на сток РНЕМТ. Конденсаторы C2 и C5 обеспечивают низкий импеданс для согласующих цепей и стабильность в рабочей полосе частот. Резисторы R4 и R5 обеспечивают низкий импеданс совместно с C3 и C6 и тем самым улучшают стабильность в HЧ области.

Катушки индуктивности L3 (в цепи каждого вывода истока) - короткие линии передачи между каждым истоком и землей, действующие как элементы последовательной ООС.

Напряжение смещения на затвор обеспечивается при помощи делителя R3 и R4. Напряжение для делителя формируется из напряжения на стоке цепью ООС с участием R5. Тем самым осуществляется стабилизация тока стока транзистора. Дополнительное сопротивление R2 (приблизительно 10 к) обеспечивает ограничение тока затвора при работе вблизи точки компрессии и области насыщения. Основные характеристики балансного усилителя:

коэффициент передачи – 15-16 дБ; рабочая полоса – 1,7-2,2 ГГц; коэффициент шума – 0,85 дБ; входная точка пересечения 3-го порядка – 24,2 дБм; выходная точка компрессии – 22,4 дБм.



Способы установки бескорпусного (a) и корпусированного (б) ПТШ в микрополосковую цепь

Рис.5.65

5.10.4 Усилители с отрицательным сопротивлением

Рассмотрим линию передачи (рис.5.66) с волновым сопротивлением  $\rho = 1/g_0$ , нагруженную на некоторую проводимость g.



Коэффициент отражения от имеющейся нагрузки равен

$$\Gamma = \frac{\mathsf{g}_0 - \mathsf{g}}{\mathsf{g}_0 + \mathsf{g}}.\tag{5.83}$$

В зависимости от значения и знака проводимости д возможны следующие ситуации (рис.5.67):



Рис.5.67

- 1) g= $\infty$  (короткое замыкание), при этом коэффициент отражения равен Г= -1;
- 2) g=g<sub>o</sub>, режим согласования, при котором  $\Gamma$ =0;
- 3) g=0 (холостой ход) Г=1;
- 4) при g<0 формулу можно переписать так:

$$\Gamma = \frac{g_0 + |g|}{g_0 - |g|},$$
(5.84)

тогда при g<sub>0</sub>-|g|>0 имеет место усиление (режим устойчивого усиления);

5) при  $g_0 = |g|$  происходит переход в режим генерации;

6) а при g<sub>0</sub>-|g|<0 наблюдается режим релаксационных (нарастающих) колебаний.

Таким образом, наличие отрицательное сопротивления позволяет обеспечить усиление падающей волны. Физически отрицательное сопротивление означает компенсацию потерь в колебательных системах и линиях передачи.

# 5.10.5 УРС проходного типа

На рис.5.68 представлена эквивалентная схема УРС проходного типа с отрицательным сопротивлением в колебательном контуре.



Рис.5.68

Коэффициент передачи по мощности в нагрузку равен

$$K_{p} = \frac{P_{H}}{P_{co}} = \frac{U_{H}^{2}g_{H}}{P_{co}}.$$
 (5.85)

Напряжение на нагрузке

$$U_{\rm H} = \frac{I_{\rm c}'}{(g'_{\rm c} + g_{\rm oe} + g_{\rm H}) - g + jb},$$
(5.86)

где  $I_c' = I_c n$ ,  $g'_c = g'_c n^2$ , n-коэффициент включения. Мощность источника сигнала при согласовании

$$P_{c0} = \frac{I_c^2}{4g'_c}.$$
 (5.87)

На резонансной частоте реактивная составляющая jb=0, поэтому

$$K_{po} = \frac{4I_{c}^{'2} g_{H} g_{c}^{'}}{[(g_{c}^{'} + g_{oe}^{} + g_{H}^{}) - g]^{2} I_{c}^{'2}} = \frac{4g_{H} g_{c}^{'}}{(g_{\Sigma} - g)^{2}},$$
(5.88)

т.е. при наличии отрицательного сопротивления возможно усиление по мощности.

Так как

$$Q_{3} = \frac{f_{0}}{\Delta F_{0,707}} = \frac{1}{\rho g_{3}},$$
(5.89)

то

$$g_{3} = g_{\Sigma} - g = \frac{\Delta F_{0,707}}{\rho f_{0}}.$$
 (5.90)

Тогда получим для коэффициента передачи

$$K_{p} = \frac{4g_{H}g'_{c}}{\left(\frac{\Delta F_{0,707}}{\rho f_{0}}\right)^{2}}.$$
(5.91)

Извлечем корень из левой и правой части:

$$\sqrt{K_{p}} = \frac{2\sqrt{g_{H}g'_{c}}}{\Delta F_{0,707}} \rho f_{0} \text{ или } \sqrt{K_{p}} \cdot \Delta F_{0,707} = 2f_{0}\sqrt{\delta_{H}\delta_{c}}, \quad (5.92)$$

где  $\sqrt{K_p} \cdot \Delta F_{0,707}$  - так называемая площадь усиления;

 $\delta_{\rm H}$ = $\rho g_{\rm H}$  – относительное затухание, вносимое со стороны нагрузки;

 $\delta_c = \rho g'_c$  – относительное затухание, вносимое со стороны источника сигнала. Условия согласования по мощности в данном случае выглядят следующим образом:

- со стороны источника сигнала:  $g'_{c} = g_{oe} + g_{H} - g$ ;

- со стороны нагрузки:  $g_{H} = g'_{c} + g_{oe} - g$ .

Выполнить оба эти условия одновременно невозможно, поэтому существуют отраженные волны, что является причиной увеличения уровня шумов.



Рис.5.68

# 5.10.6 УРС отражательного типа

В данном случае (рис.5.68) коэффициент передачи по мощности равен квадрату коэффициента отражения:

$$K_{p} = \Gamma^{2} = \left[\frac{g'_{0} - (g_{oe} - g + jb)}{g'_{0} + g_{oe} - g + jb}\right]^{2},$$
(5.93)

где  $\Gamma = b_1/a_1 - коэффициент отражения.$ 

На резонансной частоте устраняется реактивная составляющая, поэтому при  $g_{oe} = 0$  (т.е. при высокой добротности контура)

$$K_{p} = \left[\frac{g'_{0} - g_{oe} + g}{g'_{o} + g_{oe} - g}\right]^{2} \cong \left(\frac{g'_{0} + g}{g'_{0} - g}\right)^{2}.$$
(5.94)

При выполнении условия согласования по мощности  $g = g'_o$ 

$$K_{p} = \left(\frac{2g}{g_{9}}\right)^{2}.$$
(5.95)

Далее извлекаем квадратный корень из левой и правой частей выражения:

$$\sqrt{K_{p}} = \frac{2g}{\left(\frac{\Delta F_{0,707}}{\rho f_{0}}\right)} = \frac{2g\rho f_{0}}{\Delta F_{0,707}}$$
(5.96)

и определяем площадь усиления для УРС отражательного типа

$$\sqrt{K_{\rm p}}\Delta F_{0,707} = 2f_0 \delta_{\rm g} , \qquad (5.97)$$

где  $\delta_g$ – относительное затухание, обусловленное отрицательной проводимостью g.

Для сравнения УРС проходного и отражательного типа считаем, что потери, вносимые в контур в обоих случаях одинаковы, т.е.

или

$$g'_{c} + g_{H} = g'_{0}$$

$$\delta_{\rm c}' + \delta_{\rm H} = \delta_{\rm g}$$
.

Тогда, если считать, что  $\delta'_c = \delta_{\rm H} = \delta_{\rm g}/2$ , то для УРС проходного типа получаем, что площадь усиления равна

$$\sqrt{K_{p}} \cdot \Delta F_{0,707} = 2f_{0}\sqrt{\delta_{g}\delta_{c}'} = 2f_{0}\sqrt{\frac{\delta_{g}^{2}}{4}} = f_{0}\delta_{g},$$

а это в два раза меньше площади усиления УРС отражательного типа.

# 5.10.7 Усилители радиосигналов на туннельных диодах

Туннельный диод (ТД) представляет собой электронный прибор с "падающим" N-образным участком вольт-амперной характеристики (рис.5.70). Такой ВАХ обладают обычные туннельные диоды (диоды Эсаки) и резонансно-тунельные диоды (РТД) на основе двухбарьерных гетероструктур. На падающем участке дифференциальная проводимость g = di/dU < 0. Усилители на ТД впервые появились в 1959 г.



Рис. 5.70

При подаче напряжения смещения происходит свободный переход зарядов из одной области p-n перехода в другую за счет туннельного эффекта (кривая 1). При увеличении прямого смещения потенциальный барьер уменьшается и ТД начинает работать как обычный диод (кривая 2).

Эквивалентная схема ТД приведена на рис.5.71, где обозначено: L – индуктивность выводов, r – сопротивление потерь, C – емкость перехода, C<sub>корп</sub> – емкость корпуса, g =1/R – отрицательная проводимость.



Входное сопротивление ТД определяется в соответствии с выражением

$$Z_{BX} = r + j\omega L + \frac{1}{-g + j\omega C} = r + j\omega L + \frac{-g - j\omega C}{g^2 + \omega^2 C^2} =$$
$$= r - \frac{R}{1 + \omega^2 \tau^2} + j\omega (L - \frac{R\tau}{1 + \omega^2 \tau^2}) = R(\omega) + jX(\omega),$$

где  $\tau = RC$ .

Графики частотных зависимостей действительной и мнимой частей входного сопротивления приведены на рис.5.72.



Рис.5.72

Действительная часть имеет отрицательные значения до критической частоты  $\omega_{\rm kp}$ , определяемой из выражения

$$\mathbf{R}(\boldsymbol{\omega}_{\mathrm{kp}}) = \mathbf{r} - \frac{\mathbf{R}}{1 + \boldsymbol{\omega}_{\mathrm{kp}}^2 \tau^2} = 0,$$

откуда

$$\omega_{\rm kp} = \frac{1}{\tau} \sqrt{\frac{\rm R}{\rm r} - 1} \, .$$

Критическая частота составляет 50-200 ГГц.

Собственная резонансная частота  $\omega_0$  определяется равенством нулю мнимой части входного сопротивления

$$X(\omega_{o}) = j\omega_{o} \left( L - \frac{R\tau}{1 + \omega_{o}^{2}\tau^{2}} \right) = 0,$$

откуда

$$\omega_{\rm o} = \frac{1}{\tau} \sqrt{\frac{R\tau}{L} - 1} \; . \label{eq:constraint}$$

При  $\omega_{\text{раб}} < \omega_{\text{кр}}$  ТД является активным элементом. Рабочий диапазон частот ТД обычно выбирается из условия  $\omega_{\text{раб}} < \omega_{\text{кр}} / 3$ . При  $\omega_{\text{раб}} > \omega_{\text{кр}}$  ТД является пассивным элементом.

Коэффициент передачи по мощности из (5.96) равен

$$K_{p} = \frac{g^{2}}{(\pi C \Delta F_{0,707})^{2}}.$$

Электрическая схема усилителя содержит ТД (VD), цепи питания, делитель  $R_0$ , источник сигнала и нагрузку (рис.5.73). В нижней части диапазона СВЧ возможна реализация УРС на дискретных компонентах, а в верхней - в волноводном исполнении (рис.5.74).



Рис. 5.73



На рис.5.74 обозначено:

1 – ферритовый циркулятор;

- 2, 5, и 6 трансформирующие отрезки длиной λ/4;
- 3 туннельный диод;

 $4 - короткозамкнутый отрезок линии длиной менее <math>\lambda/4$  (индуктивность); 7 – низкоомный стабилизирующий резистор для подавления генерации в нежелательном диапазоне частот;

8 – источник смещения (выбор рабочей точки).

Реализуемое на практике значение К<sub>р</sub> ограничено устойчивостью и составляет 10 - 30 дБ. Основные шумы имеют дробовой характер, а коэффициент шума составляет несколько децибел.

5.10.8 Цепи с переменными параметрами (параметрические цепи)



Рис.5.75

Устройства, содержащие параметрические элементы (ПЭ) или элементы с переменными параметрами являются, пожалуй, самыми распространенными в относятся преобразователи РПрУ. В частности, К ним частоты И параметрические усилители.

Принцип действия ПЭ основан на изменении его внутренней передаточной проводимости для полезного сигнала с частотой f<sub>1</sub> по закону опорного колебания с частотой f<sub>0</sub> (рис.5.75). При этом выходной сигнал является результатом перемножения входного и опорного колебаний.

$$U_{BBIX} = \frac{1}{2} U_1 U_0 [\cos(\omega_2 t + \varphi_2) + \cos(\omega_3 t + \varphi_3)], \qquad (5.98)$$

где  $U_1 = U_{m1} \cos[\omega_1 t + \varphi_1];$  $U_0 = U_{mo} \cos[\omega_0 t + \varphi_0].$ 

В результате такого процесса в выходном сигнале появляются две составляющие с частотами  $\omega_2 = |\omega_1 - \omega_0|$  и  $\omega_3 = \omega_1 + \omega_0$ .

Поскольку передаточная проводимость в общем виде является величиной комплексной, то в зависимости от характера изменяемой части можно выделить три группы параметрических перемножителей сигналов:

- 1) резистивные перемножители изменение только активной составляющей полной проводимости по закону опорного колебания);
- перемножители изменение 2) реактивные только реактивной составляющей полной проводимости по закону опорного колебания), при этом в этой группе есть два типа перемножителей, а именно: емкостные и индуктивные;

3) комбинированные перемножители - изменение и активной, и реактивной составляющих полной проводимости по закону опорного колебания).

Первая группа перемножителей сигналов применяется в составе обычных преобразователей частоты. В качестве ПЭ здесь применяются так называемые смесительные диоды, ТД, транзисторы.

Вторая группа перемножителей сигналов наряду с изменением частоты обеспечивает параметрическое усиление сигналов. В качестве ПЭ здесь применяются варакторные или так называемые параметрические диоды. В отличие от варикапа в варакторе емкость перехода зависит от мгновенных значений переменного, а не постоянного напряжения.

# 5.10.9 Емкостные параметрические усилители

Принцип работы параметрического усилителя (ПУ) основан на преобразовании энергии высокочастотного опорного генератора или генератора накачки в энергию полезного сигнала. Впервые параметрические явления были исследованы Л.И.Мандельштамом и Н.Д.Папалекси.

Различают емкостные и индуктивные ПУ. Чаще применяются емкостные ПУ, которые реализуют на полупроводниковых диодах с управляемой емкостью перехода.

Напряжение U и заряд q связаны соотношением U = q/C. После дифференцирования этого выражения получим:

$$dU = -\frac{q}{C^2}dC = -U\frac{dC}{C}.$$
(5.99)

Для малых приращений *C* и *U* можно считать, что  $\Delta U = dU$  и  $\Delta C = dC$ , тогда из (5.99) следует, что  $\Delta U/U = -\Delta C/C$ . Таким образом, изменение емкости C(t) контура приводит к изменению напряжения U(t) на конденсаторе (рис.5.76). Емкость перехода варактора (рис.5.77) определяется по формуле

$$C = C_0 \left( 1 - \frac{U_{o\delta p}}{\varphi_{\kappa}} \right)^{-n}, \qquad (5.100)$$

где  $U_{o \delta p} = U_{cM} + U_o \cos \omega_o;$ 

φ<sub>к</sub> - контактная разность потенциалов; 0,4÷0,5 В для германия, 0,8÷1,0 В для кремния и 1,0÷1,2 В для арсенида галлия;

n – параметр, который зависит от характеристик p-n-перехода и равен 1/2 для структур с резким и 1/3 для структур с плавным переходом.

Так как емкость является периодической функцией времени, то ее можно представить в виде ряда Фурье

$$C = C_0 + C_1 \cos \omega_0 t + C_2 \cos(2\omega_0 t) + \dots \approx C_0 + C_1 \cos \omega_0 t =$$
  
= C\_0(1 + m\_c \cos \omega\_0 t), (5.101)

где  $m_c = C_1 / C_o - коэффициент вариации емкости.$ 



Рис.5.76



Рис. 5.77

В комплексном виде (5.101) записывается следующим образом:

$$C = C_0 + \frac{\dot{C}_1}{2}e^{j\omega_0 t} + \frac{\dot{C}_1^*}{2}e^{-j\omega_0 t}, \qquad (5.102)$$

где  $\dot{C}_1 = C_1 e^{j\phi_0}$ .



На рис.5.78 представлена схема двухконтурного ПУ. Исходя из баланса мошностей в замкнутой системе, можно записать

$$\Sigma P = P_1 + P_0 + P_2 = W_1 f_1 + W_0 f_0 + W_2 f_2 = 0, \qquad (5.103)$$

где учтено соотношение между мощностью, выделяемой или потребляемой на соответствующей частоте, и энергией: W=P/f .

Рассмотрим случай, когда  $f_0=f_1+f_2$ . Подставим это значение частоты в (5.103):  $W_1f_1+W_0(f_1+f_2)+W_2f_2=0$ .

После группировки получаем:

$$f_1(W_1+W_0)+f_2(W_2+W_0)=0$$

В результате можно записать систему уравнений, удовлетворяющую балансу мощностей в следующем виде:

ИЛИ

$$\begin{cases} \frac{P_1}{f_1} + \frac{P_0}{f_0} = 0, \\ \frac{P_2}{f_2} + \frac{P_0}{f_0} = 0. \end{cases}$$
(5.104)

Система уравнений (5.104) известна как уравнения Менли-Роу по имени И.Мэнли и Г.Роу.

Анализируя полученные результаты делаем вывод, что, если мощность сигнала накачки  $P_0>0$ , то из первого уравнения (5.104) следует  $P_1<0$ . Отрицательная мощность означает выделение дополнительной мощности на частоте  $f_1$  за счет отрицательного сопротивления. Происходит усиление сигнала на частоте  $f_1$  за счет параметрического эффекта. Такой усилитель называется регенеративным двухконтурным ПУ. Выходной контур (настроенный на частоту  $f_2$ ) при этом называется холостым и к нагрузке обычно не подключается, так как усиленный сигнал снимается с входного контура, что характерно для усилителя отражательного типа.

Из второго уравнения при  $P_0>0$  следует, что  $P_2<0$ . То есть, возможно выделение дополнительной мощности и усиление на частоте  $f_2$ . В этом случае

выходной сигнал снимается с выходного контура, а усилитель становится регенеративным усилителем-преобразователем проходного типа.

Рассмотрим случай, когда  $f_2=f_0+f_1$ . В этом случае  $f_0=f_2-f_1$  и мы получаем :

$$W_1f_1 + W_2f_2 + W_0(f_2 - f_1) = 0,$$
  

$$f_1(W_1 - W_0) + f_2(W_2 + W_0) = 0.$$

Система уравнений Менли-Роу в этом случае имеет вид

$$\begin{cases} W_{1} - W_{0} = 0, \\ W_{2} + W_{0} = 0 \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{P_{1}}{f_{1}} - \frac{P_{0}}{f_{0}} = 0, \\ \frac{P_{2}}{f_{2}} + \frac{P_{0}}{f_{0}} = 0. \end{cases}$$
(5.105)

или

При  $P_0>0$  в этом случае из первого уравнения (5.105)  $P_1>0$  и на частоте  $f_1$  усиление невозможно. Из второго же уравнения по-прежнему следует  $P_2<0$ , т.е. усиление на частоте  $f_2$ .

Усилитель в этом случае называется нерегенеративным повышающим усилителем-преобразователем (стабильный усилитель-преобразователь).

Коэффициент передачи по мощности в случае усилителей-преобразователей проходного типа определяется из уравнений Менли-Роу.

Так как



из первых уравнений (5.104) и (5.105), то после подстановки во вторые уравнения получаем

<b>P</b> <sub>2</sub>	_	<b>P</b> <sub>1</sub>	
$f_2$		$f_1$	,

откуда следует, что коэффициент передачи мощности равен

$$K_{p} = \frac{P_{2}}{P_{1}} = \frac{f_{2}}{f_{1}}.$$
 (5.106)

Схема двухконтурного ПУ на дискретных элементах с сосредоточенными параметрами приведена на рис.5.79.

Схема двухконтурного ПУ на элементах с распределенными параметрами приведена на рис.5.80, где обозначено:

1 – ферритовый циркулятор;

2 – трансформирующий отрезок длиной  $\lambda_c/4$ ;

3,6 –отрезки разомкнутой линии длиной λ<sub>0</sub>/4;

4-варакторный диод;



Рис.5.79

5 – короткозамкнутый отрезок коаксиальной линии длиной  $\lambda_c/4$  и  $3\lambda_o/4$  (параллельный колебательный контур и на частоте сигнала, и на частоте накачки);

7 – источник смещения (выбор рабочей точки).



Рис.5.80

Если  $f_0=2f_1$ , то для регенеративного усилителя-преобразователя  $f_2=f_0 - f_1 = 2f_1 - f_1=f_1$ . Последнее равенство означает следующее. Так как частота прообразованного сигнала и частота входного сигнала совпадают, то необходимости в выходном контуре нет. Его функции может выполнить уже имеющийся входной контур. В результате двухконтурный регенеративный ПУ превращается в одноконтурный, иначе называемый вырожденным

двухконтурным регенеративный ПУ. Функции выходного контура в нем выполняет входной контур.

Схема одноконтурного ПУ представлена на рис.5.81. Схема ПУ состоит из варикапа VD, резонансной системы  $L_1C_1$ , цепи связи генератора накачки  $L_2C_2$  и цепи связи с источником сигналов. Источник смещения ( $R_1$ ,  $R_2$ ) определяет выбор рабочей точки варактора VD. Блокировочная емкость  $C_{6\pi}$  шунтирует по высокой частоте источник смещения. Для предотвращения потерь сигнала в цепи генератора накачки служит режекторный фильтр  $L_2C_2$ , настроенный на частоту  $f_1$ . Для развязки источника сигнала и нагрузки обычно используются циркуляторы.



Рис. 5.81

Вариант на полосковых линиях представлен на рис.5.82, где обозначено:

1 – ферритовый циркулятор;

2 – трансформирующий отрезок длиной  $\lambda_2/4;$ 

3,6 –отрезки разомкнутой линии длиной λ<sub>0</sub>/4;

4 – короткозамкнутый отрезок линии длиной менее  $\lambda_c/4$  (индуктивность);

5 – варакторный диод;

7 – источник смещения (выбор рабочей точки).


Несложно показать, что параметрический эффект в структуре, представленной на рис.5.83, сопровождается появлением отрицательной активной составляющей полной входной проводимости.



Рис.5.83

Входной ток цепи по закону Ома равен

$$I_{BX} = U_{BX} Y$$
. (5.107)

Входное напряжение можно записать в следующем виде

$$U_{BX} = \frac{1}{2} U_{1} (e^{j(\omega_{1}t + \phi_{1})} + e^{-j(\omega_{1}t + \phi_{1})}) =$$

$$= \frac{1}{2} U_{1} e^{j(\omega_{1}t + \phi_{1})} (1 + e^{-j(2\omega_{1}t + 2\phi_{1})}) = \frac{\dot{U}_{BX}}{2} (1 + e^{-j(2\omega_{1}t + 2\phi_{1})}).$$
(5.108)

Входная проводимость должна определяться на частоте входного сигнала  $\omega_1$ . В данном случае она определяется цепью, состоящей из емкости, величина которой изменяется по закону опорного колебания. Проводимость цепи равна:

Y = 
$$j\omega_1[C_0 + \frac{1}{2}C_1(e^{j(\omega_0 t + \phi_0)} + e^{-j(\omega_0 t + \phi_0)}].$$
 (5.109)

После подстановки (5.108) и (5.109) в (5.107) и выделения составляющих с частотами  $\omega_1$  и ( $\omega_0 - 2\omega_1$ ) получим

$$I_{BX} = j \frac{\dot{U}_{BX}}{2} \omega_1 [C_0 + \frac{C_1}{2} e^{j(\omega_0 - 2\omega_1)t} e^{j(\phi_0 - 2\phi_1)}],$$

откуда получаем для входной проводимости

$$Y_{BX} = \frac{I_{BX}}{\dot{U}_{BX}} = j\frac{1}{2}\omega_{1}[C_{0} + \frac{C_{1}}{2}e^{j(\omega_{0} - 2\omega_{1})t}e^{j(\phi_{0} - 2\phi_{1})}] = g_{BX} + jb_{BX}.$$

Применяя формулу Эйлера, записываем

$$g_{BX} = -\frac{\omega_1 C_1}{4} \sin[(\omega_0 - 2\omega_1)t + \varphi_0 - 2\varphi_1]$$
  
$$b_{BX} = j\frac{\omega_1}{2} \{C_0 + \frac{C_1}{2} \cos[(\omega_0 - 2\omega_1)t + \varphi_0 - 2\varphi_1]\}.$$

Из полученных выражений видно, что для получения отрицательного активного сопротивления необходимо выполнение условия  $(\omega_0 - 2\omega_1) = 0$ , причем максимальное его значение наблюдается при  $\varphi = \varphi_0 - 2\varphi_1 = \frac{\pi}{2}$  (рис.5.84).



Рис.5.84

Коэффициент шума в наилучших условиях для УРС отражательного типа равен  $K_m \approx 1 + f_1/f_2$ , для проходного типа усилителей-преобразователей  $K_m \approx 1 + 4f_1/f_2$ .

5.10.10 Усилители на ЛБВ

Первые усилители на ЛБВ появились в начале 50-х годов. В настоящее время они широко применяются в РПУ диапазона СВЧ с повышенными требованиями к ДД, например радиолокационных и т.д.

Усилитель на ЛБВ состоит из собственно лампы с цепями питания и согласующих цепей (рис.5.85). Катод излучает поток электронов, движущихся вдоль оси спирали к коллектору. Управляющий электрод и фокусирующий анод осуществляют предварительное формирование потока электронов в узкий луч. Магнитная система обеспечивает фокусировку луча электронов вдоль всей оси спирали. Скорость движения электронов V определяется ускоряющим анодом: V=600 $\sqrt{U_a}$  и при U<sub>a</sub>=300-500 В составляет (10 - 15)·10<sup>6</sup> м/с.



Принцип усиления ЛБВ основан на осуществлении взаимодействия потока электронов, двигающегося вдоль замедляющей системы и электромагнитной волны полезного сигнала, распространяющейся по спирали со скоростью света. Размеры спирали определяет требуемую фазовую скорость электромагнитной волны вдоль оси:

$$V_{\phi} = Ck_{3}$$
,

где  $k_3 = h/(\pi d)$  - коэффициент замедления;

h – шаг спирали;

d – диаметр спирали.

При d=(10-30)h, фазовая скорость  $V_{\phi}$ =(10-30)10<sup>-6</sup> м/с.

Электроны при входе в спираль в зависимости от фазы входного сигнала тормозятся или ускоряются образующимся электрическим полем. При дальнейшем движении электронов вдоль замедляющей системы в электронном потоке образуются сгустки и разрежения. В зависимости от соотношения скорости электронов и фазовой скорости бегущей волны сгустки формируются на разных участках спирали, которым соответствуют и разные фазы электрического поля.

При V<sub>ф</sub>=V усиления сигналов не происходит, так как сгустки электронов формируются в областях, где поле равно нулю. Электроны и поле не обмениваются энергией.

При V<sub>ф</sub>>V сгустки электронов формируются в областях ускоряющего поля. В результате взаимодействия электронный поток отбирает энергию у поля и усиления сигнала не происходит.

При V<sub>ф</sub><V сгустки электронов формируются в областях тормозящего поля. В результате электронный поток большую часть времени пролета вдоль спирали отдает свою кинетическую энергию высокочастотному полю, обеспечивая усиление сигналов.

Коэффициент усиления по мощности зависит от условий группирования электронов и длины спирали:

$$K_p = \frac{1}{9} \exp(2\gamma l)$$
,

где  $\gamma$ - параметр группировки:  $\gamma = (0,05-0,15)n$ ; n=l/ $\lambda$ -число волн в спирали. Практически  $K_p = 30-40$ дБ. Коэффициент шума - 4÷6 дБ.

Связь ЛБВ с источником сигнала и нагрузкой осуществляется с помощью согласующих устройств в виде прямоугольных волноводов с различной шириной узкой стенки. Согласующие устройства обеспечивают формирование АЧХ усилителя на ЛБВ. Рабочая полоса частот достигает 60% от значения резонансной частоты.

# 6 ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ 6.1 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Преобразователем частоты (ПЧ) называется устройство, осуществляющее линейный перенос спектра радиосигнала без изменения закона модуляции из одной частотной области в другую, представляющую более выгодные условия для его обработки. Если перенос осуществляется на радиочастоту, она называется промежуточной. ПЧ является функционально необходимым элементом РПУ супергетеродинного, инфрадинного и синхродинного типов.



Рис.6.1

Структурная схема ПЧ состоит из смесителя (перемножителя), гетеродина и полосового фильтра (рис.6.1). Смеситель представляет собой электрическую цепь, создающую спектр комбинационных частот. Гетеродин - маломощный местный генератор, а фильтр является избирательной системой, выделяющей одну из комбинационных частот, которая называется промежуточной:

$$\mathbf{f}_{\mathrm{IP}} = \left| \mathbf{n} \mathbf{f}_{\mathrm{r}} \pm \mathbf{m} \mathbf{f}_{\mathrm{c}} \right| = \mathrm{const} \,. \tag{6.1}$$

В зависимости от способа получения промежуточной частоты и соотношения частот гетеродина и входного сигнала различают несколько типов преобразования частоты.

Если  $f_{rrt} = \pm f_r \mp f_c$ , то это соответствует преобразованию «вниз», причем:

а) если  $f_r > f_c$  – верхнее преобразование «вниз», частота зеркального канала равна  $f_{3\kappa} = f_c + 2f_{1\gamma} = f_r + f_{\gamma\gamma};$ 



Рис.6.2

б) если  $f_r < f_c$  –нижнее преобразование «вниз», частота зеркального канала равна  $f_{_{3\kappa}} = f_c - 2f_{_{\Pi^q}} = f_r - f_{_{\Pi^q}};$ 



Если  $f_{rrr} = f_r + f_c$ , то это соответствует преобразованию «вверх», причем: a) если  $f_r > f_c$  – верхнее преобразование «вверх»;



Рис.6.4

б) если  $f_r < f_c$  –нижнее преобразование «вверх».



Рис.6.5

При преобразовании «вверх» формирование зеркального канала происходит относительно промежуточной частоты по формуле  $f_{_{3K}} = f_{_c} + 2f_{_\Gamma} = f_{_{\Pi^4}} + f_{_\Gamma}$ .

Преобразование частоты может быть выполнено на основе нелинейного преобразования колебаний, функции перемножения и параметрического эффекта.

В ПЧ первого вида используют нелинейные свойства активных и пассивных компонентов. Здесь в результате воздействия колебаний сигнала и гетеродина

на нелинейную BAX элемента  $y=f(u_c(t),u_r(t))$  в его токе возникает множество комбинационных частот  $mf_c \pm nf_r$ , одна из которых отфильтровывается. В качестве нелинейных компонентов используются биполярные и полевые транзисторы, диоды, электронные лампы и т.п.

В ПЧ второго вида используют свойства устройств, выполняющих операцию перемножения двух функций  $y \approx u_c(t)u_r(t)$ . При перемножении возникают колебания вида  $\pm f_r \pm f_c$ , одно из которых отфильтровывается.

В ПЧ третьего вида используются цепи с переменными параметрами, изменение которых происходит под воздействием колебания гетеродина:  $y=f(u_c(t),u_r(t))$ . Такими параметрами могут быть крутизна активного прибора, коэффициент передачи, сопротивление.

### 6.2 Общая теория ПЧ

Преобразователь может быть представлен в виде шестиполюсника, как показано на рис.6.6



При выполнении условий U<sub>г</sub> >> U<sub>с</sub> и U<sub>г</sub> >> U<sub>пч</sub> входной и выходной токи являются функциями двух малых переменных, которые можно представить в виде ряда Тейлора, ограничившись линейными членами:

$$i_{c} = \varphi(U_{\Gamma}, U_{c}, U_{\Pi\Psi}) = \varphi(U_{\Gamma}) + \frac{\partial \varphi(U_{\Gamma})}{\partial U_{c}} U_{c} + \frac{\partial \varphi(U_{\Gamma})}{\partial U_{\Pi\Psi}} U_{\Pi\Psi}, \qquad (6.2)$$

$$i_{\Pi \Psi} = f(U_{\Gamma}, U_{c}, U_{\Pi \Psi}) = f(U_{\Gamma}) + \frac{\partial f(U_{\Gamma})}{\partial U_{c}}U_{c} + \frac{\partial f(U_{\Gamma})}{\partial U_{\Pi \Psi}}U_{\Pi \Psi}.$$
 (6.3)

Переменные  $U_c$  и  $U_{\Pi \Psi}$  считаем гармоническими функциями:  $U_c = U_{mc} \cos \omega_c t$ ,  $U_{\Pi \Psi} = U_{m\Pi \Psi} \cos \omega_{\Pi \Psi} t$ , причем  $f_{\Pi \Psi} = |f_{\Gamma} \pm f_c|$ . В полученных выражениях составляющие  $f(U_{\Gamma}) = i_{\Gamma B L X}$  и  $\phi(U_{\Gamma}) = i_{\Gamma B X}$  представляют собой результат прохождения опорного колебания гетеродина на выход и вход ПЧ, соответственно, при  $U_{mc} = U_{m\Pi 4} = 0$ .

Уравнения (6.2) и (6.3) запишем в следующем виде

$$i_c = i_{\Gamma BX} + G_{1 \ I\Pi 4} U_c + G_{1 \ 2\Pi 4} U_{\Pi 4},$$
 (6.4)

$$i_{\Pi \Psi} = i_{\Gamma B b I X} + G_{21 \Pi \Psi} U_{c} + G_{22 \Pi \Psi} U_{\Pi \Psi}.$$
(6.5)

Коэффициенты при U<sub>c</sub> и U<sub>пч</sub> являются периодическими функциями, которые представляются рядами Фурье.

Коэффициент G<sub>11пч</sub> характеризует изменение входной проводимости смесителя, обусловленное напряжением гетеродина:

$$G_{11\Pi\Psi} = \sum_{k=0}^{\infty} Y_{11(k)} \cos(k\omega_{\Gamma} t), \qquad (6.6)$$

где Y<sub>11(k)</sub> =  $\frac{2}{T_{\Gamma}} \int_{0}^{T_{\Gamma}} \frac{\partial \varphi}{\partial U_{c}} \cos(k\omega_{\Gamma}t) dt;$ 

G<sub>12пч</sub> характеризует изменение проводимости обратного преобразования смесителя для выходного сигнала, обусловленное напряжением гетеродина:

$$G_{12\Pi\Psi} = \sum_{k=0}^{\infty} S_{12(k)} \cos(k\omega_{\Gamma} t), \qquad (6.7)$$

где  $S_{12(k)} = \frac{2}{T_{\Gamma}} \int_{0}^{T_{\Gamma}} \frac{\partial \varphi(U_{\Gamma})}{\partial U_{\Pi \Psi}} \cos(k\omega_{\Gamma}t) dt;$ 

G<sub>22пч</sub> характеризует изменение выходной проводимости смесителя, обусловленное напряжением гетеродина:

$$G_{22\Pi\Psi} = \sum_{k=0}^{\infty} Y_{22(k)} \cos(k\omega_{\Gamma} t), \qquad (6.8)$$

где Y<sub>22(k)</sub> =  $\frac{2}{T_{\Gamma}} \int_{0}^{T_{\Gamma}} \frac{\partial f(U_{\Gamma})}{\partial U_{\Pi \Psi}} \cos(k\omega_{\Gamma}t) dt;$ 

G<sub>21пч</sub> характеризует изменение проводимости прямого преобразования смесителя, обусловленное напряжением гетеродина:

$$G_{21\Pi\Psi} = \sum_{k=0}^{\infty} S_{21(k)} \cos(k\omega_{\Gamma} t), \qquad (6.9)$$

где  $S_{21(k)} = \frac{2}{T_{\Gamma}} \int_{0}^{T_{\Gamma}} \frac{\partial f(U_{\Gamma})}{\partial U_{c}} \cos(k\omega_{\Gamma}t) dt$ .

Ограничивая ряды Фурье в (6.4) и (6.5) первой гармоникой сигнала гетеродина, получим

 $i_{c} = i_{rBX} + [Y_{11(0)} / 2 + Y_{11(1)} \cos(\omega_{r} t)] U_{mc} \cos\omega_{c} t + [S_{12(0)} / 2 + S_{12(1)} \cos(\omega_{r} t)] U_{m\Pi\Psi} \cos(\omega_{\Pi\Psi} t),$  $i_{\Pi \Psi} = i_{\Gamma B b I X} + [S_{21(0)} / 2 + S_{21(1)} \cos(\omega_{\Gamma} t)] U_{mc} \cos\omega_{c} t + [Y_{22(0)} / 2 + Y_{22(1)} \cos(\omega_{\Gamma} t)] U_{m\Pi \Psi} \cos(\omega_{\Pi \Psi} t).$ При таком описании все коэффициенты при Umc и Umry представляют собой суммы постоянной и переменной частей, а именно: средних значений первых соответствующих проводимостей И гармоник отклонения проводимостей от средних значений под воздействием сигнала гетеродина. В частности, в параметре  $[S_{21(0)}/2 + S_{21(1)} \cos(\omega_{\Gamma} t)]$  постоянная часть является средним значением проводимости прямой передачи в усилительном режиме  $Y_{21}$ период колебания гетеродина, которая практически остается за неизменной. Вторая часть отражает суть ПЧ как цепи с переменными параметрами - процесс изменения проводимости Y21 по закону колебания гетеродина.

На входе ПЧ предполагаются селективные цепи, выделяющие колебания на несущей частоте преобразуемого сигнала. В связи с этим в первом уравнении выделяем только те составляющие, которые формируют сигнал на частоте  $f_c$ :

$$i_{c} = \frac{Y_{11(0)}}{2} U_{mc} \cos(\omega_{c} t) + \frac{S_{12(1)}}{2} U_{m\Pi \Psi} \cos[(\omega_{\Gamma} \pm \omega_{\Pi \Psi})t)], \qquad (6.10)$$

где  $|f_{\Gamma} \pm f_{\Pi \Psi}| = f_c$  при обратном преобразовании частоты.

Во втором уравнении выделяем только те составляющие, которые формируют сигнал на частоте  $f_{\pi 4}$ :

$$i_{\Pi \Psi} = \frac{S_{21(1)}}{2} U_{mc} \cos[(\omega_{\Gamma} \pm \omega_{c})t] + \frac{Y_{22(0)}}{2} U_{m\Pi \Psi} \cos(\omega_{\Pi \Psi} t).$$
(6.11)

В результате получим формальную систему уравнений для амплитуд сигналов преобразователя частоты как линейного четырехполюсника

$$i_c = Y_{11\Pi\Psi}U_c + Y_{12\Pi\Psi}U_{\Pi\Psi}, \qquad (6.12)$$

$$i_{\Pi\Psi} = Y_{21\Pi\Psi} U_c + Y_{22\Pi\Psi} U_{\Pi\Psi}.$$
(6.13)

В качестве внутренних параметров ПЧ выступают:

1) входная проводимость

$$Y_{11\Pi\Psi} = Y_{11(0)} / 2 = \frac{1}{T_{\Gamma}} \int_{0}^{T_{\Gamma}} \frac{\partial \phi}{\partial U_{c}} dt, \qquad (6.14)$$

которая представляет собой среднее значение изменяющейся под воздействием гетеродина входной проводимости смесителя на частоте входного сигнала; 2) выходная проводимость

$$Y_{22\Pi_{\Psi}} = Y_{22(0)} / 2 = \frac{1}{T_{\Gamma}} \int_{0}^{T_{\Gamma}} \frac{\partial f}{\partial U_{\Pi_{\Psi}}} dt, \qquad (6.15)$$

представляющая собой среднее значение изменяющейся под воздействием гетеродина выходной проводимости смесителя на частоте преобразованного сигнала;

3) проводимость обратного преобразования

$$Y_{12\Pi\Psi} = S_{12(1)} / 2 = \frac{1}{T_{\Gamma}} \int_{0}^{T_{\Gamma}} \frac{\partial \varphi}{\partial U_{\Pi\Psi}} \cos(\omega_{\Gamma} t) dt, \qquad (6.16)$$

которая представляет собой половину амплитуды первой гармоники изменяющейся под воздействием гетеродина проводимости обратной передачи смесителя;

4) проводимость прямого преобразования или крутизна преобразования

$$Y_{21\Pi\Psi} = S_{21(1)} / 2 = \frac{1}{T_{\Gamma}} \int_{0}^{T_{\Gamma}} \frac{\partial f}{\partial U_{c}} \cos(\omega_{\Gamma} t) dt , \qquad (6.17)$$

представляющая собой половину амплитуды первой гармоники изменяющейся под воздействием гетеродина проводимости прямой передачи смесителя.

Такой подход позволяет анализировать основные параметры ПЧ с привлечением хорошо разработанного математического аппарата для УРЧ. Граф проводимостей и сигнальный граф ПЧ представлены на рис.6.7.

#### 6.2.1 Внешние параметры

По аналогии с УРЧ входная и выходная проводимости в режиме преобразования равны

$$Y_{BX\Pi\Psi} = Y_{11\Pi\Psi} - \frac{Y_{12\Pi\Psi}Y_{21\Pi\Psi}}{(Y_{22\Pi\Psi} + Y_{H})},$$
(6.18)

$$Y_{B \to X \Pi \Psi} = Y_{22 \Pi \Psi} - \frac{Y_{12 \Pi \Psi} Y_{21 \Pi \Psi}}{(Y_{11 \Pi \Psi} + Y_c)}.$$
 (6.19)

Коэффициент преобразования

$$K_{\Pi\Psi} = \frac{U_{\Pi\Pi\Psi}}{U_{mc}} = \frac{Y_{2\Pi\Psi}}{(Y_{22\Pi\Psi} + Y_{H})}.$$
 (6.20)



Рис.6.7

Таким образом, ПЧ должен работать при малых амплитудах входных сигналов для обеспечения минимальных искажений при переносе спектра сигнала. Это условие в спокойной ЭМО обычно выполняется, и тогда для РПУ достаточно наличия гетеродина с амплитудой колебания  $U_{\Gamma} >> U_{c}$ . Так, например, при уровнях сигнала, не превышающих 5 - 10 мВ, амплитуда колебаний гетеродина должна составлять 100 - 200 мВ.

В качестве гетеродинов в РПУ используют маломощные генераторы на полупроводниковых и ламповых приборах, а также синтезаторы частот. В случае гетеродинам предъявляются требования общем К заданной интенсивности уровня генерируемого колебания, постоянства его И частоты. Очевидно, абсолютное стабильности что изменение частоты гетеродина вызовет такое же изменение преобразованной частоты  $\Delta f_{m}$ , что в результате приведет к изменению положения спектра полезного колебания в полосе УПЧ. Стабильность частот гетеродинов современных РПУ составляет 10-3-10-6 в случае простейших резонансных систем в виде колебательного контура; 10<sup>-5</sup>-10<sup>-6</sup> для гетеродинов с кварцевыми резонаторами; 10<sup>-7</sup> в случае их термостатирования и 10<sup>-7</sup>-10<sup>-8</sup> при применении синтезаторов частот.

Собственные шумы ПЧ могут существенно влиять на реальную чувствительность всего РПрУ в целом. Наряду с внутренними шумами активного элемента смесителя при преобразовании частоты следует учитывать и дополнительные источники шумов (рис.6.8):

1) преобразование шумов по побочным каналам, в частности, по зеркальному,

2) преобразование шумов гетеродина при наличии сигнала,

3) собственные шумы гетеродина вблизи частот основного и зеркального каналов, попадающие при преобразовании в полосу пропускания тракта УПЧ.

Первый источник обусловлен недостаточной избирательностью по побочным каналам приема и может быть значительно ослаблен с принятием

соответствующих мер. Второй и третий источники связаны с недостаточной "чистотой" спектра сигнала гетеродина и могут быть устранены введением узкополосных цепей на выходе гетеродина. Третий источник, кроме того, устраняется в так называемых балансных смесителях.



## 6.3 ТРАНЗИСТОРНЫЕ ПЧ

Управление крутизной транзистора возможно при различных вариантах включения источников  $U_{\Gamma}(t)$  и  $U_{c}(t)$  (рис.6.9).



Рис.6.9

Последовательное включение источников  $U_{\Gamma}(t)$  и  $U_{c}(t)$  с переходом транзистора менее предпочтительно, чем их включение в цепь различных электродов. Электрическая изоляция цепей сигнала и гетеродина способствует уменьшению взаимосвязи настроек контуров вследствие изменения реактивных сопротивлений и устранению просачивания колебания гетеродина в антенну РПУ. Для уменьшения взаимосвязи настроек целесообразно повысить  $f_{IH}$ , либо использовать преобразование на гармониках гетеродина.

В простейших ПЧ наилучшие результаты дает схема с включением сигнала в цепь базы (затвора), а гетеродина - в цепь эмиттера (истока). При этом транзистор по сигналу включен по схеме с общим эмиттером, а по гетеродину с общей базой.

ПЧ на полевом транзисторе представлен на рис.6.10.



Рис.6.11

Проходная характеристика полевого транзистора (рис.6.11,а) хорошо аппроксимируется выражением

$$I_{c} = I_{co} \left( 1 - \frac{U_{3H}}{E_{0}} \right)^{2},$$
(6.21)

откуда крутизна проходной характеристики (рис.6.11,б)

$$Y_{21} = \frac{\partial I_{c}}{\partial U_{3H}} = \frac{2I_{co}}{E_{o}} \left( 1 - \frac{U_{3H}}{E_{o}} \right) = Y_{21 \max} \left( 1 - \frac{U_{3H}}{E_{o}} \right),$$
(6.22)

где  $\,Y_{21max}$  - максимальная крутизна при токе насыщения  $\,I_{co};$ 

Е<sub>о</sub> - напряжение отсечки.

Рабочая точка (точка A на рис.6.11,б) может быть выбрана на середине линейного участка, однако этот режим с энергетической точки зрения, как известно, невыгоден из-за малого КПД. Более экономичным режимом работы является режим с отсечкой выходного тока. На рис.6.11,б U<sub>o</sub> – напряжение, соответствующее рабочей точке.

Напряжение затвор-исток равно

$$U_{3\mathcal{U}} = U_0 - U_{\mathcal{M}\Gamma} \cos(\omega_{\Gamma} t) \,.$$

Будем считать, что  $U_0 = U_{m\Gamma}$ , тогда

$$U_{3H} = U_0 [1 - \cos(\omega_{\rm T} t)]. \tag{6.23}$$

На границе отсечки тока стока выполняется соотношение

$$U_{3H} - E_0 = U_0 [1 - \cos(\omega_r t_1)] - E_0 = U_0 [1 - \cos\theta] - E_0 = 0$$

откуда находим напряжение смещения  $U_0$ , необходимое для получения угла отсечки  $\theta$ :

$$U_{o} = \frac{E_{o}}{1 - \cos\theta}.$$
(6.24)

Из (6.22) с учетом (6.23) и (6.24) получаем

$$Y_{21}(t) = Y_{21\max} \frac{\cos(\omega_{\Gamma} t) - \cos\theta}{1 - \cos\theta}.$$
 (6.25)

Представим (6.25) в виде ряда Фурье

$$Y_{21}(t) = Y_{21(0)} / 2 + \sum_{k=1}^{\infty} Y_{21(k)} \cos(k\omega_{\Gamma} t), \qquad (6.26)$$

где

$$Y_{21(k)} = \frac{1}{\pi} \int_{-\Theta}^{\Theta} Y_{21}(t) \cos(k\omega_{\Gamma} t) d(\omega_{\Gamma} t)$$
(6.27)

представляют собой k-е гармоники изменения крутизны транзистора по закону сигнала гетеродина.

Выражение (6.27) можно записать в следующем виде

$$Y_{21(k)} = Y_{21\max} \cdot \alpha_k,$$
 (6.28)

где  $\alpha_k$ - функции Берга (рис.6.12).

Анализируя рис.6.12 можно установить, что при преобразовании на гармониках гетеродина максимальное значение амплитуды отклонения крутизны  $Y_{21(k)}$  от

среднего значения имеет место при некотором оптимальном значении угла отсечки  $\theta$ . Следовательно, для получения максимального коэффициента преобразования необходимо соответствующим образом выбирать режим работы смесителя по постоянному току.



Оптимальный угол отсечки равен

$$\theta_{OIIT} = 120^{\circ} / k$$
. (6.29)

При преобразовании на первой гармонике гетеродина  $\theta_{\text{опт}} = 120^{\circ}$ , что имеет место при

$$U_{0} = \frac{E_{0}}{1 - \cos(120^{0})} \approx 0,67E_{0}.$$
 (6.30)

Внутренние параметры транзисторных ПЧ связаны с У-параметрами в усилительном режиме соотношениями:

$$g_{11\Pi\Psi} = (0,5 \div 0,8)g_{11}, b_{11\Pi\Psi} = \omega_c C_{11}, \qquad (6.31)$$

$$g_{22\Pi \Psi} = (0,5 \div 0,8)g_{22}, b_{22\Pi \Psi} = \omega_{\Pi \Psi}C_{22},$$
 (6.32)

$$|\mathbf{Y}_{12\Pi\Psi}| = (0,1 \div 0,2) |\mathbf{Y}_{12}|,$$
 (6.33)

$$Y_{21\Pi\Psi} = \frac{S_{21(1)}}{2} = \frac{(Y_{21\max} - Y_{21\min})/2}{2} \approx \frac{Y_{21\max}}{4}.$$
 (6.34)

Схема балансного ПЧ на двухзатворном полевом транзисторе типа КП306 показана на рис.6.13. Сигнальное колебание через входной широкополосный трансформатор T<sub>1</sub> подводится к первым затворам VT<sub>1</sub> и VT<sub>2</sub>. Гетеродинное колебание через разделительные емкости С<sub>р</sub> управляет крутизной транзисторов. Балансировка структуры производится по вторым затворам резистором R<sub>3</sub>=100 кОм. Пара транзисторов нагружена на выходной контур, которого С напряжение преобразованной обмотку частоты через выходную трансформатора Т<sub>2</sub> подается в тракт промежуточной частоты.



Рис.6.13



Рис.6.14

Схема ПЧ на основе усилительного каскада на биполярном транзисторе показана на рис.6.14. Транзистор VT выполняет роль смесителя. Сигнальное колебание u<sub>c</sub>(t) через входной контур поступает на базо-эмиттерный переход транзистора VT, к которому со стороны эмиттерной цепи подводится гетеродинное напряжение u<sub>г</sub>(t). В результате нелинейного преобразования образуются комбинационные частоты, которые усиливаются и поступают в коллекторную цепь. В контуре  $L_{\pi y}C_{\pi y}$  выделяется полезная составляющая а все остальные продукты преобразования, преобразования. включая сигнальное и гетеродинные колебания, подавляются. Базовый делитель R<sub>61</sub>, R<sub>62</sub> совместно с R<sub>21</sub> и R<sub>22</sub> устанавливают положение рабочей точки VT, соответствующей оптимальному режиму преобразования. Расчет элементов преобразователя не отличается принципиально от расчета усилительного тракта и выполняется с учетом снижения крутизны проходной характеристики.

Наибольшее распространение получили ПЧ, на основе транзисторных перемножителей. Схема ПЧ на основе транзисторного перемножителя имеет вид рис.6.15.



Рис.6.15

Транзисторы VT<sub>1</sub> и VT<sub>2</sub> образуют дифференциальную пару, а транзисторVT<sub>3</sub> является источником тока. Режим работы дифференциальной пары задается резисторами R<sub>4</sub>, R<sub>3</sub> и VT<sub>3</sub>, режим работы которого определяется R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>, R<sub>3</sub>. Трансформаторы T<sub>1</sub> и T<sub>2</sub> обеспечивают подачу перемножаемых колебаний в цепи дифференциальной пары и управляемого источника соответственно. Нагрузкой дифференциального усилителя служит контур  $L_{\kappa}C_{\kappa}$ , настроенный на промежуточную частоту. Катушка  $L_{\kappa}$  является первичной обмоткой трансформатора T<sub>3</sub>, а выходное напряжение снимается через вторичную обмотку трансформатора  $L_{cB}$ . Заметим, что выходное напряжение может сниматься и несимметрично относительно общей точки, т.е. с одного из коллекторов транзисторов дифференциальной пары, однако в этом случае оно будет содержать дополнительные комбинационные составляющие.

При симметричном выходе коэффициент передачи удваивается и в спектре выходного сигнала отсутствует составляющая с частотой сигнала.





В качестве смесительных секций преобразователей частоты применение находят и интегральные схемы - дифференциальные каскады типа К175УВ2, К175УВ4 и перемножители К174ПС1, К525ПС1, К525ПС2 и др., основу которых составляет двойной балансный перемножитель (рис.6.16).

### 6.4 ДИОДНЫЕ ПЧ

Простейший диодный преобразователь состоит из смесителя, включающего один диод VD, цепь автоматического смещения  $R_oC_o$  и фильтра  $L_{\kappa 2}C_{\kappa 2}$  (рис.6.17). При отсутствии постоянного смещения диод работает с углом отсечки  $\theta = \pi/2$ .



Эквивалентная схема диодного ПЧ представлена на рис.6.18



Рис.6.18

При коротком замыкании на выходе входной ток через диод является функцией напряжения гетеродина и сигнала:

$$i_{BX} = f(U_{\Gamma}, U_{C}).$$
 (6.35)

При выполнении условий U<sub>г</sub> >> U<sub>с</sub> входной ток является функцией одной малой переменной. Представим ток в виде ряда Тейлора, ограничившись линейными членами:

$$i_{BX} = f(U_{\Gamma}) + \frac{\partial f(U_{\Gamma})}{\partial U_{c}}U_{c} =$$
  
=  $I_{o} + \sum_{k=1}^{\infty} I_{mk} \cos(k\omega_{\Gamma}t) + [S_{o} + \sum_{k=1}^{\infty} S_{mk} \cos(k\omega_{\Gamma}t)]U_{mc} \cos(\omega_{c}t),$ 

где S<sub>o</sub> – среднее значение внутренней проводимости диода за период колебания гетеродина, S<sub>mk</sub> – амплитуда k-й гармоники отклонения внутренней проводимости диода от среднего значения под действием сигнала гетеродина:

$$S_{mk} = \frac{1}{\pi} \int_{-\Theta}^{\Theta} \frac{\partial f(U_{\Gamma})}{\partial U_{c}} \cos(\omega_{\Gamma} t) d(\omega_{\Gamma} t), \qquad (6.36)$$

$$S_{o} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\theta} \frac{\partial f(U_{\Gamma})}{\partial U_{c}} d(\omega_{\Gamma} t).$$
(6.37)

При коротком замыкании на входе выходной ток через диод является функцией напряжения гетеродина и преобразованного сигнала:

$$\mathbf{i}_{\mathsf{B}\mathsf{b}\mathsf{I}\mathsf{X}} = \mathbf{f}(\mathbf{U}_{\Gamma}, \mathbf{U}_{\Pi\mathsf{Y}}). \tag{6.38}$$

При выполнении условий U<sub>г</sub> >> U<sub>пч</sub> выходной ток является функцией одной малой переменной. Представим ток в виде ряда Тейлора, ограничившись линейными членами:

$$\begin{split} \mathbf{i}_{B \mathsf{b} \mathsf{I} \mathsf{X}} &= \mathbf{f}(\mathbf{U}_{\Gamma}) + \frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{U}_{\Gamma})}{\partial \mathbf{U}_{\Pi \mathsf{H}}} \mathbf{U}_{\Pi \mathsf{H}} = \\ &= \mathbf{I}_{\mathsf{o}} + \sum_{k=1}^{\infty} \mathbf{I}_{\mathsf{m} k} \cos(\mathbf{k} \omega_{\Gamma} t) + [\mathbf{S}_{\mathsf{o}} + \sum_{k=1}^{\infty} \mathbf{S}_{\mathsf{m} k} \cos(\mathbf{k} \omega_{\Gamma} t)] \mathbf{U}_{\mathsf{m} \Pi \mathsf{H}} \cos(\omega_{\Pi \mathsf{H}} t). \end{split}$$

Оставляя в выражениях для входного и выходного токов составляющие только с частотами  $f_c$  и  $f_{\Pi \Psi} = |f_{\Gamma} \pm f_c|$ , получим

$$i_{BX} = S_0 U_{mc} \cos(\omega_c t) + \frac{S_{m1}}{2} U_{mc} \cos(\omega_{\Pi \Psi} t),$$
 (6.39)

$$i_{BHX} = S_0 U_{m\Pi 4} \cos(\omega_{\Pi 4} t) + \frac{S_{m1}}{2} U_{m\Pi 4} \cos(\omega_c t).$$
 (6.40)

Перепишем (6.39) и (6.40) в следующем виде:

$$i_{BX} = Y_{11\Pi \Psi} U_{mc} \cos(\omega_c t) + Y_{21\Pi \Psi} U_{mc} \cos(\omega_{\Pi \Psi} t),$$
 (6.41)

$$i_{BHX} = Y_{22\Pi Y} U_{\Pi\Pi Y} \cos(\omega_{\Pi Y} t) + Y_{12\Pi Y} U_{\Pi\Pi Y} \cos(\omega_{c} t),$$
 (6.42)

где  $Y_{11\Pi 4} = Y_{22\Pi 4} = S_0$ ,  $Y_{12\Pi 4} = Y_{21\Pi 4} = S_{m1}/2$ , т.е. входная и выходная проводимости диодного ПЧ равны, кроме того, равны проводимости прямого и обратного преобразования.

Выражения (6.41) и (6.42) позволяют записать систему уравнений для амплитуд сигналов в следующем виде:

$$i_{c} = Y_{11\pi y}U_{mc} + Y_{12\pi y}U_{m\pi y}, \qquad (6.43)$$

$$i_{\Pi \Psi} = Y_{21\Pi \Psi} U_{mc} + Y_{22\Pi \Psi} U_{m\Pi \Psi}.$$
(6.44)

В результате можно анализировать основные параметры диодного ПЧ как обычного линейного четырехполюсника в усилительном режиме.

При больших уровнях сигнала гетеродина возможна линейная аппроксимации вольтамперной характеристики смесительного диода : i = SU.

Это позволяет определить внутренние параметры диодного ПЧ следующим образом:

$$Y_{12\Pi\Psi} = Y_{21\Pi\Psi} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\theta} S\cos(\omega_{\Gamma} t) d(\omega_{\Gamma} t) = \frac{S\sin\theta}{\pi}, \qquad (6.45)$$

$$Y_{11\Pi\Psi} = Y_{22\Pi\Psi} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\theta} Sd(\omega_{\Gamma}t) = \frac{S\theta}{\pi}.$$
 (6.46)

Для диодов, как известно, крутизна  $Y_{21}$  представляет собой внутреннюю проводимость. При воздействии напряжения гетеродина крутизна диода периодически изменяется с частотой  $f_{\Gamma}$ , поэтому при подаче на вход ПЧ напряжения сигнала на выходе появляются составляющие с комбинационными частотами  $nf_{\Gamma} \pm f_{c}$ . Составляющая  $f_{\Pi H}$  создает на выходном контуре напряжение за счет прямого преобразования частоты. Однако поскольку диодный ПЧ взаимное устройство,  $u_{\Pi H}(t)$  оказывается приложенным к диоду так же, как и  $u_{c}(t)$  и  $u_{\Gamma}(t)$ .

Таким образом, в диодном ПЧ возможно обратное преобразование частоты:  $nf_r \pm f_{r,y} = f_c$ .

Для уменьшения влияния шумов гетеродина используют смесители с балансной структурой (рис.6.19,а) и двойной балансной структурой (рис.6.19,б).



Рис.6.19

Балансная схема диодного смесителя обеспечивает: развязку цепей сигнала и гетеродина; развязку цепей гетеродина и промежуточной частоты и подавление шумов гетеродина. Двойные балансные структуры дополнительно позволяют: в два раза снизить потери преобразования, обеспечить развязку цепей сигнала и промежуточной частоты.

### 6.5 ПЧ с подавлением зеркального канала

Рассмотрим структурную схему ПЧ, представленную на рис.6.20. На структурной схеме ПЧ представлены источник входного полезного сигнала

$$U_{c} = U_{mc} \cos(\omega_{c} t), \qquad (6.47)$$

источник опорного колебания

$$U_{0} = U_{m0} \cos(\omega_{0} t), \qquad (6.48)$$

два перемножителя, четыре фазовращателя на угол ±45°, два полосовых фильтра и сумматор.

На первые входы перемножителей подается полезный сигнал U<sub>c</sub> и сигнал зеркального канала

$$U_{3K} = U_{M3K} \cos(\omega_{3K} t).$$
 (6.49)

На вторые входы перемножителей подаются опорный сигнал

$$U_{o1} = U_{mo} \cos(\omega_0 t - \frac{\pi}{4})$$
 (6.50)

для верхнего канала и

$$U_{o2} = U_{mo} \cos(\omega_0 t + \frac{\pi}{4})$$
 (6.51)

для нижнего канала.

На выходах перемножителей при прохождении полезного сигнала получаем для верхнего канала:

$$U'_{c1} = U'_{mc1} \cos[(\omega_0 - \omega_c)t - \frac{\pi}{4}],$$
 (6.52)

для нижнего канала:

$$U_{c2}' = U_{mc2}' \cos[(\omega_0 - \omega_c)t + \frac{\pi}{4}].$$
 (6.53)

После фазовращателей для верхнего канала:

$$U_{c1}^{\prime\prime} = U_{mc1}^{\prime\prime} \cos[(\omega_0 - \omega_c)t - 0], \qquad (6.54)$$

для нижнего канала:

$$U_{c2}^{\prime\prime} = U_{mc2}^{\prime\prime} \cos[(\omega_0 - \omega_c)t + 0].$$
 (6.55)

В результате полезные сигналы с выходов полосовых фильтров верхнего и нижнего каналов подводятся к сумматору в одинаковой фазе и выходной сигнал ПЧ имеет максимальную амплитуду.

При прохождении сигнала зеркального канала на выходах перемножителей получаем для верхнего канала:

$$U_{c1\,3\kappa}^{\prime} = U_{mc1\,3\kappa}^{\prime} \cos[(\omega_{3\kappa} - \omega_{0})t + \frac{\pi}{4}], \qquad (6.56)$$

для нижнего канала:

$$U_{c23\kappa}^{\prime} = U_{mc23\kappa}^{\prime} \cos[(\omega_{3\kappa} - \omega_{0})t - \frac{\pi}{4}].$$
 (6.57)

После фазовращателей для верхнего канала:

$$U_{c1_{3K}}^{\prime\prime} = U_{mc1_{3K}}^{\prime\prime} \cos[(\omega_{3K} - \omega_0)t + \frac{\pi}{2}], \qquad (6.58)$$

для нижнего канала:

$$U_{c23K}^{\prime\prime} = U_{mc23K}^{\prime\prime} \cos[(\omega_{3K} - \omega_0)t - \frac{\pi}{2}].$$
 (6.59)

В результате сигналы с выходов полосовых фильтров верхнего и нижнего каналов подводятся к сумматору в противоположной фазе и выходной сигнал ПЧ, соответствующий зеркальному каналу, имеет минимальную амплитуду  $U_{\Pi 4.3K} = 0$ .



Рис.6.20

Для полного подавления зеркального канала требуется идентичность характеристик верхнего и нижнего каналов. Фазовые соотношения должны удовлетворять условию

$$\varphi_1 + \varphi_2 = 90^{\circ} . \tag{6.60}$$

На СВЧ обычно  $\phi_1 = 90^{\circ}$  и  $\phi_2 = 0^{\circ}$ , при этом в качестве формирователей сигналов используются квадратурные мосты, разветвители и сумматоры (рис.6.21).



Рис. 6.21

6.6 Полифазные фильтры

Используем метод описания сигнала, который основан на фазорной модели. Фазор – это вращающийся на комплексной плоскости вектор, имеющий модуль А и скорость вращения  $\omega$  радиан/с. В любой момент времени сигнал может быть представлен в комплексном виде x(t) = a + jb, где a – вещественная часть сигнала и b – мнимая часть сигнала. Это – представление комплексного сигнала в прямоугольной системе координат. Сигнал можно также представить в полярных координатах (с указанием амплитуды сигнала и направления фазовой скорости сигнала)

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}\mathbf{e}^{\mathbf{j}(\omega t + \varphi)} , \qquad (6.61)$$

где

$$e^{j(\omega t+\phi)} = \cos(\omega t+\phi) + j\sin(\omega t+\phi)$$

И

$$\omega t + \varphi = \psi = \operatorname{arctg}(b/a)$$
.

Запись сигнала в полярных координатах удобнее, чем представление его в прямоугольных координатах, поскольку такая запись позволяет определить положение фазора в любой момент времени.

Фазор обладает следующими свойствами:

- амплитуда пропорциональна амплитуде сигнала,
- скорость вращения пропорциональна частоте сигнала.



Рис. 6.22

Покажем, как можно моделировать синусоидальное или косинусоидальное колебание.

Так как

$$e^{j(\phi)} = \cos\phi + j\,\sin\phi\,,\tag{6.62}$$

то

$$e^{-j(\varphi)} = \cos\varphi - j\sin\varphi \quad . \tag{6.63}$$

Из (6.62) следует, что

$$\cos\varphi = e^{j(\varphi)} - j\sin\varphi \quad . \tag{6.64}$$

Из (6.63) получаем

$$j \sin \varphi = \cos \varphi - e^{-j(\varphi)} . \tag{6.65}$$

Подстановка (6.65) в (6.64) дает

$$\cos \varphi = e^{j(\varphi)} - [\cos \varphi - e^{-j(\varphi)}].$$
 (6.66)

Перепишем последнее выражение в следующем виде

$$2\cos\varphi = e^{j(\phi)} + e^{-j(\phi)}$$

ИЛИ

$$\cos \varphi = \frac{e^{j(\varphi)} + e^{-j(\varphi)}}{2}.$$
 (6.67)

Подстановка (6.64) в (6.63) дает

$$j2\sin\phi = e^{j(\phi)} - e^{-j(\phi)}$$

откуда окончательно получаем

$$\sin(\phi) = \frac{e^{j(\phi)} - e^{-j(\phi)}}{2j}.$$
 (6.68)

Таким образом, косинусоидальный сигнал состоит из двух фазоров:

$$\mathbf{x}(t) = \frac{\mathbf{R}}{2} \left( e^{\mathbf{j}(\omega t + \alpha)} + e^{-\mathbf{j}(\omega t + \alpha)} \right).$$

Они представляют собой взаимно дополняющие фазоры, амплитуды которых одинаковы и равны половине амплитуды «вещественного» косинусоидального фазоры вращаются в противоположных направлениях с сигнала. Эти одинаковой скоростью. Здесь целесообразно вести термин "отрицательная частота". Две мнимых части сигнала аннулируют друг друга, оставляя только вещественный косинусоидальный сигнал. Отсюда видно, что всякий «вещественный» синусоидальный сигнал представляется парой одинаковых по амплитуде, но противоположных по направлению вращения фазоров. Их называют сопряженной парой.

Применение комплексной формы представления сигналов позволяет при обработке учитывать как положительные, так и отрицательные частоты.

Формирование фазора с отрицательной частотой происходит в преобразователе частоты. Покажем, как это происходит. Пусть входной сигнал при верхнем преобразовании определяется в соответствии с выражением

$$U_{c}(t)=U_{mc}e^{j(\omega_{r}-\omega_{mq})t}$$

где  $\omega_c = \omega_r - \omega_{n_{\rm H}}$ .

Пусть сигнал гетеродина имеет следующий вид:

$$U_{r}(t)=U_{mr}e^{-j\omega_{r}t}$$

Тогда при перемножении комплексных сигналов для полезного сигнала получаем

$$U_{_{\Pi^{q}}}(t) = U_{_{Mc}} e^{j(\omega_{_{r}} - \omega_{_{\Pi^{q}}})t} \cdot U_{_{Mr}} e^{-j\omega_{_{r}}t} = U_{_{Mc}} U_{_{Mr}} e^{-j\omega_{_{\Pi^{q}}}t}.$$
 (6.69)

Для сигнала зеркального канала

$$U_{_{3\kappa}}(t)=U_{_{m3\kappa}}e^{j(\omega_{_{\Gamma}}+\omega_{_{nq}})t}$$

получим

$$U_{n_{\rm H}}(t) = U_{m_{\rm SK}} e^{j(\omega_{\rm r} + \omega_{n_{\rm H}})t} \cdot U_{\rm mr} e^{-j\omega_{\rm r}t} = U_{\rm mc} U_{\rm mr} e^{j\omega_{n_{\rm H}}t}.$$
(6.70)

Как видно из (6.69) и (6.70) на выходе преобразователя частоты получаются два фазора с противоположным направлением вращения: с положительным и с отрицательным значение частоты ω<sub>пч</sub>.

Для устранения результата преобразования зеркального канала необходима селективная цепь, различающая направление вращения фазора. Для этого необходима обработка сигналов как комплексных величин, поскольку направление вращения фазора определяется знаком мнимой части.

В результате сигнал должен быть представлен в виде двух квадратурных сигналов, отличающихся по фазе на угол 90°: сигнала, соответствующего действительной части  $\text{Re}(U_c)=U_{mc}\cos(\omega_c t)$ , и сигнала, соответствующего мнимой части  $\text{Im}(U_c)=jU_{mc}\sin(\omega_c t)$ . Достигается это в преобразователе, представленном на рисунке 6.23.



Рис. 6.23

Формирователь Ф обеспечивает постоянную разность фаз, равную 90°, в заданной полосе частот. Для этого применяются фазовращатели или фазорасщепляющие цепи (рис. 6.24).



Рис. 6.24

ПФ представляет собой полифазный или комплексный фильтр. На входе такого фильтра присутствуют четыре сигнала с фазами 0°, 90°, 180° и 270°. На рисунке 6.25 представлены фазоры для полезного сигнала (а) и для зеркального канала (б).



В комплексном фильтре комплексные полюса сдвигаются в область положительных частот на величину промежуточной частоты (рисунок 6.26) в соответствии с преобразованием

$$j\omega \to j(\omega - \omega_{\Pi \Psi}). \tag{6.71}$$

Передаточная функция действительного фильтра с частотой среза  $\omega_o$ 

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega/\omega_{o}}$$
(6.72)

превратится в передаточную функцию комплексного фильтра

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega/\omega_{o} - j\omega_{nq}/\omega_{o}} = \frac{1}{1 + j\omega/\omega_{o} - 2jQ}, \qquad (6.73)$$

где

$$\mathsf{Q} = \frac{\omega_{o}}{2\omega_{nq}}$$

Частотная характеристика такого комплексного фильтра представлена на рисунке 6.26.



Такая характеристика несимметрична относительно нулевой частоты, а это означает, что возможна полосовая характеристика для положительных частот и заграждающего типа - для отрицательных частот.

Рисунок 6.27 отображает синтезированную структуру комплексного фильтра в соответствии с выражением (6.73).



Реализация активного полифазного фильтра приведена на рисунке 6.28.



Для действительных пассивных RC цепей полифазное (комплексное) преобразование сводится к замене конденсатора структурой, показанной на рис. 6.29.



Рис. 6.29

Процедура синтеза комплексного фильтра первого порядка с нулем передачи на зеркальной частоте поясняется на рисунке 6.30:



Рис. 6.30

Формирование выходного напряжения на частоте входного сигнала и зеркального канала поясняется на рисунке 6.31.







Рис. 6.32

Алгоритм перемножения комплексных чисел (рисунок 6.32) выглядит так:

$$\dot{X} \times \dot{Y} = (x_{re} + jx_{im})(y_{re} + jy_{im}) =$$
  
= $(x_{re}y_{re} - x_{im}y_{im}) + j(x_{im}y_{re} + x_{re}y_{im})$ 

Структура супергетеродина с полифазной фильтрацией представлена на рисунке 6.33. На рисунке 6.34 представлена схема супергетеродина с подавлением зеркального канала на нулевой частоте.





Рис. 6.33 - Супергетеродин с низкой ПЧ и комплексным ПФ



Рис. 6.34 - Супергетеродин с действительным ПФ

Формирование опорного сигнала второго гетеродина можно осуществить с помощью обычной петли ФАПЧ или петли Костаса (рисунок 6.35).



### 6.7 Расчет избирательности по зеркальному каналу

Фильтровое подавление зеркальных каналов должно обеспечиваться в преселекторе РПрУ путем соответствующего выбора формы АЧХ. Для многокаскадного УРЧ коэффициент передачи равен

$$\mathbf{K}_{n} = \left(\frac{\mathbf{K}_{0}}{\sqrt{1+\xi^{2}}}\right)^{n}.$$
(6.74)

Коэффициент односигнальной избирательности по зеркальному каналу

$$S_{3K} = \frac{K_n(f_c)}{K_n(f_{3K})}$$
(6.75)

с учетом (6.74)

$$\mathbf{S}_{3\mathbf{K}} = \left(\sqrt{1 + \xi_{3\mathbf{K}}^2}\right)^n,\tag{6.76}$$

где  $\xi_{3\kappa}$  - обобщенная расстройка, соответствующая частоте зеркального канала:

$$\xi_{3K} = \mathsf{Q}_{K} \frac{2\Delta f_{3K}}{f_{c}} = \mathsf{Q}_{K} \frac{2 \cdot 2f_{\Pi\Psi}}{f_{c}} = \mathsf{Q}_{K} \frac{4f_{\Pi\Psi}}{f_{c}}.$$
(6.77)

При достаточно больших расстройках

$$\mathbf{S}_{_{3\mathrm{K}}} \approx \left(\xi_{_{3\mathrm{K}}}\right)^{n} \leq \left(\mathbf{Q}_{_{\mathrm{K}}} \frac{4\mathbf{f}_{_{\Pi^{\mathbf{q}}}}}{\mathbf{f}_{_{\mathrm{c}}}}\right)^{n}. \tag{6.78}$$

Для улучшения избирательности по зеркальному каналу следует:

1) увеличивать эквивалентную добротность колебательной системы,

2) увеличивать значение промежуточной частоты,

3) увеличивать порядок селективной цепи (число каскадов).

Из (6.78) следует, что значение промежуточной частоты должно удовлетворять условию

$$f_{\Pi \Psi} \ge \frac{f_c S_{3K}^{1/n}}{4Q_K}.$$
 (6.79)

Учтем, что  $f_{\Pi \Psi} = \Delta F \cdot Q_K$ , где  $\Delta F$  в идеальном случае – ширина полосы спектра сигнала. Тогда из (6.79) получаем, что

$$\frac{f_c}{\Delta F} \le \frac{4Q_K^2}{S_{3K}^{1/n}}.$$
(6.80)

Выражение (6.80) позволяет оценить, соответствуют ли характеристики сигнала (левая часть (6.80)) имеющимся характеристикам элементов РПрУ и требуемой избирательности. Если условие (6.80) выполняется, то заданная избирательность обеспечивается структурой РПрУ с одним ПЧ. Если условие (6.80) не выполняется, то заданная избирательность может быть обеспечена только структурой РПрУ с несколькими ПЧ.

Структура РПрУ с несколькими ПЧ представлена на рис.6.36.



Если условие (6.80) при заданной частоте сигнала не выполняется, то можно преобразовать (понизить) частоту сигнала таким образом, чтобы на новой промежуточной частоте это условие выполнялось:

$$\frac{f_{\Pi\Psi(k-1)}}{\Delta F} \le \frac{4Q_{\kappa}^2}{S_{3\kappa}^{1/n}}.$$

Учитывая, что

$$\Delta F = \frac{f_{\Pi \Psi(k)}}{Q_{\kappa}}$$

получим

$$\frac{f_{\Pi\Psi(k-1)}}{f_{\Pi\Psi(k)}} \le \frac{4Q_{\kappa}}{S_{3\kappa}^{1/n}}.$$
(6.81)

Так как для первого ПЧ (6.81) имеет вид

$$\frac{f_{c}}{f_{\Pi\Psi(k-1)}} \le \frac{4Q_{\kappa}}{S_{3\kappa}^{1/n}},$$
(6.82)

то новая промежуточная частота из (6.82) равна

$$f_{\Pi\Psi(k-1)} \ge \frac{f_c S_{3K}^{1/n}}{4Q_k}.$$
(6.83)

Промежуточные частоты последующих ПЧ определяются, исходя из промежуточных частот предыдущих:

$$f_{\Pi\Psi(k)} \ge \frac{f_{\Pi\Psi(k-1)} S_{3\kappa}^{1/n}}{4Q_{\kappa}}.$$
(6.84)

Соотношение (6.81) показывает, что скачок промежуточных частот не должен превышать определенного значения. Только в этом случае зеркальные каналы приема всех ПЧ будут ослаблены в предыдущих УПЧ, так как они являются преселекторами для последующих ПЧ.

В любом преобразователе должно выполняться соотношение

$$\frac{f_{\Pi\Psi(i-1)}}{f_{\Pi\Psi(i)}} \le \frac{4Q_{\kappa(i-1)}}{S_{3\kappa}^{1/n_{i-1}}}.$$
(6.85)

1-

Найдем необходимое число ПЧ, считая одинаковыми добротности контуров Q<sub>к(i)</sub> и их число n<sub>i</sub> в каждом УПЧ.

Запишем следующее соотношение:

$$\frac{f_c}{f_{\Pi \Psi}(k)} = \frac{f_c}{Q_k \Delta F}$$

ИЛИ

$$\frac{f_{c}}{f_{\Pi \Psi}(k)} = \frac{f_{c}}{f_{\Pi \Psi}(1)} \cdot \frac{f_{\Pi \Psi}(1)}{f_{\Pi \Psi}(2)} \cdot \cdot \cdot \frac{f_{\Pi \Psi}(k-1)}{f_{\Pi \Psi}(k)} = \left(\frac{f_{\Pi \Psi}(k-1)}{f_{\Pi \Psi}(k)}\right)^{K} = \frac{f_{c}}{Q_{K}\Delta F}$$

С учетом (6.82) получим

$$\left(\frac{4Q_{K}}{S_{3K}^{1/n}}\right)^{k} = \frac{f_{c}}{Q_{K}\Delta F},$$
(6.86)

откуда число ПЧ равно:

$$k = \frac{lg\left(\frac{f_{c}}{Q_{K}\Delta F}\right)}{lg\left(\frac{4Q_{K}}{S_{3K}^{-1/n}}\right)}.$$
(6.87)

На рис.6.37 представлена диаграмма, поясняющая формирование зеркальных каналов для РПрУ с двойным преобразованием частоты. Как видно из рисунка для РПрУ с двойным преобразованием частоты второй зеркальный канал равен  $f_{3\kappa 2} = f_c - 2f_{\Pi 42}$ .



Рис.6.37
# 7 ДЕТЕКТОРЫ

#### 7.1 Историческая справка

Детектором (Д) называется устройство, преобразующее модулированное колебание высокой частоты (радиочастоты для РПУ прямого усиления и синхродина и промежуточной частоты для супергетеродина и инфрадина) в напряжение или ток, изменяющиеся по закону модуляции радиосигнала.

Термин "детектор" происходит от латинского detector — открыватель, detego — открываю, обнаруживаю.

Итогом работ Оливера Лоджа в 1889 г. стало создание детектора на основе миниатюрного искрового промежутка, который был уменьшен до минимума, за которым следовало их соприкосновение. Лодж обнаружил, что при действии на такой детектор электрического разряда сопротивление разрядника резко уменьшается, электроды как бы сцепляются. Цепь оставалась замкнутой и по прекращении действия волн. Для разрыва контакта и приведения приемника в состояние готовности к приему следующего сигнала требовалось легкое встряхивание.

При присоединении параллельно искровому промежутку чувствительного гальванометра в цепи до встряхивания детектора отмечался небольшой ток, вызванный контактным электричеством. Отклонение стрелки гальванометра облегчало наблюдение приема сигналов, но эффект был слабым и неустойчивым.

При подключении к детектору батареи и электрического звонка в цепи протекал достаточно большой ток и прием сигнала четко отмечался не только гальванометром, но и звонком. Слабый сигнал в этом случае управлял значительно более сильным током от батареи, т. е. достигалось усиление сигнала, ставшее в разных вариантах в дальнейшем одной из основ в устройствах радиосвязи.

Если механические вибрации якоря звонка передавались детектору, то контакт разрывался и звонок отключался до следующего воздействия волн. Используя греческий эквивалент слова "сцепление", Лодж назвал свой приемник со "сцепляющимися" электродами искрового промежутка "когерером". Лодж предложил и другую конструкцию когерера, более чувствительную и более простую в регулировке. В этом варианте металлическое острие касалось окисленной поверхности алюминиевой пластинки. Сходную конструкцию имели впоследствии кристаллические детекторы, основанные на ином принципе и получившие распространение в устройствах радиосвязи с начала 1900-х годов.

Другой детектор был предложен для радиоприемника в 1890 г. во Франции Эдуардом Бранли и назван им "радиокондуктором", положив начало применению термина "радио". Единичный контакт был в приемнике Бранли заменен множеством контактов между частицами металлического порошка или опилок, что сделало детектор более устойчивым и надежным, но это достигалось за счет понижения чувствительности. Для встряхивания порошка по-прежнему служил звонок.



Рис.7.1 - Приемник Лоджа с "радиокондуктором"

Параллельно активно развивалось альтернативное направление в создании принципиально отличающихся кристаллических детекторов.

В 1874 г. немецкий физик Карл Фердинанд Браун обнаружил у кристаллов сульфида свинца униполярную проводимость, что привело к созданию кристаллических детекторов. Создались условия для применения выпрямляющих свойств контакта металл – полупроводник.

Первый такой детектор был сконструирован в 1906 г. Пикаром. Он состоял из кремниевого кристалла и спиральной контактной пружины с острием ("усиком"). Приблизительно в это же время американский военный инженер Данвуди разработал детектор, в котором использовался кристалл карборунда (карбида кремния), зажатый между двумя латунными держателями. Приемник с такими детекторами сначала настраивался на передающую станцию и затем детектора "зондировалась" острием поверхность кристалла ("усиком") контактной спиральной пружины до установления "чувствительной точки". Контактная спиральная пружина изготавливалась из тонкой проволоки твердого металла (например, из сурьмы). При наличии хорошей наружной антенны вещательной расстояние, на котором приём станции был удовлетворительным, составляло от 10 до 80 км.

А.С. Попов использовал детектор-выпрямитель в своём приемнике с телефонами (конструкция 1899 г). Хотя конструкция детектора была очень похожа на когерер Бранли (стеклянная трубка с платиновыми выводами, заполненная мелкими стальными зернами), он не требовал встряхивания, а

несимметричная проводимость получалась из-за слоя окисла на стальном образце.

Осенью 1904 года профессор Джон Флеминг, научный консультант Маркони, изобрел ламповый детектор, на основе электровакуумной лампы, использующей отрицательно заряженную нагретую спираль или нагреватель для освобождения электронов с поверхности катода на пути к положительно заряженной поверхности анода. Созданные вакуумные ламповые диоды были гораздо более надежными. Термин "диод" получен как производная от "ди" – два и "электрод", т.е. двухэлектродный прибор.

Свойства кристаллических детекторов подробно исследовались Пирсом, Икклзом, У.Ториката и др. в 1907-1910 годах. Были перепробованы сотни детектирующих пар, а конструкция детектора в штепсельной вилке с регулируемой пружинкой (Cat whisker) просуществовала без существенных изменений до конца 1940-x годов. Однако В последующие годы кристаллические детекторы были вытеснены электронными лампами и лишь в начале 50-х г.г. с открытием транзисторного эффекта (Бардин, Браттейн, Шокли, США, 1948) началось широкое использование полупроводниковых приборов (главным образом Ge и Si) в радиоэлектронике.

# 7.2 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Детектирование является обязательным процессом в РПУ, подобно модуляции в передатчике. Так, если модуляция в передатчике применяется для получения модулированных колебаний высокой частоты, то детектирование в РПУ служит для преобразования принятых колебаний высокой частоты в колебания низкой частоты, воспроизводящие исходный сигнал.

Зависимость выходного напряжения или тока детектора от значения модулируемого параметра называется детекторной характеристикой. Важно отметить, что детекторные характеристики по току и по напряжению не имеют различий по форме, поскольку напряжение и ток в нагрузке детектора отличаются только постоянным множителем.

В соответствии с видом модуляции входных сигналов различают амплитудные, частотные и фазовые детекторы. В соответствии с видом дискретных сообщений также в зависимости от вида модуляции применяются времяимпульсные детекторы для демодуляции ЧИМ, ШИМ, ФИМ и т.п. сигналов, а также детекторы цифровых видов модуляции. Отдельную группу составляют синхронные детекторы, часто выполняющие одновременно с детектированием функции избирательных устройств (в синхродине). Однако в любом случае детектор обязательно включает элемент с нелинейной ВАХ или с изменяющимися во времени параметрами.

Эффективность детектора как преобразователя оценивается крутизной детекторной характеристики. Для амплитудного детектора крутизна детекторной характеристики является безразмерной величиной и поэтому иногда называется коэффициентом усиления детектора:

$$K_{\underline{\mathcal{I}}} = \frac{\Delta U_{Bbix}}{\Delta U_{Bx}} = \frac{U_{m\Omega}}{mU_{mc}}, \qquad (7.1)$$

где  $\Delta U_{Bbix} = U_{m\Omega}$ - приращение напряжения на нагрузке детектора;  $\Delta U_{Bx}$ - приращение амплитуды входного сигнала, m – глубина AM модуляции,  $U_{mc}$  – амплитуда несущего колебания.

Крутизна детекторной характеристики частотного детектора (ЧД) определяется отношением

$$S_{_{\rm YJ}} = \frac{\Delta U_{_{\rm BMX}}}{\Delta f}, \qquad (7.2)$$

а крутизна детекторной характеристики фазового детектора (ФД)- отношением

$$S_{\phi \pi} = \frac{\Delta U_{Bbix}}{\Delta \phi}, \qquad (7.3)$$

где  $\Delta f$  и  $\Delta \phi$  - приращение частоты и фазы входного сигнала, вызывающих приращение напряжения  $\Delta U_{\text{вых}}$ . Крутизна детекторной характеристики частотного детектора имеет размерность вольт/герц, а детекторной характеристики фазового детектора - вольт/градус (вольт/радиан).

Эффективность подавления сигналов высокой частоты в детекторе оценивается коэффициентом фильтрации

$$K_{\Phi} = \frac{U_{BX}}{U_{f}}, \qquad (7.4)$$

где U<sub>вх</sub>- амплитуда напряжения высокой частоты на входе детектора; U<sub>f</sub> - амплитуда напряжения высокой частоты на выходе детектора.

#### 7.3 АМПЛИТУДНЫЕ ДЕТЕКТОРЫ

Амплитудные детекторы (АД) преобразуют амплитудно-модулированные колебания высокой либо промежуточной частоты в напряжение или ток, пропорциональные огибающей входного высокочастотного сигнала.

Структурная схема АД представлена на рис.7.2. АД содержит источник модулированного высокочастотного колебания, полосовой фильтр, блок преобразования модулированного высокочастотного колебания в низкочастотный сигнал, фильтр нижних частот.



Рис.7.2

Амплитудное детектирование может быть осуществлено с помощью нелинейных элементов, либо линейных, но с периодически меняющимися параметрами. В связи с этим по типу преобразующего элемента различают:

- диодные детекторы,

- транзисторные детекторы,
- ламповые детекторы,
- синхронные детекторы.

# 7.3.1 Диодные детекторы АМ

Среди полупроводниковых АД наибольшее распространение имеют детекторы на полупроводниковых диодах, так как они менее склонны к перегрузкам и не требуют источников питания.

По способу включения диода и нагрузки различают последовательную схему (рис.7.3,а) и параллельную схему (рис.7.3,б) диодного детектора.



Рис.7.3

Источником сигнала детектора является выходной контур последнего каскада УПЧ либо УРЧ (для РПУ прямого усиления), индуктивно связанный посредством L<sub>св.</sub> с входной цепью детектора. Полупроводниковый диод VD выполняет роль нелинейного преобразователя, а R<sub>н</sub>C<sub>н</sub>-нагрузка - фильтрующей системы.

Входное сопротивление желательно увеличивать во избежание шунтирующего действия АД на колебательный контур L<sub>к</sub>C<sub>к</sub>. Для допустимого 25%-го снижения добротности при подключении АД к контуру коэффициент включения

$$m_{\rm kput} \le \sqrt{\frac{0,25R_{\rm bx}}{R_{\rm oe}}}$$

где  $R_{oe}$  - резонансное сопротивление ненагруженного контура, равное  $\rho Q_k$ .

В зависимости от уровня входного сигнала возможны два режима работы диодного детектора: квадратичный (режим слабого сигнала) и линейный (режим сильного сигнала).

Физические процессы, происходящие при детектировании рассмотрим на примере последовательной схемы АД.

Во время положительной полуволны входного сигнала конденсатор  $C_{\rm H}$  заряжается практически до амплитудного значения с постоянной времени заряда  $\tau_{\rm 3ap} = R_{\rm i}C_{\rm H}$ , где  $R_{\rm i}$ - внутреннее сопротивление открытого диода. Когда входное напряжение становится меньше выходного, диод закрывается и конденсатор  $C_{\rm H}$  разряжается с постоянной времени  $\tau_{\rm pa3p} = R_{\rm H}C_{\rm H}$  (малым обратным током диода можно пренебречь). Так как выбирается  $R_{\rm H} >> R_{\rm i}$ , то за время действия запирающего диод напряжения конденсатор не успевает разрядиться на значительную величину. По этой причине выходного входного сигнала.



Рис.7.4

Односторонняя проводимость диода приводит к изменению спектрального состава сигнала, поэтому отклик фильтруется.

7.3.2 Эквивалентная схема АД

Представим детектор в виде нелинейного четырехполюсника с некоторым набором внутренних параметров (рис.7.5.)



Рис.7.5

В общем случае связь между входными и выходными сигналами нелинейна и записывается выражениями:

$$I_1 = f(U_1, U_2), (7.5)$$

$$I_2 = \varphi(U_1, U_2) \,. \tag{7.6}$$

Первое соотношение представляет собой уравнение колебательных характеристик, второе – уравнение характеристик выпрямления.

При малых изменениях входного напряжения приращения входного и выходного токов можно принять равными полным дифференциалам в соответствии с выражениями

$$dI_1 = \frac{\partial I_1}{\partial U_1} dU_1 + \frac{\partial I_1}{\partial U_2} dU_2, \qquad (7.7)$$

$$dI_2 = \frac{\partial I_2}{\partial U_1} dU_1 + \frac{\partial I_2}{\partial U_2} dU_2.$$
(7.8)

При этом частные производные по аналогии с системой уравнений для усилительного четырехполюсника представляют собой внутренние параметры детектора:

$$dI_1 = Y_{11d} dU_1 + Y_{12d} dU_2, (7.9)$$

$$dI_2 = Y_{21d} dU_1 + Y_{22d} dU_2. (7.10)$$

Система уравнений, также как и в случае с ПЧ, формальна. Это связано с тем, что первое уравнение определяет приращение тока на частоте несущей полезного сигнала. Второе уравнение – в низкочастотной области.

Графы проводимости и сигнальный детектора представлены на рис.7.6



Рис.7.6

Основными параметрами АД являются:

1) входная проводимость детектора

$$Y_{BX,H} = Y_{11d} - \frac{Y_{12d}Y_{21d}}{(Y_{22d} + Y_{H})},$$
(7.11)

2) выходная проводимость детектора

$$Y_{BbIX,J} = Y_{22d} - \frac{Y_{12d}Y_{21d}}{(Y_{11d} + Y_c)},$$
(7.12)

3) внутренний коэффициент усиления детектора

$$\mu_{d} = \frac{Y_{21d}}{Y_{22d}} = Y_{21d}R_{id}, \qquad (7.13)$$

где R<sub>id</sub>-внутреннее сопротивление детектора; 4) коэффициент передачи детектора

$$K_{\rm g} = \frac{Y_{21d}}{(Y_{22d} + Y_{\rm H})},\tag{7.14}$$

5) нелинейные искажения сигнала,

6) коэффициент фильтрации – отношение амплитуды входного напряжения к амплитуде напряжения высокой частоты на выходе:

$$k_{\oplus} = \frac{U_{mc}}{U_{m\omega}}.$$
(7.15)

В детекторе, работающем на нагрузку

$$dU_2 = -dI_2 R_{\rm H}, \qquad (7.16)$$

Подставляя (7.16) в (7.10), получим

$$dI_2 = \frac{Y_{21d}}{1 + Y_{22d}R_{\rm H}} dU_1$$
(7.17)

ИЛИ

$$dI_2 = \frac{\mu_d}{R_{id} + R_H} dU_1.$$
(7.18)

При наличии модуляции  $U_1 = U_{m1}[1 + m\cos(\Omega t)]$  и приращение входного сигнала равно  $\Delta U_1 = mU_{m1}\cos(\Omega t)$ , причем m<<1 (из-за малости приращения  $\Delta U_1 \rightarrow 0$ ). Это позволяет записать

$$\Delta I_2 = \frac{\mu_d m U_{m1}}{R_{id} + R_H}.$$
 (7.19)

Выражение (7.19) позволяет оценить поведение детекторной характеристики при различных режимах работы детектора. Детекторная характеристика представляет собой зависимость приращения постоянной составляющей тока детектора  $I_d = \Delta I_2 = I_2 - I_A$  от амплитуды входного напряжения  $U_1$ .

7.3.3 Режим слабого сигнала



Рис.7.7

В режиме слабого сигнала рабочая точка (точка A на рис.7.7) находится на нижнем квадратичном участке вольтамперной характеристики. Амплитуда входного сигнала  $U_1$  при этом очень мала и диод работает без отсечки тока.

В этом случае ток диода является функцией следующего вида

$$I_{\mu} = f(U) = f(U_A + \Delta U),$$
 (7.20)

где  $\Delta U = U_2 + U_1 \sin(\omega t)$  - малая величина, так как  $U_1 \rightarrow 0$  и  $U_2 \rightarrow 0$ . Представляя выражение для тока диода в виде ряда Тейлора, получим:

$$I_{\pi} = f(U_A) + f'(U_A)\Delta U + \frac{f''(U_A)\Delta U^2}{2!} =$$
  
=  $I_A + S_A(U_2 + U_1 \sin(\omega t)) + \frac{S'_A}{2}(U_2^2 + 2U_1U_2 \sin(\omega t) + U_1^2 \sin^2(\omega t)),$ 

где  $S_A$  – крутизна характеристики диода в рабочей точке. Ток диода представляет собой сумму постоянных составляющих и составляющих на частоте несущей  $I_{\pi} = I_1 + I_2$ , причем:

$$I_1 = (S_A + S'_A U_2) U_1 \sin(\omega t),$$
 (7.21)

$$I_2 = I_A + S_A U_2 + \frac{S'_A}{2} (U_2^2 + \frac{U_1^2}{2}).$$
(7.22)

На основании (7.7)-(7.10) внутренние параметры диодного детектора в режиме слабого сигнала определяются как частные производные:

$$Y_{11d} = \frac{\partial I_1}{\partial U_1} = S_A + S'_A U_2,$$
(7.23)

$$Y_{12d} = \frac{\partial I_1}{\partial U_2} = S'_A U_1, \qquad (7.24)$$

$$Y_{21d} = \frac{\partial I_2}{\partial U_1} = \frac{1}{2} S'_A U_1,$$
(7.25)

$$Y_{22d} = \frac{\partial I_2}{\partial U_2} = S_A + S'_A U_2.$$
(7.26)

Для анализа детекторной характеристики воспользуемся (7.22), откуда при  $U_2^2 \ll U_2$  следует

$$I_{d} = S_{A}U_{2} + \frac{S'_{A}U_{1}^{2}}{4} .$$
 (7.27)

Так как

$$U_2 = -I_d R_H, \tag{7.28}$$

то

$$I_{d} = \frac{S'_{A}U_{1}^{2}}{4(1 + S_{A}R_{H})} \quad .$$
(7.29)

Из (7.29) следует вывод о квадратичном характере детекторной характеристики в режиме слабого сигнала.

Вольтамперная характеристика диода хорошо аппроксимируется экспоненциально зависимостью

$$i = I_0(e^{\frac{U}{\phi_T}} - 1),$$
 (7.30)

где  $\phi_{\rm T}$  - температурный потенциал, при комнатной температуре  $\phi_{\rm T}$  = 0,026 В. На основании (7.30) получаем

$$S_{A} = \frac{di}{dU_{A}} = \frac{I_{o}}{\varphi_{T}} e^{\frac{U_{A}}{\varphi_{T}}}, \qquad (7.31)$$

$$S'_{A} = \frac{dS_{A}}{dU_{A}} = \frac{I_{o}}{\varphi_{T}^{2}} e^{\frac{U_{A}}{\varphi_{T}}}, \qquad (7.32)$$

тогда внутренний коэффициент усиления (7.13) с учетом (7.25), (7.26), (7.31), (7.32)

$$\mu_{\pi} = \frac{U_1}{2\varphi_{T}(1 + \frac{U_2}{\varphi_{T}})} \approx \frac{U_1}{2\varphi_{T}}.$$
(7.33)

При  $U_1 \to 0$  и  $U_2 \to 0$  внутренний коэффициент усиления в режиме слабого сигнала также  $\mu_d \to 0$  и поэтому коэффициент передачи детектора

$$K_{\mathcal{A}} = \frac{Y_{21d}}{(Y_{22d} + Y_{H})} = \frac{Y_{21d}}{Y_{22d}} \left( \frac{Y_{22d}}{Y_{22d} + Y_{H}} \right) = \mu_{d} \frac{R_{H}}{R_{id} + R_{H}}$$
(7.34)

в этом режиме очень мал, так как он прямо пропорционален амплитуде входного сигнала.

Задаваясь значением внутреннего коэффициента усиления, можно оценить уровень входного сигнала  $U_{m,rp}$ , который является границей режима слабого и сильного сигналов. Например, при  $\mu_d = 0,5$  из (7.33) следует, что

$$U_{m,\Gamma p} = \varphi_T$$
.

Входное сопротивление детектора, как следует из рис.7.8 равно







$$R_{BX} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{1/(y_{11d} + y_{\Gamma})}{1 - \frac{y_{12d}y_{21d}}{(y_{11d} + y_{\Gamma})(y_{22d} + y_{H})}} = \frac{y_{22d} + y_{H}}{y_{11d}y_{22d} + y_{11d}y_{H} - y_{12d}y_{21d}}.$$

После подстановки внутренних параметров, считая  $U_1 \rightarrow 0$ , получаем:

$$R_{BX} = \frac{S_A + Y_H}{S_A^2 + S_A Y_H - \frac{1}{2} S_A'^2 U_1} = \frac{S_A + Y_H}{S_A^2 + S_A Y_H}.$$
 (7.35)

Если выполняется условие  $S_A >> Y_H$ , то  $R_{BX} = 1/S_A$ . Таким образом входное сопротивление детектора в режиме слабого сигнала очень мало и фактически определяется внутренним сопротивление открытого диода в рабочей точке A. Нелинейные искажения низкочастотного сигнала при работе на квадратичном участке обусловлены, как это следует из (7.29) появлением второй гармоники низкочастотного сигнала в соответствии с выражением:

$$U_{1}^{2} = U_{m1}^{2} [1 + m\cos(\Omega t)]^{2} = U_{m1}^{2} [1 + 2m\cos(\Omega t) + m^{2} \frac{1 + \cos(2\Omega t)}{2}],$$

откуда следует, что коэффициент гармоник равен

$$K_{\Gamma} = \frac{U_{2\Omega}}{U_{\Omega}} = \frac{\frac{m^2}{2}}{2m} = \frac{m}{4}$$
 (7.36)

и при глубине модуляции 80% могут теоретически достигать 20%. Остаток несущей на выходе детектора определяется величиной емкости:

$$U_{\text{mBbix}} = I_{\text{mBbix}} \frac{1}{\omega C_{\text{H}}} = \frac{U_1 S_{\text{A}}}{\omega C_{\text{H}}}$$

Коэффициент фильтрации высокочастотного напряжения на выходе детектора



Рис.7.9

Таким образом, коэффициент фильтрации тем больше, чем больше величина емкости нагрузки, частота несущей входного сигнала и внутреннее сопротивление диода. Дело в том, что эквивалентная схема детектора представляет собой фильтр нижних частот (ФНЧ) первого порядка как показано на рис.7.9. Для схемы параллельного детектора (рисунок 7.3,б) фильтрация высокочастотной составляющей на выходе отсутствует, в связи с чем требуется введение на выходе дополнительного фильтра (рис.7.10) либо изменение схемы детектора, как показано на рис.7.11.

Очевидные недостатки режима слабого сигнала не позволяют использовать его в современных РПрУ.







Рис.7.11

7.3.4 Режим сильного сигнала

В режиме сильного сигнала амплитуда входного сигнала достаточно велика и диод работает с отсечкой тока (рис.7.12).



Рис.7.12



Рис.7.13

Вольтамперную характеристику диода аппроксимируем отрезком прямой линии:

$$\mathbf{i}_{\mathcal{I}} = \mathbf{SU}_{\mathcal{I}}.\tag{7.37}$$

Напряжение на диоде равно разности входного и выходного напряжений (рис.7.13)

$$U_{\rm II} = U_{\rm BX} - U_2. \tag{7.38}$$

Считая входной сигнал гармоническим колебанием  $U_{BX} = U_1 \cos(\omega_1 t)$ , получим  $U_{\pi} = U_1 \cos(\omega_1 t) - U_2$ . (7.39)

Пусть начальный момент времени  $t_0=0$  соответствует максимуму входного сигнала. Тогда в момент времени  $t_1$  произойдет отсечка выходного тока. Значение фазового угла  $\omega_1 t_1 = \theta$  равно значению так называемого угла отсечки. Напряжение на диоде в этот момент времени равно нулю:

$$U_{\pi} = U_1 \cos \theta - U_2 = 0,$$

откуда косинус угла отсечки равен

$$\cos\theta = \frac{\mathrm{U}_2}{\mathrm{U}_1}.\tag{7.40}$$

На основании полученных выражений ток диода как функцию времени можно представить в следующем виде:

$$i(t) = S(U_{BX} - U_1 \cos \theta) = SU_1[\cos(\omega_1 t) - \cos \theta].$$
(7.41)

Запишем (7.41) в виде ряда Фурье:

$$i(t) = \frac{I_0}{2} + I_1 \cos(\omega_1 t) + ... + I_k \cos(k\omega_1 t),$$

где

$$I_{k} = \frac{2}{\pi} \int_{0}^{\theta} i(t) \cos(k\omega_{1}t). \qquad (7.42)$$

Ограничившись линейным членом (k=1), получим

$$I_{2} = \frac{I_{0}}{2} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\theta} S[U_{1}\cos(\omega_{1}t) - U_{2}]d(\omega_{1}t) = \frac{SU_{1}}{\pi}\sin\theta - \frac{SU_{2}}{\pi}\theta, \qquad (7.43)$$

$$I_{1} = \frac{2}{\pi} \int_{0}^{\theta} S[U_{1} \cos(\omega_{1} t) - U_{2}] \cos(\omega_{1} t) d(\omega_{1} t) = \frac{2}{\pi} \int_{0}^{\theta} S[U_{1} \cos^{2}(\omega_{1} t) - U_{2} \cos(\omega_{1} t)] d(\omega_{1} t) = \frac{2}{\pi} \int_{0}^{\theta} S[U_{1} \frac{1 + \cos(2\omega_{1} t)}{2} - U_{2} \cos(\omega_{1} t)] d(\omega_{1} t) = \frac{SU_{1}}{\pi} [\theta + \frac{1}{2} \sin(2\theta)] - \frac{2SU_{2}}{\pi} \sin \theta.$$

По аналогии с (7.23)-(7.26) для внутренних параметров детектора в режиме сильного сигнала можно записать

$$Y_{11d} = \frac{\partial I_1}{\partial U_1} = \frac{S}{\pi} [\theta + \frac{1}{2} \sin(2\theta)], \qquad (7.44)$$

$$Y_{12d} = \frac{\partial I_1}{\partial U_2} = \frac{2S}{\pi} \sin \theta, \qquad (7.45)$$

$$Y_{21d} = \frac{\partial I_2}{\partial U_1} = \frac{S}{\pi} \sin \theta, \qquad (7.46)$$

$$Y_{22d} = \frac{\partial I_2}{\partial U_2} = \frac{S}{\pi} \theta.$$
 (7.47)

Внутренний коэффициент усиления (7.13) с учетом (7.46), (7.47) равен

$$\mu_{\rm d} = \frac{\sin\theta}{\theta}.\tag{7.48}$$

При  $\theta\!\to\!0$  внутренний коэффициент усиления в режиме сильного сигнала  $\mu_d\!\to\!1.$ 

Умножая левую и правую части соотношения (7.43) на R<sub>н</sub> получим

$$I_{2}R_{H} = \frac{SU_{1}R_{H}}{\pi}\sin\theta - \frac{SU_{2}R_{H}}{\pi}\theta \quad \text{или}$$
$$U_{2} = \frac{SU_{2}R_{H}}{\pi\cos\theta}\sin\theta - \frac{SU_{2}R_{H}}{\pi}\theta,$$

откуда следует соотношение, связывающее сопротивление нагрузки и угол отсечки:

$$R_{\rm H} = \frac{\pi}{S(tg\theta - \theta)} . \tag{7.49}$$

Коэффициент передачи детектора с учетом (7.49)

$$K_{\pi} = \mu_{d} \frac{R_{H}}{R_{i} + R_{H}} = \frac{\frac{\sin \theta}{\theta} \cdot \frac{\pi}{S(tg\theta - \theta)}}{\frac{\pi}{S\theta} + \frac{\pi}{S(tg\theta - \theta)}} = \frac{\sin \theta}{tg\theta - \theta + \theta} = \cos \theta$$
(7.50)

и при  $\theta \rightarrow 0$  стремится к единице.

Входное сопротивление детектора, как следует из рис.7.8 равно

$$R_{BX} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{y_{22d} + y_H}{y_{11d}(y_{22d} + y_H) - y_{12d}y_{21d}}$$

Учитывая внутренние параметры, замечаем, что при  $\theta \to 0$  выполняется соотношение  $y_{11d}y_{22d} = y_{12d}y_{21d}$ , так как

$$y_{11d}y_{22d} = \frac{S}{\pi} [\theta + \frac{1}{2}\sin(2\theta)] \cdot \frac{S}{\pi} \theta \approx \frac{2S^2 \theta^2}{\pi^2}$$

И

$$y_{12d}y_{21d} = \frac{2S}{\pi}\sin\theta \cdot \frac{S}{\pi}\sin\theta \approx \frac{2S^2\theta^2}{\pi^2}$$

Выполняется также соотношение  $y_{22d} + y_H \approx y_{22d}$ , так как с учетом (7.49)

$$y_{22d} + y_{H} = \frac{S\theta}{\pi} + \frac{S(tg\theta - \theta)}{\pi} = \frac{S\theta}{\pi} (1 + \frac{tg\theta - \theta}{\theta}) = \frac{S\theta}{\pi} (1 + \frac{tg\theta}{\theta} - 1) = \frac{S}{\pi} tg\theta \approx \frac{S\theta}{\pi}$$

Поэтому после подстановки внутренних параметров для входного сопротивления при  $\theta \to 0$  получаем:

$$R_{BX} \approx \frac{y_{22d}}{y_{11d}y_{H}} = \frac{\frac{S\theta}{\pi}}{\frac{S}{\pi}[\theta + \sin\theta\cos\theta]] \cdot y_{H}} = \frac{\frac{S\theta}{\pi}}{y_{H}\frac{2S\theta}{\pi}} = \frac{1}{2y_{H}} = \frac{R_{H}}{2}.$$
 (7.51)

Входное сопротивление детектора, выполненного по параллельной схеме (рис.7.3) определяется входным сопротивлением диода по формуле (7.51) и сопротивлением нагрузки:

$$R_{BX\Pi ap} = \frac{R_{BX}R_{H}}{R_{BX} + R_{H}} = \frac{\frac{R_{H}}{2}R_{H}}{\frac{R_{H}}{2} + R_{H}} = \frac{R_{H}}{3}$$

Остаток несущей на выходе детектора определяется величиной емкости:

$$U_{\text{mBbix}} = I_1 \frac{R_{\text{H}}}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_{\text{H}}^2}} = \frac{U_1}{R_{\text{BX}}} \frac{R_{\text{H}}}{\sqrt{1 + \omega^2 R_{\text{H}}^2 C_{\text{H}}^2}} \approx \frac{U_1}{R_{\text{BX}} \omega C_{\text{H}}}.$$

Коэффициент фильтрации высокочастотного напряжения на выходе детектора

$$k_{\phi} = \frac{U_1}{U_{\text{mBMX}}} = R_{\text{BX}} \omega C_{\text{H}} = \pi f R_{\text{H}} C_{\text{H}} = \pi f \tau_{\text{H}}.$$

Коэффициент фильтрации тем больше, чем больше постоянная времени нагрузки и частота несущей входного сигнала. При этом он больше, чем в режиме слабого сигнала.

Режим сильного сигнала благодаря своим достоинствам считается основным режимом работы диодных детекторов.

### 7.3.5 Нелинейные искажения

Нелинейные искажения в АД вызываются несколькими причинами. Во-первых, искажения связаны с нелинейностью начального участка детекторной характеристики.



Рис.7.15

С увеличением амплитуды входного сигнала происходит замедление роста значения внутреннего коэффициента усиления детектора. Прямолинейная зависимость  $\mu_d(U_1)$  при малом входном сигнале сводится к постоянному значению  $\mu_d$  = const при сильном сигнале. В связи с этим детекторная

характеристика имеет три характерных участка (рис.7.14): квадратичный, переходный и линейный.

Искажения возникают при глубокой модуляции m = 0.8 - 0.9 (рис.7.15), когда выполняется соотношение  $U_{mo}(1-m) < U_{\mu}$ . В зависимости от типа диода  $U_{\mu}=0.1-0.3$  В. Эти искажения уменьшаются при увеличении амплитуды входного сигнала, а также при увеличении сопротивления нагрузки  $R_{\mu}$ .



Рис.7.16

Протяженность квадратичного участка детекторной характеристики тем меньше, чем больше сопротивление нагрузки. Это связано с тем, что большим значениям сопротивления нагрузки из (7.49) соответствуют меньшие значения угла отсечки. Следовательно, при одном и том же уровне входного сигнала коэффициент внутреннего усиления при большем сопротивлении нагрузки быстрее достигнет своего максимального значения и раньше осуществится переход к линейному участку (рис.7.16).



Рис.7.17



Во-вторых, имеют место искажения, связанные с зарядно-разрядными процессами в цепи  $C_p$ - $R_{вx}$  (рис.7.17) или цепи фильтра выходного напряжения  $R_{\varphi}C_{\varphi}$  (рис.7.18). Наличие разделительных цепей и дополнительных фильтров приводит к тому, что уменьшается нагрузка детектора по переменному току.

На рис.7.19 представлено семейство характеристик выпрямления и две нагрузочные прямые по постоянному и переменному токам в соответствии с уравнениями:

$$I_2 = \frac{1}{R_{\rm H}} U_2, \tag{7.52}$$

$$I_2 = \frac{1}{R_{H\Omega}} U_2, \qquad (7.53)$$

где  $R_{H\Omega} = \frac{R_{BX}R_{H}}{R_{BX} + R_{H}}$  - сопротивление нагрузки детектора по переменному току.



Рис.7.19

Во время действия положительной полуволны разделительный конденсатор C<sub>p</sub> заряжается до напряжения U<sub>cp</sub>. Когда диод закрыт, происходит разряд конденсатора по цепи C<sub>p</sub>, R<sub>н</sub>, R<sub>вх</sub>. При медленных изменениях амплитуды

входного напряжения от  $U_{mo}(1-m)$  до  $U_{mo}(1+m)$  конденсатор успевает разряжаться, а напряжение на нагрузке  $U_2$  и ток  $I_2$  изменяется в соответствии с точками пересечения нагрузочной прямой по постоянному току 1-2 и характеристик выпрямления (рис.7.19).

При быстрых изменениях амплитуды входного напряжения конденсатор не успевает разряжаться и на сопротивлении нагрузки появляется напряжение

$$U_{\rm H} = \frac{U_{\rm cp} R_{\rm H}}{R_{\rm H} + R_{\rm BX}},\tag{7.54}$$

которое запирает диод, если входное напряжение меньше U<sub>н</sub>.

В этом случае при изменении амплитуды входного напряжения от  $U_{mo}(1-m)$  до  $U_{mo}(1+m)$  напряжение на нагрузке  $U_2$  и ток  $I_2$  изменяется в соответствии с точками пересечения нагрузочной прямой по переменному току 3-4 и характеристик выпрямления (рис.7.19). Как видно из рисунка, появляется отсечка тока и искажение формы выходного низкочастотного напряжения.

Для отсутствия искажений необходимо, чтобы амплитуда несущей при максимальной глубине модуляции не понижалась до значения U<sub>н</sub>, т.е. выполнялось условие:

$$U_{\rm H} \le U_{\rm mo}(1 - m_{\rm MAKC})$$
. (7.55)

Подставляя это условие в (7.54) и считая  $U_{cp} = U_{mo}$ , получаем

$$1 - m_{\text{MAKC}} \ge \frac{R_{\text{H}}}{R_{\text{H}} + R_{\text{BX}}},$$

откуда следует, что

$$R_{BX} \ge \frac{R_{H}m_{Makc}}{1 - m_{Makc}}$$
(7.56)

ИЛИ

$$m_{Makc} \le \frac{R_{\Omega}}{R_{H}}.$$
(7.57)

Таким образом, для уменьшения этих искажений требуется снижение R<sub>н</sub>, что нежелательно из-за снижения входного сопротивления. Поэтому целесообразно увеличить R<sub>вхТНЧ</sub> либо использовать разделенную нагрузку.

В схеме с разделенной нагрузкой (рис.7.20)  $R_{\rm H}$  разбивается на  $R_1$  и  $R_2$ . Сопротивление нагрузки по переменному току равно

$$R_{H\Omega} = R_1 + \frac{R_2 R_{BX}}{R_2 + R_{BX}} = R - R_2 + \frac{R_2 R_{BX}}{R_2 + R_{BX}}.$$
 (7.58)

Из (7.57) сопротивление нагрузки по переменному току должно удовлетворять условию

$$R_{H\Omega} \ge R_{H} m_{MAKC}. \tag{7.59}$$

Решая (7.58) и (7.59) относительно R<sub>2</sub> получаем

$$R_{2} \leq \frac{R_{\rm H}}{2} (1 - m_{\rm MAKC}) \pm \sqrt{\frac{R_{\rm H}^{2}}{4} (1 - m_{\rm MAKC})^{2} + R_{\rm H} R_{\rm BX} (1 - m_{\rm MAKC})}.$$
 (7.60)

Т.е. при постоянном значении сопротивления нагрузки  $R_{\rm H}=R_1+R_2$  сопротивление  $R_2$  (а не  $R_{\rm H}$ !) выбирается таким, чтобы различие в нагрузке по постоянному и переменному токам было допустимым с точки зрения искажений сигнала.



Рис.7.20

Коэффициент передачи детектора с разделенной нагрузкой уменьшается и вычисляется по формуле:

$$K_{\Pi} = R_2 \cos\theta / (R_1 + R_2). \tag{7.61}$$

Схема детектора с разделенной нагрузкой обладает еще одним достоинством, а именно: эквивалентная схема детектора представляет собой ФНЧ второго порядка, что увеличивает коэффициент фильтрации высокочастотной составляющей на выходе.

Третий вид искажений связан с инерционностью нагрузки детектора. При большой постоянной времени нагрузки  $\tau_{\rm H} = R_{\rm H}C_{\rm H}$  емкость нагрузки не успевает разряжаться через сопротивление  $R_{\rm H}$ , что приводит к искажению формы сигнала звуковой частоты (рис.7.21).



Рис.7.21

Для отсутствия искажений необходимо, чтобы скорость изменения выходного напряжения была не меньше скорости изменения огибающей входного напряжения:

$$\left|\frac{\mathrm{dU}_{\Omega}}{\mathrm{dt}}\right| \ge \left|\frac{\mathrm{dU}_{\mathrm{m}}}{\mathrm{dt}}\right|. \tag{7.62}$$

Разряд конденсатора, а, следовательно, изменение выходного напряжения происходит по следующему закону

$$U_{\Omega} = U_{m\Omega} e^{-\frac{t}{\tau_{H}}}.$$
(7.63)

Скорость изменения этого напряжения равна

$$\left|\frac{\mathrm{d}U_{\Omega}}{\mathrm{d}t}\right| = \frac{1}{\tau_{\mathrm{H}}} U_{\mathrm{m}\Omega} e^{-\frac{\tau}{\tau_{\mathrm{H}}}}.$$
(7.64)

Выражение для огибающей входного напряжения имеет вид:

$$U_{\rm m} = U_{\rm mo} [1 + m \cos(\Omega t + \varphi)],$$
 (7.65)

а скорость ее изменения

$$\left|\frac{\mathrm{dU}_{\mathrm{m}}}{\mathrm{dt}}\right| = \left|\mathrm{m}\Omega\mathrm{U}_{\mathrm{mo}}\sin(\Omega t + \varphi)\right| \,. \tag{7.66}$$

Подставляя (7.64) и (7.66) в (7.62), получим

$$\frac{1}{\tau_{\rm H}} U_{\rm m\Omega} e^{-\frac{\tau}{\tau_{\rm H}}} \ge \left| m\Omega U_{\rm mo} \sin(\Omega t + \varphi) \right|.$$
(7.67)

Пусть момент начала разряда конденсатора (точка 1 на рис.7.21) будет начальным, т.е. t=0, тогда

$$\frac{1}{\tau_{\rm H}} U_{\rm m\Omega} \ge \left| {\rm m\Omega} U_{\rm mo} \sin \varphi \right|. \tag{7.68}$$

Будем считать, что в точке 1 также совпадают выходное напряжение и огибающая входного напряжения, т.е.  $U_{m\Omega} = U_m = U_{mo}(1 + m\cos\phi)$ , откуда следует, что

$$U_{\rm mo} = \frac{U_{\rm m\Omega}}{1 + m\cos\phi}.$$
(7.69)

Подставляя (7.69) в (7.68) получаем

$$\frac{1}{\tau_{\rm H}} \ge \left| \frac{\mathrm{m}\Omega\sin\phi}{1 + \mathrm{m}\cos\phi} \right|. \tag{7.70}$$

Определим значение фазы сигнала φ, при которой правая часть выражения (7.70) максимальна:

$$\frac{d\left(\frac{m\Omega\sin\phi}{1+m\cos\phi}\right)}{d\phi} = 0$$

В результате дифференцирования получаем

$$\frac{d\left(\frac{m\Omega\sin\phi}{1+m\cos\phi}\right)}{d\phi} = \frac{m\Omega[\cos\phi(1+m\cos\phi)-\sin\phi\cdot m(-\sin\phi)]}{(1+m\cos\phi)^2} = \frac{m\Omega[\cos\phi+m\cos^2\phi+m\sin^2\phi]}{(1+m\cos\phi)^2} = \frac{m\Omega[\cos\phi+m]}{(1+m\cos\phi)^2} = 0.$$

Решением является значение

$$\cos \varphi = -m \,. \tag{7.71}$$

Подставляя (7.71) в (7.70), получаем условие безынерционного детектора:

$$\frac{1}{\tau_{\rm H}} \ge \frac{m\Omega\sqrt{1-m^2}}{1-m^2},$$
(7.72)

причем значение глубины модуляции должно быть максимальным, т.е. m=m<sub>макс</sub>. Нелинейные искажения, вызванные данной причиной, минимальны, если глубина модуляции удовлетворяет условию

$$m_{MAKC} \le \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi FR_{H}C_{H})^{2}}}.$$
 (7.73)

Поэтому цепь нагрузки рассчитывают, исходя из допустимых нелинейных искажений:

$$C_{\rm H} \le \frac{\sqrt{1 - m_{\rm MAKC}^2}}{m_{\rm MAKC} 2\pi F R_{\rm H}}.$$
(7.74)

Четвертый вид искажений связан с соизмеримостью частоты модуляции F и частоты несущего колебания f. Если f >> F, то при правильно выбранном t<sub>н</sub> нагрузки напряжение на детекторе повторяет огибающую. Однако при соизмеримости частот F и f, т.е. при f $\approx$ (2 .. 3)F, напряжение на детекторе перестает отслеживать изменения входного сигнала (рис.7.22). По этой причине частоту несущего колебания на входе AД (в супергетеродинном РПУ) выбирают из условия f > (5..10)F, где F - максимальная частота модуляции.

Заметим, что использование двухтактного детектора (рис.7.23) равносильно увеличению частоты несущей в 2 раза.







Рис.7.23

7.3.6 Транзисторные детекторы

Среди транзисторных детекторов различают базовый, коллекторный и эмиттерный детекторы, получившие свое название по месту включения нагрузки.

Базовый детектор аналогичен по принципу действия последовательному детектору. Он имеет наибольший коэффициент усиления и наименьшую перегрузочную способность. В современных РПУ обычно обеспечивается возможность работы детектора в режиме сильных сигналов, и поэтому базовые детекторы используются редко.

В коллекторном детекторе (рис.7.24) транзистор включен по схеме с общим эмиттером, а детекторный эффект определяется нелинейностью проходной характеристики  $I_k = f(U_{69})$  при  $U_{K9} = \text{const}$ . Этот детектор позволяет осуществлять детектирование сигнала с его усилением ( $K_A > 1$ ) и обеспечивает существенно большее входное сопротивление, чем диодные детекторы.



Рис.7.24

При детектировании входного сигнала в коллекторном детекторе возможно использование базового детектора за счет нелинейности входной характеристики  $I_6 = f(U_{69})$  при  $U_{\kappa 9} = \text{const.}$  Из-за нелинейных свойств базовой цепи при этом на резисторе  $R_{61}$  создается также дополнительное постоянное напряжение. Если в коллекторном детекторе емкость  $C_{6\pi}$  выбрать из условия

$$\frac{1}{2\pi f C_{\delta \Pi}} << R_{\delta 1} << \frac{1}{2\pi F C_{\delta \Pi}},$$
(7.75)

то при базовом детектировании модулированного сигнала на резисторе  $R_{61}$  образуется переменное напряжение с частотой модуляции входного сигнала. Указанные напряжения действуют как дополнительное смещение и тем самым оказывают дополнительное влияние на изменение величины коллекторного тока. Детекторные эффекты в базовой и коллекторной цепях противоположны, поэтому детектирование базовой цепи приводит к понижению коэффициента передачи.

Однако дополнительное детектирование позволяет повышать амплитуду входного сигнала, при которой еще не наступает режим ограничения в коллекторной цепи, а также снижать нелинейные искажения детектора. Такой режим детектирования называется коллекторно-базовым.

В случаях, когда обратное детектирование нежелательно уменьшают  $R_{\delta 1},$  а емкость  $C_{\delta n}$  выбирают из условия

$$C_{\delta \pi} = (2\pi F(5...10) R_{\delta 1})^{-1}.$$
(7.76)

Нелинейные искажения при коллекторном детектировании можно уменьшить, вводя в цепь эмиттера резистор обратной связи  $R_{\rm oc}$  (на рис.7.24 показан пунктиром).

Эмиттерный детектор (рис.7.25) обладает коэффициентом передачи, меньшим единицы, но имеет по сравнению с коллекторным высокое входное сопротивление. Кроме того, при низкоомной нагрузке R облегчается согласование с последующими цепями РПУ, а резистор нагрузки дополнительно осуществляет температурную стабилизацию коллекторного тока в рабочей точке.







Рис.7.26

Детектор с операционным усилителем DA представлен на рис.7.26. Сигнал промежуточной частоты подается на неинвертирующий вход дифференциального усилителя, усиливается и поступает к диоду. Одновременно часть выпрямленного напряжения подается на инвертирующий вход усилителя по цепи обратной связи. В результате к диоду прикладываются усиленные входное и часть выпрямленного напряжения.

Напряжение на выходе ОУ равно

$$U_{oy} = (U_1 - U_2)K, \qquad (7.77)$$

где К  $\approx 10^5 \div 10^6$  – коэффициент передачи ОУ. Напряжение на диоде представляет собой разность

$$U_{\rm d} = U_{\rm oy} - U_2, \tag{7.78}$$

которую с учетом (7.77) при К>>1 можно записать в следующем виде:

$$U_{II} = (U_1 - U_2)K - U_2 = U_1K - U_2(1 + K) \approx (U_1 - U_2)K$$
.

Последнее соотношение отличается от (7.38) наличием сомножителя в виде К, а это означает, что диод в детекторе с ОУ при тех же уровнях сигналов всегда работает в режиме сильного сигнала. Граница между режимами слабого и сильного сигналов при этом равна

$$U_{m.rp} = \varphi_T / K$$

и смещается в сторону слабых сигналов. Последнее означает расширение динамического диапазона детектора.

Рассчитать внутренние параметры детектора можно с помощью графов, представленных на рис.7.27,а. Из сигнального графа (рис.7.27,б) с дополнительным источником тока следует, что выходное сопротивление детектора

$$R_{id.oy} = \frac{\frac{1}{y_{22d}}}{1 + \frac{Ky_{21d}}{y_{22d}}} = \frac{1}{y_{22d} + Ky_{21d}} = \frac{1}{\frac{S\theta}{\pi} + K\frac{S\sin\theta}{\pi}},$$
(7.79)

откуда

$$y_{22d.oy} = y_{22d} + Ky_{21d} \approx Ky_{21d} = K \frac{S\sin\theta}{\pi}.$$
 (7.80)

Внутреннее сопротивление детектора оказывается очень маленьким, что важно с точки зрения уменьшения линейных искажений сигнала и увеличения нагрузочной способности.





Рис.7.27

Внутренний коэффициент усиления определяется без учета нагрузки, поэтому

$$\mu_{d.oy} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{y_{21d.oy}}{y_{22d.oy}} = \frac{K \frac{y_{21d}}{y_{11d}}}{1 + K \frac{y_{21d}}{y_{11d}}} = \frac{K y_{21d}}{y_{11d} + K y_{21d}}.$$
(7.81)

С учетом (7.80) получаем, что

$$y_{21d.oy} = \mu_{d.oy} y_{22d.oy} = \frac{Ky_{21d}}{y_{11d} + Ky_{21d}} \cdot (y_{22d} + Ky_{21d}) \approx Ky_{21d} = K \frac{S\sin\theta}{\pi}.$$
 (7.82)

Как следует из (7.34) коэффициент передачи детектора с ОУ с учетом (7.79) стремится к внутреннему коэффициенту усиления, который в соответствии с (7.81) примерно равен единице. Коэффициент передачи детектора может быть больше единицы за счет введения делителя в цепь обратной связи (на рис.7.26 показан пунктиром):

$$K_{\pi} = 1 + R_2 / R_1. \tag{7.83}$$

Наличие очень глубокой отрицательной обратной связи приводит к линеаризации характеристик и значительному снижению нелинейных искажений сигнала за счет нелинейности детекторной характеристики. Входное сопротивление детектора определяется входным сопротивлением ОУ.

Можно провести некоторые аналогии между детектором на ОУ И транзисторным эмиттерным детектором. Это оказывается возможным. Дело в том, что транзистор, включенный по схеме с ОК, представляет собой усилительный элемент со 100%-ой последовательной отрицательной обратной связью по напряжению. А это означает рост входного сопротивления, уменьшение выходного сопротивления и линеаризацию характеристик транзисторного детектора в целом. Разница лишь в относительно небольшом петлевом усиления транзисторной схемы, которое В соответствии С выражением

$$K = SR_{H}$$

ограничено значениями от нескольких десятков до нескольких сотен единиц.

#### 7.3.7 Синхронный АМ детектор

Рассмотрим ситуацию, когда на входе AM детектора присутствуют два модулированных сигнала, амплитуды которых равны  $U_{m1} = U_{mo1}[1 + m_1 \cos(\Omega_1 t)]$  и  $U_{m2} = U_{mo2}[1 + m_2 \cos(\Omega_2 t)]$ . Амплитуду суммарного сигнала в векторном представлении найдем в соответствии с выражением

$$U_{m\Sigma} = \sqrt{U_{m1}^2 + U_{m2}^2 + 2U_{m1}U_{m2}\cos(\Omega_{0}t)}, \qquad (7.84)$$

где  $\Omega_6 = (\omega_1 - \omega_2) -$ разностная частота биений между несущими. Детектор будем считать безынерционным для частот модуляции и биений. Если принять, что U<sub>m1</sub> >> U<sub>m2</sub>, то можно записать:

$$U_{m\Sigma} = U_{m1} \sqrt{1 + \frac{U_{m2}^2}{U_{m1}^2} + 2\frac{U_{m2}}{U_{m1}} \cos(\Omega_{\tilde{0}}t)} \approx U_{m1} \sqrt{1 + X},$$

где Х – малая величина.

Воспользовавшись формулой приближенного вычисления радикала

$$\sqrt{1+X} \approx 1 + \frac{1}{2}X - \frac{1}{8}X^2 + \dots,$$

получим для амплитуды суммарного вектора:

$$U_{m\Sigma} = U_{m1} \left[1 + \frac{U_{m2}^2}{2U_{m1}^2} + \frac{U_{m2}}{U_{m1}} \cos(\Omega_{0}t) - \frac{U_{m2}^4}{8U_{m1}^4} - \frac{U_{m2}^3}{2U_{m1}^3} \cos(\Omega_{0}t) - \frac{U_{m2}^2}{2U_{m1}^2} \cos^2(\Omega_{0}t)\right].$$

Пренебрегая составляющими четвертой и третьей степени ввиду их малости и учитывая, что  $\cos^2(\Omega_{\tilde{0}}t) = [1 - \sin^2(\Omega_{\tilde{0}}t)]$ , можно упростить выражение:

$$U_{m\Sigma} = U_{m1} \left[1 + \frac{U_{m2}}{U_{m1}} \cos(\Omega_{0}t) + \frac{U_{m2}^{2}}{2U_{m1}^{2}} \sin^{2}(\Omega_{0}t)\right].$$
(7.85)

Выходное напряжение линейного детектора равно  $U_{\text{Bbix}} = K_{\text{d}} U_{\text{m}\Sigma},$ 

тогда среднее значение выходного напряжения за период биений равно:

$$U_{BbIX.cp} = \frac{1}{T_{6}} \int_{0}^{1_{6}} K_{\pi} U_{m1} [1 + \frac{U_{m2}}{U_{m1}} \cos(\Omega_{6}t) + \frac{U_{m2}^{2}}{2U_{m1}^{2}} \cdot \frac{1 - \cos(2\Omega_{6}t)}{2}] dt = K_{\pi} U_{m1} (1 + \frac{U_{m2}^{2}}{4U_{m1}^{2}}).$$

$$(7.86)$$

С учетом модуляции сигналов

$$U_{\text{Bbix.cp}} = K_{\mathcal{A}} \{ U_{\text{mol}}[1 + m_1 \cos(\Omega_1 t)] + \frac{U_{\text{mo2}}^2 [1 + m_2 \cos(\Omega_2 t)]^2}{4U_{\text{mol}}[1 + m_1 \cos(\Omega_1 t)]} \}.$$
(7.87)

Считая, что  $m_1 \ll 1$  и  $m_2 \ll 1$ , и пренебрегая малыми величинами, можно записать:

$$U_{\text{Bbix.cp}} = K_{\mathcal{A}} \{ U_{\text{mol}}[1 + m_1 \cos(\Omega_1 t)] + \frac{U_{\text{mo2}}^2 [1 + 2m_2 \cos(\Omega_2 t)]}{4U_{\text{mo1}}} \}.$$
(7.88)

Значения амплитуд выходного напряжения с частотами  $\Omega_1$  и  $\Omega_2$  составят, соответственно

$$U_{m\Omega l} = K_{\mathcal{A}} U_{mol} m_l \tag{7.89}$$

И

$$U_{m\Omega 2} = K_{\mathcal{A}} \frac{m_2 U_{mo2}^2}{2U_{mo1}}.$$
 (7.90)

Из (7.90) следует, что линейный детектор для более слабого сигнала является квадратичным, причем с увеличением амплитуды более сильного сигнала происходит подавление слабого сигнала.

Выигрыш, полученный в отношении напряжений с частотами модуляции сигналов при детектировании, можно рассчитать по формуле

$$B = \frac{(\frac{U_{m\Omega1}}{U_{m\Omega2}})}{(\frac{m_{1}U_{m01}}{m_{2}U_{m02}})} = \frac{U_{m\Omega1}}{U_{m\Omega2}} \cdot \frac{m_{2}U_{m02}}{m_{1}U_{m01}}.$$
 (7.91)

Подставляя в (7.91) выражения (7.89) и (7.90), получаем

$$B = \frac{K_{\mathcal{A}} U_{mo1} m_1}{K_{\mathcal{A}} \frac{m_2 U_{mo2}^2}{2U_{mo1}}} \cdot \frac{m_2 U_{mo2}}{m_1 U_{mo1}} = \frac{2U_{mo1}}{U_{mo2}} .$$
(7.92)

Графическая интерпретация эффекта подавления слабого сигнала сильным представлена на рис.7.28-7.30.

При  $U_{m1} >> U_{m2}$  (рис.7.28) в процессе вращения вектора  $U_{m2}$  с разностной частотой вокруг конца вектора  $U_{m1}$  длина суммарного вектора изменяется таким образом, что площади положительных и отрицательных полуволн примерно равны. Это приводит к тому, что среднее значение выходного напряжения будет равняться амплитуде вектора  $U_{m1}$ .

Если амплитуды сигналов примерно равны (рис.7.29), то площадь положительных полуволн будет превосходить площадь отрицательных полуволн, а среднее значение выходного напряжения будет превышать амплитуду вектора U<sub>m1</sub>.



Рис.7.28







Рис.7.30

При соизмеримых амплитудах сигналов и наличии модуляции сигнала  $U_{m2}$  (рис.7.30) площади положительных и отрицательных полуволн примерно равны в местах расположения амплитуд со значениями  $U_{m2} = U_{mo2}(1-m_2)$ . В этих местах среднее значение выходного напряжения равно  $U_{m1}$ . В областях графика, где амплитуды равны  $U_{m2} = U_{mo2}(1+m_2)$  площади положительных и отрицательных полуволн не равны. Здесь среднее значение выходного напряжения превышает значение  $U_{m1}$ . В результате на выходе детектора появляется составляющая с частотой модуляции  $\Omega_2$ .

Таким образом, безынерционный детектор при действии на входе суммы двух сигналов обладает свойством подавления слабого сигнала более сильным. При большем полезного сигнала входе детектор уровне на изменяет избирательность приемника, которая улучшается. Этим свойством детектора можно воспользоваться, если в цепь детектора дополнительно ввести большое напряжение гетеродина, которое увеличило бы амплитуду несущего колебания полезного сигнала. В этих условиях полезный сигнал с искусственно увеличенной амплитудой несущего колебания выступает как сильный сигнал, подавляющий все другие более слабые сигналы. Такие детекторы называют синхронными детекторами (СД).

Структурные схемы СД на основе сумматора и перемножителя представлены, соответственно, на рис.7.31 и рис.7.32.

Цепь синхронизации реализует один из следующих возможных способов получения синхронного сигнала:

1) выделение несущего колебания полезного сигнала узкополосным фильтром и усилением его до необходимого значения;

2) выделение несущего колебания полезного сигнала полосовым фильтром с выхода усилителя ограничителя;

3) захватывание колебаний местного гетеродина выделенным несущим колебанием;

4) автоподстройка местного гетеродина под частоту выделенного несущего колебания с точность до фазы.

Для СД на основе сумматора из (7.85) после подстановок  $U_{m1}=U_{mr}$ ,  $U_{m2} = U_{mco}[1 + m_c \cos(\Omega_c t)], \Omega_6=0$  получим

$$U_{m\Sigma} = U_{m\Gamma} [1 + \frac{U_{mc}}{U_{m\Gamma}} \cos(\varphi_0) + \frac{U_{mc}^2}{2U_{m\Gamma}^2} \sin^2(\varphi_0)].$$
(7.93)

где  $\phi_0$  - остаточная разность фаз между векторами полезного сигнала и сигнала гетеродина при отсутствии частоты биений.



Замечаем, что выходной сигнал детектора существенным образом зависит о соотношения фаз полезного сигнала и сигнала гетеродина.

Рассмотрим случай, когда  $\phi_0 \approx 0$ , т.е. фазы сигналов совпадают. Из (7.93) получаем

$$U_{m\Sigma} = U_{m\Gamma} \left[1 + \frac{U_{mco} [1 + m_c \cos(\Omega_c t)]}{U_{m\Gamma}} \cos(\varphi_0)\right], \qquad (7.93)$$

при этом на частоте полезного низкочастотного сигнала максимальная амплитуда сигнала составит

$$U_{m\Omega c} = m_c U_{mco} K_{\mathcal{A}} \cos(\varphi_0) \,. \tag{7.94}$$

При  $\phi_0 = (\frac{\pi}{2} + \phi)$ , где  $\phi$  очень маленький угол, из (7.93) получим

$$U_{m\Sigma} = U_{m\Gamma} + U_{mco}[1 + m_c \cos(\Omega_c t)]\cos(\varphi_0) + \frac{U_{mco}^2[1 + m_c \cos(\Omega_c t)]^2}{2U_{m\Gamma}}\sin^2(\varphi_0).$$
(7.95)

Выделим в (7.95) составляющие с частотой  $\Omega_{c}$ :

$$U_{m\Sigma} = U_{m\Gamma} + m_c U_{mco} [\cos(\varphi_0) + \frac{U_{mco}}{U_{m\Gamma}} \sin^2(\varphi_0)].$$
(7.96)

Найдем, когда сигнал с частото<br/>й $\Omega_{\rm c}$  на выходе детектора будет отсутствовать. Для этого запишем

$$\cos(\frac{\pi}{2} + \phi) + \frac{U_{\text{mco}}}{U_{\text{mr}}} \sin^2(\frac{\pi}{2} + \phi) = 0.$$

Так как угол ф мал, то

$$\sin^2(\frac{\pi}{2} + \phi) \approx 1$$

и условие принимает следующий вид:

$$\cos(\frac{\pi}{2} + \phi) + \frac{U_{mco}}{U_{mr}} = -\sin\phi + \frac{U_{mco}}{U_{mr}} \approx -\phi + \frac{U_{mco}}{U_{mr}}0,$$

откуда получаем

$$\phi = \frac{U_{mco}}{U_{mr}}.$$
(7.97)

При выполнении условия  $U_{m\Gamma} >> U_{mco}$  можно считать, что  $\phi = 0$ . Таким образом, когда сигналы сдвинуты относительно друг друга на 90°, то полезный отсутствует. Это означает, что СЛ является сигнал на выходе фазочувствительным устройством. Это свойство называется фазовой избирательностью. В этом и заключается принцип синхронности: не только должно соблюдаться равенство частот, но и равенство фаз сигналов.

Фазочувствительные свойства СД позволяют осуществить разделение сигналов при квадратурной модуляции несущей, когда два независимых сообщения используют для модуляции одну и ту же несущую, но отличающуюся по фазе на 90°. Структурная схема такого двухканального СД представлена на рис.7.33.



Рис.7.34

Фазовая избирательность положительным образом сказывается на шумовых характеристиках детектора. Шумовой процесс можно представить в виде вектора со случайной амплитудой  $U_{\rm m}(t)$  и случайной фазой  $\varphi(t)$ , а это означает наличие косинусной и синусной случайных составляющих, как показано на рис.7.34. Средние квадраты обеих составляющих равны друг другу, причем  $U_{\rm m1}^2 + U_{\rm m2}^2 = U_{\rm m}^2$ . В результате СД будет реагировать только на шумовую составляющую  $U_{\rm m1}$ , совпадающую по фазе с полезным сигналом, что ведет к улучшению отношения сигнал/шум по мощности в 2 раза (по напряжению в  $\sqrt{2}$  раз).

Принцип действия синхронных детекторов (СД) основан на периодическом изменении параметра цепи (например, крутизны преобразовательного элемента) под действием напряжения гетеродина. К таким устройствам, как известно, относятся преобразователи частоты, однако в отличие от ПЧ в СД частоту гетеродина выбирают равной частоте несущего колебания, т.е.  $f_r=f$ . Работа синхронного детектора на основе перемножителя сигналов аналогична работе ПЧ.

Пусть входной АМ сигнал имеет вид:

$$U_{c} = U_{mc}[1 + m\cos(\Omega t)]\cos(\omega_{c}t + \varphi_{c}),$$

а сформированный синхронный сигнал гетеродина

$$U_{\Gamma} = U_{m\Gamma} \cos(\omega_c t + \varphi_{\Gamma})$$

В результате перемножения получаем:

$$\begin{split} U_{\text{BMX}} &= U_{\text{mc}} U_{\text{mr}} [1 + m \cos(\Omega t)] \cos(\omega_c t + \phi_c) \cos(\omega_c t + \phi_{\Gamma}) = \\ &= \frac{1}{2} U_{\text{mc}} U_{\text{mr}} [1 + m \cos(\Omega t)] [\cos(2\omega_c t + \phi_c + \phi_{\Gamma}) + \cos(\phi_c - \phi_{\Gamma})]. \end{split}$$

После фильтрации высокочастотной составляющей результат детектирования принимает следующий вид:

$$U_{BbIX} = \frac{1}{2} U_{mc} U_{m\Gamma} [1 + m\cos(\Omega t)] \cos(\varphi_c - \varphi_{\Gamma}). \qquad (7.98)$$

Как видно из (7.98) СД по-прежнему остается фазочувствительным, амплитуда демодулированного низкочастотного сигнала с частотой  $\Omega$  будет максимальна при нулевой разности фаз, а минимальна – при разности фаз ( $\phi_c - \phi_{\Gamma}$ ) = 90°.

# 7.4 ФАЗОВЫЕ ДЕТЕКТОРЫ

Выражение для фазомодулированного колебания, как известно, записывается следующим образом:

$$U(t) = U_m \cos[\omega_c t + \varphi(t)] = U_m \cos[\omega_c t + m_{\phi M} \cos(\Omega t)],$$

где  $m_{\phi M} = k U_{m\Omega}$ - индекс  $\Phi M$  (максимальное отклонение фазы).

Вторая форма записи учитывает то обстоятельство, что ФМ представляет собой разновидность угловой модуляции.

Так как 
$$\omega = \frac{d\phi}{dt}$$
, то:  

$$\omega = \frac{d}{dt} [\omega_c t + m_{\phi M} \cos(\Omega t)] = \omega_c - m_{\phi M} \Omega \sin(\Omega t)$$
и

$$U(t) = U_m \cos[\omega_c - \Delta \omega_{\phi M} \sin(\Omega t)]t.$$

Параметр  $\Delta \omega_{\varphi M}$  представляет собой максимальную девиацию частоты при  $\Phi M$ :  $\Delta \omega_{\rm dym} = m_{\rm dym} \Omega$ .

Структурная схема ФД представлена на рис.7.35.



Рис.7.35

Фазовое детектирование состоит в получении напряжения или тока, прямо пропорциональных фазовому сдвигу полезного сигнала относительно опорного колебания. В составе ФД обязательно наличие источника опорного колебания  $G_0$ . В этом смысле ФД очень похож на ПЧ, у которого fпч $\approx$ 0, в связи с чем выходной полосовой фильтр в ФД заменен на ФНЧ.

В качестве преобразующего элемента, реагирующего на фазу колебаний, можно использовать:

перемножители сигналов;

нелинейные преобразователи суммы сигналов вида  $(x+y)^2$ ;

преобразователи ФМ в АМ с последующим детектированием.

Пусть входной сигнал и опорное колебание имеют следующий вид:

$$U_1 = U_{m1} \cos(\omega_1 t + \varphi_1),$$

 $U_0 = U_{m0} \cos(\omega_0 t + \varphi_0).$ 

В результате перемножения сигналов получаем

$$U_{2} = U_{m1}U_{m0}\cos(\omega_{1}t + \phi_{1})\cos(\omega_{0}t + \phi_{0}) =$$
  
=  $\frac{U_{m1}U_{m0}}{2} \{\cos[(\omega_{1} + \omega_{0})t + \phi_{1} + \phi_{0}] + \cos[(\omega_{1} - \omega_{0})t + \phi_{1} - \phi_{0}]\}.$ 

При условии  $\omega_1 = \omega_0$  после ФНЧ сигнал принимает вид

$$U_{BHX} = \frac{U_{m1}U_{m0}}{2}\cos(\varphi_1 - \varphi_0) = \frac{U_{m1}U_{m0}}{2}\cos\varphi.$$
 (7.99)

Так как результат зависит от амплитуды входного сигнала, такое детектирование называют амплитудно-фазовым. Для устранения зависимости выходного напряжения от уровня входного сигнала необходимо наличие входного ограничителя амплитуды. Только тогда детектирование будет действительно фазовым.

Возможны два режима работы ФД. Первый режим соответствует рассмотренному выше равенству  $\omega_1 = \omega_0$ . В этом режиме осуществляется различение сигналов по фазе. Второму режиму соответствует условие  $\omega_1 \neq \omega_0$ . Выходное напряжение, если считать фазы сигналов  $\phi_1$  и  $\phi_0$  одинаковыми, в этом случае периодически меняется во времени с разностной частотой

$$U_{BLIX} = \frac{U_{m1}U_{m0}}{2}\cos(\Delta\omega t) = \frac{U_{m1}U_{m0}}{2}\cos\varphi_{\Delta\omega}.$$
Т.е. осуществляется различение сигналов по частоте. Этот режим характерен для ФД в составе систем фазовой автоподстройки частоты.

Согласно (7.99) детекторная характеристика ФД имеет вид косинусоиды (рис.7.36)



Рис.7.36



Рис.7.37



Рис.7.38

Перемножитель может быть реализован по балансной схеме на основе обычного дифференциального каскада (рис.7.37) или двойной балансной схеме на двух триадах транзисторов (рис.7.38).

При работе транзисторов в ключевом режиме осуществляется стабилизация амплитуд входного напряжения и опорного колебания и линеаризация детекторной характеристики за счет того, что длительность импульсов и постоянная составляющая выходного тока (или напряжения) линейно зависит от угла фазового сдвига входного напряжения относительно опорного колебания.



Рис.7.39

Из рис.7.39 видно, что длительность выходных импульсов прямо пропорциональна разности фаз входного и опорного колебания, т.е.  $\varphi = \omega_l t_u$ . Постоянная составляющая выходного напряжения определяется как среднее значение амплитуды выходных импульсов за период колебания:

$$U_{BbIX} = I_{BbIX} R_{H} = \frac{1}{T} \int_{0}^{t_{H}} I_{m} R_{H} dt = \frac{2\pi f_{1}}{2\pi} \int_{0}^{t_{H}} U_{m} dt = \frac{\omega_{1}}{2\pi} \int_{0}^{t_{H}} U_{m} dt =$$
$$= \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{\omega_{1} t_{H}} U_{m} d(\omega_{c} t) = \frac{U_{m} \omega_{1} t_{H}}{2\pi} = \frac{U_{m} \phi}{2\pi}.$$

Детекторная характеристика ключевого ФД приведена на рис.7.40



Рис.7.40

Преобразование ФМ в АМ может быть осуществлено с помощью суммирования векторов сигнального и опорного колебаний. Такие ФД называют векторомерными.



Рис.7.41

В простейшем однотактном диодном ФД такого типа (рис.7.41) входной сигнал и опорное колебание суммируются с помощью входного трансформатора и результат детектируется с помощью АД. Выходное напряжение формируется из векторной суммы сигналов следующим образом:

$$U_{BHX} = U_{\Sigma}K_{\pi} = K_{\pi}\sqrt{U_{m1}^{2} + U_{m0}^{2} + 2U_{m1}U_{m0}\cos\phi}.$$

При выполнении условия  $U_{m1} \ll U_{m0}$ 

$$U_{BHX} \approx K_{\mathcal{A}} U_{m0} (1 + \frac{U_{m1}}{U_{m0}} \cos \varphi).$$
 (7.100)

Выражение для крутизны детекторной характеристики имеет вид

$$S_{d} = \frac{dU_{B \text{bix}}}{d\phi} = K_{\mathcal{A}} U_{m0} U_{m1} \sin \phi.$$
(7.101)

Графики детекторной характеристики и ее крутизны изображены на рис.7.42.



Выходное напряжение, как видно из (7.100), зависит от уровня опорного колебания. Лучшими параметрами обладает балансная схема ФД, изображенная на рис.7.43. Схема содержит входной суммирующий трансформатор и два идентичных диодных АД.



Рис.7.43

Входное напряжение подводится к входам детекторов в противофазе, а опорное напряжение – в одинаковой фазе. В связи с этим векторные суммы сигналов, действующие на диодах можно представить в следующем виде:

$$U_{\mu 1} = \sqrt{U_{m1}^2 + U_{m0}^2 + 2U_{m1}U_{m0}\cos\phi}, \qquad (7.102)$$

$$U_{\mu 2} = \sqrt{U_{m1}^2 + U_{m0}^2 - 2U_{m1}U_{m0}\cos\phi} . \qquad (7.103)$$

При  $U_{m0} >> U_{m1}$  выражения упрощаются:

$$U_{\mu 1} \approx \sqrt{(U_{m0} + U_{m1} \cos \phi)^2} = U_{m0} + U_{m1} \cos \phi,$$
 (7.104)

$$U_{\mu 2} = \sqrt{(U_{m0} - U_{m1} \cos \phi)^2} = U_{m0} - U_{m1} \cos \phi.$$
 (7.105)

Выходное напряжение определяется как разность выходных напряжение АД

$$U_{BHX} = K_{\mathcal{A}}(U_{\mathcal{A}1} - U_{\mathcal{A}2}) = 2K_{\mathcal{A}}U_{m1}\cos\phi.$$
(7.106)

Детекторная характеристика балансного ФД приведена на рис.7.36. При U<sub>m0</sub> ≈ U<sub>m1</sub> выражения (7.102) и (7.103) принимают следующий вид:

$$U_{\mu 1} = \sqrt{2U_{m0}^2 + 2U_{m0}^2 \cos\varphi}, \qquad (7.107)$$

$$U_{\mu 2} = \sqrt{2U_{m0}^2 - 2U_{m0}^2 \cos\phi} \,. \tag{7.108}$$

Учитывая, что  $\cos \varphi = (\cos^2 \frac{\varphi}{2} - \sin^2 \frac{\varphi}{2})$  из (7.107) и (7.108) следует

$$U_{\mu 1} = \sqrt{2U_{m0}^2 (1 + \cos^2 \frac{\phi}{2} - \sin^2 \frac{\phi}{2})} = 2U_{m0} \cos \frac{\phi}{2}, \qquad (7.107)$$

$$U_{\pi 2} = \sqrt{2U_{m0}^2 (1 - \cos^2 \frac{\phi}{2} + \sin^2 \frac{\phi}{2})} = 2U_{m0} \sin \frac{\phi}{2}.$$
 (7.108)

Выходное напряжение ФД при этом равно

$$U_{Bbix} = 2K_{A}U_{m0}(\cos\frac{\phi}{2} - \sin\frac{\phi}{2}).$$
 (7.109)

Детекторная характеристика в соответствии с (7.109) отличается более протяженным линейным участком (рис.7.44).



Рис.7.44

До сих пор не учитывалась нелинейность характеристик диодов. Представим выражение для тока диода в виде степенного ряда с учетом квадратичного члена

$$I = I_0 + SU + S'U^2 + \dots$$
(7.110)

Тогда ток диода VD1 (рис.7.43) будет равен

$$I_{a1} = I_0 + S(U_{m0} + U_{m1}\cos\phi) + S'(U_{m0} + U_{m1}\cos\phi)^2 =$$

$$= I_0 + S(U_{m0} + U_{m1}\cos\varphi) + S'(U_{m0}^2 + U_{m1}^2 + 2U_{m0}U_{m1}\cos\varphi).$$

Ток диода VD2 будет равен

$$I_{\mu 2} = I_0 + S(U_{m0} - U_{m1}\cos\phi) + S'(U_{m0} - U_{m1}\cos\phi)^2 =$$

$$= I_{o} + S(U_{m0} - U_{m1}\cos\phi) + S'(U_{m0}^{2} + U_{m1}^{2} - 2U_{m0}U_{m1}\cos\phi).$$
Выходной ток ФД представляет собой разность выходных токов

$$I_{H1} = I_{\pi 1} - I_{\pi 2} = 2SU_{m1}\cos\varphi + 4S'U_{m0}U_{m1}\cos\varphi.$$
(7.111)

Наличие второго слагаемого в (7.111) связано с появлением искажений детектированного сигнала. Устранить искажения такого рода удается в кольцевой схеме ФД (рис.7.45), который содержит два балансных ФД с противоположной полярностью диодов, работающих на одну и ту же нагрузку. В этом случае токи второй пары диодов соответствуют выражениям

$$\begin{split} I_{\pi 3} &= I_{o} + S(-U_{m0} - U_{m1}\cos\phi) + S'(U_{m0} + U_{m1}\cos\phi)^{2} = \\ &= I_{o} + S(-U_{m0} - U_{m1}\cos\phi) + S'(U_{m0}^{2} + U_{m1}^{2} + 2U_{m0}U_{m1}\cos\phi). \\ I_{\pi 4} &= I_{o} + S(-U_{m0} + U_{m1}\cos\phi) + S'(U_{m0} - U_{m1}\cos\phi)^{2} = \\ &= I_{o} + S(-U_{m0} + U_{m1}\cos\phi) + S'(U_{m0}^{2} + U_{m1}^{2} - 2U_{m0}U_{m1}\cos\phi). \end{split}$$

Выходной ток второго ФД представляет собой разность выходных токов диодов и также будет включать составляющую искажений

$$I_{H2} = I_{J3} - I_{J4} = -2SU_{m1}\cos\varphi + 4S'U_{m0}U_{m1}\cos\varphi.$$
(7.112)

Выходной ток кольцевой схемы представляет собой разность выходных токов (7.111) и (7.112) балансных схем, так как они протекают по общей нагрузке

$$I_{BbIX} = I_{H1} - I_{H2} = 4SU_{m1}\cos\phi.$$
(7.113)

Как видно из выражения (7.113), составляющая искажений при строгом соблюдении балансных свойств при этом отсутствует.



Рис.7.45

#### 7.5 ЧАСТОТНЫЕ ДЕТЕКТОРЫ

Частотным детектором (ЧД) называется устройство, выходное напряжение которого зависит от частоты входного сигнала. Он применяется для детектирования частотно-модулированных колебаний, а также в системах автоматической подстройки частоты и следящих измерителях.

Выражение для частотно-модулированного колебания, как известно, записывается следующим образом:

 $U(t) = U_{m} \cos[\omega_{c} + \omega(t)]t = U_{m} \cos[\omega_{c} + \Delta \omega_{m} \cos(\Omega t)]t, \qquad (7.114)$ где  $\Delta \omega_{m} = kU_{m\Omega}$ - максимальная девиация частоты.

Вторая форма записи учитывает то обстоятельство, что ЧМ представляет собой разновидность угловой модуляции.

Так как  $\varphi = \int \omega dt$ , то:

$$\varphi = \int [\omega_{\rm c} + \Delta \omega_{\rm m} \cos(\Omega t)] dt = \omega_{\rm c} t + \frac{\Delta \omega_{\rm m}}{\Omega} \sin(\Omega t) = \omega_{\rm c} t + m_{\rm qM} \sin(\Omega t)$$

И

$$U(t) = U_{\rm m} \cos[\omega_{\rm c} t + m_{\rm M} \sin(\Omega t)]. \qquad (7.115)$$

Параметр m<sub>чм</sub> представляет собой максимальное отклонение фазы и называется индексом ЧМ модуляции:

$$m_{\rm YM} = \frac{\Delta \omega_{\rm m}}{\Omega}.$$
 (7.116)

При m<sub>чм</sub> <<1 ЧМ называется узкополосной, а выражение (7.115) можно представить в следующем виде:

$$\begin{split} U(t) &= U_{m}[\cos(\omega_{c}t)\cos(m_{_{YM}}\sin(\Omega t) - \sin(\omega_{c}t)\sin(m_{_{YM}}\sin(\Omega t))] \approx \\ &\approx U_{m}[\cos(\omega_{c}t) - m_{_{YM}}\sin(\omega_{c}t)\sin(\Omega t)] = \\ &= U_{m}[\cos(\omega_{c}t) - \frac{1}{2}m_{_{YM}}\cos(\omega_{c} - \Omega t) + \frac{1}{2}m_{_{YM}}\cos(\omega_{c} + \Omega t)], \end{split}$$

так как при  $\psi << 1$  выполняются соотношения:

$$\cos \psi \approx 1$$
,  
 $\sin \psi \approx \psi$ .

Спектр сигнала с узкополосной ЧМ практически не отличается от спектра АМ сигнала, состоящего из несущей и двух боковых составляющих. Отличие заключается в изменении фазы одной из боковых составляющих на 180 градусов. В результате при ЧМ происходит изменение не только длины суммарного вектора, но и его фазы (рис.7.46). При АМ в результате модуляции происходит изменение длины суммарного вектора без изменения его фазы.



Рис.7.46

Основные свойства ЧД отражает его детекторная характеристика (рис.7.47), которая позволяет определить основные параметры ЧД: крутизну  $Y_{21^{4}\mu} = \frac{dU_{\mu}}{df}$  и полосу пропускания  $\Pi_{4\mu}$ .



ЧД подразделяются на три группы: частотно-амплитудные, частотно-фазовые и частотно-временные. В каждой из групп осуществляется преобразование ЧМ в АМ, ФМ и ИМ, соответственно. В результате преобразования изменение частоты приводит к изменению амплитуды, которое детектируется АД. Структурная схема частотно-амплитудного детектора изображена на рис.7.48. Ограничитель служит для устранения влияния изменения амплитуды входного сигнала на выходное напряжение ЧД.



Рис.7.48

Простейшая схема однотактного ЧД с расстроенным контуром приведена на рис.7.49. На транзисторе VT собран усилитель-ограничитель. В качестве преобразователя частотно-модулированного колебания в амплитудно-

модулированное используется колебательный контур LC, который расстроен относительно несущей частотно-модулированного колебания на величину  $\Delta f_0$ , благодаря чему является элементом, чувствительным к изменению частоты входного сигнала.

Амплитудный детектор выполнен на VD и  $R_HC_H$ . Как видно из рис.7.50, колебательный контур осуществляет преобразование частотномодулированных колебаний в колебания изменяющейся амплитуды, причем амплитуда пропорциональна девиации частоты  $\Delta f_m$ , а АД выделяет огибающую напряжения.

Недостатком такой схемы является малый линейный участок АЧХ колебательного контура, что ограничивает возможность детектирования сигналов с большой девиацией частоты. Этот недостаток устраняется в двухтактных ЧД.

Двухтактный детектор с расстроенными контурами содержит два колебательных контура  $L_1C_1$  и  $L_2C_2$  (рис.7.51), которые настроены на  $f_1$  и  $f_2$  соответственно, выше и ниже несущей частоты f входного сигнала (рис.7.52). При повышении частоты f входного сигнала относительно  $f_0$ , она приближается к частоте  $f_1$  настройки первого контура и отдаляется от резонансной частоты второго  $f_2$ .



Рис.7.49



Рис.7.50

Следовательно, напряжение на выходе верхнего плеча увеличивается, а нижнего уменьшается. При этом на выходе ЧД появляется положительное напряжение.



Рис.7.51





Если  $f=f_0$ , то напряжения на обоих контурах одинаковы и, следовательно, получаемые после амплитудного детектирования напряжения также равны. Тогда разностное напряжение равно нулю (рис.7.52, точка  $f_0$ ). При понижении частоты f входного сигнала она приближается к резонансной частоте  $f_2$  второго контура, вызывая возрастание напряжения на выходе нижнего плеча и приводя к изменению полярности выходного напряжения. Выходное напряжение детектора равно

$$U_{BbIX} = K_{\mathcal{I}}(U_{\kappa 1} - U_{\kappa 2}) = K_{\mathcal{I}}U_{max}\left[\frac{1}{\sqrt{1 + (\xi - \xi_0)^2}} - \frac{1}{\sqrt{1 + (\xi + \xi_0)^2}}\right], \quad (7.117)$$

где К<sub>д</sub> – коэффициент передачи АМ детектора,

 $\xi_{0} = 2\Delta f_{0} / \Delta F_{0.707}$  - обобщенная начальная расстройка.

Максимальная крутизна детекторной характеристики имеет место при оптимальной расстройке  $\xi_{0.0\Pi T} = 1/\sqrt{2}$ , что соответствует  $\Delta f_0 = \sqrt{2} \Delta F_{0.707} / 4 \approx 0.375 \Delta F_{0.707}$ .

Характеристика двухтактного детектора (рис.7.51) имеет довольно протяженный участок линейного детектирования. Однако это преимущество реализуется только при тщательном подборе частот расстроек контуров.

В детекторах с преобразованием изменений частоты в изменения фазового сдвига входной ЧМ сигнал подводится к линейной электрической цепи, обеспечивающей линейную зависимость фазы выходного сигнала от частоты. Далее это напряжение подводится либо фазовому детектору (рис.7.53), либо после дополнительного преобразования ФМ-АМ к амплитудному детектору (рис.7.54).



Рис.7.53



Рис.7.54

На рис.7.55 изображена схема ЧД, в котором преобразование ЧМ в ФМ выполняет одиночный колебательный контур. В качестве ФД можно применить

ключевой ФД на основе двойного балансного транзисторного перемножителя, выполненного в соответствии с рис.7.38



Фазовый сдвиг, вносимый контуром с цепь связи, равен

$$\varphi_{\rm K} = \frac{\pi}{2} - \arctan\xi, \qquad (7.118)$$

где  $\xi$  – обобщенная расстройка:

$$\xi = Q_{\mathfrak{g}} \frac{2\Delta f(t)}{f_{o}} = Q_{\mathfrak{g}} \frac{2\Delta f_{m} \cos(\Omega t)}{f_{o}}, \qquad (7.119)$$

 $\Delta f_m$  - девиация частоты.

Считаем, что  $U_1 = U_{m1} \cos\{[\omega_1 + \Delta \omega(t)]t\}$ , тогда

$$U_2 = \frac{C_{cB}}{C_{\kappa}} Q_{\mathbf{g}} U_{m1} \cos([\omega_1 + \Delta \omega(t)]t + \frac{\pi}{2} - \arctan \xi).$$

При небольших расстройках  $tg\xi \approx \xi$ , поэтому

$$U_2 \approx \frac{C_{cB}}{C_{\kappa}} Q_{\vartheta} U_{m1} \cos([\omega_1 + \Delta \omega(t)]t + \frac{\pi}{2} - \xi).$$

Перемножая  $U_1$  и  $U_2$ , получаем на выходе  $\Phi Д$  результат детектирования

$$U_{\rm BbIX} = \frac{C_{\rm CB}}{2C_{\rm K}} Q_{\rm g} U_{\rm m1}^2 \cos(\frac{\pi}{2} - \xi) \approx \frac{C_{\rm CB}}{C_{\rm K}} Q_{\rm g}^2 U_{\rm m1}^2 \frac{\Delta f_{\rm m} \cos(\Omega t)}{f_{\rm o}}.$$
 (7.120)

Поскольку сигналы  $U_1$  и  $U_2$  смещены относительно друг друга на  $90^0$ , такой ФД называется квадратурным. Квадратурное детектирование широко распространено в современных РПрУ. Выпускается много интегральных схем, реализующих этот вид детектирования. В качестве перемножителей в них применяются дифференциальные каскады, работающие в ключевом режиме. В результате осуществляется одновременное амплитудное ограничение и линейное фазовое детектирование.

На рис.7.56 приведен вариант однотактного ЧД с преобразованием ЧМ-ФМ-АМ. Приходящий сигнал индуцирует ЭДС в катушке колебательного контура  $L_1$ , и на контуре образуется напряжение U, сдвиг фазы которого зависит от частоты (рис.7.57). Одновременно сигнальный ток создает на катушке связи  $L_{cB}$  напряжение  $U_0$ , фаза которого относительно тока постоянна в широкой полосе частот. Это позволяет использовать напряжение  $U_0$  в качестве опорного при детектировании фазы.



Напряжения U и U<sub>0</sub> суммируются и результат поступает на вход АД. Так как амплитуда суммарного напряжения зависит от сдвига фаз между сигнальной (U) и опорной (U<sub>0</sub>) составляющими, а сдвиг фаз зависит от частоты, то напряжение на выходе АД также зависит от частоты.

При значительных отклонениях частоты сигнала от резонансной происходит нарушение линейности детекторной характеристики. Тогда возможно улучшение параметров ЧД при переходе к балансной схеме.

Балансный ЧД с двумя связанными настроенными контурами в литературе часто называют фазовым дискриминатором. Он находит широкое применение в технике радиоприема.

Схема дискриминатора показана на рис.7.58 и состоит из ограничителя на VT, нагрузкой которого является система двух связанных контуров  $L_1C_1$  и  $L_2C_2$ ,

настроенных на одну и ту же частоту. Для предотвращения появления провала в АЧХ связанной системы контуров и ухудшения линейности дискриминационной характеристики параметр связи между контурами не должен превышать критического значения  $\beta_{\rm kp} = 1$ .

Детекторы включены по балансной схеме. Дроссель L<sub>3</sub> служит для замыкания постоянных составляющих токов диодов. Напряжение U<sub>1</sub> с первичной обмотки контура через емкость C<sub>св</sub> связи подается в среднюю точку вторичного контура и на диоды VD<sub>1</sub> и VD<sub>2</sub> в фазе, а напряжение со вторичной обмотки - в противофазе. При этом выполняются соотношения: U<sub>2</sub> = U<sub>K</sub>/2 и U<sub>3</sub> =  $-U_K/2$ . Построим векторные диаграммы напряжений и токов в схеме. Вначале рассмотрим случай, когда частота сигнала равна частоте настойки контуров f<sub>c</sub> = f<sub>0</sub> (рис.7.59,а).



Рис.7.58



Рис.7.59

Ток I<sub>L1</sub> в катушке L<sub>1</sub> отстает от напряжения U<sub>1</sub> на первичном контуре на 90<sup>°</sup>. Этот ток наводит во вторичной обмотке э.д.с.  $\varepsilon_2$ , отстающую от тока на 90<sup>°</sup>. Так как вторичный контур настроен на частоту сигнала, то ток I<sub>2</sub> в этом контуре совпадает по фазе с э.д.с.  $\varepsilon_2$ . Ток I<sub>2</sub> создает на индуктивности вторичного контура L<sub>2</sub> падение напряжения U<sub>k</sub>, опережающее ток на 90<sup>°</sup>. Производя необходимые геометрические построения для нахождения сумм (U<sub>1</sub> + U<sub>k</sub>/2) и (U<sub>1</sub> – U<sub>k</sub>/2), получаем, что напряжения на диодах U<sub>д1</sub> и U<sub>д2</sub> равны. Выходные напряжения детекторов на нагрузках R<sub>H1</sub> и R<sub>H2</sub> также равны по амплитуде и противоположны по знаку, следовательно выходное напряжение дискриминатора равно нулю.

Если частота сигнала выше резонансной частоты контуров, то ток  $I_2$  будет отставать по фазе от э.д.с.  $\varepsilon_2$  (7.59,6). Напряжение  $U_k$  по-прежнему опережает ток  $I_2$  на 90°. В результате суммарные вектора  $U_{д1} = (U_1 + U_k/2)$  и  $U_{d2} = (U_1 - U_k/2)$  не будут равны друг другу. Выходное напряжение дискриминатора в этом случае  $U_{BMX} = (U_{d1} - U_{d2}) < 0$  будет отрицательным.

Если частота сигнала ниже резонансной частоты контуров, то ток  $I_2$  будет опережать по фазе э.д.с.  $\varepsilon_2$  (7.59,в). Напряжение  $U_k$  по-прежнему опережает ток  $I_2$  на 90°, а выходное напряжение дискриминатора в этом случае  $U_{Bbix} = (U_{д1} - U_{d2}) > 0$  будет положительным.

Частотный детектор отношений или дробный детектор (рис.7.60) за счет наличия внутреннего ограничителя амплитуды позволяет добиться ослабления паразитной амплитудной модуляции на 20 - 30 дБ по сравнению с модуляцией входного сигнала. В нем также происходит промежуточное преобразование ЧМ в ФМ и детектирование с помощью АД.



Рис.7.60

Отличительной особенностью является последовательное включение диодов и наличие конденсатора большой емкости C<sub>н3</sub>, участвующего в процессе подавления амплитудной модуляции. Конденсатор C<sub>н3</sub> выбирается таким образом, чтобы сумма напряжений (U<sub>ch1</sub>+U<sub>ch2</sub>) оставалась постоянной.

При  $f=f_0$  выходное напряжение ЧД  $U_{вых}=0$ . С физической точки зрения это объясняется тем, что при равных амплитудах напряжения на диодах постоянные составляющие токов, проходящих через  $R_{H3}$ , равны, но имеют противоположное направление.

При изменении частоты сигнала происходит изменение соотношения выходных напряжений детекторов при постоянной их сумме, что вызывает изменение величины тока каждого детектора через резистор  $R_{\rm H3}$ . Если токи не равны, то на резисторе появляется напряжение, амплитуда и полярность которого соответствует величине и знаку изменения f относительно  $f_0$ .

Принцип подавления нежелательной АМ модуляции сигнала на входе дробного детектора заключается в следующем. Напряжение на конденсаторе С<sub>н3</sub> из-за его большой емкости не может изменяться быстро. При появлении на входе детектора кратковременных изменений амплитуды сигнала угол отсечки диодов возрастает или уменьшается. Это приводит к уменьшению или увеличению входного сопротивления диодов. Соответственно изменяется эквивалентное сопротивление колебательного контура, что вызывает соответствующие изменения и стабилизацию уровня сигнала на нем.

Структурная схема частотного детектора с преобразованием в импульсномодулированный сигнал представлена на рис.7.61.



поясняющие принцип действия приведены рис.7.62. Диаграммы, на Преобразователь ЧМ ИМ содержит двухсторонний ограничитель, В дифференциатор и односторонний ограничитель с формирователем коротких прямоугольных импульсов. На выходе этого преобразователя формируется последовательность одинаковых импульсов с постоянной амплитудой U<sub>m</sub> и частотой следования, равной частоте входного сигнала. Постоянная составляющая на выходе интегратора равна

$$U_{BbIX} = \frac{1}{T} \int_{0}^{t_{H}} U_{m} dt = \frac{U_{m} t_{H}}{T}.$$
 (7.121)

Учитывая, что T=1/f, получим

$$U_{B \to I X} = U_m t_M f . \qquad (7.122)$$

Таким образом, выходное напряжение оказывается прямо пропорциональным частоте сигнала и воспроизводит закон частотной модуляции без искажений. Данный детектор называют ЧД счетного типа, так как он основан на принципе подсчета числа переходов входного напряжения через нуль.



Рис.7.62

Достоинства детектора счетного типа:

высокая линейность детекторной характеристики;

хорошее подавление нежелательной АМ на входе;

возможность реализации в интегральном исполнении без катушек индуктивности.

В заключение следует отметить, что ЧМ и ФМ являются взаимосвязанными видами модуляции сигналов. При наличии ЧД всегда можно осуществить с его помощью детектирование сигнала с ФМ (7.63,а)

$$U(t) = U_{\rm m} \cos[\omega_{\rm c} - \Delta \omega_{\rm \phi M}(t)]t = U_{\rm m} \cos[\omega_{\rm c} - \Delta \omega_{\rm \phi M} \sin(\Omega t)]t.$$
(7.123)

После частотного детектора выделяется низкочастотная составляющая

 $U(\Omega) = K_{\pi} U_{m} \Delta \omega_{\phi M} \sin(\Omega t) = K_{\pi} U_{m} m_{\phi M} \Omega \sin(\Omega t).$ (7.124)

После интегратора получаем

$$U_{B \text{bix}} = K_{\mathcal{A}} U_m \int m_{\phi M} \Omega \sin(\Omega t) dt = K_{\mathcal{A}} U_m m_{\phi M} \cos(\Omega t) = K_{\mathcal{A}} U_m k U_{m\Omega} \cos(\Omega t) .$$
(7.125)

При наличии ФД всегда можно осуществить с его помощью детектирование сигнала с ЧД (7.63,6)

$$U(t) = U_m \cos[\omega_c t + \varphi_{\Psi M}(t)] = U_m \cos[\omega_c t + m_{\Psi M} \sin(\Omega t)].$$
(7.126)

После фазового детектора выделяется низкочастотная составляющая  $U(\Omega) = K_{\Pi} U_m m_{{}_{\rm HM}} \sin(\Omega t)$ .

После дифференциатора получаем

$$U_{BbIX} = K_{\mathcal{A}} U_m \frac{d}{dt} [m_{\mathbf{Y}M} \sin(\Omega t)] = K_{\mathcal{A}} U_m m_{\mathbf{Y}M} \Omega \cos(\Omega t) = K_{\mathcal{A}} U_m k U_{m\Omega} \cos(\Omega t) . (7.128)$$







Входной сигнал системы ФАПЧ является в данном случае сигналом с ЧМ:  $U_c = U_{mc} \cos[\omega_c + \Delta \omega(t)]t = U_{mc} \cos[\omega_c + U_{m\Omega} \cos(\Omega t)]t.$  (7.129)

(7.127)

Частота генератора, управляемого напряжением, с точность до фазы подстраивается под частоту входного сигнала, поэтому

$$ωΓ = ωC + Δωy(t) = ωC + 2πΔfy(t) = ωC + 2πSyUy, (7.130)κακ Δfy(t) = 2πSyUy,$$

так как  $\Delta f_y(t) = 2\pi S_y U_y$ ,

где  $\mathbf{S}_{\mathbf{V}}$  - крутизна характеристики управителя ГУНа.

В результате напряжение управления  $U_y$ , которое и является выходным напряжением ЧД на основе петли ФАПЧ, определится в соответствии с выражением

$$U_{BHX} = U_{y} = \frac{U_{m\Omega}}{2\pi S_{y}} \cos(\Omega t). \qquad (7.131)$$

## 8 УПРАВЛЕНИЕ РПУ 8.1 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

При эфирном прохождении радиосигнал претерпевает значительные изменения, связанные с условиями распространения радиоволн: многолучевое распространение, радиоэхо, замирания и доплеровский эффект. Кроме того, существенно различаются частоты и уровни принимаемых сигналов, а также условия радиоприема в зависимости от состояния ЭМО. Однако для пользователя желательно наличие надежного канала связи при любых условиях эксплуатации РПУ. Поэтому с целью управления и обеспечения наилучшего качества приема в РПУ вводят: частотную настройку с цепями подстройки; регулировку усиления (для снижения различия в уровнях сигналов дальних и близких станций, замираний и т.п.); регулировки, оптимизирующие отношения С/Ш и С/П на входе и выходе РПУ для обеспечения максимальной вероятности приема сообщений (режекция особо мощных помех, изменение полосы пропускания тракта промежуточной частоты, регулировка чувствительности) и минимизацией искажений.

# 8.2 НАСТРОЙКА РПУ

Для приема сигналов от требуемых станций необходимо настроить РПУ на соответствующую частоту. Эта операция включает коммутацию диапазона, установку соответствующих частот гетеродинов и настройку резонансных преселекторов на частоту сигнала.

При коммутации диапазонов в РПУ находят применение механические и электронные системы. Первые отличаются простотой, устойчивостью к электромагнитным перегрузкам и отсутствием нелинейных эффектов. Однако вследствие механического износа, окисления и загрязнения они ненадежны и имеют ощутимые собственные реактивности контактных пар. Электронные же системы автоматизированы, компактны и экономичны, поэтому они наиболее широко применяются в радиоприемной технике.

В РПУ коммутация диапазонов производится переключением фильтров и контурных катушек индуктивности. Типовая схема электронной коммутации приведена на рис.8.1, где катушки  $L_1$  и  $L_2$  подключаются в контур, образованный совместно с варикапом VD1. Управление ключами VD2 и VD3 на коммутационных или p-i-n-диодах производится подачей положительного потенциала в цепь соответствующего диода. В результате протекания тока через диод цепь замыкается, подключая катушку в контур.



Рис.8.1

Для настройки РПУ на заданную частоту сигнала в пределах диапазона широкое применение нашла емкостная настройка (плавная или дискретная, т.е. настройка на определенные частоты с допустимым шагом). При этом возможно использование КПЕ, дискретных конденсаторов переменной емкости (ДКПЕ) и варикапов.

КПЕ и до настоящего времени широко применяется в качестве настроечного элемента в РПУ. Это обусловливается рядом его достоинств, таких, как большое перекрытие по емкости, высокая добротность и линейность контура с КПЕ. Его использование позволяет создавать достаточно простые и эффективные резонансные системы с низким температурным коэффициентом частоты. К недостаткам использования КПЕ в качестве настроечного элемента относятся большие габариты, ограниченное число синхронно перестраиваемых секций, пониженная устойчивость к механическим воздействиям значительное время настройки.

ДКПЕ представляет собой магазин конденсаторов постоянной емкости с последовательно-параллельным включением групп (рис.8.2). Использование дискретных конденсаторов позволяет значительно снижать время настойки сравнительно с КПЕ, обеспечивать прямочастотную настроечную характеристику, равномерные добротность и коэффициент передачи в широком диапазоне частот и автоматизацию настройки. Однако такие системы весьма дорогостоящие и громоздкие.

Электронная настройка с помощью варикапов, вольт-фарадная характеристика которых имеет вид, показанный на рис.8.3, позволяет сводить к минимуму настройку, время настройки, организовывать автоматизированную обеспечивать высокую эксплуатационную стабильность настроечных характеристик, снимает ограничения на сложность настраиваемых цепей, имеет малые габариты и массу. Отсутствие механических связей позволяет располагать варикапы непосредственно в колебательных контурах, уменьшая тем самым паразитные межкаскадные связи.



Типовая схема цепи настройки содержит варикап VD, потенциометр  $R_1$ , служащий для изменения постоянного напряжения, резистор  $R_2$ , исключающий шунтирование контура источником питания, и блокировочный конденсатор  $C_{\delta n}$  (рис.8.4,а). При изменении управляющего напряжения U на варикапе происходит изменение его емкости (см. рис.8.3) и перестройка резонансной цепи. При дискретной настройке напряжение на диоде изменяется ступенчато. Для одновременной перестройки цепей сигнала и гетеродина используют варикапные матрицы.



Рис.8.3

Одним из основных недостатков электронной настройки является значительная нелинейность варикапа, которая особенно заметна при сильных сигналах и малых смещениях. Поэтому применение варикапа в цепях преселектора приводит к некоторому ухудшению селективности РПУ. Для снижения искажений используют встречно-параллельное включение варикапов (рис.8.4,б). Благодаря взаимной компенсации четных гармоник нелинейные искажения существенно снижаются.



Рис.8.4

8.3 Сопряжение настроек контуров

В супергетеродинном РПУ необходимо согласование настроек контуров гетеродина и преселектора. Если для настроек используется блок КПЕ с одинаковыми ёмкостями, то требуется сопряжение настроек контуров гетеродина и преселектора. Это объясняется различными требованиями к коэффициентам перекрытия контуров.

В качестве примера рассмотрим РПрУ с частотным диапазоном  $f_{cmin}$ =100кГц и  $f_{cmax}$ =300кГц, промежуточная частота  $f_{n_4}$ =400кГц, настройка осуществляется КПЕ с  $C_{\kappa nin}$ =20пФ и  $C_{\kappa max}$ =180пФ. Коэффициент перекрытия частотного диапазона равен  $k_{\rm d} = f_{\rm cmax} / f_{\rm cmin} = 300/100 = 3$ . В соответствии с формулой Томпсона

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\kappa}C_{\kappa}}}$$
(8.1)

изменение емкости сигнального контура в 9 раз обеспечивает перекрытие заданного диапазона частот. Так как использован супергетеродинный приемник, то посмотрим, что произойдет, если аналогичный элемент настройки будет применен и в контуре гетеродина (рис.8.5):

Минимальная и максимальная частоты сигнала гетеродина равны:

f<sub>г min</sub>=100+400=500 кГц,

f<sub>г max</sub>=300+400=700 кГц.



Рис. 8.5

Индуктивность сигнального и гетеродинного контуров выбираем в соответствии с формулой Томпсона

$$L_{\kappa} = \frac{1}{(2\pi f_{c\min})^2 C_{\kappa\max}},$$
(8.2)

$$L_{\Gamma} = \frac{1}{(2\pi f_{\Gamma \min})^2 C_{\kappa \max}}.$$
 (8.3)

Если теперь уменьшить C<sub>к</sub> в 9 раз, то частота гетеродина в соответствии с (8.1) изменится в 3 раза и станет равной  $f'_{rmax}$ =1500 кГц, что будет существенно отличаться от требуемого для получения промежуточной частоты значения. Приемник с точки зрения частоты гетеродина окажется настроенным не на частоту 300 кГц, а на частоту сигнала, равную 1500-400=1100 кГц. А так как сигнальный контур при этом будет настроен на частоту 300 кГц, то имеет место ошибка рассогласования (или сопряжения), равная 1100-300=800 кГц и сигнал будет значительно ослаблен. Считается допустимой ошибка рассогласования, не превышающая половины полосы пропускания преселектора (рис.8.6).



В данном примере большая ошибка сопряжения связана с избыточным диапазоном изменения емкости контура гетеродина. Необходимо, чтобы для контура гетеродина  $C_{\rm k\,max}/C_{\rm k\,min} = (f_{\rm r\,max}/f_{\rm r\,min})^2 = (700/500)^2 \approx 2$ .



Рис.8.7

Как видно из рис.8.7, точное сопряжение (равенство  $f_{\Gamma} - f_c = f_{\Pi \Psi}$ ) имеет место только в одной точке в начале диапазона. Такой вид сопряжения настроек контуров сигнала и гетеродина называется одноточечным сопряжением. Он допускается, если ошибка сопряжения по всему диапазону не превышает допустимого значения. Обычно одноточечное сопряжение выполняется в соответствии с рис.8.8 внутри диапазона на частоте  $f_1$  при небольших значениях коэффициента перекрытия диапазона по частоте  $k_{\pi} \approx 1,1$ . При больших значениях  $k_{\pi}$  применяется двухточечное и трехточечное сопряжение.



Рис.8.8

Существует несколько методов уменьшения ошибки сопряжения за счет изменения коэффициента перекрытия по емкости. Первый метод сопряжения – параллельное двухточечное сопряжение с помощью дополнительной емкости, включаемой параллельно основной емкости контура гетеродина (рис.8.9).



Величина емкости С<sub>пар</sub>, выбирается такой, чтобы

$$f_{\Gamma \min} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{\Gamma}(C_{\kappa \max} + C_{\pi a p})}} \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{\Gamma}C_{\kappa \max}}},$$
(8.4)

$$f_{\Gamma \max} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{\Gamma}(C_{\kappa \min} + C_{\pi ap})}}.$$
 (8.5)

При этом точное сопряжение получается в двух точках: в начале и в конце диапазона (рис.8.10,а)



Рис.8.10

Появляющуюся внутри диапазона ошибку сопряжения можно существенно уменьшить, сместив частоты точного сопряжения внутрь рабочего диапазона (частоты  $f_1$  и  $f_2$  на рис.8.10,б). Частоты точного сопряжения выбираются таким образом, чтобы ошибки по краям и внутри диапазона были равными:

$$f_1 = f_{0\min} k_{\mathcal{A}}^{0,147}, \quad f_2 = f_{0\min} k_{\mathcal{A}}^{0,852}.$$
 (8.6)

Двухточечное сопряжение применяется, если  $k_{a} < 1,4$ .

Второй метод сопряжения – последовательное двухточечное сопряжение с помощью дополнительной емкости, включаемой последовательно с основной емкостью контура гетеродина (рис.8.11).



Рис.8.11

Величина емкости Спосл, выбирается такой, чтобы

$$f_{\Gamma \min} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{\Gamma}(\frac{C_{\kappa \max}C_{\Pi \text{OC}\Pi}}{C_{\kappa \max} + C_{\Pi \text{OC}\Pi}})}},$$
(8.7)

$$f_{\Gamma \max} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{\Gamma}(\frac{C_{\kappa \min}C_{\Pi \cap C \Pi}}{C_{\kappa \min} + C_{\Pi \cap C \Pi}})}} \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{\Gamma}C_{\kappa \min}}}.$$
(8.8)

Точное сопряжение также получается в двух точках: в начале и в конце диапазона (рис.8.12,а)



Ошибку сопряжения внутри диапазона можно существенно уменьшить, сместив частоты точного сопряжения  $f_1$  и  $f_2$  внутрь рабочего диапазона (рис.8.12,б). Частоты точного сопряжения выбираются таким образом, чтобы ошибки по краям и внутри диапазона были равными.

Третий метод - комбинированное трехточечное сопряжение. Он заключается в сочетании параллельного и последовательного сопряжения (рис.8.13). Частоты точного сопряжения (рис.8.14,6) выбираются из следующих соотношений:

$$f_{1} = f_{0\min}(0.933 + 0.067k_{\pi}),$$
  

$$f_{2} = f_{0\min}(1 + k_{\pi})/2,$$
  

$$f_{3} = f_{0\min}(0.067 + 0.933k_{\pi}).$$
  
(8.9)

Трехточечное сопряжение применяется, если k<sub>д</sub>> 1,4.



Рис.8.13



Рис.8.14

С увеличением полосы преселектора требования к сопряжению снижаются. Переход к электронной системе настройки принципиально позволяет полностью исключить погрешность сопряжения во всем диапазоне рабочих частот.

Схема электронной настройки с синтезатором частот показана на рис.8.15. Необходимая частота устанавливается в синтезаторе частот (СЧ). Далее, в синтезаторе напряжения (СН) происходит скачкообразное либо плавное изменение управляющего напряжения, что обеспечивает перестройку преселектора на частоту сигнала.



Рис.8.15

В процессе работы РПУ преобразованная частота может изменяться и отличаться от промежуточной, на которую настроен ТПЧ. Причиной является уход частоты РПдУ после настройки РПУ, уход частоты гетеродина РПУ под воздействием дестабилизирующих факторов (температуры, влажности, механических воздействий и т.п). В результате спектр преобразованного

сигнала оказывается смещенным относительно АЧХ тракта промежуточной частоты, что приводит к его искажениям и появлению после детектирования нелинейных искажений либо к полному прекращению приема при больших уходах.

### 8.4 Системы автоматической подстройки частоты

Для автоматического поддержания преобразованной частоты в полосе тракта основной избирательности в РПУ используется система автоматической подстройки частоты (АПЧ) (рис.8.16). В случае отклонения промежуточной частоты от номинального значения на выходе различителя Р вырабатывается напряжение  $U_p$ , которое после усиления воздействует на управитель У и ГУН. Происходит изменение частоты гетеродина таким образом, чтобы сохранить номинальное значение  $f_{пч}$ . В качестве элемента подстройки в контуре гетеродина обычно используется варикап.



Рис.8.16

В зависимости от вида различителя различают частотную автоматическую подстройку частоты (ЧАПЧ) и фазовую автоматическую подстройку частоты (ФАПЧ). В ЧАПЧ измеряется отклонение преобразованной частоты от промежуточной частоты и в роли различителя выступает ЧД. В ФАПЧ производится сравнение фаз сигналов, а в роли различителя выступает ФД. ФАПЧ имеет более высокую чувствительность, поскольку реагирует на фазовые изменения частоты и, следовательно, на меньшую разность частот, чем ЧАПЧ.

### 8.4.1 Система ЧАПЧ

Рассмотрим работу системы ЧАПЧ. Пусть в результате воздействия дестабилизирующих факторов частота гетеродина изменилась на величину  $\Delta f_{\Gamma}$ . Это изменение частоты гетеродина приведет к изменению значения промежуточной частоты  $f_{\Pi^{q}}$  на величину  $\Delta f_{\Pi^{q},Ha^{q}}$ . Напряжение на выходе ЧД при наличии АПЧ определяется величиной частотной ошибки  $\Delta f_{\Pi^{q}}$  и крутизной детекторной характеристики ЧД S<sub>p</sub>:

$$U_{p} = \Delta f_{\Pi \Psi} S_{p} \,. \tag{8.10}$$

График дискриминационной характеристики  $\Delta U_p = F_p(\Delta f_{\Pi \Psi})$  рассмотрен ранее в главе 9.

Изменение частоты гетеродина в процессе регулирования прямо пропорционально напряжению управления  $U_y$  и крутизне характеристики управления гетеродина  $S_{\Gamma}$ :

$$\Delta f_{\Gamma p e \Gamma} = S_{\Gamma} U_{y}. \tag{8.11}$$

Примерный график зависимости изменения частоты гетеродина от изменения управляющего напряжение  $\Delta f_{\Gamma} = F_V(\Delta U_V)$  приведен на рис.8.17.



Рис.8.17

Напряжение управления при наличии усилителя постоянного тока с коэффициентом передачи К<sub>упт</sub> равно

$$U_{y} = U_{p} K_{y\Pi T}. \qquad (8.12)$$

В результате регулирования начальное изменение промежуточной частоты уменьшается или увеличивается до значения

$$\Delta f_{\Pi \Psi} = \Delta f_{\Pi \Psi.Ha\Psi} + \Delta f_{\Gamma pe\Gamma}, \qquad (8.13)$$

в зависимости от знака  $\Delta f_{rper}$ .

На основании (8.10) - (8.12) из (8.13) получаем

$$\Delta f_{\Pi \Psi} = \Delta f_{\Pi \Psi.Ha\Psi} + \Delta f_{\Pi \Psi} S_{\Gamma} S_{p} K_{y\Pi T},$$

откуда

$$\Delta f_{\Pi \Psi} = \frac{\Delta f_{\Pi \Psi.Ha\Psi}}{1 - S_{\Gamma} S_{p} K_{\Psi \Pi T}}.$$
(8.14)

Выражение (8.14) описывает систему АПЧ как замкнутую систему с обратной связью по частоте. Если знак произведения  $S_{\Gamma}S_{p}K_{y\Pi T} > 0$ , то обратную связь по частоте можно считать положительной. Если знак произведения  $S_{\Gamma}S_{p}K_{y\Pi T} < 0$ , то обратную связь по частоте можно считать отрицательной. При отрицательной обратной связи начальная частотная ошибка уменьшается. Коэффициент

$$k_{A\Pi\Psi} = \frac{\Delta f_{\Pi\Psi,H}}{\Delta f_{\Pi\Psi}} = 1 + S_{\Gamma}S_{p}K_{\Pi\Pi}, \qquad (8.15)$$

показывающий во сколько раз уменьшается начальная частотная ошибка, называется коэффициентом автоподстройки.

В замкнутой системе АПЧ изменение выходного напряжения дискриминатора на величину  $\Delta U$  является входным параметром для управителя гетеродинам с масштабным коэффициентом  $K_{ynrr}$ , а изменение частоты гетеродина на величину  $\Delta f$  является входным параметром для частотного дискриминатора. В связи с этим, учитывая, что  $\Delta f_{\Gamma} = \Delta f_{\Pi \Psi}$ , можно отобразить графики характеристик управителя  $\Delta f_{\Gamma} = F_y(\Delta U_y)$  и различителя  $\Delta U_y = F_p(\Delta f_{\Pi \Psi})$  на одной плоскости. Начальная ошибка  $\Delta f_{\Pi \Psi Ha\Psi}$  может появиться не только за счет нестабильности частоты гетеродина. Причиной может послужить, например уменьшение частоты входного сигнала на величину  $\Delta f_c$ . В этом случае при верхнем преобразовании  $f_{\Pi\Psi Ha\Psi} = f_{\Gamma} - (f_c - \Delta f_c)$  или  $\Delta f_{\Pi\Psi Ha\Psi} = \Delta f_c$ . В любом случае изменение частоты гетеродина  $\Delta f_{\Pi\Psi}$  можно считать появившемся за счет изменения частоты гетеродина  $\Delta f_{\Gamma}$ .

Найдем зависимость остаточного частотного отклонения  $\Delta f_{\Pi \Psi}$  от частотного отклонения входного сигнала  $\Delta f_c$  при включенной автоподстройке. Эту зависимость называют регулировочной характеристикой системы АПЧ.

При работе АПЧ появившееся отклонение  $\Delta U_y$  будет представлять напряжение ошибки, которое, воздействуя на ГУН, изменяет частоту гетеродина на величину  $\Delta f_{rper}$  таким образом, чтобы остаточная ошибка

$$\Delta f_{\Pi \Psi OCT} = \Delta f_{\Gamma p e \Gamma} - \Delta f_c. \qquad (8.16)$$

Если уравнение характеристики различителя решить относительно  $\Delta f_{\Pi 40CT}$ , то получим функциональную зависимость  $\Delta f_{\Pi 40CT} = F_p^-(\Delta U_y)$ . В выражении (8.16) изменение частоты гетеродина в процессе регулирования определяется

зависимостью  $\Delta f_{\Gamma} = F_y(\Delta U_y)$ . То есть (8.16) можно переписать в следующем виде:

$$F_{p}^{-}(\Delta U_{y}) = F_{y}(\Delta U_{y}) - \Delta f_{c}. \qquad (8.17)$$

Выражение (8.17) означает, что остаточная ошибка  $\Delta f_{\Pi 40CT}$  определяется как абсцисса точки пересечения характеристики различителя  $F_p(\Delta f_{\Pi 4})$  с характеристикой управителя  $F_y(\Delta U_y)$ , смещенной вдоль оси частот на величину  $\Delta f_c$ .

На рис.8.18 приведены зависимости в соответствии с (8.17) при различных начальных расстройках по частоте. Точки пересечения графиков являются решениями уравнения (8.17). Так как точек пересечения графиков может быть от одной до трех, то при нахождении остаточной ошибки  $\Delta f_{пчост}$  учитываются точки, характеризующие устойчивые состояния системы.

На рис.8.19 приведена регулировочная характеристика системы АПЧ.



Рис.8.18



Рис.8.19

Рассмотрим поведение системы при изменении частоты входного сигнала. Допустим, что вначале  $\Delta f_c = 0$  и система осуществляет слежение за изменением частоты входного сигнала. Тогда точка пересечения характеристик управителя и различителя находится в начале координат (точка 0) и остаточная ошибка отсутствует (рис.8.18, рис.8.19).

При появлении расстройки  $\Delta f_c \neq 0$  точка пересечения характеристик сместится и займет положение 1. Как видно из рис.8.18 остаточная ошибка значительно меньше начальной расстройки  $\Delta f_{\Pi + Ha + I} = \Delta f_c$ .

Все последующие точки пересечения (точки 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 на рис.8.18) характеристик управителя и различителя являются точками решения уравнения (8.17). Анализ устойчивости полученных решений целесообразно производить с помощью (8.14).

Условие получения отрицательной обратной связи по частоте  $S_{\Gamma}S_{p}K_{y\Pi T} < 0$  означает, что крутизна характеристики управителя  $S_{\Gamma}$  и крутизна характеристики различителя  $S_{p}$  должны иметь различные знаки. Для точек 1, 2 и 3 это условие выполняется, следовательно, состояние системы в них является устойчивым и коэффициент автоподстройки  $k_{A\Pi \Psi} >> 0$ .

При дальнейшем увеличении расстройки частоты сигнала крутизна характеристики различителя уменьшается до нуля и меняет знак на противоположный. Обратная связь по частоте становится положительной, так как  $S_{\Gamma}S_{p}K_{y\Pi T} > 0$ . В точке 4 произведение  $S_{\Gamma}S_{p}K_{y\Pi T} = +1$ , коэффициент автоподстройки  $k_{A\Pi 4} = 0$ ,  $\Delta f_{\Pi 40CT}$  стремится к бесконечности и система

осуществляет скачкообразный переход в точку 8. Происходит срыв слежения за частотой входного сигнала, остаточная расстройка при этом  $\Delta f_{\Pi 40CT} \approx \Delta f_c$ . Точка 8 является устойчивым состоянием системы, несмотря на то, что обратная связь по частоте остается положительной. Это связано с небольшим значением крутизны характеристики различителя  $S_p$  в этой точке. Расстройка сигнала, соответствующая срыву слежения за частотой входного сигнала, является границей полосы удержания  $\Delta f_{yd}$  (рис.8.19).

При уменьшении значения  $\Delta f_c$  слежение за частотой не осуществляется до точки 6 из-за небольшого значения  $S_p$ . В точке 6 из-за роста крутизны различителя произведение  $S_{\Gamma}S_{p}K_{y\Pi T} = +1$ , коэффициент автоподстройки  $k_{A\Pi \Psi} = 0$ ,  $\Delta f_{\Pi \Psi OCT}$  стремится к бесконечности и система осуществляет скачкообразный переход в точку 2. В точке 2 система устойчива, т.к. обратная связь по частоте становится отрицательной  $S_{\Gamma}S_{p}K_{y\Pi T} < 0$  и  $k_{A\Pi \Psi} >> 0$ .

Таким образом, между точками 4 и 6 находится область неустойчивых состояний системы, так как обратная связь по частоте положительна и произведение  $S_{\Gamma}S_{p}K_{V\Pi T}$  достаточно велико.

Расстройка сигнала, соответствующая началу слежения за частотой входного сигнала, является границей полосы захвата Δf<sub>захв</sub> (рис.8.19). Как видно из графиков, полоса захвата уже полосы удержания.

Приближенный расчет полосы удержания можно произвести с помощью соотношения, полученного для треугольника ABD (рис.8.20).

Ширина основания треугольника ABD, как видно из проделанных построений, приблизительно равна половине полосы удержания. В свою очередь треугольник ABD состоит из прямоугольных треугольников ABC и BCD, основания которых можно определить из соотношений:

$$\Delta f_1 = \frac{\Delta U_{ymax}}{tg\beta} = \frac{\Delta U_{ymax}}{S_p}, \qquad (8.18)$$

$$\Delta f_2 = \Delta U_{ymax} tg\alpha = \Delta U_{ymax} S_y. \qquad (8.19)$$

Тогда полоса удержания

$$\Delta f_{y_{a}} = 2(\Delta f_{1} + \Delta f_{2}) = 2\Delta U_{y_{max}}(S_{y} + \frac{1}{S_{p}}).$$
(8.20)

На практике в структуре АПЧ между различителем и управителем включается ФНЧ, устраняющий флуктуации напряжения в цепи управления частотой гетеродина. В этом случае верхняя граничная частота фильтра определяет быстродействие системы АПЧ.


Рис.8.20

8.4.2 Система ФАПЧ

В системе ФАПЧ производится сравнение фаз сигналов опорного генератора ОГ и промежуточной частоты, а в роли различителя выступает ФД (рис.8.16). Выходное напряжение ФД прямо пропорционально косинусу фазового угла между сигналами опорного генератора и промежуточной частоты

$$\varphi(t) = (\omega_{\Pi \Psi} - \omega_{O\Gamma})t - (\varphi_{\Pi \Psi} - \varphi_{O\Gamma}) = \Delta \omega_{Ha\Psi} - \varphi_{Ha\Psi}.$$

Система ФАПЧ работает в двух режимах:

1) режим различения сигналов по частоте, когда  $\Delta \omega_{\text{нач}} \neq 0$ ;

2) режим различения сигналов по фазе, когда  $\Delta \omega_{\text{нач}} = 0$ .

В первом режиме на выходе ФД присутствует изменяющееся напряжение с частотой разностной ( $\omega_{\Pi \Psi} - \omega_{OF}$ ), которое через УПТ поступает на управитель и изменяет частоту гетеродина на величину

$$\Delta \mathbf{f}_{\Gamma} = \mathbf{S}_{\mathbf{V}} \mathbf{U}_{\mathbf{V}}.\tag{8.21}$$



Рис.8.21

На рис.8.21 приведена детекторная характеристика ФД с учетом наличия УПТ на входе управителя. Выражение (8.21) означает, что на этом же рисунке по оси ординат могут быть отложены приращения частоты гетеродина с некоторым масштабным коэффициентом в соответствии с выражением  $U_y = \Delta f_{\Gamma} / S_y$ . В

связи с этим горизонтальные линии A, Б, B и  $\Gamma$  являются характеристиками управителя и соответствуют начальным расстройкам частоты гетеродина или сигнала, так как в равновесном состоянии  $\Delta f_{\Gamma} = \Delta f_{c}$ .

В результате также как и в случае с ЧАПЧ, точки пересечения графиков управителя и различителя являются точками решения уравнения, описывающего процессы в замкнутой системе ФАПЧ. Определим точки, соответствующие устойчивым состояниям системы.

При появлении расстройки по частоте изменяющаяся фаза на входе ФД может быть представлена в следующем виде:

$$\varphi(t) = [(\omega_{\Gamma} + \Delta \omega_{\Gamma}) - (\omega_{c} + \Delta \omega_{c}) - \omega_{O\Gamma}]t + \varphi_{Hay}.$$

Скорость изменения фазы во времени равна

$$\frac{d\phi(t)}{dt} = (\omega_{\Gamma} + \Delta\omega_{\Gamma}) - (\omega_{c} + \Delta\omega_{c}) - \omega_{0\Gamma} = (\Delta\omega_{\Gamma} - \Delta\omega_{c}) = 2\pi(S_{y}U_{y} - \Delta f_{c}), \quad (8.22)$$

так как должно соблюдаться условие  $\omega_{\Pi\Psi} = (\omega_{\Gamma} - \omega_{C}) = \omega_{O\Gamma}$ .

Выражение (8.22) означает, что на рис.8.21 по оси ординат могут быть также отложены значения скорости изменения фазы во времени с некоторым масштабным коэффициентом.

В точке 2, являющейся решением (8.22) в случае отсутствия расстройки сигнала  $\Delta f_c = 0$ , при появлении положительного значения  $\Delta \phi > 0$  появится положительное значение напряжения управления  $U_y>0$ . Это означает, что скорость изменения фазы во времени в этой точке положительна, поэтому приращение фазы будет продолжать нарастать до точки 2<sup>/</sup>. При отрицательных

значениях Δφ<0 в этой точке появится отрицательное значение напряжения управления и скорости изменения фазы во времени, поэтому система будет также продолжать удаляться от этой точки.

В точке 2' при появлении положительного значения  $\Delta \phi > 0$  появится отрицательное значение напряжения управления  $U_y < 0$ . Это означает, что скорость изменения фазы во времени в этой точке отрицательна, поэтому приращение фазы будет уменьшаться до точки 2'. При отрицательных значениях  $\Delta \phi < 0$  в этой точке появится положительное значение напряжения управления и скорости изменения фазы во времени, поэтому система будет возвращаться в точку 2'.

При появлении расстройки  $\Delta f_c \neq 0$  в соответствии с (8.22) положительные значения скорости изменения фазы во времени будут присутствовать выше линии характеристики управителя, соответствующей расстройке, а отрицательные – ниже.

Таким образом, устойчивыми состояниями системы будут точки 1', 2', 3' и 4. Неустойчивыми будут точки 1, 2 и 3.

Фазовые соотношения, необходимые для устойчивой работы системы ФАПЧ, устанавливаются автоматически.

При отсутствии захвата частоты сигнала ФД работает в режиме слежения по частоте. На выходе различителя присутствует переменное напряжение с разностной частотой  $\Delta f = f_{\Pi \Psi} - f_{O\Gamma}$ . Частота гетеродина под воздействием этого напряжения изменяется в диапазоне  $f_{\Gamma} \pm \Delta f_{\Gamma \max}$ , определяемом величиной  $\pm U_{y\max}$ . Как только частота входного сигнала попадет в диапазон  $f_{\Gamma} \pm \Delta f_{\Gamma\max}$  и частота  $f_{\Pi\Psi}$  сравняется с частотой опорного генератора  $f_{O\Gamma}$ , произойдет скачкообразный переход в режим слежения по фазе. Напряжение на выходе ФД будет соответствовать ошибке системы ФАПЧ по фазе в диапазоне от 0 до  $\pi$ , что соответствует крайним точкам 4 и 1<sup>7</sup> на рис.8.21.

Так как остаточная ошибка по частоте равна нулю, то коэффициент автоподстройки системы ФАПЧ стремится к бесконечности.

Регулировочная характеристика системы ФАПЧ приведена на рис.8.22.

При отсутствии ФНЧ между различителем и управителем полоса захвата системы ФАПЧ равна полосе удержания.

При наличии ФНЧ с большой постоянной времени  $\tau_{\phi}$  диапазон изменения частоты гетеродина под воздействием управителя с ростом расстройки уменьшается. Это происходит из-за уменьшения амплитуды сигнала управления U<sub>y</sub> << U<sub>ymax</sub>. Полоса захвата в связи с этим будет меньше полосы удержания. Для синусоидального сигнала на входе ФД приближенное значение полосы захвата равно

$$\Delta f_{3axB} \approx 1.3 \sqrt{\frac{\Delta f_{y\mu}}{\tau_{\phi}}}.$$
(8.23)



Рис.8.22

### 8.5 РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ

В реальных условиях приема мощность входных сигналов может изменяться в десятки и сотни тысяч раз, однако на выходе РПУ необходимо обеспечить независимый уровень сигналов, определяемый условиями функционирования оконечного устройства.

Для обеспечения нормальной работы УНЧ и защиты их от перегрузки в РПУ применяют ручную (РРУ) и автоматическую (АРУ) регулировки усиления.

Ручная регулировка осуществляется с помощью потенциометров, включенных в часть тракта, не охваченной АРУ. Обычно РРУ вводят в детекторном каскаде или первых каскадах УНЧ (рис.8.10). РРУ позволяет обеспечивать функционирование УНЧ только при медленных и небольших изменениях уровня сигнала. При высоких скоростях и больших диапазонах изменений уровней сигналов используется АРУ.



Рис.8.10

Для управления коэффициентом передачи тракта формируется управляющее напряжение, зависящее от уровня принимаемого сигнала. Это напряжение обычно получают в результате амплитудного детектирования на выходе УПЧ. Оно также может быть получено в результате детектирования усиленного в дополнительном канале входного сигнала РПУ. Для выделения управляющего напряжения используют фильтры АРУ, полоса пропускания которых меньше минимальной частоты модуляции сигнала.

Регулировка усиления в усилительных каскадах осуществляется различными способами:

1) режимные методы наиболее применимы в аппаратуре невысокого класса. Недостаток - изменение режима по постоянному току вызывает изменения входного и выходного импедансов каскадов.

2) применение управляемых аттенюаторов на входе;

3) регулировка глубины местной ООС.

Последние способы позволяют существенно уменьшать влияние регулировок на АЧХ и нелинейные искажения сигнала.



Рис.8.11

Режимная регулировка усиления может производиться либо изменением тока эмиттера, либо изменением напряжения на коллекторе. На рис.8.11 приведена зависимости крутизны транзистора от тока эмиттера  $S_0 = f(I_9)$ . Увеличение тока эмиттера  $I_9$  и, следовательно, тока коллектора  $I_{\kappa} \approx I_9$  приводит к уменьшению напряжения между коллектором и эмиттером  $U_{\kappa_9}$  за счёт увеличения падения напряжения на сопротивлении  $R_9$  в цепи эмиттера и нагрузке по постоянному току в цепи коллектора ( $R_{\kappa}$  в резистивных каскадах, сопротивление фильтра  $R_{\phi}$ ). Одновременное изменение  $I_9$  и  $U_{\kappa_9}$  приводит к

тому, что практически линейная на начальном участке зависимость  $S_0 = f(I_3, U_{K3})$  при больших значения тока становится нелинейной и имеет форму кривой, показанной на рис.8.11 штриховой линией. При этом в области  $I_{31} < I_{3} < I_{32}$  коэффициент усиления каскада практически не зависит от  $I_3$ . Для АРУ могут быть использованы области  $I_3 < I_{31}$  и  $I_3 > I_{32}$ . Требуемый характер изменения  $K_0$  в зависимости от уровня входного сигнала  $U_{Bx}$  может быть получен при строго определённом характере изменения  $I_3$ : при  $I_3 < I_{31}$  с увеличенем  $U_{Bx}$  ток эмиттера должен уменьшаться (обратная регулировка – рис.8.12), при  $I_3 > I_{32}$  с увеличенем  $U_{Bx}$  ток эмиттера должен увеличиваться (прямая регулировка – рис.8.13).



Рис.8.12

При прямой регулировке, когда транзистор работает в режиме насыщения, пределы изменения коэффициента усиления определяются уже не только изменеием проводимости  $Y_{21}$ , но и пределами изменения выходной проводимости транзистора  $g_{22}$ . В этом случае имеется наибольшая степень изменения коэффициента усиления при сравнительно небольшом изменении тока I<sub>3</sub>. Одако этот режим характеризуется более высоким (по сравнению с обратной регулировкой) уровнем нелинейных искажений. Кроме того, при прямой регулировке заметно изменяется выходная ёмкость  $C_{22}$  транзистора. При использовании резонансной нагрузки частотная характеристика каскада будет изменяться в процессе регулировки усиления, причём тем сильнее, чем выше частота сигнала (или чем меньше отношение  $C_{\rm H}/C_{22}$ , где  $C_{\rm H}$  – ёмкость нагрузки). Поэтому прямая регулировка применяется довольно редко.



Рис.8.13

При использовании обратной регулировки проводимость  $Y_{21}$ , исключая область  $I_3 \rightarrow 0$ , в довольно широких пределах изменяется пропорционально току эмиттера  $I_3$ .

Изменение І<sub>э</sub> может быть достигнуто путём подачи управляющего напряжения как на базу, так и на эмиттер транзистора. При регулировке по эмиттеру (рис.8.12) увеличивается стабильность работы, но значительно повышается мощность, потребляемая от источника управления. В управляющей цепи приходится использовать транзисторный детектор либо усилитель постоянного тока, что является существенным недостатком схемы. При подаче регулирующего напряжения на базу (рис.8.13) нужна сравнительно небольшая мощность, которая может быть получена непосредственно от детектора АРУ.

Управляющее напряжение U<sub>упр</sub> подаётся на регулируемый транзистор через фильтр APУ ( $R_{\phi}$ ,  $C_{\phi}$  на рис.8.13), основное назначение которого заключается в фильтрации низкочастотного напряжения на выходе детектора APУ. Постоянная времени фильтра  $\tau_{\phi}=R_{\phi}\cdot C_{\phi}$  обычно составляет 0,05 ÷ 0,5 с. Увеличение  $\tau_{\phi}$  приводит к ухудшению регулировки при быстрых изменениях сигнала. С уменьшением  $\tau_{\phi}$  на вход УСПЧ попадает напряжение звуковой частоты, что может привести к уменьшению глубины модуляции сигнала, т.е. к его демодуляции. Величина  $R_{\phi}$  составляет, как правило, единицы – десятки кОм,  $C_{\phi}$  – единицы мкФ.



Рис.8.14

Для увеличения эффективности АРУ в управляющую цепь после детектора иногда вводят усилитель постоянного тока (усиленная АРУ). В качестве такого усилителя может быть использован отдельный резистивный каскад либо один из каскадов УПЧ. В схеме рис.8.14 (так называемая «эстафетная АРУ») управляющее напряжение подаётся на первый каскад.

Пример регулируемого аттенюатора на полевом транзисторе приведен на рис.8.15. При изменении управляющего напряжения АРУ происходит изменение внутреннего сопротивления транзистора, вследствие чего меняется коэффициент передачи делителя.



Каскад усиления с регулируемой глубиной местной обратной связи приведен на рис.8.16. При отсутствии напряжения АРУ диод VD закрыт и резистор автоматического смещения R<sub>и</sub> обеспечивает минимальное заданное значение коэффициента передачи каскада за счет глубокой местной ООС. При напряжения АРУ диод открывается управляющего увеличении И его уменьшается. результате внутреннее сопротивление В резистор автоматического смещения R<sub>и</sub> шунтируется через разделительный конденсатор,

обратная связь по переменному току ослабляется, и коэффициент передачи каскада возрастает.



По закону регулирования различают: сжиматели динамического диапазона сигнала и расширители, ограничители максимального и минимального уровней (последние называют пороговыми ограничителями или шумоподавителями). В общем случае выходное и входное напряжение регулируемого звена связаны соотношением

$$U_{\rm BMX} = k U_{\rm BX}^{\gamma}, \qquad (8.24)$$

где k – коэффициент пропорциональности,

γ – коэффициент сжатия или расширения динамического диапазона сигнала ДД.
 Для минимального и максимального уровней сигналов можно записать

$$\frac{U_{\text{Bbix max}}}{U_{\text{Bbix min}}} = \left(\frac{U_{\text{Bx max}}}{U_{\text{Bx min}}}\right)^{\gamma}, \qquad (8.25)$$

что после логарифмирования дает

$$lg \frac{U_{B \text{bix} \text{max}}}{U_{B \text{bix} \text{min}}} = \gamma lg \frac{U_{B \text{x} \text{max}}}{U_{B \text{x} \text{min}}}$$
или ДД<sub>вых</sub>=үДД<sub>вх</sub>. (8.26)

В зависимости от значения коэффициента γ различают пять типов регулируемых звеньев, амплитудные и регулировочные характеристики которых представлены на рис.8.17



Рис.8.17

В РПрУ система АРУ чаще всего применяется для обеспечения постоянства выходного напряжения, т.е.

$$U_{BbIX} = U_{BX}K(t) = const.$$
(8.27)

Из (8.27) следует, что коэффициент передачи регулируемого звена должен изменяться обратно пропорционально амплитуде входного сигнала (рис.8.17,б). Если управляющее напряжение используется для регулировки в каскадах, предшествующих детектору АРУ, такая регулировка называется АРУ с обратной связью или АРУ "назад" (рис.8.18,а), если же напряжение U<sub>per</sub> используется для для регулировки в последующих цепях, то имеет место АРУ с прямой связью или АРУ "вперед" (рис.8.18,б). В первом случае для регулировки в системе обязательно наличие сигнала рассогласования, что не позволяет реализовывать регулировочную характеристику, не зависящую от уровня входного сигнала. Во втором случае не только достижимо постоянство выходного уровня РПУ, но и реализуются произвольные регулировочные зависимости.

Комбинированная схема АРУ объединяет в себе АРУ с обратной связью и АРУ с прямой связью.

Детектор АРУ должен выделять составляющие несущего колебания, которые являются следствием модуляции входного сигнала дестабилизирующими факторами (нестабильность излучаемой мощности радиопередающей станции, изменение расстояния до источника сигнала, условия распространения радиосигнала, нестабильность коэффициента передачи радиотракта приемника до детектора) и не реагировать на модулирующее колебание. В противном случае модулирующее колебание будет изменяться в такт с модуляцией сигнала, что приведет к уменьшению глубины модуляции и нелинейным искажениям.



При регулировке необходимо организовать определенный вид зависимости  $U_{\text{вых}P\Pi y} = f(E_A)$ . При этом эффективность работы АРУ оценивается коэффициентом регулирования

$$B = \frac{D_{BX}}{D_{BbIX}} = \frac{\left(\frac{U_{BX} \max}{U_{BX} \min}\right)}{\left(\frac{U_{BbIX} \max}{U_{BbIX} \min}\right)},$$
(8.28)

который показывает степень изменения сигнала на выходе системы по отношению к изменению входного сигнала.

Характеристики АРУ зависят от метода регулировки ("вперед", "назад") и от способа регулировки. Регулировка "вперед" позволяет получать идеальную АРУ (рис.8.19, ломаная 4). Может быть применена для реализации расширителей динамического диапазона. Однако это требует введения дополнительного канала усиления, высокой точности поддержания его коэффициента Если И широкого динамического диапазона. точность передачи не обеспечивается, то возможна регулировка по ломаной 5. Обратная регулировка (рис.8.19, ломаные 1, 2, 3) не критична к точности характеристик звеньев, но может работать неустойчиво и не обеспечивает идеальных характеристик.



Рис.8.19

По способу регулирования различают простую, задержанную и усиленную АРУ. В простой АРУ напряжение сигнала детектируется в АД и после ФНЧ на  $R_{\phi}C_{\phi}$  поступает на регулируемый каскад, так что усиление каскада уменьшается (рис.8.20). Эта АРУ удобно сочетается с АД в основном канале приемника. Недостатком АРУ является работа при малых сигналах, что приводит к неоправданной потере чувствительности в тракте РПУ (рис.8.19, кривая 2).

Задержанная АРУ (рис.8.21 и рис.8.19, кривые 1, 3, 4, 5) не имеет отмеченного недостатка, так как диод VD<sub>1</sub> заперт дополнительным смещением, которое задается  $R_{d1}$  и  $R_{d2}$ . В результате цепь АРУ не функционирует пока амплитуда сигнала на аноде VD<sub>1</sub> не превысит порога напряжения задержки U<sub>3</sub>, а затем диод открывается и на регулирующий каскад поступает дополнительное смещение. Тогда VT<sub>2</sub> начинает открываться, а VT<sub>1</sub> подзапирается, что приводит к уменьшению коэффициента передачи каскада. Уровень сигнала на входе, соответствующий началу работы АРУ называется порогом АРУ (рис.8.19). Совмещение детекторов для этой системы АРУ недопустимо, поэтому в схеме производится раздельное детектирование. В цепи АРУ используется параллельный детектор, так как точка подключения находится под напряжением питания.

Для усиленной АРУ характерно наличие дополнительных усилительных каскадов в канале формирования управляющего напряжения (рис.8.18,а), амплитудная характеристика благодаря этому приближается к идеальной (рис.8.19, кривая 3).



Рис.8.20





# 8.5.1 АНАЛИЗ АРУ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Рассмотрим структурную схему АРУ, представленную на рис.8.22



В установившемся режиме напряжение регулирования U<sub>p</sub> прямо пропорционально коэффициенту передачи детектора АРУ, коэффициенту передачи усилителя и коэффициенту передачи фильтра K<sub>do</sub>:

$$U_{p} = U_{BXAPY} K_{\mathcal{A}} K_{\phi o} K_{y}.$$
(8.29)

Входное напряжение системы АРУ определим как разность изменения выходного напряжения и напряжения задержки U<sub>3</sub>

$$U_{BXAPY} = \Delta U_{BHX} - E_{3}, \qquad (8.30)$$

тогда

$$U_{p} = (\Delta U_{BMX} - E_{3}) K_{\pi} K_{\phi o} K_{y}, \qquad (8.31)$$

причем при  $\Delta U_{BMX} \leq E_3$ , регулирующее напряжение отсутствует.

При появлении скачка входного сигнала выходное напряжение изменяется на величину

$$\Delta U_{B b I X H a 4} = \Delta U_{B X} K_{0} . \tag{8.32}$$

Регулируемое звено характеризуется крутизной регулировочной характеристики S<sub>p</sub> и начальным коэффициентом передачи K<sub>o</sub>. В результате регулирования происходит изменение коэффициента передачи на величину

$$\Delta \mathbf{K} = \mathbf{S}_{\mathbf{p}} \mathbf{U}_{\mathbf{p}} \,. \tag{8.33}$$

Под воздействием управляющего напряжения выходное напряжение изменяется на величину

$$\Delta U_{\rm BMX} = \Delta U_{\rm BMX \, hav} + \Delta U_{\rm BMX \, per}, \qquad (8.34)$$

где

$$\Delta U_{BLXPE\Gamma} = \Delta U_{BX} \Delta K = \Delta U_{BX} S_p U_p.$$
(8.35)

Представим цепь АРУ, состоящую из детектора АРУ, ФНЧ и усилителя, в виде цепи с обратной связью. Коэффициент передачи цепи АРУ с разомкнутой и замкнутой ОС равен, соответственно

$$K_{APY} = \frac{U_p}{U_{BXAPY}} = K_{\pi} K_{\phi o} K_y$$
(8.36)

И

$$K_{APY(OC)} = \frac{K_{APY}}{1 - \beta K_{APY}},$$
(8.37)

где  $\beta$  – коэффициент обратной связи:

$$\beta = \frac{dU_{BLIX}}{dU_p} = \frac{\Delta U_{BX}S_pU_p}{U_p} = S_p\Delta U_{BX}.$$
(8.38)

Подставляя (8.31) в (8.34) с учетом (8.36) и (8.38) получаем  $\Delta U_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{вых нач}} + (\Delta U_{\text{вых}} - E_{3})\beta K_{\text{АРУ}}.$ 

Решая (8.39) относительно  $\Delta U_{\text{вых}}$ , получим значение выходного напряжения

$$\Delta U_{\rm BMX} = \frac{\Delta U_{\rm BMX \, Hay} - \beta K_{\rm APy} E_{\rm 3}}{1 - \beta K_{\rm APy}}.$$
(8.40)

При Е<sub>3</sub>=0 выражение описывает простую или усиленную АРУ, для которой

$$\Delta U_{\rm BMX} = \frac{\Delta U_{\rm BMX \, Hay}}{1 - \beta K_{\rm APY}} . \tag{8.41}$$

При начальных нулевых условиях ( $U_p = 0$ ) выходное напряжение изменяется от нуля до установившегося значения, т.е.  $\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{вых уст}}$ . При отрицательной обратной связи  $\beta K_{\text{APY}} < 0$  для задержанной и простой APУ в установившемся режиме

$$U_{\text{BMX yct}} = \frac{\Delta U_{\text{BMX Hay}} + \beta K_{\text{APY}} E_{3}}{1 + \beta K_{\text{APY}}}, \qquad (8.42)$$

$$U_{\text{BUX YCT}} = \frac{\Delta U_{\text{BUX HAY}}}{1 + \beta K_{\text{APY}}} . \tag{8.43}$$

После подстановки (8.32), (8.36) и (8.38) в (8.42) получаем окончательное выражение для выходного напряжения в следующем виде:

$$U_{\text{Bbix yct}} = \frac{\Delta U_{\text{Bx}} (K_{\text{o}} + E_{3} K_{\alpha} K_{\phi o} K_{y} S_{p})}{1 + K_{\alpha} K_{\phi o} K_{y} S_{p} \Delta U_{\text{Bx}}}.$$
(8.44)

Как видно из (8.42) и (8.43), в результате регулирования начальная ошибка  $\Delta U_{\text{вых нач}}$  уменьшается с ростом глубины обратной связи  $L_{\text{ос}} = 1 + \beta K_{\text{АРУ}} >> 1$  до нуля в простой усиленной АРУ и до значения, равного напряжению задержки, в задержанной АРУ.

(8.39)

При начальных нулевых условиях ( $U_p = 0$ )  $\Delta U_{BX} = U_{BX}$ , поэтому (8.44) следует записать в следующем виде

$$U_{_{Bbix ycr}} = \frac{U_{_{Bx}}(K_{_{0}} + E_{_{3}}K_{_{4}}K_{_{\phi o}}K_{_{y}}S_{_{p}})}{1 + K_{_{4}}K_{_{\phi o}}K_{_{y}}S_{_{p}}U_{_{Bx}}}.$$
(8.45)

При начальных ненулевых условиях изменение входного напряжения вызывает изменение выходного на величину

$$\Delta U_{\rm BMX} = \frac{\Delta U_{\rm BX} K_{\rm o}}{1 + K_{\rm g} K_{\rm \phi o} K_{\rm y} S_{\rm p} \Delta U_{\rm BX}}$$

до значения (рис.8.23)

$$U''_{\text{BMX yct}} = U'_{\text{BMX yct}} + \frac{\Delta U_{\text{BX}} K_{\text{o}}}{1 + K_{\text{g}} K_{\phi \text{o}} K_{\text{y}} S_{\text{p}} \Delta U_{\text{BX}}}$$

Коэффициент регулирования АРУ в соответствии с (8.28) будет равен

$$B = \frac{(1 + K_{\mathcal{A}} K_{\phi o} K_{y} S_{p} U_{BX max})}{(1 + K_{\mathcal{A}} K_{\phi o} K_{y} S_{p} U_{BX min})},$$
(8.46)

откуда следует, что при большом петлевом усилении  $K_{d}K_{\phi o}K_{y} >> 1$  коэффициент регулирования равен диапазону изменения входного сигнала  $D_{Bx}$ . Относительное изменение выходного сигнала  $D_{Bbix}$  при этом равно единице, что гарантирует постоянство выходного напряжения в установившемся режиме.

Переходные процессы в системе связаны с наличием инерционного звена обычно в виде ФНЧ первого порядка с передаточной функцией

$$K_{\Phi}(p) = \frac{K_{\Phi o}}{1 + p\tau_{\Phi}}.$$
(8.47)

Напряжение регулирования с замкнутой ОС в операторной форме соответствует выражению

$$U_{p}(p) = U_{BXAPY}(p)K_{APY(OC)}(p) = U_{BXAPY}(p)\frac{K_{APY}(p)}{1 + \beta K_{APY}(p)}.$$
 (8.48)

Изображение по Лапласу для U<sub>вх АРУ</sub>(р) с учетом того, что преобразование Лапласа для скачка амплитуды напряжения имеет вид:

$$L[E \cdot 1(t)] = \frac{E}{p},$$
  
$$U_{BXAPY}(p) = \frac{U_{BXAPY}}{p}.$$
 (8.49)

Передаточная функция цепи АРУ определяется соотношением

$$K_{APY}(p) = \frac{K_{APY}}{1 + p\tau_{\Phi}}.$$
(8.50)

Так как регулируемое звено считается безынерционным то  $\beta(p) = \beta$ . В результате

$$U_{p}(p) = \frac{U_{BXAPY}}{p} \cdot \frac{K_{APY}}{1 + p\tau_{\phi} + \beta K_{APY}}$$

Преобразуем выражение:

$$U_{p}(p) = \frac{U_{BXAPY}}{p} \cdot \frac{K_{APY}}{1 + p\tau_{\phi} + \beta K_{APY}} = \frac{U_{BXAPY}}{p} \cdot \frac{K_{APY}(1 + \beta K_{APY})}{\tau_{\phi}(1 + \beta K_{APY})(p + \frac{1 + \beta K_{APY}}{\tau_{\phi}})} = \frac{U_{BXAPY}}{p} \cdot \frac{K_{APY(OC)}\alpha}{(p + \alpha)}, \qquad (8.51)$$

где

$$\alpha = \frac{1 + \beta K_{APY}}{\tau_{\phi}}.$$
(8.52)

В результате табличного обратного преобразования Лапласа

$$L^{-1}\left[\frac{E\alpha}{p(p+\alpha)}\right] = E(1 - e^{-\alpha t}) \cdot l(t)$$

для (8.51) получим

$$L^{-1}[U_{p}(p)] = L^{-1} \left[ \frac{U_{BXAPY} K_{APY(OC)} \alpha}{p} \cdot \frac{1}{(p+\alpha)} \right] =$$
  
=  $U_{p}(t) = U_{BXAPY} K_{APY(OC)} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_{APY}}}),$  (8.53)

где  $\tau_{APV} = 1/\alpha$  - эквивалентная постоянная времени регулирования:

$$\tau_{APY} = \frac{\tau_{\Phi}}{1 + \beta K_{APY}} = \frac{\tau_{\Phi}}{1 + S_p U_{BX} K_{\mathcal{A}} K_{\Phi 0} K_{Y}}.$$
(8.54)

В момент времени t=0 при нулевых начальных условиях напряжение регулирования отсутствует, следовательно, выходное напряжение равно изменению входного напряжения

$$\mathbf{U}_{\mathbf{B}\mathbf{b}\mathbf{I}\mathbf{X}}(\mathbf{t}=\mathbf{0}) = \mathbf{U}_{\mathbf{B}\mathbf{X}}\mathbf{K}_{\mathbf{0}}.$$

Как видно из выражения (8.54), скорость переходного процесса или время установления  $\tau \approx 2,2\tau_{APY}$  зависит как от параметров цепи, так и от уровня входного сигнала.

На рис.8.23 представлен примерный временной график выходного напряжения регулируемого звена при нулевых и ненулевых начальных условиях.





8.6 Примеры систем на основе АРУ

Среди систем амплитудного регулирования особенно актуальны системы, позволяющие увеличить отношение сигнал/помеха. При этом под помехами чаще всего подразумевают внешние и внутренние шумы.



Рис.8.25

По воздействию на АЧХ и амплитудную характеристику (АХ) различают шумоподавители с изменением формы АЧХ и с регулировкой динамического диапазона.

По наличию или отсутствию регулирования различают шумоподавители статические и динамические. В статических воздействие на АХ или АЧХ неизменно во времени и определяется интенсивностью и спектром сигнала и помех. К этому виду относятся, например, цепи предыскажения.

Структура динамического регулятора-шумоподавителя раскрывается на рис.8.24. Входной сигнал поступает на вход выходного сумматора и на вход фазовращателя на 180 градусов (инвертора). С выхода фазовращателя сигнал через ФВЧ и усилительный каскад поступает на цепь АРУ с прямой связью, амплитудная характеристика которой для высокочастотных составляющих соответствует рис.8.25. Выходной сигнал представляет собой разность  $U_{sux} = U_{sx} - U_2$ . В результате при очень маленьких уровнях входного сигнала суммарный коэффициент передачи для высокочастотных составляющих значительно снижается.



Рис.8.26



Рис.8.27

Принцип регулирования динамического диапазона в простейшей системе сжиматель-расширитель (так называемая компандерная система) поясняется на рис.8.26. Небольшие уровни входных сигналов после сжатия динамического диапазона (Д<sub>2</sub>) оказываются выше уровня шумов и помех в канале вещания. После расширителя восстанавливается первоначальный динамический диапазон входного сигнала (Д<sub>4</sub>=Д<sub>1</sub>). Выигрыш в отношении сигнал/помеха определяется увеличением среднего уровня сигнала в канале. В аналоговых системах выигрыш достигает 10-13 дБ.

В последнее время широкое распространение получили системы шумоподавления Долби. Упрощенная структурная схема системы "Долби-А" представлена на рис.8.27. При больших уровнях сигналов дополнительный небольшой коэффициент передачи тракт имеет И выходной сигнал определяется основным трактом, В котором не происходит сжатие динамического диапазона. При небольших уровнях сигналов дополнительный тракт имеет большой коэффициент передачи, и выходной сигнал определяется дополнительным трактом. В дополнительном тракте спектр передаваемых сигналов разбивается на несколько частей, в которых осуществляется независимое сжатие динамических диапазонов на передающей стороне и расширение на приемной стороне. Улучшение отношения сигнал/шум достигает 15 дБ.

## 8.7 РЕГУЛИРОВКА ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ

В условиях напряженной ЭМО помехи на входе РПУ составляют единицы и даже десятки вольт. При таких уровнях неизбежно нелинейное поражение высокочувствительного тракта РПУ. Для снижения вероятности поражения требуется уменьшение чувствительности РПУ.



#### Рис.8.28

Система автоматической регулировки чувствительности (АРЧ) может содержать один (рис.8.28,а) или несколько (рис.8.28,б) аттенюаторов (АТ), распределенных по сечениям преселектора. Управляющее аттенюаторами

воздействие вырабатывается на основе измерения групповой мощности сигнала и помех, попадающих в полосу пропускания преселектора РПУ.

Во время работы АРЧ изменяется как уровень помех и сигнала на входе РПУ или в сечениях преселектора, так и коэффициент шума РПУ.

При регулировке с аттенюатором на входе характеристики защиты имеют вид, показанный на рис.8.29,а. Введение адаптации уменьшает чувствительность РПУ, сохраняет динамический диапазон тракта и снижает вероятность нелинейного поражения, при котором прием сигнала был бы вообще невозможен.

При регулировке распределенными аттенюаторами (см. рис.8.28,б) затухание вводится постепенно, начиная с сечений, расположенных в глубине преселектора РПУ: сначала исчерпывается затухание  $AT_3$ , затем  $AT_2$  и только потом начинает срабатывать  $AT_1$ , т.е. имеет место эстафета. Результирующая характеристика защиты тракта показана на рис.8.29,б. Видно, что в результате регулировки уровень блокирования РПУ изменяется аналогично АРЧ с одиночным аттенюатором, однако коэффициент шума здесь меньше, поэтому линейный ДД РПУ расширился. Меньшие значения коэффициента шума объясняются тем, что регулировка начинается в каскадах, которые расположены в глубине преселектора и, следовательно, в меньшей мере, чем входные, определяют коэффициент шума РПУ.



Рис.8.29

## 9 Особенности построения РПУ для различных видов радиосигналов 9.1 Особенности приема АМ сигналов

Структурная схема приемника АМ сигналов супергетеродинного типа с однократным преобразованием частоты представлена на рис.9.1.



Рис.9.1

Приемник снабжен системами адаптации АРУ и ЧАПЧ.

Наличие селективных цепей в преселекторе РПрУ приводит к появлению различного рода искажений сигнала. Рассмотрим некоторые из них.

1. Точная настройка одноконтурной цепи.

Выходной сигнал селективной цепи определяется ее амплитудно-частотной характеристикой:

$$\mathbf{U}_{\text{BbK}} = \mathbf{U}_{\text{BK}} \mathbf{K}(\mathbf{f}), \tag{9.1}$$

где  $U_{\text{вх}} = U_{\text{то}}(1 + \text{mcos}(2\pi Ft)\cos(2\pi f_{c}t)),$ 

К(f) - коэффициент передачи селективной цепи.

На рис.9.2 представлен случай, когда частота настройки селективной цепи  $f_o$  совпадает с частотой несущего колебания  $f_c$ . Из рисунка видно, что каждая составляющая спектра входного сигнала претерпевает амплитудные и фазовые изменения. Выходной сигнал на основании (9.1) получается как сумма результатов перемножения амплитуд составляющих спектра входного АМ сигнала и коэффициента передачи цепи на соответствующей частоте, т.е.

$$U_{\text{BEX}} = K_0 U_{\text{mo}} \cos(\omega_c t) + 0.5 \text{mK}(\omega_c - \Omega) U_{\text{mo}} \cos[(\omega_c - \Omega)t + \phi(\omega_c - \Omega)] + 0.5 \text{mK}(\omega_c - \Omega) U_{\text{mo}} \cos[(\omega_c - \Omega)t + \phi(\omega_c - \Omega)] + 0.5 \text{mK}(\omega_c - \Omega) U_{\text{mo}} \cos[(\omega_c - \Omega)t + \phi(\omega_c - \Omega)] + 0.5 \text{mK}(\omega_c - \Omega) U_{\text{mo}} \cos[(\omega_c - \Omega)t + \phi(\omega_c - \Omega)] + 0.5 \text{mK}(\omega_c - \Omega) U_{\text{mo}} \cos[(\omega_c - \Omega)t + \phi(\omega_c - \Omega)] + 0.5 \text{mK}(\omega_c - \Omega) U_{\text{mo}} \cos[(\omega_c - \Omega)t + \phi(\omega_c - \Omega)] + 0.5 \text{mK}(\omega_c - \Omega) U_{\text{mo}} \cos[(\omega_c - \Omega)t + \phi(\omega_c - \Omega)] + 0.5 \text{mK}(\omega_c - \Omega) U_{\text{mo}} \cos[(\omega_c - \Omega)t + \phi(\omega_c - \Omega)] + 0.5 \text{mK}(\omega_c - \Omega) U_{\text{mo}} \cos[(\omega_c - \Omega)t + \phi(\omega_c - \Omega)] + 0.5 \text{mK}(\omega_c - \Omega) U_{\text{mo}} \cos[(\omega_c - \Omega)t + \phi(\omega_c - \Omega)] + 0.5 \text{mK}(\omega_c - \Omega) U_{\text{mo}} \cos[(\omega_c - \Omega)t + \phi(\omega_c - \Omega)] + 0.5 \text{mK}(\omega_c - \Omega) U_{\text{mo}} \cos[(\omega_c - \Omega)t + \phi(\omega_c - \Omega)] + 0.5 \text{mK}(\omega_c - \Omega) U_{\text{mo}} \cos[(\omega_c - \Omega)t + \phi(\omega_c - \Omega)] + 0.5 \text{mK}(\omega_c - \Omega) U_{\text{mo}} \cos[(\omega_c - \Omega)t + \phi(\omega_c - \Omega)] + 0.5 \text{mK}(\omega_c - \Omega) U_{\text{mo}} \cos[(\omega_c - \Omega)t + \phi(\omega_c - \Omega)] + 0.5 \text{mK}(\omega_c - \Omega) U_{\text{mo}} \cos[(\omega_c - \Omega)t + \phi(\omega_c - \Omega)] + 0.5 \text{mK}(\omega_c - \Omega) U_{\text{mo}} \cos[(\omega_c - \Omega)t + \phi(\omega_c - \Omega)] + 0.5 \text{mK}(\omega_c - \Omega) U_{\text{mo}} \cos[(\omega_c - \Omega)t + \phi(\omega_c - \Omega)] + 0.5 \text{mK}(\omega_c - \Omega) U_{\text{mo}} \cos[(\omega_c - \Omega)t + \phi(\omega_c - \Omega)] + 0.5 \text{mK}(\omega_c - \Omega) U_{\text{mo}} \cos[(\omega_c - \Omega)t + \phi(\omega_c - \Omega)] + 0.5 \text{mK}(\omega_c - \Omega) U_{\text{mo}} \cos[(\omega_c - \Omega)t + \phi(\omega_c - \Omega)] + 0.5 \text{mK}(\omega_c - \Omega) U_{\text{mo}} \cos[(\omega_c - \Omega)t + \phi(\omega_c - \Omega)] + 0.5 \text{mK}(\omega_c - \Omega) + 0.5 \text{mK}(\omega_c -$$

+0,5mK(
$$\omega_{c}$$
 + $\Omega$ )U<sub>mo</sub> cos[( $\omega_{c}$  + $\Omega$ )t + $\varphi(\omega_{c}$  + $\Omega$ )],

где  $\omega_c = 2\pi f_c t$ ,  $\Omega = 2\pi F t$ .



Если АЧХ и ФЧХ селективной цепи симметричны, то можно записать, что  $U_{\text{вых}} = U_{\text{товых}} \{1 + m_{\text{вых}} \cos[\Omega(t - t_{o})]\} \cos(\omega_{o} t), \qquad (9.2)$ 

где т<sub>вых</sub> - глубина модуляции выходного сигнала:

$$m_{\rm BLIX} = \frac{mK(\omega_{\rm o} - \Omega)}{K_{\rm o}} = \frac{mK(\omega_{\rm o} + \Omega)}{K_{\rm o}}, \qquad (9.3)$$

U<sub>товых</sub> - амплитуда несущей на выходе:

 $U_{\text{mobily}} = K_{0}U_{\text{mo}},$ 

t<sub>0</sub> - задержка огибающей выходного сигнала.

Таким образом, прохождение модулированного сигнала через настроенную селективную цепь сопряжено с появлением линейных искажений, проявляющихся в виде временной задержки и изменения соотношения амплитуд составляющих выходного спектра по сравнению с входным. 2. Точная настройка двухконтурной цепи.

На рис.9.3 представлен случай, соответствующий степени связи контуров больше критической. Рассмотрим прохождение составляющих спектра входного сигнала, попадающих в области подъема АЧХ. Как видно из (9.3), в этом случае уровень несущей на выходе по отношению к амплитудам боковых составляющих уменьшается. Это может привести к появлению перемодуляции

выходного сигнала и появлению нелинейных искажения после детектирования (рис.9.4).

3. Неточная настройка для одноконтурной цепи.

Наиболее интересный случай представлен на рис.9.5, когда оказывается полностью подавленной одна из боковых полос спектра входного сигнала. Получаем сигнал с одной боковой полосой, в данном случае с верхней боковой полосой. Выходной сигнал в этом случае можно представить в виде суммы двух колебаний, различающихся по частоте на величину Ω. Амплитуда суммарного колебания равна

$$U_{m\Sigma} = \sqrt{U_{m1}^2 + U_{m2}^2 + 2U_{m1}U_{m2}\cos(\Omega t)} .$$
(9.4)

При выполнении условия  $\,U_{\!_{m2}}\,{<\!\!\!<}\,U_{\!_{ml}}$ для суммарного колебания можно записать

$$U_{m\Sigma} = U_{m1} \sqrt{1 + \frac{U_{m2}^2}{U_{m1}^2} + 2\frac{U_{m2}}{U_{m1}}\cos(\Omega t)}.$$
(9.5)

Заменяя радикал приближенным выражением

$$\sqrt{1+x} \cong 1 + \frac{1}{2}x - \frac{1}{8}x^2 + \dots,$$

где

$$\mathbf{x} = \frac{\mathbf{U}_{m2}^2}{\mathbf{U}_{m1}^2} + 2\frac{\mathbf{U}_{m2}}{\mathbf{U}_{m1}}\cos(\Omega t), \qquad (9.6)$$

получаем

$$U_{m\Sigma} = U_{m1} \{1 + \frac{U_{m2}^2}{2U_{m1}^2} + \frac{U_{m2}}{U_{m1}} \cos(\Omega t) - \frac{1}{8} [\frac{U_{m2}^2}{2U_{m1}^2} + \frac{2U_{m2}}{U_{m1}} \cos(\Omega t)]^2.$$
(9.7)

Анализируя (9.7), замечаем, что кроме первой гармоники частоты  $\Omega$  в суммарном колебании присутствует также составляющая с частотой  $2\Omega$  и амплитудой

$$U_{2\Omega} = \frac{U_{m2}^2}{4U_{ml}}.$$
 (9.8)

Таким образом, детектирование амплитудно-модулированного сигнала с подавленной боковой полосой будет сопровождаться появлением на выходе линейного детектора нелинейных искажений.



Рис.9.4



Рис.9.5

## 9.1.1 Прием однополосных сигналов и с подавленной несущей

Поскольку полезная информация заключена в одной из полос (верхней или нижней) АМ сигнала, то нет необходимости передавать модулированный сигнал полностью. Если не передавать саму несущую, то уже можно получить значительный выигрыш с точки зрения энергетических соотношений.

Примерный вид сигнала с подавленной несущей представлен на рис.9.6. Красной линией обозначена траектория огибающей полезного (модулирующего) сигнала.

Дополнительный выигрыш и экономию частотной полосы получим при передаче только одной боковой полосы.

Однополосная радиосвязь получила широкое распространение благодаря следующим достоинствам:

1) вдвое меньшая ширина спектра излучения передатчика, т.к. передается только половина спектра АМ сигнала;

2) лучший энергетический режим передатчика, т.к. не тратится энергия на передачу несущего колебания во время отсутствия модуляции;

3) улучшение отношения сигнал/помеха.



Рис.9.6



Рис.9.7

Детектирование однополосных сигналов осуществляется, как правило, с помощью синхронных (когерентных) детекторов. Структура РПрУ однополосных сигналов представлена на рис.9.7.

Для решения проблемы восстановления несущего колебания в системе однополосной связи предусмотрена передача остатка несущего колебания с постоянным уровнем или специального пилот-тона, частота которого отличается от частоты несущей на заданную величину.

Восстановление подавленной несущей осуществляется с помощью петли ФАПЧ или петли Костаса (рис.9.8).

В случае высокой стабильности частоты настройки необходимости в системе АПЧ нет. При передаче телефонных сообщений, например, допускается отклонение частоты синхронного гетеродина до 100-150 Гц.



9.2 Радиоприемные устройства с активными антеннами

Активными антеннами (АА) в радиотехнике принято называть устройства, собственно активные объединяющие антенну И элементы усиления, преобразования или генерации сигналов. Функции таких не реализуются обычным последовательным соединением ряда функционально законченных узлов, а обеспечиваются электрически единым устройством. Разделение АА на пасактивную части невозможно из-за интегрального характера сивную и устройства. Это отличает, например, антенну-усилитель (АУ) от антенны, соединенной с антенным (предварительным) усилителем, когда выход антенны и вход усилителя согласованы с волновым сопротивлением линии передачи и могут быть соединены линией передачи любой длины. АА выполняется в виде одного блока. В общем случае это нелинейное и невзаимное устройство.

Интеграция антенны и активного элемента позволяет уменьшить размеры антенн, расширить полосу пропускания электрически коротких антенн, улучшить чувствительность приемных систем, осуществить электронную перестройку антенн и управлять диаграммами направленности. Во многих случаях АА позволяют реализовать одновременно несколько указанных преимуществ, причем выигрыш, например в габаритах АА, может достигать нескольких десятков по сравнению с пассивными аналогами при сохранении или даже улучшении полосы пропускания, чувствительности и т. д.

Варианты структур АА представлены на рис.9.9. Включение по схеме двухполюсника имеет место при использовании, например, диодов или конверторов отрицательного сопротивления, преобразующих реактивное

сопротивление X<sub>a</sub>, подключенное к свободной паре (рис.9.9,а) полюсов, в отрицательное сопротивление на паре полюсов, подключенных к собственно антенне. Наиболее распространена структура, показанная на рис.9.9,б. На ее основе реализованы существенное уменьшение размеров АУ, повышение чувствительности приемных систем и т.д.



Рис.9.9 - Структуры активной антенны

АУ являются наиболее распространенным в настоящее время типом АА. В диапазонах ДВ, СВ, КВ и частично УКВ целью интеграции являются, как правило, уменьшение размеров антенн и обеспечение широкой полосы пропускания. Эта цель достигается интеграцией собственно антенны с УЭ. С повышением частоты нерезонансные АУ малоэффективны по сравнению с резонансными из-за неоптимального согласования. В резонансных АУ осуществляется оптимальное согласование УЭ с собственно антенной для обеспечения максимального отношения сигнал/шум в приемной системе.

Что касается вопросов проектирования МА и усиления сигналов, поступающих с МА, то они неразрывно связаны между собой рядом параметров. Во-первых, это реальная чувствительность, которая определяется действующей высотой антенны и шумами усилителя. Во-вторых, это АЧХ, которая формируется и МА, и усилителем. В-третьих, это динамический диапазон, поскольку нелинейные искажения усилителя зависят от уровня сигнала на входе, т.е. от действующей высоты пассивной антенны и т.д.

Поэтому устройство, представляющее собой сочетание пассивной МА и усилителя сигналов МА, рассматривается далее как единое целое и называется активной магнитной антенной.

## 9.2.1 Активные магнитные антенны

В случае устройств с чисто реактивным источником сигнала, как известно, коэффициент шума не имеет смысла. В связи с этим для анализа шумов в AMA следует пользоваться отношением сигнал/шум, которое не зависит от характера внутреннего сопротивления источника сигнала.

Обобщенная шумовая схема АМА показана на рис.9.10,а, где C<sub>1</sub> и C<sub>2</sub>-корректирующие конденсаторы; Z<sub>1</sub>- внутреннее сопротивление MA; e<sub>H</sub>- ЭДС, наводимая в MA; e<sub>ш</sub> и  $i_{\mu}$  - шумовые и в общем случае коррелированные источники напряжения и тока УРЧ. Для частот  $@<<@_{\alpha}$ , где  $@_{\alpha}$ - граничная частота транзистора, шумовую схему АМА и анализ ее шумовых характеристик можно значительно упростить, если считать источники тока и напряжения на рис.9.8,а некоррелированными.

Приведем обобщенную шумовую схему АМА к виду, представленному на рис.9.8,6. Здесь

$$e'_{H} = \frac{e_{H} \cdot \frac{1}{pC_{\pi a p}}}{Z_{\Gamma} + \frac{1}{pC_{\pi o c \pi}} + \frac{1}{pC_{\pi a p}}}, \qquad \qquad Z'_{\Gamma} = \frac{\frac{1}{pC_{\pi a p}} \left( Z_{\Gamma} + \frac{1}{pC_{\pi o c \pi}} \right)}{Z_{\Gamma} + \frac{1}{pC_{\pi o c \pi}} + \frac{1}{pC_{\pi a p}}}.$$

Для модулей  $\mathbf{e'}_{\mathbf{H}}$  и  $\mathbf{Z'}_{\Gamma}$ :

$$\begin{aligned} \left| e_{H}' \right| &= \frac{e_{H}}{\sqrt{\frac{\omega^{2}}{\omega_{nap}^{2}} \frac{1}{Q_{nap}^{2}} + \left(\frac{\omega_{nocn}^{2} - \omega_{nap}}{\omega_{nap}^{2}} + 1\right)^{2}}, \end{aligned} \tag{9.9} \\ \left| Z_{\Gamma}' \right| &= \left| Z_{\Gamma} \right| \frac{\sqrt{\left(\frac{\omega_{nocn}^{2}}{\omega^{2}} - 1\right)^{2} + \frac{\omega_{nocn}^{2}}{\omega^{2}} \frac{1}{Q_{nocn}^{2}}}{\sqrt{\frac{\omega^{2}}{\omega_{nap}^{2}} \frac{1}{Q_{nap}^{2}}} + \left(\frac{\omega_{nocn}^{2} - \omega_{nap}^{2}}{\omega_{nap}^{2}} + 1\right)^{2}}, \end{aligned} \tag{9.10} \\ \omega_{nocn}^{2} &= 1/(L_{A}C_{nocn}); \qquad \omega_{nap}^{2} = 1/(L_{A}C_{nap}); \qquad Q_{nocn}^{2} = \omega_{nocn}L_{A}/R; \end{aligned}$$

 $Q_{nap} = \omega_{nap}L_A/R; \ Z_{\Gamma} = R + j\omega L_A;$ 

где



L<sub>A</sub> и R - индуктивная и активная составляющие внутреннего сопротивления MA.

Напряжение шумов, приведенное к источнику сигнала, равно

$$u_{III} = \sqrt{e_{III}^2 + i_{III}^2 |Z_{\Gamma}^{\prime}|^2},$$
 (9.11)

а отношение напряжения сигнала к напряжению шумов (отношение сигнал/шум):

$$B = \frac{e'_{\rm H}}{\sqrt{e^2_{\rm III} + i^2_{\rm III} \left| Z'_{\rm \Gamma} \right|^2}}.$$
 (9.12)

Максимизация отношения сигнал/шум обеспечивается соответствующим выбором параметров АМА.

Возможны следующие варианты построения АМА: нерезонансный, с последовательным резонансом, с параллельным резонансом и с комбинацией последовательного и параллельного резонансов. Кроме того, АМА может быть широкополосная (неперестраиваемая) и узкополосная (перестраиваемая) (рис.9.9).



В широкополосном варианте за счет действия общей параллельной ООС формируется выходное напряжение, не зависящее от частоты сигнала. Это происходит благодаря тому, что коэффициент передачи АМА с ростом частоты уменьшается, а действующая высота пассивной антенны увеличивается. В постоянстве выходного напряжения и заключается один из элементов интеграции пассивной МА и усилителя в единое устройство – АМА.

Схема активной нерезонансной магнитной антенны представлена на рис.9.10.



Рис.9.10

Для нерезонансной антенны  $e'_{H} = e_{H}$ ,  $Z'_{\Gamma} = Z_{\Gamma}$  при  $C_{\Pi O C \Pi} = \infty, C_{\Pi a p} = 0$ . Действующая высота пассивной MA равна

$$h_{\mathcal{A}} = \frac{2\pi}{\lambda} n_{\mathcal{A}} S_{\mathcal{P}} \mu_{\mathcal{A}} , \qquad (9.13)$$

где λ - длина волны;

n <sub>А</sub> - число витков;

S<sub>p</sub> - площадь сечения;

 $\mu_{\rm A}$  - относительная магнитная проницаемость антенны.

Реальная чувствительность нерезонансной АМА рассчитывается по формуле

$$E_{\text{Hepe3}} = 30\sqrt{4kT_{\text{III}}R_{\text{FOIT}}\Delta F} / h_{\text{A}}, \qquad (9.14)$$

Реальная чувствительность нерезонансной АМА минимальна на нижней частоте рабочего диапазона и повышается с ростом частоты из-за увеличения действующей высоты (кривая 1 на рис.9.11).



Рис.9.11

Шумовое согласование для активной магнитной антенны выполняется на некоторой частоте  $f_c$ , где  $Z_{MA} = 2\pi f_c L_A = R_{\Gamma O \Pi T}$ .

Для четырехполюсника, представленного на рис.9.8, оптимальное сопротивление источника сигнала, при котором отношение сигнала/шум на его входе максимально, равно

$$R_{\text{font}} = \frac{e_{\text{III}} R_{\text{BX}}}{\sqrt{e_{\text{III}}^2 + i_{\text{III}}^2 R_{\text{BX}}^2}} = \frac{R_{\text{BX}}}{\sqrt{1 + \frac{g_{\text{III}}}{r_{\text{III}}} R_{\text{BX}}^2}}.$$
(9.15)

Шумовые параметры биполярного транзистора определяются согласно выражениям:

$$r_{\rm m} = r_{\rm b} + 0.5 r_{\rm e}$$
, (9.16)

$$g_{\rm m} = 1/(2r_{\rm e}\beta_0),$$
 (9.17)

где  $\beta_0$ - коэффициент передачи по току схемы с общим эмиттером;

r<sub>b</sub> - омическое сопротивление базы транзистора;

 $r_{e}=\phi_{_{\rm T}}\,/\,I_{_{\rm 9}}$  - диффузионное сопротивление эмиттерного перехода;

φ<sub>т</sub> = 0,026 В - температурный потенциал.

Подставляя выражения (9.17) и (9.18) в (9.15), получим при большом значении  $\mathbf{R}_{\rm BX}$ 

$$R_{r.ont} = \sqrt{2\phi_{T}\beta_{0}r_{b}/I_{3} + (\phi_{T}/I_{3})^{2}\beta_{0}}.$$
 (9.18)

Для полевого транзистора справедливы следующие приближенные соотношения:

$$r_{\rm m} = \frac{0.75}{\rm S},\tag{9.19}$$

$$g_{\mu\nu} = r_{\mu\nu} \omega^2 C_{_{34}}^2.$$
 (9.20)

где S – крутизна передаточной характеристики, C<sub>зи</sub> – емкость затвор-исток.

Для нерезонансного варианта частота шумового согласования равна нижней частоте диапазона, где действующая высота антенны минимальна. Варьируя величиной  $L_A$ , можно изменять частоту  $f_c$  с целью улучшения характеристик AMA в многодиапазонных вариантах.



Рис.9.12



Для активной магнитной антенны с параллельным резонансом  $C_{\text{посл}} = \infty, C_{\text{пар}} \neq 0$ . Поэтому при  $\omega_{\text{посл}} = 0$  следует:

$$e'_{\rm H} = \frac{e_{\rm H}}{\sqrt{\frac{\omega^2}{\omega_{\rm nap}^2} \frac{1}{Q_{\rm nap}^2} + \frac{(\omega_{\rm nap}^2 - \omega^2)^2}{\omega_{\rm nap}^4}},$$
(9.21)

$$\left| Z_{\Gamma}^{\prime} \right| = \frac{\sqrt{\omega^{2} L^{2} + R^{2}}}{\sqrt{\frac{\omega^{2}}{\omega_{\pi a p}^{2}} \frac{1}{Q_{\pi a p}^{2}} + \frac{\left(\omega_{\pi a p}^{2} - \omega^{2}\right)^{2}}{\omega_{\pi a p}^{4}}}.$$
(9.22)

АМА с параллельным резонансом работает следующим образом. На частоте параллельного резонанса f<sub>пар</sub> выполняются следующие соотношения:

$$\mathbf{e}_{\mathrm{H}}^{\prime} = \mathbf{e}_{\mathrm{H}} \mathbf{Q}_{\mathrm{\Pi} a p}, \left| \mathbf{z}_{\mathrm{\Gamma}}^{\prime} \right| = \mathbf{Z}_{\mathrm{\Gamma}} \mathbf{Q}_{\mathrm{\Pi} a p}.$$

Отношение сигнал/шум при этом

$$B_{\Pi ap} = \frac{e_{H}Q_{\Pi ap}}{\sqrt{e_{III}^{2} + i_{III}^{2} (\omega_{\Pi ap}L_{A}Q_{\Pi ap})^{2}}},$$
(9.23)  
a так как  $i_{III}^{2} (\omega_{\Pi ap}L_{A}Q_{\Pi ap}) \gg e_{III}^{2} \Pi p_{III} Q_{IIII} \gg 1, TO$   
$$B_{\Pi ap} \approx e_{H} / (i_{III}\omega_{\Pi ap}L_{A}).$$
(9.24)

Из выражений (9.23) и (9.24) видно, что вариант АМА с параллельным резонансом позволяет устранить влияние шумового источника напряжения.

Возможны два режима работы: широкополосный (рис.9.13), когда коэффициент перекрытия диапазона по частоте  $k_{\rm d} > 1$  и узкополосный (рис.9.12) – при  $k_{\rm d} = 1$ 

В широкополосном варианте принимаем Q<sub>пар</sub> >>1, а частота параллельного резонанса выбирается из условия получения равных значений реальной чувствительности по краям диапазона (кривая 2, рис.9.11):

$$f_{\Pi ap} = f_{Hay} \sqrt{k_{\pi}}.$$
 (9.25)

Величина индуктивности антенны L<sub>A</sub> выбирается из условия получения максимально возможного отношения сигнал/шум по краям диапазона:

$$L_{A} = \frac{R_{\text{гопт}}}{2\pi f_{\text{нач}}} \frac{(k_{\mu} - 1)}{k_{\mu}}.$$
 (9.26)

Заметим, что величина индуктивности МА меньше, чем в случае нерезонансной АМА.

Реальная чувствительность в наихудших точках (по краям диапазона) для AMA с параллельным резонансом равна

$$E_{\text{nap}} = E_{\text{Hepe3}} \sqrt{\frac{(k_{\pi} - 1)}{k_{\pi}}}.$$
(9.27)

где Е<sub>нерез</sub> - реальная чувствительность нерезонансного варианта.

Реальная наивысшая чувствительность имеет место на частоте  $f_m$ , которая совпадает с частотой параллельного резонанса  $f_{nap}$ :

$$f_{\rm m} = f_{\rm \pi ap} = f_{\rm Hay} \sqrt{k_{\rm A}} . \qquad (9.28)$$

При этом

$$E_{\pi ap \max} = E_{\pi ap} / \sqrt{2} . \qquad (9.29)$$

В узкополосном варианте частота параллельного резонанса равна частоте несущей сигнала. Величина индуктивности антенны выбирается, исходя из шумового согласования на резонансной частоте

$$L_{A} = \frac{R_{BX} \sqrt{e_{III}}}{2\pi f_{o} Q_{nap} \sqrt{e_{III}^{2} + i_{III}^{2} R_{BX}^{2}}}.$$
 (9.30)

Реальная чувствительность повышается до значения

$$E_{\text{пар}} = E_{\text{нерез}} / \sqrt{Q_{\text{пар}}}.$$
 (9.31)


Для активной магнитной антенны с последовательным резонансом  $C_{\text{посл}} \neq \infty, C_{\text{пар}} = 0.$  Тогда

$$e_{\rm H}^{\prime} = e_{\rm H}^{\prime},$$
 (9.32)

$$Z_{\Gamma}^{\prime} = R \sqrt{1 + Q_{\Pi O C \Pi}^{2} (\omega / \omega_{\Pi O C \Pi} - \omega_{\Pi O C \Pi} / \omega)^{2}}. \qquad (9.33)$$

Принцип действия AMA с последовательным резонансом заключается в следующем. На частоте последовательного резонанса  $f_{посл} = f_c$  получаем

$$\mathbf{Z}_{\Gamma}^{\prime} = \mathbf{R} \ . \tag{9.34}$$

Тогда для отношения сигнал/шум можно записать

$$B_{\Pi 0 C \Pi} = \frac{e_{\rm H}}{\sqrt{e_{\rm III}^2 + i_{\rm III}^2 R^2}},$$
(9.35)

а так как  $i_{III}^2 R^2 <\!\!<\! e_{III}^2$ , то

$$B_{\Pi OC\Pi} = \frac{e_{\rm H}}{e_{\rm III}}.$$
(9.36)

То есть такой метод согласования позволяет устранить влияние источника шумового тока.

Реальная наивысшая чувствительность и ее равенство по краям диапазона обеспечивается при  $f_{посл}\approx f_{нач}$  и

$$L_{\rm A} = \frac{R_{\rm FOHT}}{2\pi f_{\rm Hav}} \frac{k_{\rm A}}{\sqrt{k_{\rm A}^2 - 1}}.$$
 (9.37)

Как показывает анализ, последовательный резонанс позволяет увеличить значение индуктивности L<sub>A</sub> MA по сравнению с нерезонансным вариантом. Реальная чувствительность за счет ослабления влияния источника шумового тока по сравнению с нерезонансным вариантом повышается до значения (кривая 2, рис.9.11):

$$E_{\Pi 0 C \pi} = E_{Hepe3} \sqrt{\frac{\sqrt{k_{\pi}^2 - 1}}{2k_{\pi}}}.$$
 (9.38)

Возможен также и узкополосный вариант при последовательном резонансе (рис.9.14,а), при этом

$$L_{A} = \frac{Q_{\Pi O C \Pi} R_{\Gamma O \Pi T}}{2\pi f_{O}}, \qquad (9.39)$$

$$E_{\text{посл}} = E_{\text{нерез}} / \sqrt{Q_{\text{ПОСЛ}}}.$$
(9.40)



Рис.9.15

Широкополосный вариант активной магнитной антенны с комбинацией последовательного и параллельного резонансов позволяет ослабить влияние и источника шумового напряжения, и источника шумового тока (рис.9.15).

Наилучшая реальная чувствительность и ее равенство по краям диапазона обеспечивается при  $f_{посл} \approx f_{нач}$  и

$$f_{\pi ap} = f_{Hay} \sqrt{k_{\mathcal{A}}^2 - 1} , \qquad (9.41)$$

$$L_{A} = \frac{R_{\Gamma O \Pi T}}{2\pi f_{Ha4}} \frac{k_{\pi}^{2}}{k_{\pi}^{2} - 1}.$$
 (9.42)

Реальная чувствительность при этом (кривая 4, рис.9.11):

$$E_{\text{KOM}\vec{0}} = E_{\text{Hepe3}} \sqrt{\frac{k_{\pi}^2 - 1}{2k_{\pi}^2}}.$$
 (9.43)

Анализ рассмотренных АМА позволяет заключить следующее:

- В узкополосных вариантах эффективность всех резонансных AMA с точки зрения реальной чувствительности одинакова;

- АМА с параллельным резонансом при  $k_{d} > (1 + \sqrt{2})$  на верхней частоте диапазона обеспечивает более низкую реальную чувствительность, чем нерезонансная АМА, поэтому при  $k_{d} > (1 + \sqrt{2})$  этот вариант нецелесообразен;

- AMA с последовательным резонансом при 1 < k<sub>д</sub> < 3, незначительно уступая варианту с параллельным резонансом, превосходит его на границах диапазона;

- при k<sub>д</sub> > 3 наиболее эффективны широкополосные варианты с последовательным резонансом и комбинацией последовательного и параллельного резонансов.

- AMA с последовательным резонансом имеет максимальную величину индуктивности магнитной антенны, что обеспечивает максимальную глубину ООС и минимальные нелинейные искажения сигнала.

#### 9.2.2 Расчет реальной чувствительности активной магнитной антенны

Как известно, выражение для коэффициента шума устройства можно представить в следующем виде:

$$F_{\rm m} = 1 + \frac{e_{\rm m}^2 + i_{\rm m}^2 R_{\rm r}^2}{4k T R_{\rm r} \Delta F}, \qquad (9.44)$$

где R<sub>г</sub> - активное сопротивление источника сигнала. Кроме того

$$F_{\rm m} = 1 + T_{\rm m} / T$$
, (9.45)

где Т<sub>ш</sub> - шумовая температура устройства.

Параметры  $F_{\rm m}$  и  $T_{\rm m}$  используются для оценки шумовых характеристик устройств. Однако непосредственное использование коэффициента шума для устройств с чисто реактивным источником сигналов невозможно, так как в выражении (9.44)  $R_{\Gamma}$  должно быть активным, поскольку смысл коэффициента шума заключен в сравнении шумов устройства и шумов реального резистивного источника сигнала.

Для устройств с чисто реактивным источником сигналов наиболее информативными являются отношение сигнал/шум и связанная с ним реальная чувствительность E<sub>P</sub>, равная уровню сигнала, при котором обеспечивается

заданное отношение сигнал/шум. В справочниках на полупроводниковые приборы приводятся обычно значения коэффициента шума транзисторов или их шумовой температуры. В связи с этим целесообразно было бы использовать именно эти параметры для расчета шумовых характеристик АМА, в частности, реальной чувствительности. С этой целью необходимо представить реальную чувствительность как функцию от коэффициента шума или шумовой температуры применяемого транзистора.

Такое представление возможно путем выражения шумов усилителя, работающего от реактивного "нешумящего" источника сигналов  $Z_r$ , через коэффициент шума транзистора и шумы "шумящего" источника с активным сопротивлением  $R_r$ , равным модулю внутреннего сопротивления реактивного источника сигнала  $|Z_r|$ . Так как шумы усилителя не зависят от того, является ли источник шума шумящим или нет, то такое представление корректно.

Из выражения (9.44) для суммарного уровня шумов усилителя

$$u_{III} = \sqrt{e_{III} + i_{III}^2 R_{\Gamma}^2}$$

получим

$$u_{III} = \sqrt{(F_{III} - 1)4kTR_{\Gamma}\Delta F}.$$
(9.46)

Разделив левую и правую части выражения (3.80) на значение выходного сигнала  $e_{\rm H}$ , запишем для отношения сигнала/шум  $B=e_{\rm H}/u_{\rm III}$ :

$$B = e_{\rm H} / \sqrt{(F_{\rm III} - 1)4kTR_{\Gamma}\Delta F} . \qquad (9.47)$$

Принимая во внимание выражение для  $e_{H}$ , с учётом равенства  $R_{\Gamma} = |Z_{\Gamma}|$  для В получим

$$B=A\frac{\sqrt{\omega E}}{\sqrt{(F_{III}-1)4kT\Delta F}},$$
(9.48)

где А – константа, определяемая характеристиками рамочной антенны. Выражение (3.82) позволяет рассчитать реальную чувствительность устройства

при заданном отношении сигнал/шум В.

Для AMA радиовещательного приёмника B=30 дБ, что приводит к следующему выражению:

$$E_{\rm P} = 30\sqrt{4kT_{\rm III}\Delta F}/(A\sqrt{\omega}). \qquad (9.49)$$

Применение резонансных методов повышения отношения сигнал/шум позволяет дополнительно повысить реальную чувствительность E<sub>p</sub> в соответствии с выражениями (9.27), (9.38), (9.43).

# 9.3 Особенности РПрУ с активной фильтрацией 9.3.1 Способ описания коэффициента передачи активного фильтра

Физически реализуемые усилительные системы описываются так называемыми аналитическими функциями комплексного переменного p, которые полностью определяются значениями p, при которых функция обращается в нуль и бесконечность. Эти значения функции называются нулями Z<sub>m</sub> и полюсами P<sub>n</sub> функции T(p).

Комплексный коэффициент передачи (передаточную функцию) фильтра можно записать в следующем виде:

$$T(p) = \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_1 p + b_0}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0} = \frac{(p - z_1)(p - z_2)\dots(p - z_m)}{(p - p_1)(p - p_2)\dots(p - p_n)},$$
(9.50)

где  $b_m$ ,  $a_n$ - вещественные коэффициенты, зависящие от физических параметров цепи.

Часто при синтезе цепей анализируются не передаточные функции, а функции, описывающие входное сопротивление или проводимость - это так называемые функции иммитанса. Обобщающим для функций иммитанса и коэффициента передачи является термин "функции цепи". Нули и полюса функции удобно отображать на комплексной плоскости в виде диаграмм (рис.9.16).



При этом вводятся следующие обозначения:

$$p_{1,2} = \sigma_p \pm j \widetilde{\omega}_p; \quad \omega_p = \sqrt{\sigma_p^2 + \widetilde{\omega}_p^2}$$

а также очень важный параметр – добротность полюса:

$$q_p = \omega_p / 2\sigma_p$$

Выражение для передаточной функции можно представить в следующем вид

$$T(j\omega) = \frac{(j\omega - z_1)(j\omega - z_2)...(j\omega - z_m)}{(j\omega - p_1)(j\omega - p_2)...(j\omega - p_n)} = |T(j\omega)|e^{j\varphi(\omega)}, \quad (9.51)$$

где |T(jω)| - амплитудно-частотная характеристика (AЧX); Ф(Ф)- фазочастотная характеристика (ФЧХ).

В выражении (9.51) каждый сомножитель  $(j\omega - p_n)$  (или  $(j\omega - z_m)$ ) можно представить так, как, например, для полюса  $p_1$  (рис.9.17):

$$(j\omega - p_1) = A_{p_1} \cdot e^{j\varphi_{p_1}}$$

На комплексной плоскости он представляет собой вектор, который образуется как разность текущего вектора p (произвольная точка плоскости) и вектора особой точки (в данном случае  $p_1$ ), а, следовательно, соединяет полюс  $p_1$  с точкой p. Длина этого вектора характеризуется модулем  $|p-p_1|=A_{p1}$ , а угол поворота относительно положительной вещественной оси - величиной  $\phi_{p1}$ . Тогда выражения для АЧХ и ФЧХ можно записать таким образом:

$$\left| T(j\omega) \right| = \frac{A_{z1}A_{z2}A_{z3}...A_{zm}}{A_{p1}A_{p2}A_{p3}...A_{pn}} , \qquad (9.52)$$

$$\varphi(\omega) = (\varphi_{z1} + \varphi_{z2} + \varphi_{z3} + \dots + \varphi_{zm} - \varphi_{p1} - \varphi_{p2} - \varphi_{p3} - \dots - \varphi_{pn}).$$
(9.53)

Графическое задание нулей и полюсов коэффициента передачи устройства однозначно и полностью определяет его АЧХ и ФЧХ.

С учетом (9.52) легко установить, что, чем ближе к мнимой оси расположены полюса (чем меньше длина вектора A<sub>pn</sub>), тем больше коэффициент передачи в соответствующей частотной области. Пара полюсов передаточной функции, имеющих максимальную добротность, называется критической.

При больших значениях добротности полюсов на частоте ω<sub>m</sub>, соответствующей максимуму коэффициента передачи, выполняются следующие соотношения (рис.9.18):

$$j\tilde{\omega}_{p} = \omega_{p},$$
  
 $A_{p1} = \sigma_{p},$   
 $A_{p2} = 2\omega_{p}$ 

В этом случае для модуля коэффициента передачи ФНЧ можно записать

$$\left| \mathbf{T}(j\omega_{\mathrm{m}}) \right| = \frac{1}{\mathbf{A}_{\mathrm{pl}}\mathbf{A}_{\mathrm{p2}}} = \frac{1}{\boldsymbol{\sigma} \cdot 2\omega_{\mathrm{p}}},$$

а так как

$$\sigma_{p} = \frac{\omega_{p}}{2q_{p}},$$

то

$$|T(j\omega_m)| = \frac{q_p}{\omega_p^2}.$$

Нормированное значение коэффициента передачи активного ФНЧ относительно передачи на нулевой частоте равно

$$\left|\widehat{\mathrm{T}}(\mathrm{j}\omega_{\mathrm{m}})\right| = \frac{\left|\mathrm{T}(\mathrm{j}\omega_{\mathrm{m}})\right|}{\left|\mathrm{T}(\omega=0)\right|} = \frac{q_{\mathrm{p}}}{\omega_{\mathrm{p}}^{2}} / \frac{1}{\omega_{\mathrm{p}}^{2}} = q_{\mathrm{p}}.$$
(9.54)

Таким образом, нормированный коэффициент передачи на частоте максимума примерно равен добротности полюса.



Рис.9.18

Если полюс расположен на мнимой оси, это означает бесконечную передачу (генератор). Именно наличие комплексных полюсов и позволяет с помощью индуктивностей или ПОС формировать произвольные частотные характеристики.

# 9.3.2 Связь добротности полюсов и функции чувствительности

При производстве АФ используются компоненты, имеющие значения, отличные от номинальных величин, в результате чего функции цепи также отличаются от своих номинальных значений. Кроме того, во время работы влияние внешних параметров, таких, как температура, механические вибрации и т.д., могут привести к изменению параметров цепей и к соответствующему изменению функции цепи. В широком смысле эти проблемы связаны с определением допусков различных схем.

Решающую роль при вычислении допусков цепей играет производная функции цепи по параметрам схемы. Эта производная называется функцией чувствительности:

$$S_x^T = \partial T / \partial x$$
.

Для оценки стабильности АФ, их нелинейных параметров, шумов и т.д. можно использовать относительную функцию чувствительности, описываемую выражением

$$\mathbf{S}_{\mathbf{x}}^{\mathrm{T}} = \frac{\partial(\ln \mathrm{T})}{\partial(\ln \mathrm{x})} = \frac{\partial \mathrm{T}}{\mathrm{T}} \frac{\mathrm{x}}{\partial \mathrm{x}}.$$
(9.55)

Для АФ, представленного на рис.9.19, чувствительность передаточной функции к коэффициенту передачи усилителя, входящего в состав АФ, равна:

$$S_{K}^{T} = \frac{p^{2}\tau^{2} + 3p\tau + 1}{p^{2}\tau^{2} + p\tau(3 - K_{0}) + 1} = \frac{\widehat{T}}{T_{RC}}.$$
(9.56)

Учитывая (9.54), получаем, что модуль функции чувствительности пропорционален добротности полюса.

Как известно, при оценке уровня нелинейных искажений полезного сигнала часто используется коэффициент интермодуляционных искажений n-го порядка, который связан с функцией чувствительности.



Рис.9.19



Рис.9.20 Структурная схема (а) и граф сигналов (б) АФ

Структурная схема АФ соответствует рисунку 9.20, где T<sub>01</sub>- цепь прямой передачи сигнала на вход усилителя, T<sub>02</sub> - цепь обратной передачи.

Коэффициент передачи АФ из рисунка 9.20,б равен

$$\Gamma_{A\Phi} = \frac{T_{01}K}{1 - T_{02}K}.$$
(9.57)

Для выходного сигнала АФ, используя степенной ряд, можно записать

$$U_{_{BbixA\Phi}} = T_0 + T_1 U + T_2 U^2 + T_3 U^3 + \dots$$
(9.58)

Расчет коэффициентов ряда T<sub>i</sub> можно произвести по методике [4], учитывая, что T<sub>1</sub>-это линейный коэффициент передачи и T<sub>1</sub>=T<sub>AΦ</sub>:

$$T_{2} = K_{BX}(P_{1})K_{BX}(P_{2})K_{2}K_{Bbix}(\sum p), \qquad (9.59)$$

$$T_{3} = K_{BX}(P_{1})K_{BX}(P_{1})K_{BX}(P_{2})K_{3}K_{BbIX}(\sum p).$$
(9.60)

В общем виде коэффициент ряда і-го порядка

$$\Gamma_{i} = K_{BX}(P_{1}) \dots K_{BX}(P_{i}) K_{i} K_{Bbix}(\sum p), \qquad (9.61)$$

где К<sub>і</sub> - коэффициенты ряда для исходного усилительного элемента;

К<sub>вх</sub> - коэффициент передачи сигнала на соответствующей частоте со входа АФ по входу усилительного элемента;

К<sub>вых</sub> - передача сигнала с выхода усилительного элемента на выход АФ;

 $\sum p$  - соответствующие комбинационные составляющие вида ( $f_1 \pm f_2$ ), ( $f_1 \pm f_2 \pm f_3$ ) и т.д., в зависимости от порядка интермодуляции. В нашем случае  $\sum p = (f_1 \pm f_2)$  для второго порядка и  $\sum p = (2f_1 \pm f_2)$  для третьего порядка. В соответствии с рисунком 9.20,6 по формуле Мезона

$$K_{BX} = \frac{T_{01}}{1 - T_{02}K},$$
(9.62)

$$K_{BbIX} = \frac{1}{1 - T_{02}K}.$$
(9.63)

Тогда, если считать, что все коэффициенты передачи в пределах полосы прозрачности не изменяются, получим

$$T_{2} = K_{2} \frac{T_{A\Phi}^{2}}{K^{2}} \frac{T_{A\Phi}}{T_{01}K},$$
(9.64)

$$T_3 = K_3 \frac{T_{A\Phi}^3}{K^3} \frac{T_{A\Phi}}{T_{01}K}.$$
(9.65)

Рассчитаем дифференциальную функцию чувствительности 1-го порядка коэффициента передачи АФ к коэффициенту передачи усилительного элемента

$$S_{K}^{T} = \frac{\partial \ln T_{A\Phi}}{\partial \ln K} = \frac{\partial T_{A\Phi}}{\partial K} \frac{K}{T_{A\Phi}} = \frac{[T_{01}(1 - T_{02}K) + T_{01}KT_{02}]}{(1 - T_{02}K)^{2}} \frac{K(1 - T_{02}K)}{T_{01}K} = \frac{1}{1 - T_{02}K}.$$
(9.66)

С учетом (9.57), (9.66) можно записать для (9.64) и (9.65)

$$T_2 = K_2 \frac{T_{A\Phi}^2}{K^2} S_K^T, (9.67)$$

$$T_3 = K_3 \frac{T_{A\Phi}^3}{K^3} S_K^T.$$
(9.68)

Выражения для коэффициентов интермодуляции АФ можно записать в следующем виде:

$$K_{11,A\Phi} = \frac{T_2}{T_1} U_{mc} = \frac{K_2}{K} S_K^T \frac{T_{A\Phi}}{K} U_{mc} = K_{11} S_K^T \frac{T_{A\Phi}}{K} = K_{11} S_K^T \hat{T}_{A\Phi}, \qquad (9.69)$$

$$K_{21,A\Phi} = \frac{3}{4} \frac{T_3}{T_1} U_{mc}^2 = \frac{3}{4} \frac{K_3}{K} S_K^T \frac{T_{A\Phi}^2}{K^2} U_{mc}^2 = K_{21} S_K^T \frac{T_{A\Phi}^2}{K^2} = K_{21} S_K^T \hat{T}_{A\Phi}^2.$$
(9.70)

где К<sub>11</sub> и К<sub>21</sub> – коэффициенты интермодуляции усилителя АФ.

Если считать, что АЧХ синтезируемого активного фильтра представляет собой в идеальном случае нормированный прямоугольник, высота которого равна единице, то

$$\mathbf{K}_{11.A\Phi} = \mathbf{K}_{11} \mathbf{S}_{\mathrm{K}}^{\mathrm{T}},\tag{9.71}$$

$$\mathbf{K}_{21.A\Phi} = \mathbf{K}_{21} \mathbf{S}_{\mathrm{K}}^{\mathrm{T}}.$$
 (9.72)

Усилитель АФ также может быть представлен некоторой широкополосной структурной схемой с местными обратными связями, для которой

$$K_{11} = K_{11.w} S_w^K \frac{K}{W},$$
  
$$K_{21} = K_{21.w} S_w^K \frac{K^2}{W^2}.$$

Окончательные выражения для коэффициентов интермодуляции активного фильтра имеют вид:

$$\mathbf{K}_{11.A\Phi} = \mathbf{K}_{11.W} \mathbf{S}_{\kappa}^{\mathrm{T}} \mathbf{S}_{W}^{\kappa} \frac{\mathbf{T}_{A\Phi}}{\mathbf{W}}, \qquad (9.73)$$

$$\mathbf{K}_{21.A\Phi} = \mathbf{K}_{21.W} \mathbf{S}_{\kappa}^{\mathrm{T}} \mathbf{S}_{\mathrm{w}}^{\kappa} \frac{\mathbf{T}_{A\Phi}^{2}}{\mathbf{W}^{2}}, \qquad (9.74)$$

где  $K_{11.W}$  и  $K_{21.W}$  - коэффициенты интермодуляции второго и третьего порядков исходного усилительного элемента W, на основе которого выполнено усилительное звено K;

 $S_{\kappa}^{T}$  и  $S_{w}^{\kappa}$  - дифференциальные функции чувствительности передаточной функции активного фильтра T к коэффициенту передачи усилительного звена К и коэффициента передачи УЗ К к передаче УЭ W, соответственно.

Таким образом, при синтезе АФ возникает проблема, связанная с получением минимальной добротности комплексных полюсов.

Так как введение положительной обратной связи приводит к росту нелинейных искажений полезного сигнала, то при синтезе АФ стоит задача минимизации функции чувствительности с целью получения уровня нелинейных искажения полезного сигнала, не превышающего допустимого значения.

Из выражений видно, что отсутствие искажений в активных фильтрах может быть обусловлено тремя основными факторами, а именно:

1) наличием идеального усилительного элемента, т.е.  $K_{11.W} = 0$  и  $K_{21.W} = 0$ , или приближением реального УЭ к идеальному;

2) применением низкодобротных аппроксимаций при формировании передаточных функций, приводящих к получению  $S_{\kappa}^{T} = S_{MUH}$  (причем лучше, когда  $S_{MUH} = 0$ );

3) выполнением усилителя К на основе структурных методов синтеза усилительных трактов с нулевой или минимальной чувствительностью, т.е.  $S_w^{\kappa} \approx 0$ .

Идеальных усилительных элементов в природе не существует, поэтому можно только приближаться к идеальным характеристикам. По частотным свойствам это можно делать с помощью цепей коррекции. По нелинейным характеристикам желаемый результат может быть достигнут с помощью глубоких местных отрицательных обратных связей или дополнительных нелинейных цепей, компенсирующих нелинейности основного УЭ.

Синтез активных фильтров с минимальной (или нулевой) чувствительностью возможен с привлечением теории пространства состояний и эквивалентных преобразований к получению передаточной функции. В этом случае синтез сводится к получению ряда возможных структур активных фильтров, из которых выбирается лучшая по требуемому критерию. Низкодобротные аппроксимации характеристик АФ означают отказ от классических методов синтеза фильтрующих цепей с помощью полиномов и дробей Чебышева, Баттерворта и т.д. Для синтеза АФ необходимы функции, позволяющие изначально получать минимальные значения добротности полюсов передаточных функций.

Третье направление заключается в реализации высоколинейного широкополосного усилительного тракта в составе активного фильтра и по сути дела является самостоятельным достаточно перспективным вариантом решения задачи синтеза высоколинейного активного фильтра.

На рисунке 9.21,а представлены примерные графики АЧХ для пассивной цепи, описываемой функцией  $T_{RC}$ , и для АФ ( $T_{A\Phi}$ ). На рисунке 9.21,б приведен график функции чувствительности, соответствующей выражению (9.56).

Анализ рисунка 9.21 и выражения (9.56) позволяет сделать следующий важный вывод:

величина модуля функции чувствительности определяется отношением ординат соответствующих точек графиков АЧХ активного фильтра и пассивной RC-цепи, входящей в его состав. Причем, максимальное значение модуля функция чувствительности имеет в области, прилегающей к частоте среза АФ, в местах расположения всплесков АЧХ.



#### 9.3.3 Инварианты функции чувствительности

Относительные чувствительности, найденные для различных параметров схемы, не являются независимыми. В частности, особенно интересные соотношения находятся путем расчета суммы

$$\sum_{i=1}^{N} S^{F} = M, \qquad (9.75)$$

где N - полное число элементов; F - функция цепи.

Для удобства математического анализа RC цепи выделим в её импедансе  $Z(x_1,...,x_N,p)$  отдельно сопротивления и емкости.

Если ввести значения обратных емкостей D=1/C, получим выражение для импеданса  $Z=Z(R_1,...,R_{N_R},D_1,...,D_{N_C},p)$ , где  $N_R+N_C=N$ . Если единица измерения увеличивается в  $\lambda$  раз, а единица измерения частоты при этом не изменится, то импеданс Z также увеличивается в  $\lambda$  раз, т.е. для импедансов выполняется следующее соотношение:

$$Z(\lambda R_{1},...,\lambda R_{N_{R}},\lambda D_{1},...,\lambda D_{N_{C}},p) = = \lambda Z(R_{1},...,R_{N_{R}},D_{1},...,D_{N_{C}},p),$$
(9.76)

где Z - линейная функция переменных R и D. Дифференцируя уравнение (1.32) относительно λ, получаем:

$$\sum_{i=1}^{N_R} \frac{\partial Z}{\partial \lambda R_i} \frac{\partial \lambda R_i}{\partial \lambda} + \sum_{i=1}^{N_C} \frac{\partial Z}{\partial \lambda D_i} \frac{\partial \lambda D_i}{\partial \lambda} = Z,$$

откуда следует следующее выражение:

$$\sum_{i=1}^{N_{R}} \frac{R_{i}}{Z} \frac{\partial Z}{\partial \lambda R_{i}} + \sum_{i=1}^{N_{C}} \frac{D_{i}}{Z} \frac{\partial Z}{\partial \lambda D_{i}} = 1.$$

Подставляя  $\lambda = 1$ , получаем:

$$\sum_{i=1}^{N_{R}} \frac{R_{i}}{Z} \frac{\partial Z}{\partial R_{i}} + \sum_{i=1}^{N_{C}} \frac{D_{i}}{Z} \frac{\partial Z}{\partial D_{i}} = 1.$$
(9.77)

Использование (1.13) дает:

$$\sum_{i=1}^{N_{R}} S_{R_{i}}^{Z}(Z,R_{i}) + \sum_{i=1}^{N_{C}} S_{D_{i}}^{Z}(Z,D_{i}) = 1.$$
(9.78)

Согласно этому выражению сумма относительных чувствительностей импеданса относительно элементов R, D=1/C равна единице. Расчет чувствительности относительно C вместо D приводит к изменению знака последнего члена из-за перехода к величине, обратной D. Таким образом, получаем следующие выражения:

$$\sum_{i=1}^{N_{R}} \frac{R_{i}}{Z} \frac{\partial Z}{\partial R_{i}} - \sum_{i=1}^{N_{C}} \frac{C_{i}}{Z} \frac{\partial Z}{\partial C_{i}} = 1, \qquad (9.79)$$

$$\sum_{i=1}^{N_{R}} S_{R_{i}}^{Z}(Z,R_{i}) - \sum_{i=1}^{N_{C}} S_{C_{i}}^{Z}(Z,C_{i}) = 1.$$
(9.80)

Рассмотрим теперь передаточные функции. Изменение уровней импедансов не влияет на передаточную функцию  $K = U_2 / U_1$ . Математически

это можно записать следующим образом:

$$K(\lambda R_{1},...,\lambda R_{N_{R}},\lambda D_{1},...,\lambda D_{N_{C}}) = K(R_{1},...,R_{N_{R}},D_{1},...,D_{N_{C}}).$$
(9.81)

Дифференцируя соотношение (9.81) относительно λ, получаем:

$$\sum_{i=1}^{N_{R}} \frac{\partial K}{\partial \lambda R_{i}} \frac{\partial \lambda R_{i}}{\partial \lambda} + \sum_{i=1}^{N_{C}} \frac{\partial K}{\partial \lambda D_{i}} \frac{\partial \lambda D_{i}}{\partial \lambda} = 0.$$

Разделив обе части уравнения на К и проведя дифференцирование, после подстановки  $\lambda = 1$  получаем:

$$\sum_{i=1}^{N_{R}} \frac{R_{i}}{K} \frac{\partial K}{\partial R_{i}} + \sum_{i=1}^{N_{C}} \frac{D_{i}}{K} \frac{\partial K}{\partial D_{i}} = 0.$$
(9.82)

Если ввести относительные чувствительности согласно определению (9.55), соотношение (9.82) преобразуется к виду

$$\sum_{i=1}^{N_{R}} S_{R_{i}}^{K}(K,R_{i}) + \sum_{i=1}^{N_{C}} S_{D_{i}}^{K}(K,D_{i}) = 0$$
(9.83)

ИЛИ

$$\sum_{i=1}^{N_{R}} S_{R_{i}}^{K}(K,R_{i}) - \sum_{i=1}^{N_{C}} S_{C_{i}}^{K}(K,C_{i}) = 0 ,$$
  
$$\sum_{i=1}^{N_{R}} S_{R_{i}}^{K}(K,R_{i}) = \sum_{i=1}^{N_{C}} S_{C_{i}}^{K}(K,C_{i}).$$
(9.84)

В случае, когда цепь содержит идеальные управляемые источники, понятие импеданса можно расширить, включив в схему источники напряжения,

управляемые током. Понятие полной проводимости можно расширить, включив в схему источники тока, управляемые напряжением. Таким образом, инвариантность суммы чувствительностей может быть распространена и на активные цепи, при этом суммирование должно проводится и для параметров управляемых источников.

Для RC цепей одновременное изменение всех элементов и частоты не влияет на коэффициент передачи:

$$K(\lambda R_{1},...,\lambda R_{N_{R}},\lambda C_{1},...,\lambda C_{N_{C}},p/\lambda^{2}) = K(R_{1},...,R_{N_{R}},C_{1},...,C_{N_{C}},p).$$
(9.85)

Дифференцирование (9.85) по λ дает

$$\sum_{i=1}^{N_{R}} \frac{\partial K}{\partial \lambda R_{i}} \frac{\partial \lambda R_{i}}{\partial \lambda} + \sum_{i=1}^{N_{C}} \frac{\partial K}{\partial \lambda C_{i}} \frac{\partial \lambda C_{i}}{\partial \lambda} + \frac{\partial K}{\partial (p/\lambda^{2})} \frac{\partial (p/\lambda^{2})}{\partial \lambda} = 0$$
$$\sum_{i=1}^{N_{R}} \frac{\partial K}{\partial \lambda R_{i}} R_{i} + \sum_{i=1}^{N_{C}} \frac{\partial K}{\partial \lambda C_{i}} C_{i} - 2 \frac{\partial K}{\partial (p/\lambda^{2})} \frac{p}{\lambda^{3}} = 0.$$

После подстановки λ = 1 и деления уравнения на К получим

$$\sum_{i=1}^{N_{R}} \frac{R_{i}}{K} \frac{\partial K}{\partial R_{i}} + \sum_{i=1}^{N_{C}} \frac{C_{i}}{K} \frac{\partial K}{\partial C_{i}} = 2 \frac{p}{K} \frac{\partial K}{\partial p}$$

Вводя относительные чувствительности, окончательно запишем

$$\sum_{i=1}^{N_{R}} S_{R_{i}}^{K}(K,R_{i}) + \sum_{i=1}^{N_{C}} S_{C_{i}}^{K}(K,C_{i}) = 2S_{p}^{K}(K,p).$$
(9.86)

Учитывая (9.84), получаем

$$\sum_{i=1}^{N_R} S_{R_i}^K(K, R_i) = S_p^K(K, p), \qquad (9.87)$$

$$\sum_{i=1}^{N_{C}} S_{C_{i}}^{K}(K,C_{i}) = S_{p}^{K}(K,p).$$
(9.88)

Представляя K как комплексную величину  $K = |K|e^{j\phi}$ , для  $S_p^K$  можно записать:

$$S_{p}^{K} = \frac{p}{K} \frac{\partial K}{\partial p} = \frac{\partial \ln K}{\partial \ln p} = \frac{\partial \ln |K|}{\partial \ln p} + j \frac{\partial \varphi}{\partial \ln p} = p \left( \frac{\partial \ln |K|}{\partial p} + j \frac{\partial \varphi}{\partial p} \right) =$$

$$= S_{p}^{|K|} (|K|, p) + j Q_{p} (\varphi, p)$$
(9.89)

Окончательные соотношения (9.87) и (9.88) имеют большое значение в теории цепей. На их основании получаем следующие соотношения:

$$\sum_{i=1}^{N_{R}} \operatorname{Re} S_{R_{i}}^{K}(K,R_{i}) = \sum_{i=1}^{N_{C}} \operatorname{Re} S_{C_{i}}^{K}(K,C_{i}) = \frac{\partial \ln|K|}{\partial \ln \omega} , \qquad (9.90)$$

$$\sum_{i=1}^{N_{R}} \operatorname{Im} S_{R_{i}}^{K}(K,R_{i}) = \sum_{i=1}^{N_{C}} \operatorname{Im} S_{C_{i}}^{K}(K,C_{i}) = \frac{\partial \varphi}{\partial \ln \omega} = \omega \tau.$$
(9.91)

Итак, сумма действительных частей чувствительностей может быть выражена с помощью производной затухания от частоты (т.е. с помощью крутизны AЧХ), в то время как сумма мнимых частей чувствительности связана с временем запаздывания  $\tau$  (с крутизной ФЧХ). Это означает, что, например, AФ с большой крутизной AЧХ и ФЧХ в переходной полосе обладают большими по модулю значениями функции чувствительности. При расчете эквивалентных четырехполюсников функции К( $\omega$ ) и  $\tau(\omega)$  не могут меняться в ходе итераций. Тогда из уравнений (9.90) и (9.91) следует, что суммы чувствительностей инвариантны.

#### 9.3.4 Передаточные функции с ограниченной добротностью полюсов

Применяя методы аппроксимации частотных характеристик, известные из теории классических LC-фильтров, разработчики АФ столкнулись с проблемой высокой добротности получаемых при этом комплексных пар полюсов передаточных функций и низкой линейности характеристик разрабатываемых устройств.

Стало совершенно очевидным, что традиционные подходы здесь неприемлемы и необходимо разрабатывать способы получения передаточных функций АФ с минимальными значениями добротности комплексных пар полюсов.

Для этой цели может быть использована дробь Чебышева:

$$F_{n}(x) = \cos \left[ h \cdot \arccos(x) + \sum_{r} l_{r} \cdot \arccos\left(\frac{a_{r}x - 1}{a_{r} - x}\right) \right], \qquad (9.92)$$

где h - разность степеней полиномов числителя и знаменателя дроби; nстепень полинома числителя дроби;  $a_r = \pm a_r \pm j\sigma_r$ - корни знаменателя дроби;  $l_r$ -кратность корня знаменателя дроби.

Выражение (9.92) может быть записано в следующем виде:

$$F_{n}(\Omega) = \cos\left(h \cdot \arccos(\Omega) + \sum_{r} l_{r} \cdot \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2} \arccos\left(\frac{(a+j\sigma)\Omega - 1}{a+j\sigma - \Omega}\right) + \arccos\left(\frac{(a-j\sigma)\Omega - 1}{a-j\sigma - \Omega}\right) + \frac{1}{2} \arccos\left(\frac{-(a+j\sigma)\Omega - 1}{-(a+j\sigma)-\Omega}\right) + \arccos\left(\frac{-(a-j\sigma)\Omega - 1}{-(a-j\sigma)-\Omega}\right)\right)\right). \quad (9.93)$$

Классическая LC-аппроксимация с действительными нулями передачи следует из (9.93) при  $\sigma = 0$ :

$$F_{n}(\Omega) = \cos\left[h \cdot \arccos(\Omega) + \sum_{r} l_{r} \cdot \arccos\left(\frac{(2a_{r}^{2} - 1)\Omega^{2} - a_{r}^{2}}{a_{r}^{2} - \Omega^{2}}\right)\right]$$
(9.94)

Передаточная функция с мнимыми нулями следует из (9.93) при а=0

$$F_{n}(\Omega) = \cos\left[h \cdot \arccos(\Omega) + \sum_{r} l_{r} \cdot \arccos\left(\frac{\Omega\sqrt{1+\sigma_{r}^{2}}}{\sqrt{\Omega^{2}+\sigma_{r}^{2}}}\right)\right].$$
(9.95)

Для повышения крутизны спада АЧХ в переходной полосе целесообразно часть нулей располагать на оси јш комплексной плоскости, в связи с чем весьма перспективным является использование дробей Чебышева, обладающих комбинацией чисто мнимых и вещественных полюсов:

$$F_{n}(\Omega) = \cos\left[h \arccos\Omega + \sum_{r} l_{r} \arccos\frac{\Omega\sqrt{1+\sigma_{r}}}{\sqrt{\Omega^{2}+\sigma_{r}^{2}}} + \sum_{s} l_{s} \arccos\frac{(2\alpha_{s}^{2}-1)\Omega^{2}-\alpha_{s}^{2}}{\alpha_{s}^{2}-\Omega^{2}}\right],$$

где г—число чисто мнимых полюсов дроби; s—число вещественных полюсов дроби.

Для удобства  $F_n(\Omega)$  записывают в виде  $F_{hrs}(\Omega)$ .

Дроби низших степеней для (9.95) определяются согласно выражениям:

$$F_{010}(\Omega) = \frac{\Omega \sqrt{1 + \sigma_1^2}}{\sqrt{\Omega^2 + \sigma_1^2}}, \qquad (9.96)$$

$$F_{110}(\Omega) = \frac{\left(\sqrt{1 + {\sigma_1}^2} - {\sigma_1}\right)\Omega^2 - {\sigma_1}}{\sqrt{\Omega^2 + {\sigma_1}^2}}.$$
(9.97)

Используя известное выражение

$$|T(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)},$$

для F<sub>110</sub> получим

$$|T(\Omega)| = \sqrt{\frac{\Omega^2 + {\sigma_1}^2}{\Omega^2 + {\sigma_1}^2 + \epsilon^2 \left[\Omega^2 \left(\sigma_1 + \sqrt{1 + {\sigma_1}^2}\right) - \sigma_1\right]^2}},$$
 (9.98)

что соответствует передаточной функции

$$\Gamma(p) = \frac{p + \sigma_1}{p^2 + 2\sigma_p p + \omega_p^2} . \qquad (9.99)$$

Диаграмма полюсов и нулей полученной функции представлена на рис.9.22. Она содержит пару комплексно-сопряженных полюсов p1, p2 и нуль z1. Устройство, реализующее такую передаточную функцию, изображено на рис. 9.23.



Рис.9.22



Рис.9.23

Передаточные функции с мнимыми нулями передачи имеют существенно меньшие значения добротности комплексных пар полюсов по сравнению с передаточными функциями, имеющими действительные нули передачи. По этой причине они могут быть рекомендованы для синтеза линейных АФ, к которым предъявляются высокие требования по нелинейным параметрам.

легко установить, Из рис.9.24 ЧТО при заданной неравномерности полосе прозрачности (кривая характеристики В 1) именно введение комплексного нуля передачи (кривая 4) позволяет уменьшить "выброс" АЧХ, получаемый за счет комплексной пары полюсов (кривая 3), а следовательно, и ее добротность. Для сравнения на рисунке при той же неравномерности коэффициента передачи приведена характеристика, получаемая только за счет одной пары комплексных полюсов (кривая 2), т.е. при классической Чебышевской аппроксимации.



Рис.9.24

Таким образом, уменьшение добротности полюсов возможно за счет уменьшения скорости изменения аппроксимирующих функций в области, соответствующей границе полосы прозрачности ( $\Omega = 1$ ). Следует отметить еще одну характерную особенность низкодобротных равноволновых аппроксимаций - это удаление "волн" АЧХ от границы полосы прозрачности.

Недостаток всех способов уменьшения добротности полюсов при заданной неравномерности коэффициента передачи заключается в уменьшении крутизны спада характеристики в переходной полосе и, соответственно, уровня затухания в полосе задержания. Это вызывает необходимость увеличения порядка передаточной функции. Таким образом, осуществляется "размен" между величиной добротности полюсов и порядком передаточной функции.

Весьма эффективным методом уменьшения добротности критической пары полюсов является метод кратных полюсов. Согласно этому методу критическая пара полюсов заменяется комбинацией из четного числа пар полюсов с меньшей добротностью, формирующей требуемую форму АЧХ. На практике при каскадной реализации активного фильтра звено с критической парой полюсов заменяется каскадным соединением звеньев с меньшей добротностью. Коэффициент передачи каскадного соединения должен равняться передаче звена с критической добротностью. На рис.9.25 АЧХ, формируемая критической парой (кривая 1), заменяется "двойной" кривой 2. Это означает, что значения передачи, соответствующие кривой 2 в дБ необходимо удвоить или возвести в квадрат в абсолютных значения, т.к. таких звена будет два. В результате каждое звено в отдельности будет обеспечивать меньшую добротность, а, следовательно, и иметь меньшее значение модуля функции чувствительности.



9.3.5 Элементы теории пространства состояний

Если  $U_1(t)$  является входным сигналом на интервале времени  $(t_o,t)$ , а  $U_2(t)$  выходным сигналом анализируемой цепи, то для определения  $U_2(t)$  на этом же интервала необходимо знать все токи, протекающие через индуктивности, и напряжения на конденсаторах в некоторый момент времени  $t_o$ . Эти токи и напряжения образуют «состояние» цепи в момент  $t_o$ . Свойства цепи описываются дифференциальными уравнениями состояния цени:

$$\begin{cases} \frac{d\left[V(t)\right]}{t} = AV(t) + BX(t) \\ Y(t) = CV(t) + DX(t) \end{cases}$$
(9.100)

где X(t)= $[x_1(t),x_2(t),...,x_k(t)]^T$ -входной вектор, k-число входных переменных; Y(t)= $[y_1(t),y_2(t),...,y_m(t)]^T$ -выходной вектор, m - число выходных переменных; V(t)= $[v_1(t),v_2(t),...,v_q(t)]^T$  - вектор состоянии, q - число переменных состояний; элементы матриц A, B, C, D размерами (q\*q),(q\*k),(m\*q),(m\*k), соответственно, определяются элементами заданной цепи; T - означает транспонированную матрицу.

После преобразования по Лапласу из (9.100) получаем:

$$\begin{cases} pIV(p)=AV(p)+BX(p) \\ Y(p)=CV(p)+DX(p) \end{cases}$$
(9.101)

где I - единичная матрица размером (q\*q). Системе уравнений (9.101) соответствует граф, представленный на рис.9.26.



Рис.9.26

Матричный квадруполь {A,B,C,B}, называемый реализацией передаточной функции T(p), определяется на основе теории пространства состояний, согласно которой для

$$T(p) = \frac{b_n p^n + b_{n-1} p^{n-1} + \dots + b_0}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_0}$$

соответствующие матрицы при к=1 и m=1 равны:

$$A = \frac{1}{a_{n}} \begin{pmatrix} -a_{n-1} & a_{n} & 0 & \dots & 0 \\ -a_{n-2} & 0 & a_{n} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -a_{1} & 0 & 0 & \dots & a_{n} \\ -a_{0} & 0 & 0 & \dots & 0 \end{pmatrix}$$
(9.102)  
$$B = \frac{1}{a_{n}} \begin{pmatrix} a_{n}b_{n-1} - a_{n-1}b_{n} \\ a_{n}b_{n-2} - a_{n-2}b_{n} \\ \dots & \dots & \dots \\ a_{n}b_{0} - a_{0}b_{n} \end{pmatrix};$$
(9.103)

$$C = \left(\frac{1}{a_{n}} \quad 0 \quad \dots \quad 0\right)$$
(9.104)

$$\mathbf{D} = \left(\frac{\mathbf{b}_{n}}{\mathbf{a}_{n}}\right). \tag{9.105}$$

#### 9.3.6 Метод эквивалентных преобразований

Предположим, что V(p)=M\*W(p), где M - невырожденная матрица (определитель матрицы  $\Delta \neq 0$ ) размером (q\*q), W(p) описывает модифицированные состояния цепи, тогда из (9.101) получим

$$\begin{cases} pIW(p)=M^{-1}AMW(p)+M^{-1}BX(p)=A^{W}(p)+B^{X}(p) \\ Y(p)=CMW(p)+DX(p)=C^{W}(p)+D^{X}(p) \end{cases}$$
(9.106)

где {A`B`C`D`}- матричный квадруполь, описывающий модифицированную эквивалентную реализацию цепи, т.е. имеющую аналогичную передаточную функцию.

Изменение матрицы означает изменение структурных свойств модифицированной цепи.

Схема полосового АФ с дифференциальным входом, синтезированного на основе теории пространства состояний, представлена на рис.9.27



На транзисторах VT1 и VT3 выполнены интеграторы с потерями. Цепи интегрирования образованы элементами R<sub>и</sub>C<sub>и</sub>. Так как применены схемы включения транзисторов с общей базой, то эти же транзисторы выполняют функции входных сумматоров. Необходимый коэффициент суммирования подбирается соответствующим выбором резисторов R<sub>э1</sub>, R<sub>э2</sub>, R<sub>12</sub> и R<sub>21</sub>. На эмиттерный повторитель, обеспечивающий транзисторе VT2 выполнен необходимую развязку интегратора и нагрузки. На транзисторе VT4 выполнены инвертирующий усилитель И развязывающий усилитель-повторитель. Транзистор VT5 по схеме с общей базой выполняет функцию выходного сумматора.

В результате применения теории эквивалентных преобразований имеется возможность выбрать из всех полученных структур наилучшую с точки зрения реализации.

Хорошими характеристиками обладают полосовые RC – усилители на основе гираторов (рис.9.28). По такому пути пошла известная фирма Филипс при реализации полосовых и режекторных фильтров в интегральных процессорах, на которых основаны аналоговые каналы обработки сигналов яркости и

цветности телевизионных приемников: TDA8360-8362, TDA8395, TDA9144 и т.д.



9.3.7 Структурный синтез усилительного тракта

Примером структурного подхода к синтезу усилительного тракта является структура с дифференциальной отрицательной обратной связью (рис.9.29). Передаточная функция устройства равна

$$T = \frac{K_1 + \alpha_1 K_2}{1 - \alpha_2 K_2}.$$
 (9.107)

Дифференциальные функции чувствительности

$$S_{\kappa_1}^{\rm T} = \frac{dT}{dK_1} = \frac{1}{1 - \alpha_2 K_2}, \qquad (9.108)$$

$$S_{\kappa_2}^{\rm T} = \frac{dT}{dK_2} = \frac{\alpha_1 + \alpha_2 K_1}{\left(1 - \alpha_2 K_2\right)^2} \,. \tag{9.109}$$



Реализация є-чувствительности к звену K<sub>1</sub> достигается тем, что прямой путь с выхода K<sub>1</sub> на выход усилительного тракта касается контура с отрицательной обратной связью K<sub>2</sub> $\alpha_2$  (при K<sub>2</sub><0) с большой петлевой передачей. В итоге нелинейные искажения, создаваемые K<sub>1</sub> ослабляются при передаче на выход тракта по этому пути в (1 + K<sub>2</sub> $\alpha_2$ ) раз. Нулевая чувствительность к звену K<sub>2</sub> достигается благодаря организации двух прямых путей на вход K<sub>2</sub>, а именно:  $\alpha_1$  и K<sub>1</sub> $\alpha_2$ . Условие настройки для S<sup>T</sup><sub>к2</sub> = 0 выглядит так:  $\alpha_2 = -\alpha_1/K_1$ .

Следует заметить, что усилители с линейной отрицательной обратной связью также могут быть отнесены к трактам. Величина є определяется возможностью реализации глубоких обратных связей и, таким образом, ограничивается условиями устойчивости.

Ветви  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  можно выполнить с помощью полевого транзистора (рис.9.30).



Нелинейные искажения теоретически должны ослабляться на 34 дБ по сравнению с исходными усилительным звеном. Реально, величина ослабления составляет 28—30 дБ в диапазоне 0,1—3 МГц. На частотах 3—30 МГц величина ослабления уменьшается до 20—26 дБ, что объясняется влиянием неточности настройки фильтра из-за появления дополнительных фазовых сдвигов. Схема принципиальная электрическая полосового RC-усилителя на основе усилителя с є-чувствительностью представлена на рис.9.31.



Рис.9.31

При выполнении условий настройки влияние нелинейности входной цепи VT2 отсутствует вследствие эквипотенциальности его затвора и истока, а нелинейные искажения, создаваемые входными цепями VT1, VT3, компенсируются аналогично их проходным нелинейностям в петле отрицательной обратной связи VT1, VT3, C6, VT2, C5.

Примером структурного подхода к уменьшению искажений и получению нулевой чувствительности является усилительный тракт, граф которого представлен на рис.9.32.



Рис.9.32

С точки зрения упрощения схемы местные обратные связи применять не будем, т.е.  $a_{11}=a_{22}=0$ . Передаточная функция по формуле Мезона равна

$$T = \frac{b_1 K_1 (c_1 + a_{21} K_2 c_2) + b_2 K_2 (c_2 + a_{12} K_1 c_1)}{1 - K_1 a_{12} K_2 a_{21}}.$$

Выражения для функций чувствительности имеют вид:

$$S_{K_{1}}^{T} = \frac{(c_{1}+a_{21}K_{2}c_{2})(b_{1}+a_{12}K_{2}b_{2})}{(1-K_{1}a_{12}K_{2}a_{21}+K_{1}a_{11}K_{2}a_{22})^{2}} = 0,$$
  

$$S_{K_{2}}^{T} = \frac{(c_{2}+a_{12}K_{1}c_{1})(b_{2}+a_{21}K_{1}b_{1})}{(1-K_{1}a_{12}K_{2}a_{21}+K_{1}a_{11}K_{2}a_{22})^{2}} = 0.$$

Тогда условия получения нулевых значений функций чувствительности можно записать в следующем виде:

$$b_1 + a_{12}K_2b_2 = 0,$$
  
 $c_2 + a_{12}K_1c_1 = 0.$ 

При этом выражение для передаточной функции принимает вид

$$T = \frac{b_1 K_1 (c_1 - a_{21} K_2 a_{12} K_1 c_1)}{1 - K_1 a_{12} K_2 a_{21}} = b_1 c_1 K_1.$$

Принцип действия усилительный трактов данного типа можно показать на основе усилительного тракта с прямой связью, который часто называют Z-структурой (рис.9.33)



Рис.9.33

Выходной усиленный и искаженный сигнал (-КС+И) с выхода канала полезного сигнала после соответствующего масштабирования сравнивается с неискаженным входным сигналом С. В канале ошибки вычисляется сигнал ошибки (И/К), который усиливается и инвертируется до значения –И. В результате на выходе выходного сумматора выделяется неискаженный и усиленный полезный сигнал: -КС+И-И=-КС.

Отсутствие искажений означает нулевые значения относительных чувствительностей первого порядка для усилительных звеньев.

Активный фильтр на основе усилителя с прямой связью представлен на рис.9.34. Входной усилитель К1 предназначен для согласования источника сигнала с входным сопротивлением пассивной RC цепи.

Канал полезного сигнала содержит усилитель К2 и устройство задержки сигнала на время распространения сигнала ошибки в усилителе К3.

Канал сигнала ошибки содержит устройство задержки на время распространения полезного сигнала в усилителе К2, сумматор СМ1 и усилитель сигнала ошибки К3. На вход сумматора СМ1 с выхода инвертора поступает смесь полезного сигнала и искажений. Неискаженный сигнала выделяется на выходе сумматора СМ2 и поступает на вход согласующего усилителя К5. Формирование АЧХ обеспечивается цепь частотно-зависимой обратной связи.



Вариант устройства при выполнении усилителя с прямой связью на дифференциальных усилителях представлен на рис.9.35. Здесь усилители К2 и КЗ являются неинвертирующими дифференциальными усилителями. Они совершенно идентичны, поэтому в одинаковой степени искажают полезный сигнал. Корректор фазы позволяет установить необходимые для точной компенсации фазовые соотношения. Инвертирующий по отношению к сигналу ошибки дифференциальный усилитель К4 выделяет сигнал ошибки, который после необходимого усиления поступает на сумматор СМ1 совместно с полезным сигналом с выхода К2. На выходе сумматоре при выполнении неискаженный формируется полезный условий настройки сигнал. Принципиальная схема усилителя с прямой связью представлена на рис.9.36.



Рис.9.35



VT1 и VT4 реализован входной Ha транзисторах неинвертирующий дифференциальный усилитель. На транзисторах VT2 и VT5 собран источник искаженного полезного сигнала и неинвертированного сигнала ошибки. На транзисторах VT3 и VT6 собран дифференциальный усилитель-формирователь сигнала инвертированного сигнала ошибки. Входной неискаженный сигнал поступает на неинвертирующий вход (база транзистора VT6), а искаженный сигнал, который выделяется на резисторе R2, поступает на инвертирующий вход (база транзистора VT3). Сигнал ошибки можно наблюдать на одном из выходов канала ошибки (коллектор транзистора VT6). Усиленный сигнал ошибки суммируется в противофазе с усиленным (искаженным) входным каскадом сигналом на общей нагрузке (резистор R3). Конденсаторы C5 и C6 предназначены для коррекции усиления в широком диапазоне частот. С помощью С1 и С7 осуществляется компенсация задержки сигнала во входном каскале.

Условия настройки усилителя имеют вид:

$$U_{c}(1-K_{VT5} \times \frac{R2}{R9})=0$$
,  
 $I_{out1}R3-I_{out2}R2 \times K_{VT3} \times \frac{R3}{R10}=0$ ,

где К<sub>VT5</sub> – коэффициент передачи с базы транзистора VT5 на эмиттер; К<sub>VT3</sub> – коэффициент передачи с базы транзистора VT3 на эмиттер; U<sub>c</sub> - полезный сигнал на базе транзистора VT5; I<sub>ош1</sub> и I<sub>ош2</sub>- токи ошибок первого и второго дифференциальных усилителей. Первое условие достигается подбором значения сопротивления резистора R2, при выполнении этого условия третий дифференциальный каскад усиливает только сигнал ошибки:

$$R2=\frac{R9}{K_{VT5}}.$$

Второе условие достигается подбором значения сопротивления резистора R10, при выполнении этого условия сигнал ошибки с противоположной фазой суммируется с сигналом ошибки первого дифференциального усилителя на общем нагрузочном резисторе R3. Если первый и второй дифференциальные усилители идентичны, то токи ошибок равны, поэтому

 $R10=R3\times K_{VT3}$ .

Коэффициенты передачи К<sub>VT3</sub> и К<sub>VT5</sub> при идентичных усилителях равны. Принципиальная схема активного фильтра на основе усилителя с прямой связью представлена на рис.9.37.



Рис.9.37

# 9.4 Приемники сигналов стереовещания

# 9.4.1 Система вещания с полярной модуляцией

Стереовещание в нашей стране ведется в УКВ диапазоне с применением ЧМ. Стереосигнал несет в себе информацию от двух источников: левого и правого. Спектр сигнала с полярной модуляцией или комплексного стереосигнала (КСС)

имеет вид, как показано на рис.9.38. КСС отличается от полярномодулированного частичным подавлением уровня поднесущей.



Рис.9.38

Спектр состоит из двух частей: низкочастотной части от 30 Гц до 15 кГц, что обеспечивает совместимость с обычными РПрУ, и высокочастотной части от 16,25 до 46,25 кГц. При стандартной девиации 50 кГц спектр высокочастотного модулированного сигнала занимает полосу 192,5 кГц.

Низкочастотная часть формируется из суммарного сигнала левого и правого каналов. Высокочастотная часть формируется с помощью AM с частично подавленной несущей f<sub>пн</sub> на частоте 31,25 кГц. Модулирующим является разностный сигнал левого и правого каналов.

При полярной модуляции положительные полупериоды модулируются одним сигналом, а отрицательные – другим сигналом стереопары. Внешний вид полярно модулированного сигнала показан на рис.9.39



Рис.9.39

Структурная схема приемника стереосигнала и стереодекодера с разделением спектра КСС представлена на рис.9.40.



Рис.9.40

С выхода частотного детектора КСС поступает на входы полосового фильтра 16,25-46,25 кГц и фильтра нижних частот 0-15 кГц. Сигнал с выхода полосового фильтра поступает на амплитудный детектор, на выходе которого формируется разностный сигнал левого и правого каналов. На выходе низкочастотного фильтра выделяется суммарный сигнал левого и правого каналов. Далее полученные сигналы поступают на входы сумматора и вычитателя, на выходах которых образуются сигналы левого и правого каналов, соответственно.

Благодаря специфическому внешнему виду полярно-модулированного сигнала простейший полярный диодный декодер стереосигнала выглядит, как показано на рис.9.41



Положительные и отрицательные полуволны входного сигнала детектируются отдельными для левого и правого каналов диодными AM детекторами. Недостаточная взаимная развязка каналов приводит к появлению переходных

помех. Уровень помех регламентируется переходным затуханием между каналами.

Высоким переходным затуханием между каналами обладает декодер, выполненный в соответствии с рис.9.42.



Рис.9.42

Коммутатор входного КСС с частотой поднесущей в точках максимумов (рис.9.42) перераспределяет положительные и отрицательные полуволны на входы детекторов. На входах детекторов формируются дискретные сигналы в виде коротких импульсов с амплитудно-импульсной модуляцией. В данном случае диодные детекторы являются удлинителями импульсов и реализуют цепь с функцией памяти. Цепь синхронизации (ЦС) на основе ФАПЧ обеспечивает необходимые условия для правильной работы коммутатора.

#### 9.4.2 Система вещания с пилот-тоном

В этой системе также формируется КСС. Низкочастотная (тональная) часть несет информацию о суммарном сигнале левого и правого каналов. Высокочастотная (надтональная) часть представляет собой АМ колебание с полностью подавленной несущей, модулированное разностным сигналом левого и правого каналов (рис.9.43). Для восстановления сигнала на приемной стороне в состав сигнала вводится пилот-тон с частотой 19 кГц.



Рис.9.43



Рис.9.44

Структурная схема декодирования КСС в системе с пилот-тоном представлена на рис.9.44. Полосовой фильтр выделяет из КСС пилот-тон, из которого путем умножения частоты восстанавливается поднесущая 38 кГц. На выходе синхронного детектора образуется разностный сигнал, который совместно с КСС поступает на матрицу, осуществляющую суммарно-разностное преобразование.

Наилучшие результаты достигаются при ключевом методе декодирования КСС (рис.9.45), также как и в рассмотренном выше случае полярной модуляции.



Рис.9.45

# 9.4.3 Система вещания ЧМ-ЧМ

Разработана в 60-е годы в Швеции для стереофонического радиовещания. В модифицированном виде применяется для стереофонического сопровождения телевизионных программ в Японии.

Передача разностной составляющей осуществляется путем частотной модуляции поднесущей, частота которой равна удвоенному значению частоты строчной развертки 31,25 кГц (рис.9.46.



Рис.9.46

Для улучшения сигнал/шум тракте разностного отношения В сигнала применена компандерная система шумопонижения. Девиация компрессированным сигналом составляет 10 кГц. Полоса, занимаемая надтональной частью, ограничена в пределах ±15 кГц от значения поднесущей частоты.

Из КСС полосовым фильтром выделяется надтональная часть (рис.9.47). После усилителя-ограничителя сигнал детектируется и поступает на экспандер, восстанавливающий первоначальный динамический диапазон разностного

сигнала. Далее сигнал поступает на один из входов матрицы. На второй вход матрицы поступает суммарный сигнал после усиления и фильтрации.

Сигнал опознавания представляет собой AM колебание, модулированное тоном 982,5 Гц. Из этого колебания после детектирования и фильтрации специальным пьезофильтром формируется сигнал для переключения матрицы и идентификации режима работы.



Рис.9.47

В ряде стран используется система с ДВУМЯ несущими ЗВУКОВОГО сопровождения. Спектр сигнал представлен на рис.9.48. С помощью первой поднесущей 5,5 МГц передается суммарный сигнал, вторая поднесущая 5,74 МГц несет информацию о правом канале. Несущие разнесены по частоте на расстояние 15,5f<sub>стр</sub>. Полоса частот каждого канала – 15 кГц. Переходное затухание не менее 55 дБ. После выделения промежуточных частот сигналов звукового сопровождения осуществляется их частотное детектирование и усиление (рис.9.49). Матрица осуществляет необходимое преобразование и выделение сигнала левого канала.

Предусмотрено три режима работы: моно, стерео и двухязычное звуковое сопровождение. Для этого передается пилот-сигнал с частотой 3,5f<sub>стр</sub>, который модулируется по амплитуде. Глубина модуляции равна 50%. Для режима стерео частота модуляции равна 117,5 Гц; для двухязычного вещания – 274,1 Гц. Для режима моно модуляция отсутствует. Пилот-сигнал модулирует вторую поднесущую по частоте с девиацией 2,5 кГц.



Рис.9.48



Рис.9.49

# 9.5 Прием ЧМ сигналов

1. При узкополосной ЧМ (m<sub>чм</sub> <<1) спектр сигнала, как известно, выглядит также как у АМ сигнала. Поэтому результаты исследования прохождения АМ сигнала через преселектор можно распространить и на случай прохождения частотно-модулированного сигнала. То есть, происходит изменение глубины модуляции на выходе (m<sub>чмвых</sub>) и запаздывание частотного отклонения из-за влияния неидеальности АЧХ и ФЧХ.

2. При большом индексе модуляции прохождение широкополосного ЧМ сигнала через селективную цепь связано с появлением линейных искажений сигнала, которые после детектирования проявляются в виде нелинейных искажения первичного сигнала.

Для определения выходного сигнала необходимо каждую составляющую изменить в соответствии с АЧХ и ФЧХ, затем найти сумму составляющих спектра в виде

$$U_{\rm BBIX} = U_{\rm mbBIX}(t) \sin[\omega_{\rm o} t + m_{\rm YMBBIX}(t)],$$

где  $U_{\text{mblix}}(t)$  и  $m_{\text{чмblix}}(t)$  - несинусоидальные периодические функции.

Если частота входного сигнала изменяется в соответствии с соотношением

$$\omega = \omega_{o} + m_{\rm YM} \Omega \cos(\Omega t)$$
,

то на выходе получим:

$$\omega_{_{Bbix}} = \omega_{_{O}} + \frac{d[m_{_{\rm YMBbix}}(t)]}{dt}$$

В результате допустимый коэффициент гармоник k<sub>гдоп</sub> на выходе будет определяться параметрами нелинейности фазовой характеристики цепи. Требуемая полоса n-каскадного усилителя
$$\Delta F = \sqrt[3]{\frac{2n\Delta\omega_m^2\Omega}{k_{rgon}}} \sqrt{\sqrt[n]{2}-1} .$$

Внутренние проводимости усилительных элементов зависят от уровня сигнала, поступающего на вход. Из-за этого при изменении уровней сигналов происходит изменение формы ФЧХ каскадов. Это явление называется амплитудно-фазовой конверсией и вызывает дополнительные искажения ЧМ сигнала.

# 9.5.1 Действие гармонических и флуктуационных помех при приеме ЧМС

Представим входе частотного сигнал детектора на В виде суммы высокочастотного напряжения немодулированного сигнала с амплитудой U<sub>mc</sub> и частотой  $\omega_c$  и напряжения синусоидальной помехи с амплитудой U<sub>mn</sub> и частотой ω<sub>п</sub>. Помеха создаст биения с немодулированным сигналом, в суммарного результате которых амплитуда и частота колебания будут частотой  $\Omega = \omega_n - \omega_c$ . Суммарное колебание изменяться с разностной приобретает переменное фазовое отклонение  $\psi_{m\pi}$  (рис.9.50,а).



Рис.9.50

Определим скорость перемещения конца вектора суммарного колебания V<sub>A</sub> в точке A (рис.9.50,б), полагая, что вектор  $U_A = U_{m\Sigma} = (U_{mc} + U_{mn})\sin\psi(t)$  вращается вокруг точки O и приращение угловой частоты вращения этого вектора равно  $(d\psi/dt)_A$ .

Скорость перемещения конца вектора U<sub>A</sub> в точке А:

$$V_{A} = \frac{dU_{A}}{dt} = (U_{mc} + U_{mn})\frac{d\psi}{dt}\cos\psi(t). \qquad (9.110)$$

С другой стороны, точка А принадлежит вектору  $U_{mn}$ , вращающемуся вокруг точки  $O_1$  (рис.9.50,в) с равномерной скоростью  $\Omega ~ U_n = U_{mn} \sin \Omega t$ , поэтому:

$$V_{\rm A} = \frac{dU_{\rm n}}{dt} = U_{\rm mn} \Omega \cos \Omega t \,. \tag{9.111}$$

Приравнивая правые части соотношений (9.110) и (9.111) и считая в момент времени t=0  $\psi(t) \approx 0$ , находим:

$$(U_{mc} + U_{mn})\frac{d\psi}{dt} = U_{mn}\Omega,$$

откуда приращение угловой частоты суммарного колебания в точке А, обусловленное действием помехи

$$\left|\frac{\mathrm{d}\Psi}{\mathrm{d}t}\right| = \Delta \omega_{\mathrm{nA}} \models \frac{\Omega U_{\mathrm{mn}}}{U_{\mathrm{mc}} + U_{\mathrm{mn}}}.$$
(9.112)

Скорость перемещения конца вектора  $U_B = U_{m\Sigma} = (U_{mc} - U_{m\pi}) \sin[-\psi(t)]$  в точке В:

$$V_{\rm B} = \frac{dU_{\rm B}}{dt} = -(U_{\rm mc} - U_{\rm mn})\frac{d\psi}{dt}\cos\psi(t).$$
(9.113)

С другой стороны, точка В принадлежит вектору U<sub>mn</sub>, поэтому:

$$V_{\rm B} = \frac{dU_{\rm n}}{dt} = U_{\rm mn} \Omega \cos \Omega t \,. \tag{9.114}$$

Приравнивая правые части соотношений (9.113) и (9.114) и считая начальной точкой отсчета момент времени t=0, при котором  $\psi(t) \approx 0$ , находим:

$$-(U_{\rm mc}-U_{\rm mn})\frac{d\psi}{dt}=U_{\rm mn}\Omega,$$

откуда приращение угловой частоты суммарного колебания в точке В, обусловленное действием помехи

$$\left|\frac{\mathrm{d}\Psi}{\mathrm{d}t}\right| = \Delta \omega_{\mathrm{nA}} \models \frac{\Omega U_{\mathrm{m}\pi}}{U_{\mathrm{mc}} - U_{\mathrm{m}\pi}}.$$
(9.115)

Из соотношений (9.112) и (9.115) следует, что помеха создает различные абсолютные значения приращения частоты суммарного колебания в точках A и B, причем  $|\Delta\omega_{\Pi B}| > |\Delta\omega_{\Pi A}|$ .

Найдем размах выходного напряжения детектора U<sub>рП</sub> при действии суммы напряжений немодулированных сигнала и помехи. Пусть крутизна детекторной характеристики равна S, тогда:

$$\mathbf{u}_{\mathrm{p}\Pi} = \mathbf{S}(|\Delta \boldsymbol{\omega}_{\mathrm{n}\mathrm{A}}| + |\Delta \boldsymbol{\omega}_{\mathrm{n}\mathrm{B}}|). \tag{9.116}$$

Подставляя в (9.116) соотношения (9.112) и (9.115), получаем

$$U_{p\Pi} = S\left(\frac{U_{m\Pi}\Omega}{U_{mc} + U_{m\Pi}} + \frac{U_{m\Pi}\Omega}{U_{mc} - U_{m\Pi}}\right) = SU_{m\Pi}\Omega\frac{U_{mc} - U_{m\Pi} + U_{mc} + U_{m\Pi}}{U_{mc}^{2} - U_{m\Pi}^{2}} = \frac{2SU_{m\Pi}U_{mc}\Omega}{U_{mc}^{2} - U_{m\Pi}^{2}} = \frac{2S\Omega}{(1 - U_{m\Pi}^{2}/U_{mc}^{2})} \cdot \frac{U_{m\Pi}}{U_{mc}}.$$
(9.117)  

$$\Pi p\mu \ U_{mc} \gg U_{m\Pi}$$

$$U_{p\Pi} \approx 2S\Omega \frac{U_{m\Pi}}{U_{mc}}.$$
(9.118)

На рис.9.51 изображена зависимость амплитуды напряжения помехи на выходе ЧД от частоты помехи  $\omega_n$  при постоянном отношении сигнал-помеха на входе детектора. С увеличением расстройки  $\Omega$  линейно возрастает напряжение помехи на выходе ЧД и, кроме того, растет частота этого напряжения.



Рис.9.51

Частота  $\Omega_{max}$  соответствует границе полосы пропускания низкочастотного тракта РПрУ (УНЧ). Если частота  $\Omega$  превысит максимальную частоту  $\Omega_{max}$ , то напряжение на выходе приемника окажется равным нулю.

Если к детектору подвести полезный сигнал с частотным отклонением  $\pm \Delta \omega_m$ , то размах выходного напряжения детектора для полезного сигнала:

$$U_{pc} = S2\Delta\omega_{m}. \qquad (9.119)$$

Учитывая формулы (9.117) и (9.119), отношение сигнал-помеха на выходе ЧД:

$$\left[\frac{C}{\Pi}\right]_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{pc}}}{U_{\text{pII}}} = \frac{2S\Delta\omega_{\text{m}}}{2S\Omega} \frac{U_{\text{mc}}}{U_{\text{mII}}} (1 - \frac{U_{\text{mII}}^2}{U_{\text{mc}}^2}) = \frac{\Delta\omega_{\text{m}}}{\Omega} \cdot \frac{U_{\text{mc}}}{U_{\text{mII}}} (1 - \frac{U_{\text{mII}}^2}{U_{\text{mc}}^2}).$$
(9.120)  
Если  $\Omega = \Omega_{\text{max}}$ , то

$$\left[\frac{C}{\Pi}\right]_{\text{\tiny BLIX}} = m_{\text{\tiny YM}} \cdot \frac{U_{\text{\tiny mc}}}{U_{\text{\tiny m\Pi}}} (1 - \frac{U_{\text{\tiny m\Pi}}^2}{U_{\text{\tiny mc}}^2}).$$
(9.121)



Рис.9.52

При отношении сигнал-помеха, равном единице, вследствие практически мгновенного изменения фазы суммарного колебания в точке В (рис.9.50) на угол  $\pi$  частотное отклонение суммарного колебания, обусловленное помехой, равно бесконечности. В результате резко ухудшается отношение сигнал-помеха на выходе частотного детектора. На рис.9.52 изображена зависимость отношения сигнал-помеха на выходе детектора от уровня входного сигнала. Если имеется сигнал выше порогового, то отношение сигнал-помеха на выходе детектора увеличивается линейно с увеличением амплитуды сигнала на входе. Применение частотной модуляции обеспечивает большее отношение сигналпомеха, чем при АМ, зависящее от индекса модуляции. Отношение сигналпомеха на выходе детектора увеличивается с увеличением индекса модуляции m<sub>чм</sub> только при достаточно большом уровне сигнала на входе. При любом значении индекса модуляции существует порог в виде сигнала U<sub>c min</sub>, выше которого улучшается отношение сигнал-помеха. Уровень порога растет с  $U_{c \min 3} > U_{c \min 2} > U_{c \min 1}$ , увеличением индекса модуляции если m<sub>чм3</sub>>m<sub>чм2</sub>>m<sub>чм1</sub>. Это связано с тем, что при увеличении частотного отклонения  $\Delta \omega_m$  необходимо расширять полосу пропускания высокочастотного тракта ДО детектора. Вследствие этого увеличивается напряжение флуктуационной помехи на входе детектора, и ожидаемый выигрыш в отношении сигнал-помеха реализуется при большем уровне сигнала. Сравним отношение сигнал-помеха на выходе с отношением сигнал-помеха на входе детектора

$\left[ \underline{C} \right]$	$\underline{U}_{mc}$
ΓΠ	$-\frac{1}{U_{m\Pi}}$

и определим выигрыш, который обеспечивает детектор ЧМС:

$$\mathbf{B} = \left[\frac{C}{\Pi}\right]_{\text{Bbix}} / \left[\frac{C}{\Pi}\right]_{\text{Bx}} = m_{\text{YM}} \left(1 - \frac{U_{\text{mII}}^2}{U_{\text{mc}}^2}\right). \tag{9.122}$$

Из выражения (9.122) следует, что минимальный выигрыш для помехи, имеющей расстройку, равную максимальной частоте  $\Omega_{max}$  полосы пропускания УНЧ, определяется индексом модуляции, а также отношением сигнал-помеха, существующим на входе детектора.

При больших отношениях сигнал-помеха  $(U_{mc}/U_{mII} \gg 1)$ :

$$\mathbf{B} \approx \Delta \boldsymbol{\omega}_{\mathrm{m}} / \boldsymbol{\Omega} = \Delta \boldsymbol{\omega}_{\mathrm{m}} / (\boldsymbol{\omega}_{\mathrm{n}} - \boldsymbol{\omega}_{\mathrm{c}}). \tag{9.123}$$

Уменьшение расстройки помехи по отношению к сигналу увеличивает выигрыш. Причина указанной зависимости в том, что частотное отклонение, создаваемое помехой, определяется частотой биений. При уменьшении частоты биений уменьшается частотное отклонение суммарного колебания, обусловленное действием помехи, и, следовательно, уменьшается напряжение Из соотношения (9.123)на выходе частотного детектора. следует целесообразность увеличения частотного отклонения  $\Delta \omega_m$  для получения большего выигрыша в отношении сигнал-помеха.

Наименьший выигрыш соответствует границе полосы пропускания УНЧ  $B_{\min} \approx m_{q_M}$ .

При малых отношениях сигнал-помеха на входе ЧД выигрыш резко уменьшается. Если отношение  $U_{mc}/U_{m\Pi} = 1$ , то выигрыш равен нулю. Таким образом, детектор ЧМС обладает резко выраженными пороговыми свойствами. На рис.9.53 показана зависимость *B* от  $U_{mc}/U_{m\Pi}$ . Из графика следует, что детектор имеет резко выраженный «порог».



Рис.9.53

### 9.5.2 Предыскажения и их коррекция в приемнике

Анализ влияния радиопомех при приеме частотно-модулированных сигналов показывает, что отношение сигнал-помеха на выходе приемника улучшается увеличении и уменьшении при частотного отклонения  $\Delta \omega_{\rm m}$ сигнала максимальной частоты полосы пропускания  $\Omega_{\text{max}}$  низкочастотного тракта. Чтобы уменьшить эффективную полосу пропускания низкочастотного тракта без искажения приема сообщений, в радиопередатчике можно ввести предварительное искажение (предыскажение) спектра модулирующих колебаний. Между микрофоном и частотным модулятором передатчика включают устройство, обеспечивающее рост частотного отклонения с увеличением частоты модуляции (рис.9.54):  $\Delta \omega_{\rm m} = \Delta \omega_0 \sqrt{1 + (\Omega \tau)^2}$ , где  $\Delta \omega_0$ - частотное отклонение на низких частотах модуляции.



Рис.9.54

В приемнике для коррекции предыскажений между детектором ЧМС и УМЧ (рис.9.55) необходимо включить электрическую цепь с характеристикой коэффициента передачи, изменяющейся по обратному закону, чтобы скомпенсировать введенные искажения:

K(Ω)=K<sub>0</sub>/
$$\sqrt{1+(Ωτ)^2}$$
. (9.124)

Такой цепью может служить простое интегрирующее *RC*-звено с постоянной времени т.

Включение интегрирующей RC-цепи уменьшает эффективную полосу пропускания тракта приемника, следующего за детектором (рис.9.56), поэтому уменьшается  $\Omega_{max}$ , определяющая выигрыш, согласно соотношению (9.123).



В радиовещательной системе ЧМ вещания принята  $\tau = 50$  мкс. При такой  $\tau$  полоса пропускания тракта модулирующих частот приемника на уровне 3 дБ будет 3,2 кГц.



Рис.9.56

## 9.5.3 Пороговые свойства приемников ЧМС и методы снижения «порога»

Желательно сохранить преимущества, даваемые ЧМ с большим индексом модуляции, и уменьшить пороговый уровень  $U_{c.min}$  до значения соответствующего узкополосной ЧМ. Снижение порога достигается за счет уменьшения уровня помехи в высокочастотном тракте РПрУ до детектора. Уменьшение же уровня помехи возможно за счет сужения полосы пропускания

высокочастотного тракта. Для этой используется так называемый следящий фильтр, настройка которого следит за мгновенным значением частоты входного ЧМ колебания. Структурная схема приемника ЧМ сигналов со следящим фильтром, настроенного на промежуточную частоту, изображена на рис.9.57. В тракт промежуточной частоты супергетеродинного приемника ЧМ сигналов Частота узкополосный фильтр. настройки этого фильтра вводится управляется напряжением, полученным на выходе частотного детектора (ЧД). При изменении частоты входного сигнала преобразователя на  $\Delta \omega$  изменится также преобразованная частота; в результате на выходе ЧД появится напряжение изменит частоту настройки управляющее напряжение. Это фильтра промежуточной частоты так, чтобы его настройка совпала с преобразованной частотой входного сигнала. В результате полосу пропускания следящего фильтра можно сделать много меньше частотного отклонения.



Рис.9.57

При этом напряжение гладкой радиопомехи, подводимое к частотному детектору будет меньше, что приведет к соответствующему снижению порогового напряжения  $U_{c\mbox{min}}$ .

Изменение частоты настройки узкополосного следящего фильтра связано с определенными техническими трудностями. Практически проще реализовать следящий прием, изменяя частоту гетеродина в преобразователе частоты так, чтобы преобразованная частота при широкополосной модуляции сигнала оставалась в полосе пропускания узкополосного фильтра с фиксированной настройкой, включенного на выходе ПЧ (рис.9.58).



Рис.9.58

В этой системе осуществляется отрицательная обратная связь по частоте. Структурная схема такого приемника соответствует структуре приемника с петлей ЧАПЧ. Частотное отклонение сигнала в тракте промежуточной частоты уменьшается подобно тому, как это происходит в системе АПЧ. Остаточное частотное отклонение преобразованного сигнала:

$$\Delta f_{oct} = \Delta f / (1 + S_p S_y K_c),$$

где S<sub>p</sub>, S<sub>y</sub> - крутизна характеристики соответственно различителя и управителя; К<sub>c</sub> - коэффициент передачи усилителя сигнала слежения.

Уменьшение частотного отклонения приводит к такому же уменьшению индекса модуляции. Таким образом, фильтр оказывается под действием сигнала с малым индексом модуляции:

$$m_{\rm YMOCT} = \frac{m_{\rm YM}}{1 + S_{\rm p}S_{\rm y}K_{\rm c}}.$$

При  $S_p S_y K_c >> 1$  получаем  $m_{qMocr} << 1$ . В этом случае, как показано ранее, ширина спектра частотно-модулированного сигнала равна удвоенной частоте модуляции. Таким образом, минимальная ширина полосы тракта УПЧ составляет  $2F_{max}$ . Это уменьшение полосы пропускания тракта определяет соответствующее снижение порогового уровня приемника.

#### 9.6 Прием импульсных сигналов

Использование импульсных сигналов позволяет осуществить временное разделение каналов в системах многоканальной связи. Любой сигнал с ограниченным спектром полностью определяется своими значениями, отсчитанными в соответствии с теоремой Котельникова через интервалы времени

$$\Gamma = \frac{1}{2F_{\text{max}}}.$$
(9.125)

Выбрав период повторения импульсного сигнала в соответствии с (9.125) можно с высокой степенью точности воспроизвести сигнал в точке приема. Кроме того, так как длительность импульсного сигнала может быть достаточно малой  $\tau_{\mu} \ll T$ , то в оставшейся части периода T можно расположить импульсные сигналы, соответствующие другим сообщениям.

Для передачи сообщений осуществляют модуляцию импульсов. Различают следующие виды модуляции (рис.9.59:

- 1) амплитудно-импульсная модуляция (АИМ),
- 2) широтно-импульсная модуляция (ШИМ),
- 3) временная импульсная модуляция (ВИМ),



Рис.9.59

4) дельта модуляция, при которой передаются только сведения о направлении изменения сигнала по сравнению с предыдущим состоянием. Функциональная схема дельта модулятора представлена на рис.9.60, а примерные осциллограммы сигналов на рис.9.61.



Рис.9.61



Рис.9.62

В ИКМ используются кодовые группы импульсов, отличающиеся числом импульсов в группе и их взаимным расположением (рис.9.62). Число импульсов в группе равно

$$\mathbf{n} = \log_2 \mathbf{m} \,, \tag{9.126}$$

где т - число символов или число градаций по уровню сигнала.

Длительность импульса для одного канала

$$\tau_{\mu} = \frac{T}{2n}.$$
(9.127)

Если несколько число каналов равно N, то

$$\tau_{\mu} = \frac{t_{rp}}{2n}, \qquad (9.128)$$

где t<sub>гр</sub> - длительность групповой последовательности:

$$t_{\rm rp} = \frac{T}{N} \,. \tag{9.129}$$

С учетом (9.129)

$$\tau_{\mu} = \frac{1}{4nNF_{max}}.$$
(9.130)

<u>Пример:</u> для телевизионного сигнала с F<sub>max</sub>=6МГц и m=256 (n=8) для одного канала

Структурная схема приёмника импульсных сигналов с временным уплотнением при использовании N каналов приведена на рис.9.63.



Принцип действия блока разделения каналов поясняется на рис.9.64. С выхода детектора радиоимпульсов импульсная последовательность поступает на входы ключевых схем и на вход интегратора. С помощью интегратора и пороговой схемы происходит выделение синхроимпульсов, обеспечивающих работу блока разделения импульсов по N каналам. Формирователи импульсов управляют работой ключевых схем, которые пропускают входную последовательность к входам детекторов каналов в строго определенные промежутки времени. На выходах детекторов выделяются сигналы, передаваемые с помощью модулированных импульсных сигналов.



Рис.9.64

## 9.6.1 Детекторы импульсных сигналов

В приемниках импульсных сигналов различают детекторы следующих типов:

1. Детекторы, преобразующие импульсы высокой частоты в видеоимпульсы с повторением формы огибающей импульсов (рис.9.65). Их называют детекторами радиоимпульсов или импульсными детекторами.

2. Детекторы, преобразующие импульсы высокой частоты или последовательность видеоимпульсов в напряжение, повторяющее форму огибающей импульсной последовательности (рис.9.65). Эти детекторы называют пиковыми детекторами.

Принципиальная схема детектора импульсных сигналов не отличается от схемы детектора непрерывных сигналов (рис.9.66). Отличие детекторов импульсных сигналов от детекторов непрерывных сигналов, а также импульсных детекторов от пиковых выражается в величине постоянной времени цепи нагрузки  $\tau_{\rm H} = R_{\rm H}C_{\rm H}$ .



Рис.9.65



Рис.9.66

#### 9.6.2 Пиковые детекторы

В пиковых детекторах постоянная времени  $\tau_{\rm H}$  выбирается такой, чтобы можно было обеспечить слежение за амплитудой радио- или видеоимпульсов:  $\tau_{\rm H} > 10T_{\rm u}$ , где  $T_{\rm u}$  – период следования импульсов. Конденсатор нагрузки детектора заряжается до пикового (максимального) значения амплитуды текущего импульса и хранит его до прихода следующего импульса. При детектировании последовательности импульсов, модулированных по амплитуде, постоянная времени нагрузки  $\tau_{\rm H}$  должна удовлетворять условию безынерционности

$$R_{H}C_{H} \leq \frac{\sqrt{1-m_{Makc}^{2}}}{m_{Makc}^{2}\pi F}$$

Выходное напряжение детектора равно

$$\mathbf{U}_{\text{BMX}} = \mathbf{I}_2 \mathbf{R}_{\text{H}}, \qquad (9.131)$$

где

$$I_{2} = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} i(t) dt = \frac{1}{q\tau_{\mu}} = \frac{1}{q\tau_{\mu}} \int_{0}^{\tau_{\mu}} i(t) dt, \qquad (9.132)$$

q – скважность импульсов:

$$q = \frac{T - \tau_{\mu}}{\tau_{\mu}} \approx \frac{T}{\tau_{\mu}}.$$
(9.133)

При наличии синусоидального заполнения импульсов (радиоимпульсы на входе) для расчета среднего значения тока справедливы выражения, полученные ранее для детекторов непрерывных сигналов, следовательно

$$I_2 = \frac{SU_m}{q\pi} (\sin\theta - \theta\cos\theta) \,. \tag{9.134}$$

Тогда выходное напряжение

$$U_{\rm BMX} = \frac{SU_{\rm m}R_{\rm H}^{\prime}}{\pi} (\sin\theta - \theta\cos\theta), \qquad (9.135)$$

где  $R'_{\mu} = R_{\mu}/q$  - эквивалентное сопротивление нагрузки.

Из (9.135) видно, что при увеличении скважности импульсов для поддержания выходного напряжения на том же уровне необходимо увеличивать сопротивление нагрузки, чтобы R'<sub>н</sub>=const. Это связано с тем, что с ростом

скважности увеличивается угол отсечки, так как за время, равное длительности импульса конденсатор нагрузки не успевает зарядиться как при непрерывном сигнале:

$$q\pi = SR_{\rm H}(tg\theta - \theta), \qquad (9.136)$$

так как



Рис.9.67

При наличии видеоимпульсов на входе (рис.9.67)

$$I_{2} = \frac{1}{q\tau_{\mu}} \int_{0}^{\tau_{\mu}} i(t)dt = \frac{S}{q} (U_{m} - U_{Bbix}). \qquad (9.137)$$

Тогда проводимость прямой передачи детектора равна

$$Y_{21d} = \frac{dI_2}{dU_m} = \frac{S}{q},$$
 (9.138)

а выходная проводимость

$$V_{22d} = \frac{dI_2}{dU_{BLIX}} = \frac{S}{q}.$$
 (9.139)

377

Внутренний коэффициент усиления детектора будет равен

$$\mu_{\rm d} = \frac{\rm V_{21d}}{\rm V_{22d}} = 1$$

Тогда коэффициент передачи детектора

$$K_{_{_{_{_{}}}}} = \frac{\mu_{_{d}}R_{_{_{H}}}}{R_{_{_{_{_{}}}}} + R_{_{i}}} = \frac{R_{_{_{H}}}}{R_{_{_{_{}}}} + \frac{q}{s}} = \frac{SR'_{_{H}}}{1 + SR'_{_{_{H}}}}$$
(9.140)

будет оставаться постоянным при изменении скважности только при одновременном изменении сопротивления нагрузки, чтобы R'<sub>н</sub>=const.

Таким образом, при детектировании импульсных сигналов в динамическом режиме пиковый детектор обладает пониженным коэффициентом передачи и небольшим входным сопротивлением. Для улучшения его характеристик приходится увеличивать сопротивление нагрузки до значений порядка 1-10 МОм. В связи с этим для пикового детектора чаще всего применяют параллельную схему, в которой функции нагрузки выполняет внутреннее сопротивление самого диода.

В импульсных детекторах постоянная времени цепи нагрузки выбирается из условия  $T_{_{B^{_{H}}}} < \tau_{_{H}} < \tau_{_{u}}$ , где  $T_{_{B^{_{H}}}}$  – период высокочастотного колебания. Влияние пониженного входного сопротивления детектора  $R_{_{Bx}}$  (рис.9.68) по мере заряда конденсатора нагрузки приводит к шунтированию колебательного контура на входе и уменьшению напряжения  $U_{_{K}}$  на контуре. Это приводит к формированию переднего фронта выходного видеоимпульса  $U_{_{Bblx}}$  протяженностью  $\tau_{_{\Phi}}$ .



Рис.9.58

9.6.3 АРУ импульсных РПрУ

1. Инерционная АРУ (ИАРУ) характеризуется следующими особенностями:

а) детектор АРУ обычно пиковый;

б) малое быстродействие;

в) схема ИАРУ аналогична схеме АРУ для непрерывных сигналов, т.е. это, как правило, система с обратной связью, охватывающая несколько каскадов;

г) время регулирования значительно больше периода повторения импульсов;

д) низкая помехоустойчивость, т.к. мощные помехи быстро уменьшают усиление тракта (рис.9.69), а период восстановления напряжения регулирования достаточно продолжителен из-за большой постоянной времени нагрузки. В результате происходит потеря слабых полезных сигналов следующих во времени сразу за мощными помехами.

Для улучшения помехоустойчивости применяют систему ИАРУ с подавлением коротких помех, приведенную на рис.9.70.



Рис.9.70

На время действия коротких мощных помех цепь АРУ отключается, и коэффициент передачи тракта не изменяется.

2. Быстродействующая АРУ (БАРУ).

Для увеличения быстродействия и уменьшения времени регулирования следует охватывать АРУ как можно меньшее число каскадов. В БАРУ с целью уменьшения группового времени задержки импульсных сигналов  $\tau_{rp} = \frac{\partial \phi}{\partial \omega}$ , как правило, системой АРУ охватывается только один каскад. Время регулирования не превышает 1 мкс.

3. Мгновенная АРУ (МАРУ).

Для уменьшения времени регулирования  $\tau_{per}$  до значений 0,1...0,3 мкс необходимо отказаться от принципа регулирования с цепью обратной связью. Один из примеров реализации МАРУ приведен на рис.9.71.



Рис.9.71

Постоянная времени цепи нагрузки детектора выбирается из условия  $\tau_{\rm H} > \tau_{\rm u}$ . Как только амплитуда высокочастотного напряжения на контуре U<sub>1</sub> превысит порог срабатывания U<sub>MAPy</sub>, диод открывается и начинается подзаряд конденсатора C<sub>д</sub>. Угол отсечки диода равен примерно 90°, поэтому его входное сопротивление очень мало и шунтирует контур. Напряжение на контуре уменьшается. С уменьшением амплитуды входного напряжения угол отсечки уменьшается, поэтому входное сопротивление детектора увеличивается и прекращается шунтирование колебательного контура.

Вторым примером может служить система МАРУ с логарифмической амплитудной характеристикой, структура которой представлена на рис.9.72.



Рис.9.72



Выходные сигналы всех УПЧ детектируются, и видеоимпульсы суммируются с помощью линии задержки. Звенья линии задержки между соседними каскадами предназначены для задержки сигналов на время группового запаздывания отдельного каскада  $\tau_{rp}$ . Принцип регулирования основан на последовательном исключении каскадов УПЧ, перешедших в режим насыщения. Точки 1, 2, 3 на графике рис.9.63 соответствуют моментам перехода в режим насыщения каскадов УПЧ, начиная с выходного.

Пусть УПЧ состоит из n однотипных каскадов с коэффициентом передачи  $K_1 >> 1$ . Выходное напряжение насыщенного каскада  $U_{\text{вых.н}}$  является постоянной величиной и не зависит от уровня входного сигнала. Величина входного напряжения  $U_{\text{вкі}}$  определяет число насыщенных каскадов і и выходное напряжение всего УПЧ в соответствии с выражениями:

$$U_{BXi} = K_1^{i-1} U_{BXH}, \qquad (9.141)$$

$$U_{BLX i} = i U_{BLX H}$$
 (9.142)

Уровень входное напряжения U<sub>вхн</sub> соответствует насыщение последнего n-го каскада.

Логарифмируя (9.141), получаем

$$\lg U_{\rm BXI} = (i-1) \lg K_1 + \lg U_{\rm BXH}, \qquad (9.143)$$

откуда

$$i = \frac{\lg U_{BXI} - \lg U_{BXH}}{\lg K_{1}} + 1 = \frac{\lg U_{BXI} + \frac{\lg K_{1}}{\lg U_{BXH}}}{\lg K_{1}}.$$
 (9.144)

Выражение (9.142) с учетом (9.144) можно записать в следующем виде

$$U_{BLIXI} = \frac{U_{BLIXH}}{\lg K_{1}} \left( \lg U_{BXI} + \frac{\lg K_{1}}{\lg U_{BXH}} \right).$$
(9.145)

Учитывая, что все величины, кроме  $U_{\text{вхі}}$ , входящие в (9.145) являются константами, получаем аппроксимированную отрезками прямых линий логарифмическую зависимость выходного напряжения от входного  $U_{\text{выхi}} = f(\lg U_{\text{вхi}})$ .

Точки 1, 2, 3 принадлежат логарифмической зависимости, показанной на рис.9.73 пунктирной линией.

4. Временная АРУ (ВАРУ)

Позволяет формировать определенный закон изменения усиления во времени. Применяется в РЛС для поддержания на выходе приемника постоянной амплитуды сигнала отклика, например, для обеспечения одинаковой яркости меток, соответствующих объектам на различных расстояниях. Поскольку отраженные импульсы с увеличением расстояния могут иметь достаточно малую амплитуду необходимо увеличивать коэффициент передачи регулируемого каскада пропорционально расстоянию до объекта таким образом, чтобы зондирующий импульс и отклик на выходе РПрУ были одинаковыми по амплитуде.



Рис.9.74



Рис.9.75

Структурная схема ВАРУ и диаграммы, поясняющие работу системы, приведены на рис.9.74 и рис.9.75.

## 9.6.4 Искажения импульсных сигналов

При резких изменениях параметров входного сигнала УРС на характер выходного напряжения существенно влияют переходные или нестационарные процессы. Переходные процессы являются следствием инерционных свойств линейных цепей, обусловленных наличием реактивных элементов (емкостей и индуктивностей).

Для оценки переходных процессов достаточно знать переходную характеристику амплитуды, под которой понимают нормированную кривую установления огибающей напряжения на выходе усилителя при подаче на его вход гармонического напряжения с частотой, равной частоте настройки усилителя.

Анализ существенно упрощается, если воспользоваться методом низкочастотных эквивалентов. Согласно этому методу (рис.9.76) огибающая выходного напряжения в высокочастотном тракте с симметричными характеристиками (четная симметрия для  $K(\omega)$  и нечетная симметрия для  $\phi(\omega)$ ) приобретает такие же изменения, какие возникают в видеосигнале при его прохождении через низкочастотный тракт с АЧХ и ФЧХ, форма которых

совпадает с формой характеристик избирательной цепи для верхней боковой полосы. Видеосигнал в данном случае представляет собой огибающую входного высокочастотного модулированного напряжения.

При расчете переходных характеристик амплитуды целесообразно воспользоваться операторным методом. Порядок расчета может быть следующим.

1. Из уравнения комплексного коэффициента передачи усилителя для малых расстроек  $K(j\Delta\omega)$  путем формальной замены  $\Delta\omega$  на  $\Omega$  находим нормированный коэффициент передачи низкочастотного эквивалента  $K(j\Omega)$ .

2. Приняв начальные условия нулевыми и заменив јΩ оператором р, получим формулу операторного коэффициента передачи К(р).



Рис.9.66 - Характеристики высокочастотного (а) и эквивалентного низкочастотного (б) трактов

3. Находим изображение переходной характеристики амплитуды усилителя B(p). Так как изображение единичного скачка напряжения равно 1/р, то  $B(p) = \frac{1}{p}K(p)$ .

4. Переходя к оригиналу с помощью обратного преобразования Лапласа, получим выражение переходной характеристики амплитуды  $B(t) = L^{-1}[B(p)]$ . В качестве примера рассчитаем переходной процесс в резонансном усилителе. Обозначив  $\omega_0 \delta_3/2 = \alpha$  ( $\alpha$  - коэффициент затухания) и приняв  $K_0 = SR_3 = 1$ , на основании передаточной функции резонансного усилителя

$$K(p) = \frac{K_0}{1 + j\xi}$$
(9.146)

получим для низкочастотного эквивалента:

$$K(p) = \frac{K_0}{1 + jQ\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}} = \frac{K_0}{1 + j\frac{\Delta\omega}{\alpha}} = \frac{\alpha}{\alpha + j\Omega} = \frac{\alpha}{\alpha + p},$$
(9.147)

$$B(p) = \frac{K(p)}{p} = \frac{\alpha}{p(\alpha + p)},$$
(9.148)

$$B(t) = 1 - e^{-\alpha t}.$$
 (9.149)

Переходная характеристика амплитуды монотонно возрастает до своего установившегося значения. Характер процесса установления объясняется простыми физическими соображениями. При подаче на вход однокаскадного резонансного усилителя гармонического напряжения с огибающей в виде единичного скачка в контуре возникают собственные колебания, амплитуда которых в первоначальный момент равна амплитуде вынужденных колебаний и противоположна по фазе. Из-за потерь в контуре собственные колебания затухают по экспоненциальному закону. На выходе усилителя собственные и вынужденные колебания складываются с учетом противофазности их высокочастотного заполнения и в результате выходное напряжение

$$U_{BBIX}(t) = U_{m}[1 - exp(-\frac{r}{2L}t]].$$
 (9.150)

Под переходной характеристикой усилителя k(t) понимают его реакцию на единичный скачок постоянного напряжения. Как известно, для цепи с резонансной частотой  $\omega_0$  k(t)=H(t)sin( $\omega_0$ t+ $\phi$ ), где H(t) - огибающая переходной характеристики цепи.

При расчете переходных характеристик также целесообразно воспользоваться операторным методом. Порядок расчета может быть следующим.

1. Из уравнения комплексного коэффициента передачи усилителя K(jω) путем формальной замены jω на p находим операторный коэффициент передачи K(p).

2. Так как изображение единичного скачка напряжения равно 1/р, то изображение переходной характеристики усилителя  $k(p) = \frac{1}{p}K(p)$ .

3. Переходя к оригиналу с помощью обратного преобразования Лапласа, получим выражение переходной характеристики амплитуды  $k(t) = L^{-1}[k(p)]$ .

Переходную характеристику k(t) резонансного усилителя можно определить следующим образом:

$$K = \frac{K_{0}}{1 + jQ(\frac{\omega}{\omega_{0}} - \frac{\omega_{0}}{\omega})} = \frac{K_{0}}{1 + Q(\frac{j\omega}{\omega_{0}} + \frac{\omega_{0}}{j\omega})} = \frac{K_{0}}{1 + Q(\frac{2}{2p\omega_{0}}(p^{2} + \omega_{0}^{2}))} = \frac{2K_{0}\alpha p}{p^{2} + 2\alpha p + \omega_{0}^{2}}, \quad (9.151)$$

$$k(p) = \frac{1}{p}K(p) = \frac{2K_0\alpha}{p^2 + 2\alpha p + \omega_0^2}.$$
 (9.152)

После табличного обратного преобразования Лапласа

$$k(t) = \frac{2\alpha}{\omega_{o}} e^{-\alpha t} \sin \omega_{o} t.$$
 (9.153)

Огибающая переходной характеристики

$$H(t) = \frac{2\alpha}{\omega_{o}} e^{-\alpha t}.$$
 (9.154)

Огибающую переходной характеристики можно также найти, используя выражение для коэффициента передачи низкочастотного эквивалента:

$$H(p) = \frac{2}{\omega_{o}} K(p) = \frac{2}{\omega_{o}} \frac{\alpha}{\alpha + p}, \qquad (9.155)$$

откуда в результате табличного перехода к оригиналу получаем аналогичное выражение для H(t).

Реакцию усилителя на входное воздействие  $U_{BX}(t)$  по известной реакции на единичный скачок можно определить по формуле

$$U_{BLX}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} k'(\tau) U_{BX}(t-\tau) d\tau.$$
(9.156)

Импульсная переходная характеристика усилителя h(t) представляет собой реакцию на воздействие в виде  $\delta$ -функции, при этом реакцию усилителя на входное воздействие  $U_{\text{вх}}(t)$  можно найти по формуле

$$U_{Bbix}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) U_{Bx}(t-\tau) d\tau.$$
(9.157)

Переходная характеристика и импульсная переходная характеристика однозначно связаны соотношением

$$h(\tau) = k'(\tau).$$
 (9.158)

При расчете огибающей переходной характеристики H(t) удобно пользоваться одной из форм записи интеграла Дюамеля, связывающей огибающие напряжений на входе и выходе колебательной системы:

$$U_{BbIX}(t) = \frac{\omega_{0}}{2} \int_{0}^{t} H(\tau) U_{BX}(t-\tau) e^{-j\Delta\omega\tau} d\tau.$$
(9.159)

Принимая  $\Delta \omega = 0$ , U<sub>вх</sub>=0 при t<0 и 1 при t≥0, определим выходное напряжение, соответствующее переходной характеристике амплитуды U<sub>вых</sub> (t) = B(t), тогда

$$H(t) = \frac{2}{\omega_{o}} \frac{dB(t)}{dt}$$
(9.160)

или в операторной форме

$$H(p) = \frac{2}{\omega_{o}} pB(p) = \frac{2}{\omega_{o}} K(p). \qquad (9.161)$$

Проведем анализ переходной характеристики амплитуды и искажений радиоимпульсов на выходе усилителя. Из теории преобразования Фурье известно, что если все составляющие спектра входного напряжения получают фазовый сдвиг  $\omega t_3$ , линейно связанный с их частотой, то это приводит лишь к запаздыванию выходного сигнала на время  $t_3$ . Последнее возможно в том случае, если ФЧХ системы линейна  $\phi(\omega) = -\omega t_3$  и имеет тангенс угла наклона  $t_3 = |d\phi/d\omega|$ .

Временем запаздывания принято считать время, прошедшее от начала включения скачка напряжения до момента, когда выходное напряжение достигнет половины установившегося значения.

Временем нарастания t<sub>н</sub> называется время, в течение которого выходное напряжение изменяется от нуля до установившегося значения с постоянной скоростью, равной скорости изменения выходного напряжения в момент запаздывания:

$$\tau_{\rm H} = \frac{K_{\rm o}}{\left|\frac{dB}{dt}\right|_{t=t_3}}.$$
(9.162)

Это значение близко к интервалу времени изменения выходного напряжения от 0,1 до 0,9 установившегося значения, удобному при экспериментальном определении параметров переходной характеристики.

Найдем параметры переходной характеристики амплитуды идеального УПЧ с прямоугольной АЧХ, имеющего коэффициент усиления  $K_0$  в пределах полосы пропускания  $\Delta\Omega_0=2\pi\Delta F_0$ . Низкочастотный эквивалент такого усилителя будет иметь полосу, равную  $\Delta\Omega_0/2$ .

Из теории линейных электрических цепей известно выражение единичного скачка напряжения

$$l(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_{0}^{\infty} \frac{\sin \Omega t}{\Omega} d\Omega \quad . \tag{9.163}$$

Тогда на выходе низкочастотного эквивалента переходная характеристика амплитуды

$$B(t) = \frac{K_o}{2} + \frac{K_o}{\pi} \int_0^{\Delta\Omega/2} \frac{\sin \Omega (t - t_a)}{\Omega} d\Omega. \qquad 9.164$$

Для расчета времени нарастания найдем скорость изменения переходной характеристики:

$$\frac{dB}{dt} = \frac{K_o}{\pi} \int_0^{\Delta\Omega/2} \frac{d}{dt} \left[ \frac{\sin \Omega (t - t_a)}{\Omega} \right] d\Omega = \frac{K_o}{\pi} \int_0^{\Delta\Omega/2} \cos \Omega (t - t_a) d\Omega =$$
$$= \frac{K_o}{\pi} \frac{\sin[0.5\Delta\Omega (t - t_a)]}{t - t_o}.$$

Введем новую переменную  $x = 0.5\Delta\Omega(t - t_3)$ , тогда

$$\frac{\mathrm{dB}}{\mathrm{dt}} = \frac{\mathrm{K_o}\Delta\Omega_o}{2\pi}\frac{\sin x}{x}$$

откуда при х = 0 следует, что

$$\frac{\mathrm{dB}}{\mathrm{dt}} = \frac{\mathrm{K}_{\mathrm{o}}\Delta\Omega_{\mathrm{o}}}{2\pi} = \mathrm{K}_{\mathrm{o}}\Delta\mathrm{F}_{\mathrm{o}}.$$
(9.165)

Окончательно для времени нарастания можно записать:

$$\tau_{\rm H} = \frac{K_{\rm o}}{\left|\frac{dB}{dt}\right|_{t=t_3}} = \frac{K_{\rm o}}{K_{\rm o}\Delta F_{\rm o}} = \frac{1}{\Delta F_{\rm o}}.$$
(9.166)

,

Время нарастания обратно пропорционально ширине полосы пропускания усилителя.

Проанализируем прохождение импульсных сигналов через избирательную систему. Решение задачи о прохождении импульсных сигналов через линейные избирательные системы на основании принципа суперпозиции может быть сведено к определению результирующего эффекта при воздействии на систему двух функций включения. На рис.9.77,а показано, что входной видеоимпульс с длительностью т<sub>и</sub> эквивалентен воздействию на вход резонансного усилителя двух функций включения, равных по величине, противоположных по знаку и сдвинутых относительно друг друга на время ти. Аналогично, подача на вход радиоимпульса длительностью  $\tau_{\mu}$ (рис.9.77,б) усилителя эквивалентна включению на его вход двух гармонических противофазных напряжений, сдвинутых на время ти.



Рис.9.77 - Формирование импульсных сигналов

Для переходной характеристики амплитуды идеального УПЧ можно записать следующее выражение:

$$B(t) = \frac{K_o}{2} + \frac{K_o}{\pi} \int_0^{x_m} \frac{\sin x}{x} dx,$$
 (9.167)

где  $x_m = 0,5\Delta\Omega_o(t - t_3)$  и  $x = \Omega(t - t_3)$ .

Функция вида Si  $x_m = \int_0^{x_m} \frac{\sin x}{x} dx$  представляет собой интегральный синус, график которого представлен на рис.9.78. Тогда для огибающей выходного напряжения усилителя можно записать:

$$U_{\text{BbIX}}(t) = U_{\text{BbIX},1} + U_{\text{BbIX},2} = B(t) - B(t - \tau_{\mu}) = \frac{K_{o}}{\pi} [Si(0, 5\Delta\Omega_{o}(t - t_{3})) - Si(0, 5\Delta\Omega_{o}(t - t_{3} - \tau_{\mu}))].$$
(9.168)

На рис.9.79 изображен график огибающей выходного напряжения при  $\tau_{\mu} > \tau_{\mu}$ , а на рис.9.80 рассмотрен случай  $\tau_{\mu} < \tau_{\mu}$ .







Рис.9.79 - Выходной импульс при  $\tau_{\rm u} >> \tau_{\rm H}$ 



Рис. 9.80 - Выходной импульс пр<br/>и $\tau_{\scriptscriptstyle \rm H} < \tau_{\scriptscriptstyle \rm H}$ 

При длительности входного импульса, превышающей время нарастания, амплитуда выходного напряжения успевает нарасти до установившегося значения. Поэтому амплитуда выходного напряжения максимально возможная и не зависит от длительности импульса. Длительность импульса выходного напряжения, отсчитанная на уровне половины установившейся величины, равна длительности импульса входного напряжения.

При длительности входного импульса меньше времени нарастания длительность импульса выходного напряжения равна  $\tau_{u.выx} = \tau_u + \tau_H$  и практически не зависит от длительности входного импульса при  $\tau_u \ll \tau_H$ . Форма

огибающей импульса близка к треугольной. Если проследить за изменением амплитуды выходного напряжения, то можно сделать вывод о том, что амплитуда выходного импульса увеличивается с увеличением длительности входного импульса. Максимальная амплитуда выходного напряжения  $U_{\text{вых.max}}$  определится после подстановки t = t<sub>m</sub>= t<sub>3</sub> +  $\tau_{\mu}/2$ :

$$U_{BbIX}(t) = U_{BbIX.1} + U_{BbIX.2} = \frac{K_o U_m}{\pi} [Si(0,5\Delta\Omega_o(t-t_3)) - Si(0,5\Delta\Omega_o(t-t_3-\tau_u))] =$$
  
=  $\frac{K_o U_m}{\pi} [Si(0,5\Delta\Omega_o(t_3 + \tau_u/2 - t_3)) - Si(0,5\Delta\Omega_o(t_3 + \tau_u/2 - t_3 - \tau_u))] =$   
=  $\frac{2K_o U_m}{\pi} Si(\Delta\Omega_o \tau_u/4).$ 

При малых значениях  $\tau_u$  интегральный синус можно заменить его аргументом

$$U_{BBIX}(t) = \frac{2K_{o}U_{m}}{\pi} 2\pi\Delta F_{o}\tau_{\mu}/4 = K_{o}U_{m}\Delta F_{o}\tau_{\mu}.$$
(9.169)

Таким образом, при  $\tau_u \ll \tau_h$  амплитуда импульса выходного напряжения линейно зависит от ширины полосы пропускания тракта и длительности входного импульса.

Соответствующие временные диаграммы для выходного напряжения однокаскадного резонансного усилителя представлены на рис.9.81.



Рассмотрим переходной процесс в усилителе со связанными контурами. Операторный коэффициент передачи низкочастотного эквивалента при  $\delta_{31} = \delta_{32} = \delta_{32}$ 

$$K(j\xi) = -j\frac{S\eta\sqrt{R_{oe1}R_{oe2}}n_1n_2}{1+\eta^2+(j\xi)^2+2j\xi},$$
(9.170)

откуда, приняв  $K_0 = S\eta \sqrt{R_{oe1}R_{oe2}} / (1+\eta^2) = 1$ , получим  $K(j\Omega) = -j \frac{\alpha^2 (1+\eta^2)}{(\alpha+j\Omega)^2 + \alpha^2 \eta^2},$ (9.171)

$$K(p) = -j \frac{\alpha^2 (1 + \eta^2)}{(\alpha + p)^2 + \alpha^2 \eta^2}.$$
 (9.172)

Далее

$$B(p) = -j \frac{\alpha^2 (1 + \eta^2)}{p[(\alpha + p)^2 + \alpha^2 \eta^2]},$$
(9.173)

и после перехода к оригиналу

$$B(t) = -j[1 - \frac{\sqrt{1 + \eta^2}}{\eta} e^{-\alpha t} \sin(\eta \alpha t + \theta)], \qquad (9.174)$$

где  $\theta$  = arctg  $\eta$ .

Процесс установления выходного напряжения в усилителе со связанными контурами носит колебательный характер. Циклическая частота колебаний огибающей зависит от параметра связи и равна ηα. Физически это объясняется тем, что при подаче сигнала на вход усилителя в системе связанных контуров помимо вынужденных колебаний возникают и собственные затухающие колебания на частотах связи системы. В случае, когда контуры идентичны, частоты связи равны

$$\omega_{1,2} = \omega_0 \frac{1}{\sqrt{1 \pm k_{cB}}},$$
 (9.175)

откуда при k<sub>св</sub><<1

$$\omega_{1,2} = \omega_0 \left(1 \pm \frac{\eta \delta_3}{2}\right) = \omega_0 \pm \alpha \eta.$$
(9.176)

Таким образом, в начальный момент времени выходное напряжение усилителя содержит три составляющие. Спектральный состав этого напряжения соответствует обычному AM колебанию с частотой модуляции αη. Затухание собственных колебаний соответствует постепенному уменьшению глубины модуляции. В результате через некоторое время колебания огибающей прекращаются и наступает установившийся режим.

Анализ переходных характеристик показывает, что с ростом параметра связи возрастает крутизна фронта огибающей, частота и амплитуда колебаний вокруг установившегося значения (рис.9.82). Это объясняется расширением полосы пропускания усилителя и увеличением разноса частот связи. В первом приближении частоты связи соответствуют положению максимумов резонансной характеристики усилителя.

Величина выброса определяется амплитудой собственных колебаний системы в момент первого совпадения их по фазе с вынужденными колебаниями (рис.9.83 для t=T/2).







Рис.9.83 - Формирование выброса

Временные диаграммы для выходного напряжения усилителя со связанными контурами приведены на рис.9.84. Как видно из рисунка, в случае УРС со связанными контурами после окончания "основного" импульса возникает ряд "ложных", которые обусловлены переходным процессом и амплитуда которых может быть весьма значительной. Эти импульсы в радиолокационных системах или в системах с импульсной модуляцией могут привести к искажению получаемой информации. Поэтому в приемниках импульсных сигналов не используются УПЧ с многогорбыми резонансными кривыми.



Рис.9.84 - Переходные процессы в УРС со связанными контурами
1. Увеличение отношения сигнал-шум на входе:

-увеличение мощности РПдУ,

-применение направленных антенн,

-применение магнитных антенн,

-уменьшение мощности источника помех (экранирование и т.д.).

2. Повышение избирательности для внеполосных каналов.

3. Уменьшение уровня внутренних шумов.

4. Организационные меры (государственный контроль уровней мощностей передатчиков, распределение частот и т.д.).

5. Компенсация отдельных помех.



6. Система ШОУ (Широкая полоса – Ограничитель - Узкая полоса)



7. Применение подавителей помех



 Применение помехоустойчивых видов модуляции (например, широкополосная ЧМ, шумоподобные и хаотические сигналы и т.д.).
 Оптимальная фильтрация сигналов.

#### 9.6.6 Оптимальная обработка сигналов

Как уже отмечалось ранее, прием сигналов всегда сопровождается помехами. Простейшая обработка смеси сигнала и помех заключается в выделении с помощью фильтров той полосы частотного диапазона, в которой сосредоточены спектральные составляющие полезного сигнала, и подавлении всех остальных внеполосных помех. Этот подход соответствует согласованию по полосе. При этом качество приема зависит от соотношения уровней сигнала и помех, попавших в полосу, занимаемую полезным сигналом.

Задача дальнейшей фильтрации заключается в выборе оптимальной формы АЧХ и ФЧХ приемного тракта. Если форма сигнала известна заранее, то можно использовать в качестве критерия отношение пиковой мощности сигнала на выходе фильтра в некоторый момент времени к средней мощности помехи на выходе фильтра. Максимальное значение этого отношения соответствует оптимальному или согласованному фильтру.

Найдем, какой должна быть передаточная функция оптимального фильтра при приеме сигнала на фоне белого шума.

Выходное напряжение четырехполюсника определяется соотношением

$$U_{_{BbIX}}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) K(j\omega) e^{j\omega t_{o}} d\omega, \qquad (9.177)$$

где S(jω)- спектральная функция входного сигнала U<sub>c</sub>(t):

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} U(t)e^{-j\omega t}dt, \qquad (9.178)$$

К(јш) - передаточная функция четырехполюсника:

$$K(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)e^{-j\omega t}dt, \qquad (9.179)$$

h(t) - импульсная характеристика,

t<sub>o</sub> - момент времени, соответствующий моменту окончания сигнала.

Представим спектральную и передаточную функции в следующем виде

$$S(j\omega) = S(\omega)e^{j\varphi_s}, \qquad (9.180)$$

$$K(j\omega) = K(\omega)e^{j\varphi_{K}}. \qquad (9.181)$$

Целью оптимальной обработки входного сигнала является получение максимального значения отношения сигнал-помеха четырехполюсника:

$$\frac{c}{\pi} = \frac{U_{\text{Bbix}}(t)}{\sqrt{P_{\text{пом}}}},$$
(9.182)

где Р<sub>пом</sub> - мощность помехи:

$$P_{\text{nom}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) N(\omega) d\omega, \qquad (9.183)$$

N(ω) – спектральная плотность сигнала помехи.

Будем считать помеху белым шумом со спектральной плотностью  $N_o$  (в пределах  $\omega=0$ ; $\infty$ ), тогда  $N(\omega)=N_o$ .

Подставляя (9.177) и (9.183) в (9.182), получаем

$$\frac{c}{\pi} = \frac{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) K(j\omega) e^{j\omega t_{o}} d\omega}{\sqrt{\frac{N_{o}}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty}} K^{2}(\omega) d\omega} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) K(\omega) e^{j(\omega t_{o} + \varphi_{s} + \varphi_{s})} d\omega}{\sqrt{\pi N_{o} \int_{-\infty}^{\infty}} K^{2}(\omega) d\omega}.$$
(9.184)

Воспользуемся неравенством Буняковского – Шварца, согласно которому:

$$\int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) K(\omega) d\omega \leq \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} S^2(\omega) d\omega} \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) d\omega}.$$
(9.185)

Учитывая (9.185), для (9.184) можно записать

$$\frac{c}{\pi} = \frac{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} S^2(\omega) d\omega}}{\sqrt{\pi N_o}}, \qquad (9.186)$$

что выполняется при

$$\omega t_{o} + \varphi_{s} + \varphi_{k} = 0, \qquad (9.187)$$

И

$$\mathbf{S}(\boldsymbol{\omega}) = \mathbf{K}(\boldsymbol{\omega}) \,. \tag{9.188}$$

399

Из (9.187) следует, что

$$\phi_{\kappa \, \text{ont}} = -\omega t_{o} - \phi_{s}$$

Применяя комплексное представление величин можно окончательно записать

$$K_{ont}(j\omega) = S(\omega)e^{-j\omega t_o}e^{-\phi_s} = S^*(j\omega)e^{-j\omega t_o}, \qquad (9.189)$$

где  $t_o \ge t_\mu$  – время запаздывания сигнала в четырехполюснике.

Таким образом, комплексный коэффициент передачи оптимального фильтра должен совпадать с комплексно-сопряженным значением спектральной функции полезного сигнала с точность до множителя  $e^{-j\alpha x_o}$ . Модуль коэффициента передачи по форме должен совпадать с модулем спектральной функции.

Выражение (9.189) представляет собой условие согласования спектра входного импульсного сигнала и коэффициента передачи четырехполюсника (рис.9.88).



Рис.9.88

Найдем импульсную характеристику оптимального фильтра. Импульсная характеристика и коэффициент передачи цепи связаны обратным преобразованием Фурье

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K_{ont}(j\omega) e^{j\omega t} d\omega.$$
(9.190)

Подставляя в (9.190) выражение для оптимального коэффициента передачи, получаем

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{-j\varphi_s} e^{-j\omega(t_o - t)} d\omega$$
 (9.191)

Осуществляя замену переменных ( $\omega = -\omega$ ), получим для подынтегрального выражения

$$\int_{-\infty}^{\infty} S^*(j\omega) e^{-j\omega(t_o-t)} d\omega = \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega(t_o-t)} d\omega.$$
(9.192)

С учетом (9.192) и соотношения

$$U_{c}(t_{o}-t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{j\omega(t_{o}-t)} d\omega \qquad (9.193)$$

из (9.191) следует, что

$$h_{onr}(t) = U_{c}(t_{o} - t),$$
 (9.194)

т.е. импульсная характеристика оптимального фильтра представляет собой зеркально отраженный и смещенный вправо на время t<sub>o</sub> входной сигнал.

Определим выходное напряжение согласованного фильтра в соответствии с выражением

$$U_{\rm BMX}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} U_{\rm c}(\tau)h(t-\tau)d\tau. \qquad (9.195)$$

Т.к.

$$h_{ont}(t) = U_{c}(t_{o} - t),$$

то

$$h_{ont}(t-\tau) = U_{c}[t_{o} - (t-\tau)] = U_{c}[\tau - (t-t_{o})]. \qquad (9.196)$$

Тогда для выходного напряжения можно записать

$$U_{\rm Bbix}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} U_{\rm c}(\tau) U_{\rm c}[\tau - (t - t_{\rm o})] d\tau = R(t - t_{\rm o}).$$
(9.197)

Т.е. выходное напряжение по форме совпадает с корреляционной функцией входного сигнала, смещенной по оси времени на  $t_o$  (рис.9.76). Таким образом, оптимальный фильтр может быть реализован на основе коррелятора (рис.9.77). Если выходной напряжение превышает порог  $U_{\text{вьк}}(t) > h$ , то пороговое устройство принимает решение, что на входе присутствует полезный сигнал, т.е.  $U_{\text{вьк}} = U_c$ . Если  $U_{\text{вьк}}(t) < h$ , то входной сигнал отсутствует и  $U_{\text{вьк}} = 0$ . Следует повторить, что речь идет о наличии или отсутствии на входе сигнала с известной формой.



Рис.9.89



Структура оптимального приемника сигналов, кодированных широкополосными шумоподобными сигналами (ШПС), приведена на рис.9.91. Использован метод корреляционного приема.

У ШПС спектр шире значения, определяемого по теореме Котельникова  $\Delta F \gg \frac{1}{2T}$ . Произведение  $2T\Delta F \gg 1$  называют базой сигнала. Использование ШПС позволяет уменьшить уровень составляющих в спектре излучения передатчика обратно пропорционально базе сигнала.



Каждому элементу сообщения соответствует свой ШПС. При двоичном коде используются два сигнала ШПС1 и ШПС2. Модулированные напряжения  $U_{c1}$  и  $U_{c2}$  повторяют законы изменения сигналов в передатчике. Для согласования работы всех генераторов служат цепь синхронизации и цепь подстройки фазы. Пороговое устройство формирует положительное напряжение, если  $U_1 > U_2$ , и отрицательное, если  $U_1 < U_2$ .

#### 9.7 Приём телеграфных сигналов

При передаче телеграфных сигналов применяются сигналы, имеющие ограниченное числом возможных значений по фазе, частоте или амплитуде. Часто такие сигналы называют дискретными. Наиболее распространены двоичные сигналы с посылками, эквивалентными 0 и 1. С помощью комбинации элементарных посылок кодируют символы, знаки, слова и цифры, а в выходном устройстве последовательности посылок регистрируются и декодируются.

Основными характеристиками РПУ дискретных сигналов являются скорость работы в радиоканале, вид модуляции (по отношению к радиоимпульсным сигналам модуляция называется манипуляцией) и ширина спектра сигнала.

Скорость передачи информации определяется количеством передачи элементарных посылок, передаваемых в единицу времени:

#### $V_0 = 1/\tau_0$ ,

где  $\tau_0$ - длительность одной посылки, измеряется в бодах.

Производными параметрами скорости являются количество стандартных слов, передаваемых за одну минуту, и частота манипуляции, которая равна частоте первой гармоники передаваемой двоичной последовательности ( $F_{main}=1/(2\tau_0)$ ). Энергетические спектры дискретных сигналов сосредоточены в относительно узкой полосе частот. Практически 90% энергии сигнала сосредоточено в полосе  $2F_{main}=1/\tau_0$ .

### 9.7.1 Прием сигналов с амплитудной манипуляцией

1. Метод гетеродинирования.

К амплитудному детектору (смесителю) подводится высокочастотное колебание с частотой сигнала и колебание сигнала гетеродина (рис.9.92), отличающееся по частоте на величину F<sub>3B</sub>=800÷1000 Гц. На выходе детектора появится низкочастотное колебание с разностной частотой, длительность которого равна длительности входного сигнала.



2. Метод модуляции.



Принятое высокочастотное колебание модулируется низкочастотным сигналом от звукового генератора ЗГ (рис.9.93). Далее полученное колебание детектируется и на выходе выделяется низкочастотный сигнал звуковой частоты.

3. Метод тональной манипуляции



Через выходной ключ на диодах VD2 и VD3 сигнал звукового генератора передается на выход (рис.9.94). Управление ключом осуществляется напряжением с выхода детектора на диоде VD1. В первоначальном состоянии диоды закрыты постоянным напряжением E<sub>0</sub>. При появлении на входе высокочастотной посылки на выходе детектора появляется отрицательное напряжение, которое открывает ключ.

### 9.7.2 Прием сигналов с фазовой манипуляцией

При абсолютной манипуляции посылке "1" (телеграфный ключ в состоянии "нажато") соответствует одна фаза сигнала, посылке "0" (телеграфный ключ в состоянии "отжато") – со сдвигом на 180 градусов. Для детектирования применяется фазовый детектор с синхронным гетеродином. Недостаток – нестабильность фазы сигнала из-за изменения условий распространения радиоволн. В результате происходит нарушение нормального приема сигналов.

При относительной фазовой манипуляции (ОФМ) изменение фазы сигнала на 180 градусов производится только в том случае, если следующая посылка "1". Формирование модулированного сигнала для исходного напряжения модуляции U<sub>м</sub> поясняется на рис.9.95.

Детектирование сигнала с ОФМ может быть произведено с помощью структуры, представленной на рис.9.96. На фазовый детектор поступает входной сигнал и опорный сигнал, в качестве которого используется входной сигнал с задержкой на время передачи одной элементарной посылки. Выходное напряжение фазового детектора будет положительным при совпадении фаз входного и опорного сигналов и отрицательным - при отличии фаз на 180 градусов.

При ОФМ ошибка из-за нестабильности фазовых соотношений может возникнуть только за время, равное длительности одной элементарной посылки. Это делает систему с ОФМ значительно более помехоустойчивой.



Рис.9.95



9.7.3 Прием сигналов с частотной манипуляцией

Состоянию телеграфного ключа "нажато" соответствует излучение на частоте  $f_{_{\rm H}}$ , состоянию "отжато" – на частоте  $f_{_{\rm O}}$ . Для детектирования применяется разделение сигналов с помощью канальных фильтров и последующим детектированием амплитудными детекторами (рис.9.97).



Рис.9.97

По линии связи можно с помощью одного передатчика можно передавать телеграфные сообщения от n аппаратов. Каждой комбинации передаваемых посылок от n источников сообщений соответствует излучение колебаний на одной фиксированной частоте. Общее число фиксированных частот равно 2<sup>n</sup>. Наибольшее распространение получила система двойного частотного телеграфирования (ДЧТ). Структурная схема приемника сигналов с с ДЧТ приведена на рис.9.98.



Рис.9.98

Возможные сочетания посылок и соответствующие им частоты сигналов приведены в табл.9.1.

Таблица 9.1

Знак посылки	"0"	"1"	"O"	"1"
аппарата 1				
Знак посылки	"0"	"0"	"1"	"1"

аппарата 2				
Частота	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$
излучения				

Состояния "нажато" фиксируются при подаче напряжений положительной полярности на входы Н1 и Н2, "отжато" – на входы О1 и О2.

Специфические искажения:

1) при асинхронной работе появляются импульсы с длительностью меньше длительности элементарной посылки;

2) при переходе от  $f_4$  к  $f_1$  возможно появление промежуточных частот и, следовательно, ложное срабатывание.



#### 9.8 Прием сигналов в оптическом диапазоне

Приемники оптического диапазона выполняются по схеме приемника прямого усиления (рис.9.100,а), а также супергетеродинного типа (рис.9.100,б).

В качестве антенн обычно используются телескопы. На входе приемника включены оптические фильтры ОФ, представляющие собой линзовые системы. Усилители оптического сигнала (УОС) – это обычно квантово-механические усилители или недовозбужденные лазеры. В качестве детекторов используются фотоэлектрические преобразователи: фотосопротивления, фотодиоды и т.д. В приемнике супергетеродинного типа первый гетеродин представляет собой генератор оптических колебаний ГОК, а смеситель является фотосмесителем. Первая ПЧ принадлежит диапазону сантиметровых волн.

Найдем предельное значение чувствительности приемника оптического диапазона P<sub>сmin</sub>.

Понятие коэффициента шума в данном случае неприменимо, так как с ростом сигнала растет и шум, определяемый дискретность кванта.

Фотодетектор характеризуется квантовая эффективность η:

$$\eta = \frac{n_{_{\Im\Pi}}}{p_{_{\oplus\Pi}}},\tag{9.198}$$

где n<sub>эл</sub> – число фотоэлектронов на выходе фотодетектора,

рфот - число фотонов действующих на фотодетектор.

Типовые значение  $\eta = 0,8 \div 0,9$ .

Пусть мощность оптического сигнала равна P<sub>c</sub>, тогда число фотонов в одну секунду равно

$$p_{1\phi\sigma} = \frac{P_c}{hf}, \qquad (9.199)$$

где hf - энергия кванта,

h - постоянная Планка,

f - частота оптического колебания.

Выходной ток фотодетектора равен заряду электрона, умноженному на число электронов

$$\mathbf{I}_{\rm c} = \mathbf{en}_{_{\mathfrak{I}\mathfrak{I}}}.\tag{9.200}$$

Тогда, учитывая (9.198) и (9.199), получаем

$$I_c = e\eta \frac{P_c}{hf}.$$
 (9.201)

Но этот же ток определяет и шумовой ток

$$I_{\rm m} = \sqrt{2eI_c \Delta f_{\rm spp}} \,. \tag{9.202}$$

Таким образом, отношение сигнал-шум можно записать в следующем виде

$$\gamma = \frac{I_c}{I_{III}} = \frac{I_c}{\sqrt{2eI_c\Delta f_{a\phi\phi}}} = \sqrt{\frac{I_c}{2e\Delta f_{a\phi\phi}}}.$$
(9.203)

После подстановки (9.201) получаем, что реальная чувствительность равна

$$P_{cmin} = \frac{2\gamma^2 h f \Delta f_{\rho\phi\phi}}{\eta}.$$
 (9.204)

Вследствие сильного влияния метеоусловий на работу открытых линий оптической связи наибольшее распространение получили световодные и волоконно-оптические линии связи. Эти линии защищены от фоновых засветок и обладают стабильными характеристиками. На линиях световодной связи широко используются импульсные и цифровые методы модуляции. Спектр входного телевизионного сигнала представляет собой амплитудномодулированную несущую изображения с частичным подавлением одной боковой полосы и частотно-модулированную поднесущую звукового сопровождения (рис.9.87).



Телевизор представляет собой двухканальной РПУ для обеспечения одновременного приема сигналов изображения и звукового сопровождения. Обычно телевизионное РПУ реализуют с объединенным радиотрактом и разделением каналов изображения и звука после детектора (рис.9.102). Входной преобразования, сигнал после настройки, усиления, фильтрации И детектирования в видеодетекторе разделяется на составляющие изображения и звука. Видеосигнал изображения после усиления в видеоусилителе подается на кинескоп и одновременно в блок синхронизации и разверток изображения, а составляющая звука после детектирования в ЧД и усиления в УЗЧ - на звуковую головку.

Для обеспечения нормальной яркости и контрастности в пределах зоны обслуживания РПдУ предусмотрена система АРУ. В качестве регулирующего напряжения АРУ используются импульсы синхронизации, амплитуда которых не зависит от характера изображения (рис.9.103).







Рис.9.103



Рис.9.104

В цветном телевизионном вещании передаются три цвета изображения: красный (R), зеленый (G) и синий (B). На передающей стороне цветовые сигналы складываются с определенными весовыми коэффициентами, образуя яркостный сигнал и цветоразностные сигналы R-Y и B-Y. В спектре

радиосигнала наибольшую полосу занимает яркостный сигнал, а полосы цветоразностных сигналов составляют по 1,5 МГц.

В системах NTSC и PAL цветоразностные составляющие передаются с помощью квадратурной модуляции поднесущей 3,58 или 4,43 МГц.

Цветоразностные сигналы в системе СЕКАМ передаются поочередно: на одной строке изображения один из них, а на следующей - другой. Для их передачи служат две ЧМ-поднесущие, которые расположены внутри полосы яркостного сигнала.

Структура цветного телевизионного СЕКАМ приемника показана на рис.9.104. Сигналы промежуточных частот с выхода селектора каналов поступают на усилитель промежуточной частоты изображения (УПЧИ) и видеодетектор (ВД), на выходе которого выделяется сигнал звукового сопровождения на разностной частоте 6,5 МГц. Этот сигнал затем поступает на усилитель промежуточной частоты звука (УПЧЗ) и далее, после детектирования, подается через усилитель звуковой частоты (УЗЧ) на звуковую головку.

С выхода модуля УПЧИ продетектированный радиочастотный сигнал через линию задержки (ЛЗ) сигнала яркости поступает на усилитель полного телевизионного сигнала (УПТС). Телевизионный сигнал подается также в блок цветности (БЦ) и блок синхронизации и разверток (БСР).

УПТС предназначен для усиления и регулировки контрастности и яркости изображения. В БЦ осуществляется преобразование ЧМ-сигналов цветности, передаваемых последовательно по строкам, в цветоразностные сигналы. Полученные цветоразностные сигналы красного, зеленого и синего цветов вместе с сигналом яркости подаются на усилитель R, G, B, где происходит их матрицирование (получение сигналов основных цветов) и усиление. Затем сигналы трех основных цветов подаются на соответствующие катоды электронных пушек кинескопа.

### 9.10 Радиорелейные и спутниковые линии связи

Радиорелейные линии связи предназначены для передачи сообщений (телефонных или телевизионных) на большие расстояния с помощью промежуточных станций, где осуществляется усиление и преобразование частоты высокочастотного сигнала без выделения первичного низкочастотного сигнала, соответствующего сообщению. Преобразование частоты необходимо для обеспечения одновременной работы передающего и приемного трактов без взаимного влияния. Большинство РРЛ работают по системе с частотным разделением каналов с частотной модуляцией.

Различают наземные и спутниковые РРЛ. Среди наземных РРЛ можно выделить линии прямой видимости и тропосферные.

В РРЛ прямой видимости расстояние между промежуточными станциями в среднем составляет 50 км, а затухание на трассе достигает 80 дБ. При передаче сигналов на большие расстояния число промежуточных станций достаточно

велико, поэтому к электрическим характеристикам станций предъявляются исключительно высокие требования.

В станциях тропосферных РРЛ для устранения характерных замираний сигнала добавляются системы сложения сигналов на входе. Структурные схемы приемников тропосферных РРЛ не отличаются от схем приемников РРЛ прямой видимости.

Наземные станции РРЛ с однократным преобразованием частоты условно называют станциями прямого усиления (рис.9.105). Частота выходного колебания отличается от частот выходного колебания на стандартную величину



Рис.9.106

Структурная схема промежуточной станции РРЛ с двукратным преобразованием частоты представлена на рис.9.106. При таком построении частота выходного колебания не зависит от частоты задающего генератора. Следовательно, стабильность частоты выходных колебаний оказывается независимой от стабильности частоты задающего генератора.



9.10.1 Структурные схемы связных РПрУ

Рис.9.99

Основные структуры супергетеродинных связных приемников с АЦП до детекторов:

а) с квадратурными АЦП на промежуточной частоте;

б) с неквадратурными АЦП на промежуточной частоте;

в) с квадратурными АЦП на нулевой или очень низкой промежуточной частоте.

В первых двух структурах пассивные полосовые фильтры (обычно на ПАВ) вносят большое затухание, что снижает требования к линейности и динамическому диапазону последующих усилительных ступеней. Но такие фильтры плохо поддаются интегрализации и относительно дороги.

Третья структура позволяет ввести активную или цифровую фильтрацию. Требования к линейности компонентов высокие, так как они чувствительны к нелинейностям четных порядков (изменение постоянной составляющей).

Проблемы в приемниках с нулевой ПЧ:

а) излучение гетеродина в эфир вызывает интерференцию с другими сигналами и их совместное преобразование в нулевую частоту, что приводит к нежелательному искажению полезного сигнала;

б) изменение режима по постоянному току и шумовые процессы также искажают полезный сигнал.

В приемниках с почти нулевой ПЧ нет проблемы смещения по постоянному току и они менее чувствительны к шумам. Но возникает проблема согласования усиления и фаз квадратурных составляющих из-за влияния зеркального канала. Однако практически все проблемы решаются при цифровой обработке сигнала.

9.10.2 Радиорелейные спутниковые системы связи

Радиорелейные спутниковые системы связи нашли широкое применение во всем мире. Они состоят из двух основных частей (сегментов) - космической и земной.

Под космической частью обычно понимают спутники-ретрансляторы, а также наземные комплексы их управления.

Бортовой ретранслятор принимает сигналы земных станций, усиливает их и передает на землю (рис.9.107). С помощью бортовых антенн, передаваемый спутником сигнал фокусируется в один или несколько лучей в соответствии с диаграммой направленности, чем обеспечивается формирование необходимой зоны обслуживания.



Основными характеристиками спутников связи являются количество радиочастотных каналов (ретрансляторов или транспондеров) или стволов, мощность передатчиков в каждом стволе, количество и размеры зон обслуживания (лучей). Для уменьшения взаимных помех передача сигнала со спутника (Downlink) ведется на частоте, отличной от частоты передачи сигнала с земли на спутник (Uplink). Поэтому ретрансляторы спутника имеют в своем

составе преобразователи частоты. Обычно частота Downlink ниже, чем линии Uplink.

В космическом сегменте используются спутники-ретрансляторы, находящиеся на различных околоземных орбитах в зависимости от назначения системы:

- Геостационарная орбита (радиус около 40 000 км)

- Высокоэллиптическая орбита (апогей около 40 000 км, перигей около 2 000 км)

- Средняя орбита (радиус от 5 000 до 20 000 км)

- Низкая орбита (радиус от 500 до 2 000 км).

Геостационарные орбиты являются наиболее популярными при создании систем спутниковой связи. Плоскость этой орбиты совпадает с плоскостью экватора, а спутники находятся на высоте около 36 000 км. Период вращения спутника на геостационарной орбите составляет 24 часа в сутки, и для наблюдателя на земле он кажется неподвижным. Это позволяет использовать для связи со спутником высокоэффективные фиксированные узконаправленные антенны. Зона видимости геостационарного спутника составляет почти треть поверхности земли, что позволяет с помощью трех геостационарных спутников обслуживать практически земную территорию. Расстояние между земными станциями, работающими через такой спутник, может достигать нескольких тысяч километров. Недостатком геостационарной орбиты является большое расстояние между спутником и земной станцией. В результате этого происходит сильное затухание сигнала на линии земля-космос, что повышает чувствительности требования приемников И К выходной мошности передатчиков. Кроме того, становится заметной задержка сигнала при распространении, составляющая около 0,25 сек.

Высокие эллиптические орбиты при угле наклона около 65 градусов отличаются высокой стабильностью во времени. Если верхняя точка орбиты (апогей) расположена над северным полушарием, спутник охватывает практически всю территорию России, включая приполярные области, а также виден с территории Канады и Японии. Благодаря замедленному движению спутника в апогее такая видимость длится около 8 часов, а угловая скорость его достаточно, чтобы антенны земных станций могли "следить" за ним. Эта особенность орбиты позволяет организовать не только обслуживание территории России, но и поддерживать прямую связь с промышленно развитыми регионами Северной Америки и Азии. Такая орбита была использована для первого отечественного спутника связи "Молния".

Средние орбиты занимают промежуточное положение между геостационарными и низкими орбитами.

Низкие орбиты за счет малого расстояния между спутником и земной станцией позволяют получить меньшие потери на линии, что ослабляет требования к мощности передатчиков и чувствительности приемников. Диаметр зоны обслуживания составляет около 500 км, и каждый спутник находится в зоне видимости земной станции около 15-20 минут. В связи с этим для организации непрерывной связи необходимо использовать большое число

низкоорбитальных спутников (около 48). Для работы с низколетящими спутниками используют либо широконаправленные антенны, либо узконаправленные антенны со сложными системами слежения за спутниками.

Фиксированные спутниковые службы (ФСС) предназначены для организации связи с неподвижными земными станциями, расположенными в определенных, фиксированных пунктах, и обычно строятся на базе спутников-ретрансляторов, запускаемых на геостационарную орбиту.

Из-за большой высоты орбиты и связанных с этим значительных потерь сигнала на линии космос-земля, для работы с геостационарными спутниками связи используются узконаправленные параболические антенны ("тарелки") с диаметром зеркала от 60 см до 12 и более метров, в зависимости от характеристик бортовых ретрансляторов. Антенны средних размеров (1,2 - 3,8 м) применяются для организации двусторонней связи в спутниковых телекоммуникационных сетях (региональные, местные и корпоративные сети связи, передача данных, распределение телепрограмм и т.п.) на базе спутников средней мощности. Антенны размером менее 1 м нашли широкое применение в системах непосредственного спутникового телевизионного вещания (HTB) на базе специализированных мощных спутников, а также в сетях высокоскоростного доступа в Интернет.

Отечественные спутники "Горизонт" и "Экспресс" являются маломощными магистральными системами, и для работы с ними необходимы антенны размером 4,5-12 м. К системам средней мощности можно также отнести спутники "Экспресс-М", "Купон", "Ямал", позволяющие использовать для работы с ними небольшие земные станции с антеннами диаметром 1,2-2,4 м. Из зарубежных к ФСС относятся спутники INTELSAT, EUTELSAT, ASTRA. В настоящее время в мире эксплуатируется более сотни геостационарных спутников связи различного назначения. До 80% ресурсов геостационарных спутниковых систем используются для распределения телевизионных программ. Остальные ресурсы загружены передачей данных и телефонной связью.

К вещательным спутниковым службам (ВСС) относится служба радиосвязи, где сигналы космических станций предназначены для непосредственного приема населением. При этом непосредственным считается как индивидуальный, так и коллективный прием. В последнем случае программа вешания доставляется индивидуальным абонентам с помощью той или иной наземной системы распределения — кабельной или эфирной — передатчиком небольшой мощности. Термин «радиовещание» объединяет как телевизионное, так и звуковое вещание. К радиовещательной спутниковой службе относятся системы спутникового вещания, которые предназначены для приема на сравнительно простые и недорогие приемные установки.

Такой тип вешания называется НТВ (непосредственное телевизионное вещание). Соответствующий английский термин — DTH (Direct-To-Home, что означает «прямо домой»). Примером системы НТВ являются отечественные

спутники "Галс", "Бонум-1" и зарубежные "Астра" и "ДирекТВ", работающие с антеннами диаметром 45-90 см.

Мобильные спутниковые службы (МСС) используются для связи с подвижными объектами. В настоящее время наиболее популярной является система МСС "Инмарсат"(Inmarsat), построенная на геостационарных спутниках. Первоначально система создавалась для обеспечения связи с морскими судами, но затем она стала применяться и на суше. Существует широкий спектр абонентских станций "Инмарсат", устанавливаемых на судах, автомобилях, самолетах, а также портативных, размером с атташе-кейс, используемых в отдаленных районах и в зонах стихийных бедствий.

Дальнейшим развитием МСС является создание систем, способных работать с небольшими, размером с сотовый телефон, абонентскими станциями, что требует использования специализированных спутников, обычно размещаемых на низких орбитах (500-1500 км). Относительно малая высота их орбиты позволяет существенно сократить размеры и мощность абонентских устройств. Спутники в этом случае перемещаются относительно поверхности земли, находясь в зоне видимости абонента лишь 10-15 минут, поэтому для поддержания непрерывности связи на орбите должно находиться много спутников. Уже начата эксплуатация первой такой системы - МСС "Иридиум". Из-за малого времени нахождения одного спутника в зоне видимости абонента (для системы "Иридиум" оно составляет лишь 7 минут), для обеспечения непрерывности связи спутниковая группировка должна состоять из нескольких десятков спутников. Например, российский проект "Гонец" предусматривает запуск 36 спутников, а международные системы состоят из 48-ми ("Глобалстар"), 66-ти ("Иридиум") и 288-ми ("Теледесик") спутников.

Использование различных частот для систем радиосвязи и вещания, включая спутниковые, строго регламентируется международными организациями. Это необходимо для достижения совместимости различных систем, а также для предотвращения взаимных помех при работе различных служб. В 1977 году радиоконференцией (WARC-77) Всемирной административной по спутниковой Регламент планированию вещательной службы принят радиосвязи. В соответствии с ним вся территория Земли разделена на три района, для вещания в каждом из которых выделены свои полосы частот. Район 1 включает Африку, Европу, Россию, Монголию и страны СНГ. Район 2 охватывает территорию Северной и Южной Америки. Район 3 - это территории Южной и Юго-Восточной Азии, Австралия и островные государства Тихо-Океанского региона.

Ширина полосы частот радиоканалов для НТВ составила 27 МГЦ для Районов 1 и 2. Для Района 3 - 24 МГц.

В соответствии с этим регламентом для систем спутниковой связи выделено несколько диапазонов частот, каждый из которых получил условное обозначение буквой латинского алфавита.

Наименование шиапазона	Частоты,	Выделенная полоса частот в
Паименование диапазона	ГГц	ГГц
L -диапазон (long-band)	0,39-1,550	0,39-1,550 и 1,610-1,710
S - диапазон (short-band)	1,55-5,2	1,93 - 2,70
С - диапазон (compromise band)	4-6	3,40 -5,25 и 5,725 - 7,075
X - диапазон (X-band radar)	5,2-10,9	7,25 - 8,40
Ku – диапазон (kurz-under band)	11-18	10,70 - 12,75 и 12,75 - 14,80
Ka - диапазон (kurz-above band)	18-40	15,40 - 26,50 и 27,00 - 30,20
К - диапазон (kurz band)		12-40

Табл.9.2

Системы DTH работают в диапазоне С в интервале частот 3,7 ... 4,2 ГГц. Диапазон Ки разделяется на три части: 10,7-11,8 ГГц – FSS (Fixed Satellite Services); 11.8-12.5 ГГц - DBS/BSS (Direct Broadcast Satellite / Broadcasting Satellite Service) и 12,5...12,75 ГГц - Telecom получил свое имя по названию французских спутников, использующих для вещания эти частоты. Большинство действующих систем спутниковой связи на базе геостационарных спутников работают в диапазонах С (6/4 ГГц) и Ки (14/11 ГГц).

Приемная система содержит три важные функциональные части: - это антенна, приемная головка и собственно приемное устройство (спутниковый ресивер или тюнер). Приемная антенна (рис.9.108) – это металлическое зеркало, имеющее форму параболоида.



Рис.9.108

В фокусе параболоида размещается приемная головка, состоящая из трех частей: облучателя (1), поляризатора (3) и конвертера (4) (рис.9.109).

Назначение облучателя — передать принятую антенной энергию телевизионного ретранслятора спутника по волноводу к конвертеру.

Облучателями параболических антенн служат слабонаправленные антенны. Это могут быть рупоры, щелевые антенны, спирали, диэлектрические антенны и др. Наиболее простыми являются облучатели в виде открытого конца волновода — прямоугольного или круглого сечения.



Рис.9.109

Поляризатор является устройством, которое обеспечивает выбор необходимого вида поляризации принимаемой радиоволны. Обычно поляризатор устанавливается между облучателем и конвертером.

Конкретные спутники непосредственного вещания работают в разных диапазонах частот и с разными типами поляризации излучения. Прежде всего -

это линейная поляризация (горизонтальная - Н и вертикальная - V). В этом напряженности магнитного поля ориентирован случае вектор ВДОЛЬ соответствующей линии и сохраняет эту ориентацию во времени. При круговой поляризации вектор напряженности магнитного поля вращается по кругу. Если вращение осуществляется по часовой стрелке, говорят о правоциркулярной (R) волне, если против - о левоциркулярной (L) волне. На европейских спутниках (ASTRA, EUTELSAT и др.) в основном используется линейная поляризация, а на российских (GALS1, GALS2, TDF2) — только круговая. Для приема круговых волн перед поляризатором устанавливают еще один элемент деполяризатор, который преобразует круговую поляризацию в линейную.

Кроме облучателя и поляризатора в фокусе приемной параболической антенны устанавливается высокочастотный малошумяший усилитель-преобразователь, так называемый конвертер (LNB - Low-Noise Block Downconverter). Он выполняет две функции: предварительное усиление и понижение частоты несущей до интервала рабочих частот приемников 700 ... 2150 МГц.

В конвертерах применяются параметрические усилители, усилители на туннельных диодах; транзисторные усилители. Наиболее перспективными являются конвертеры на основе арсенид-галлиевых полевых транзисторов, псевдоморфных и метаморфных НЕМТ.

Структурная схема конвертера представлена на рис.9.110. Сигнал, отраженный от зеркала параболической антенны, например, в полосе частот 10,9...11,7 ГГц, поступает на малошумящий усилитель МШУ, усиливающий принятый сигнал на 20-30 дБ.



Рис.9.110

Полосовой фильтр ПФ, служит для ослабления зеркального канала и снижения паразитного излучения частоты гетеродина.

Гетеродин генерирует сигнал с частотой 10 ГГц, который подается на смеситель См. Результирующий сигнал поступает на усилитель промежуточной частоты в полосе частот 0,9...1,7 ГГц. Затухание сигнала в каскадах ПФ и смесителе компенсируется в УПЧ, который повышает его уровень примерно на 30 дБ.

Структурная схема полнодиапазонного конвертера представлена на рис.9.111. Входные МШУ для волн V и Н поляризаций работают на общую суммирующую согласующую цепь. Общий МШУ усиливает спутниковый сигнал в полосе частот 10,7...12,75 ГГц, выделенной полосовым фильтром. Далее сигнал подается на смеситель с переключаемыми гетеродинами Low и High. С выхода смесителя сигнал поступает на полосовой фильтр и далее на каскад УПЧ.



### 9.10.3 Приемники спутникового телевидения

Полный цветовой сигнал для передачи по спутниковому телевидению создается абсолютно так же, как изложено выше для наземного телевизионного вещания. При передаче по каналу связи используется частотная модуляция несущей частоты передатчика изображения.

Благодаря применению частотной модуляции несущей частоты телевизионного передатчика и ширине полосы канала передачи со спутника в 27 МГц качество изображения аналоговых систем оказывается выше, чем при наземном телевизионном вешании.

Для достижения необходимой помехозащищенности девиацию частоты поднесущей выбирают, как правило, большей, чем в наземном телевидении - до 100 и даже 150 кГц. Значения частоты поднесущей также выше и составляет 7,0...7,5 МГц при полосе видеосигнала 6 МГц, 5,8...6,8 МГц при полосе 5 МГц и 5...6 МГц при полосе 4,2 МГц, что позволяет уменьшить переходные помехи из канала изображения в канал звукового сопровождения и облегчить требования к фильтрации сигналов.

При необходимости передачи совместно с сигналом изображения более чем одного звукового сигнала (звуковое вещание, звуковое сопровождение на иностранных языках, стереозвук) используется несколько поднесущих частот, расположенных выше спектра видеосигнала. Иx число ограничено возникновением перекрестных помех и ухудшением качества ТВ изображения из-за уменьшения доли девиации несущей, приходящейся на видеосигнал. Практически с удовлетворительным качеством удается передать два-четыре дополнительных сигнала. Например, спутниковых TΒ В каналах. организованных через европейские ИСЗ Eutelsat II и Astra наряду с основным

ЗВУКОВОГО сопровождения сформированы еще четырех каналом ДО высококачественных для ЗВУКОВЫХ каналов, используемых передачи монофонических или стереофонических программ. Передача ведется методом ЧМ на поднесущих частотах 7,02, 7,20, 7,38, 7,56 МГц звуковой сигнал подвергается адаптивным предыскажениям и компандированию (система Wegener Panda 1).

Компандирование применяется для повышения помехоустойчивости передачи звуковых сигналов. Оно подразумевает сжатие динамического диапазона передаваемого сигнала в соответствии с изменением огибающей звукового сигнала и восстановление исходного динамического диапазона на приеме. Различают "управляемые" компандеры, в которых информация об исходном динамическом диапазоне передается в отдельном канале управления, и "неуправляемые", в которых эта информация содержится в передаваемом сигнале.

Выигрыш в помехозащищенности благодаря компандированию достигает в среднем 12...13 дБ при наличии сигнала и до 20 дБ в паузе сигнала. Управляемый компандер применялся в отечественных системах "Экран" и "Москва", неуправляемый - в системе "Москва - Глобальная".

Аналоговый ресивер представляет собой УКВ ЧМ приемник с полосой пропускания 30 МГц (рис.9.112). Сигнал от СВЧ преобразователя по коаксиальному кабелю поступает на входной перестраиваемый фильтр, подавляющий зеркальный канал. Малошумящий усилитель компенсирует потери сигнала в фильтре. Затем сигнал подается на смесительный каскад См1. На выходе смесителя выделяется сигнал первой промежуточной частоты 450 МГц и усиливается полосовым усилителем. Далее включается аттенюатор АТТ, входящий в состав системы АРУ. После аттенюатора сигнал усиливается и поступает на второй смеситель См2.



Рис.9.112

В результате первая промежуточная частота преобразуется во вторую 70 МГц. Для этого используется второй гетеродин, вырабатывающий сигнал с частотой 520 МГц.

Далее следует широкополосный усилитель ШУ, между каскадами которого включен фильтр нижних частот (ФНЧ), который подавляет спектр частот выше 84 МГц. Затем фильтр высоких частот (ФВЧ) подавляет все частоты ниже 54 МГц. Таким образом формируется полоса шириной 30 МГц, необходимая для пропускания полного цветового телевизионного сигнала (ПЦТС).

После ФВЧ сигнал поступает на УПЧ, который осуществляют дополнительное усиление ПЦТС перед подачей его на устройство ограничения.

Детектор обеспечивает полосу детектирования частотно-модулированного сигнала 30 МГц при средней частоте 70 МГц.

Демодуляция сигнала обычно осуществляется в синхронном фазовом детекторе (СФД) на основе петли ФАПЧ.

Полученный после ЧМ детектора сигнал усиливается видеоусилителем (ВУ), который обеспечивает полосу пропускания до 6 МГц. Далее включается видеофильтр, обеспечивающий компенсацию частотных предыскажений. В приемнике предусмотрена автоматическая подстройка частоты (АПЧ).

В системе спутникового телевизионного вещания по каналу связи кроме сигнала изображения передается и другая информация. Это обычное звуковое сопровождение, стереофоническое звуковое сопровождение, речевое сопровождение на другом языке, служебная информация и др. на поднесущих частотах в пределах 5...10 МГц. Сигналы звукового сопровождения с полосой 15 кГц на передающей стороне подвергаются сжатию динамического диапазона с помощью адаптивной компандерной системы "Panda-1".

На звуковой тракт сигнал поступает с ЧМ детектора через полосовой фильтр, настроенный на среднюю частоту 6,5 МГц, и далее — на вход смесителя См 3. Гетеродин перестраивается в пределах 17,2...18,8 МГц. На выходе смесителя получаем стандартную ПЧ звука, равную 10,7 МГц.

После усиления и ограничения сигнал поступает на ЧМ детектор и далее — на усилитель звуковой частоты (УНЧ).

В настоящее время в спутниковом телевидении происходит переход от аналоговых к более совершенным системам передачи цветных телевизионных сигналов, которые основаны на принципе временного уплотнения сигналов яркости и цветности. Промежуточным звеном здесь является комбинированный аналого-цифровой стандарт, получивший название MAC (Multiplexed Analogue Components — система уплотнения аналоговых компонент). Общим для всех вариантов систем MAC является способ передачи аналоговых сигналов яркости и цветности с предварительным сжатием временного масштаба этих сигналов: для строки яркостного сигнала — в 1,5 раза, для строк сигналов цветности — в 3 раза.

Практическое применение получили несколько вариантов системы МАС. Для телевизионных стандартов, принятых в странах Западной Европы, Беларуси, России, на Украине и др., используется система D2-MAC. В ней применено дуобинарное (трехуровневое) кодирование, при котором в отличие от бинарного (двухуровневого) используются импульсы с тремя уровнями: «+1», «0» и «-1».

Систему D2-MAC можно разделить на две части: аналоговую и цифровую. Аналоговые сигналы яркости и один из цветоразностных сигналов цветности передаются в течение активной строки в сжатом во времени виде, а цифровая часть сигнала (звуковое сопровождение, сигналы синхронизации, телетекст и др.) объединены в пакеты, передаваемые в течение обратного хода разверток по строкам и полям.

Начальную часть строки (17,2 мкс) занимает один из цветоразностных сигналов Er-у или Eb-у которые передаются поочередно через строку. Далее следует яркостная составляющая видеосигнала, которая занимает 34,4 мкс (рис.9.113).

Сжатие аналогового сигнала осуществляется путем стробирования с тактовыми частотами: 6,75 МГц для сигналов цветности и 13,5 МГц для яркостного сигнала. Полученные сигналы накапливаются в запоминающем устройстве, после чего происходит их ускоренное считывание с более высокой тактовой частотой — 20,25 МГц. Полученные цифровые данные передаются в дуобинарном коде.

По сравнению с традиционными аналоговыми системами система D2-MAC обладает рядом преимуществ. Отсутствуют перекрестные искажения сигналов яркости и цветности. Значительно снижены шумы в канале цветности благодаря работе в области низких частот (нет модуляции поднесущей частоты цветоразностными сигналами). Повышена разрешающая способность изображения за счет более широкой полосы частот сигналов яркости и цветности и отсутствию режекции сигналов цветности в яркостном сигнале.

Сигналы синхронизации, звукового сопровождения, телетекста и другой информации передаются в цифровой форме. Ширина радиоканала для системы D2-MAC равна 7-8 МГц.

Многие спутники ведут телевизионное вещание по стандарту D2-MAC. Ни один из бытовых телевизоров не может принять передачи по этому стандарту, поэтому к ресиверу необходимо дополнительно подключить декодер D/D2-MAC. Некоторые ресиверы имеют встроенный декодер D/D2-MAC.



Рис.9.113

## 10 ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ В РПУ МЕТОДОВ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ 10.1 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Внедрение методов цифровой обработки в РПУ связано с быстрым расширением функциональных возможностей цифровой электроники. Цифровая обработка сигналов (ЦОС) по своим потенциальным возможностям и физической реализуемости позволяет перейти к полностью интегрализованным устройствам, резко усложнить тракт приема, что улучшает его характеристики при приемлемой стоимости и экономичности. Переход к ЦОС имеет также преимущества, заключающиеся в малых искажениях сигнала, высокой надежности, возможности построения трактов из ограниченного набора унифицированных компонентов.

Постепенно цифровое звуковое радиовещание наземное и спутниковое по стандарту DAB (Digital Audio Broadcasting), DRM (Digital Radio Mondiale) вытесняет аналоговое. Это принципиально новый вид информационного обслуживания населения, позволяющий передавать стереопрограммы с качеством аналогичным записям на компакт-диске. При этом обеспечивается качественный прием на стационарные и переносные приемники, а также находящиеся в движущемся транспортном средстве. Цифровое телевизионное вещание наземное, спутниковое, кабельное и эфирно-кабельное по различным стандартам (DVB- в Европе и большинстве др. стран), (ATSC- в США и ISDBв Японии) уже начато во многих странах: США, Великобритании, Германии, Швеции, Нидерландах и др. На первом этапе будут выпускаться в основном приставки к существующим аналоговым приемникам, а потом прием будет вестись только на цифровые. Это длительный переходный процесс, поэтому в зависимости от способа передачи информации различают несколько видов цифровых РПУ: для приема дискретных (в т. ч. цифровых) сигналов; для приема аналоговых сигналов, но с цифровой обработкой сигналов (ЦОС) и управлением внутри приемника; для приема цифровых сигналов с помощью специальной приставки к уже существующим как чисто аналоговым приемникам, так и имеющим ЦОС.

Приемники с ЦОС в своем составе должны иметь аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и цифро-аналоговый (ЦАП). Структура ЦРПУ комбинированного типа приведена на рис.10.1. Сигнал из антенны поступает в аналого-частотно-преобразовательный тракт (АЧПТ), затем в АЦП и далее обрабатывается в цифровой части (ЦЧ) РПУ. Здесь осуществляются селекция и демодуляция сигналов, а также дополнительная компенсация и подавление помех. оптимальная фильтрация, сложение сигналов нескольких РПУ, работающих комплекса, выработка управляющих В составе сигналов, синхронизирующих работу РПУ. Выходной сигнал с цифрового выхода поступает на регистрирующее устройство или в память ЭВМ.



Для получения аналогового сигнала перед оконечным устройством включаются цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) и фильтр низких частот. Блок управления частотой настройки (БУЧН) позволяет осуществлять управление как вручную, так и по заданному алгоритму. Блок регулировки усиления и чувствительности (БРУЧ) осуществляет оптимизацию работы РПУ по состоянию ЭМО. Блок управления видом работ (БУВР) изменяет вид демодуляции и обработки сигнала.



Если применить принцип приемника прямого усиления, то структура упростится за счет исключения синтезатора частот (СЧ). При этом цифровой фильтр будет настраиваться на частоту канала, попадающего в полосу АЧПТ. Возможно построение многовходовых РПУ (рис.10.2), содержащих п АЧПТ, работающих от индивидуальных антенн. Такая система пригодна для частотной, пространственной или поляризационной адаптации. Каждое РПУ принимает свой сигнал. Сигналы с выходов АЧПТ через кольцевой коммутатор каналов (КК) поступают на АЦП и в цифровую часть тракта, работающего в режиме временного уплотнения. В ЦЧПТ осуществляется оценка параметров сигналов в каналах приемника, выбор наименее пораженных сигналов, а также сложение сигналов по различным алгоритмам.

# 10.2 АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ РПУ

Различают непрерывные, дискретные и цифровые сигналы. Непрерывный сигнал представляется на бесконечном непрерывном временном интервале бесконечным числом возможных значений, т.е. в любой момент времени сигнал присутствует и его уровень можно зафиксировать.

Под дискретными сигналами часто подразумеваются сигналы, имеющие в своем описании дискретные характеристики, например, заданное число возможных состояний по уровню, по фазе или частоте. В цифровом вещании принято говорить о дискретном сигнале как о процессе, представленном в дискретные моменты времени бесконечным числом возможных значений.

Цифровой сигнал в отличие от дискретного представлен ограниченным числом возможных значений по уровню в дискретные моменты времени. По сути дела дискретный сигнал – это цифровой сигнал при бесконечном числе возможных значений его уровня.

АЦП является одним из основных узлов ЦРПУ и во многом определяет эффективность и качество его работы. На вход АЦП поступает аддитивная смесь сигнала и помехи, которая при условии формирования в узкополосном тракте АЧПТ (т.е. на промежуточной частоте) может быть представлена узкополосным колебанием

### $u(t)=U(t)\sin(2\pi f_0t+\varphi(t)),$

для которого отношение ширины спектра  $\Delta F$  к центральной частоте  $f_0$  значительно меньше единицы. Специфической особенностью узкополосного колебания в ЦРПУ является его близость к синусоидальному. Это свойство позволяет строить преобразователи высокой точности.

При формировании цифрового сигнала осуществляются следующие операции:

- 1) дискретизация.
- 2) квантование.
- 3) кодирование.

Дискретизация - это представление аналогового сигнала в виде дискретной последовательности отсчетов, по которым можно восстановить исходный сигнал.

В соответствии с теоремой Котельникова сигнал с конечным спектром может быть восстановлен по отсчетам, взятым через интервалы  $T \leq \frac{1}{2F_{max}}$ , где  $F_{max}$  - верхняя частота спектра (рис.10.3). Частота  $F_{d}$ =1/Т называется частотой дискретизации.

Если  $F_{d} < 2F_{max}$ , то спектры последовательности отсчетов перекрываются, и точного восстановления не происходит. Если  $F_{d} > 2F_{max}$ , то спектры не перекрываются и возможно точное восстановление. Вариант  $F_{d} = 2F_{max}$  для восстановления сигнала требует ФНЧ с идеальной прямоугольной АЧХ и полосой  $F_{max}$ .





Так как это на практике не реализуется, то при дискретизации всегда применяют правило  $F_{\mu} > 2F_{max}$ . На рис.10.4 представлены случаи различных соотношений между частотой дискретизации и частотой, характеризующей границу полосы пропускания  $f_c$ .

На рис.10.5,а представлены графики, поясняющие процесс дискретизации входного сигнала. Из входного сигнала (пунктирная линия) в моменты времени  $t_1, t_2, ..., t_7$  осуществляются выборки. В результате сигнал становится дискретным во времени (вертикальные линии в моменты времени  $t_1, t_2, ..., t_7$ ). Дискретизация осуществляется с помощью устройства выборки и хранения сигнала (УВХ). Выборка в дискретные моменты времени производится



Рис.10.5

подключением входного непрерывного сигнала к входу интегратора ключом Кл.1 с частотой дискретизации  $f_{d}$ . Перед следующей выборкой интегратор обнуляется стирающими импульсами  $f_{ct}$ . На рис.10.5,6 представлены графики, поясняющие процесс квантования. Уровни дискретного сигнала в моменты времени  $t_1, t_2, ..., t_7$  приравниваются ближайшим допустимым значениям от 1 до 7 (ступенчатая фигура). В качестве уровней сравнения принимаются средние значения поддиапазонов от 0,5 до 6,5 В. Например, допустимый уровень квантования 011 означает, что входное напряжение находится в поддиапазоне 2,5-3,5 В. На рисунке все допустимые уровни обозначены двоичным трехразрядным кодом (m=3).

Структурная схема канала АЦП параллельного типа представлена на рис.10.6. В состав АЦП входит делитель опорного напряжения, вырабатывающий m-1 уровней по числу поддиапазонов, и m-1 компараторов, определяющих соотношения между входным преобразуемым сигналом и этими уровнями.



Рис.10.6

Кодирование осуществляется дешифратором и предназначено для получения двоичного кода дискретного квантованного значения преобразуемого входного сигнала.

На рисунке также представлено устройство простейшего цифро-аналогового преобразователя (ЦАП). ЦАП формирует токи, пропорциональные весам разрядов кода, и затем суммирует их, преобразуя в выходное напряжение. Например, код 011 будет соответствовать выходному напряжению

$$U = 0 \cdot \frac{4R}{R} + 1 \cdot \frac{4R}{2R} + 1 \cdot \frac{4R}{R} = 3B,$$

а это означает, входной сигнал принадлежал поддиапазону 2,5-3,5 В.

Различают УВХ следящего и интегрального типов. В следящих УВХ в качестве фиксированного отсчета используют u(t) в момент окончания строб-импульса, а в промежутках между импульсами сохраняется значение предыдущего отсчета. В интегральных УВХ осуществляется интегрирование u(t) в течение действия строб-импульса. При использовании УВХ обоих типов к моменту окончания периода дискретизации информация в накопительном элементе стирается и он подготавливается к следующему циклу работы. В АЦП лучшей фильтрацией и
большим динамическим диапазоном отличаются УВХ интегрального типа, поэтому они находят более широкое применение.

Преобразование полученных отсчетов непрерывной шкалы в шкалу цифр, соответствующую конечному числу двоичных разрядов, имеет вид, показанный на рис.10.7.

Величина округления, представляющая разность между квантованной величиной и истинным значением аналогового сигнала в момент дискретизации называется ошибкой квантования.



Рис.10.7



Рис.10.8

Она определяется числом уровней квантования. Чем больше это число или чем меньше динамический диапазон изменения u(t), тем меньше ошибка.

Интервал между уровнями называется шагом квантования. Если шаг всех уровней одинаков, то квантование равномерное, в противном случае - неравномерное, т.е. шаг изменяется по определенному закону.

Если число уровней квантования велико, то плотность вероятности является равномерной функцией

$$p(E) = \frac{1}{\Delta}, \ -\frac{\Delta}{2} \le E \le +\frac{\Delta}{2},$$

где Е – величина разницы между оригинальным сигналом и квантованным сигналом.

Мощность шумов равномерного квантования равна

$$P_{\text{III KB}} = \int_{-\Delta/2}^{+\Delta/2} E^2 p(E) dE = \int_{-\Delta/2}^{+\Delta/2} E^2 \frac{dE}{\Delta} = \frac{E^3}{3\Delta} \Big|_{-\Delta/2}^{+\Delta/2} = \frac{\Delta^3}{8 \times 3\Delta} + \frac{\Delta^3}{8 \times 3\Delta} = \frac{\Delta^2}{12}.$$

Спектр шума квантования равномерный в полосе  $0...f_{d}/2$ . Квантование с равномерным шагом требует АЦП с большим числом уровней квантования. В реальных АЦП квантование и кодирование, как правило, осуществляются одновременно. Каждый номер уровня преобразуется при кодировании в комбинацию символов "нуль" и "единица". Количество уровней квантования М ограничено. Количество символов в комбинации (количество разрядов двоичного числа) т определяется числом М уровней квантования аналогового сигнала:

#### $m = \log_2 M$ .

Чем больше квантованных уровней, тем больше разрядов в двоичном числе. Частота следования "нулей" и "единиц" (двоичных символов) в цифровом сигнале называется тактовой частотой:

$$f_T = m \times F_A$$
,

А интервал T<sub>T</sub>=1/f<sub>T</sub>=T<sub>Д</sub>/m - тактовым интервалом. Очевидно, что за один период дискретизации должно быть передано m двоичных символов.

Если перемножить число разрядов одного кодового слова на частоту дискретизации (в Гц), то получим скорость цифрового сигнала в бит/с:

 $V=F_{\pi}\times m$ .

Как показывают расчеты, полная скорость передачи цифрового компонентного видеосигнала для одного канала при m=10 составляет  $10 \times 13,5 + 10 \times 6,75 + 10 \times 6,75 = 270$  Мбит/с. В связи с этим при цифровом вещании предпринимаются меры по снижению скорости цифрового потока путем сжатия и устранения избыточности передаваемой информации.

Число шагов квантования при известном уровне ограничения равно

$$n=2\frac{\left|U_{orp}\right|}{\Delta}+1\approx 2\frac{\left|U_{orp}\right|}{\Delta},$$

откуда

$$\Delta = \frac{2\left|\mathbf{U}_{\rm orp}\right|}{n}$$

В результате мощность шумов квантования

$$P_{\text{III KB}} = \frac{U_{\text{orp}}^2}{3n^2}.$$

Напряжение ограничения должно равняться максимальному значению сигнала, т.е.

$$U_{orp} = kU_{cp}$$

где U<sub>ср</sub> - среднеквадратическое значение сигнала,

k - значение пик-фактора.

Мощность сигнала на сопротивлении 1 Ом равна  $U_{cp}^2$ , следовательно, отношение сигнал/шум определится как

$$\frac{P_{c}}{P_{m \kappa B}} = \frac{3n^2}{k^2}$$

или в децибелах

$$\frac{P_{c}}{P_{{}_{\rm III \, KB}}} = 20 \lg \left(\frac{n}{k}\right) + 4.8.$$

При т-разрядном кодировании

$$\frac{P_{c}}{P_{m \kappa B}} = 6m - 20 lgk + 4,8 дБ.$$
  
Для гармонического сигнала  $k = \sqrt{2}$ , поэтому  
 $\frac{P_{c}}{P_{m \kappa B}} = 6m + 1,8 дБ.$ 

Уменьшить разрядность кодового слова и сохранить высокое отношение сигнал/шум для слабых сигналов можно за счет применения неравномерного квантования, при котором величина шага квантования согласуется с амплитудой сигнала по определенному закону.

Существуют два вида неравномерного квантования: мгновенное и почти мгновенное компандирование.

При мгновенном компандировании входной сигнал подвергается сжатию динамического диапазона (рис.10.9) в К<sub>сж</sub> раз в сжимателе. Сигнал далее квантуется в квантователе с равномерной шкалой (рис.10.10). Расширитель динамического диапазона в К<sub>расш</sub> раз включается на приемной стороне. Характер зависимости выходного и входного напряжений подчиняется одному из используемых законов: А-закону или µ-закону.

При некотором входном сигнале шаг неравномерного квантования равен

$$\Delta_{\rm H} = \Delta / (dU_{\rm BMX} / dU_{\rm BX}).$$

Для поддержания постоянным отношения мощности сигнала к мощности шумов квантования нужно, чтобы





Рис.10.10



Рис. 10.11. Почти мгновенное компандирование

$$U_{_{BX}} / \Delta_{_{H}} = (U_{_{BX}} / \Delta) \cdot (dU_{_{Bblx}} / dU_{_{BX}}) = \text{const}$$

Решение этого уравнения дает оптимальную характеристику сжатия вида  $U_{\text{вых}} = c \ln(\mu U_{\text{вх}}),$ 

где с и µ – постоянные коэффициенты.

Устройства с такой характеристикой нереализуемы, поэтому используется  $\mu$  – закон, для которого

$$U_{BMX} = U_{BMX max} \frac{\ln\left(1 + \mu \frac{|U_{BX}|}{|U_{BX max}|}\right)}{\ln(1 + \mu)}$$

µ=15÷100 и А-закон, для которого

$$U_{\text{Bbix}} = U_{\text{Bbix}\max} \frac{1 + \ln\left(\frac{A \left|U_{\text{Bx}}\right|}{U_{\text{Bx}\max}}\right)}{1 + \ln A} \quad \text{при} \quad \frac{U_{\text{Bx}\max}}{A} < U_{\text{Bx}} < U_{\text{Bx}\max}}$$
$$U_{\text{Bbix}} = U_{\text{Bbix}\max} \frac{A \left|U_{\text{Bx}}\right| / U_{\text{Bx}\max}}{1 + \ln A} \quad \text{при} \quad U_{\text{Bx}} < \frac{U_{\text{Bx}\max}}{A}.$$

Основное отличие компрессии по А-закону от компрессии по µ-закону состоит в замене логарифмической функции на линейную для малых амплитуд сигнала. Для больших амплитуд сигнала А- и µ-законы компрессии дают практически одинаковые результаты при А =µ. Компандирование по А-закону при А=87,6 принято в качестве стандарта в многоканальных системах передачи сигналов стран Европы. Компандирование по µ -закону осуществляется в странах Северной Америки и Японии.

При почти мгновенном компандировании (рис.10.11) используют пять различных шкал квантования с равномерным шагом внутри каждой шкалы и изменяющимся шагом при переходе от одной шкалы к другой. Шаг квантования определяется не мгновенным значением сигнала, а его максимальным значением на некотором интервале времени. В АЦП для звукового вещания этот интервал принят равным одной миллисекунде.



Рис.10.12 SIGMA-DELTA АЦП 1-ПОРЯДКА



Рис.10.13 SIGMA-DELTA АЦП 2- ПОРЯДКА



Неравномерное квантование при звуковом вещании позволяет уменьшить число разрядов с 14 до 10.

В последние годы для реализации АЦП и ЦАП высокого разрешения в виде СБИС стала очень популярна сигма-дельта архитектура (рис.10.12-10.15).



Рис. 10.15 Сигма-дельта модулятор (АЦП) с полосовыми фильтрами



Рис.10.16

В сигма-дельта АЦП аналоговый сигнал квантуется с очень низким разрешением (как правило, 1 бит) на частоте, во много раз превышающей максимальную частоту спектра сигнала. Это позволяет значительно снизить требования к АЧХ входного аналогового антиэлайзингового фильтра (рис.10.16).

Второе преимущество связано с тем, что сигма-дельта АЦП переносит шум квантования в более высокочастотную область (рис.10.17).





После фильтрации отношение сигнал шум значительно улучшается (рис.10.18-10.20).

Третье преимущество связано с тем, что, используя методику передискретизации в сочетании с цифровой фильтрацией, можно получить эффективное увеличение разрядности.



Рис.10.19 Кривая распределения шума квантования сигма-дельта модулятора



Рис. 10.20 Зависимость отношения сигнал/шум от коэффициента избыточной дискретизации для ΣΔ-модулятора

На рис.10.21 показано, каким образом увеличение коэффициента передискретизации приводит к увеличению разрядности (разрешающей способности) выходного потока.

Децимация может также рассматриваться как способ устранения избыточной информации, привнесенной процессом передискретизации. В сигма-дельта АЦП широко используется совмещение функций цифрового фильтра и дециматора, в результате вычислительная эффективность повышается.



Рис.10.22 Децимация дискретного во времени сигнала

#### 10.3 Краткий обзор цифровых видов модуляции

Существуют три основных вида цифровой модуляции: амплитудная манипуляция, фазовая манипуляция и частотная манипуляция.



Передаваемый сигнал можно представить в следующем виде:  $s(t) = \cos(2\pi f_c t + \theta_k) = \cos\theta_k \cos(2\pi f_c t) - \sin\theta_k \sin(2\pi f_c t) =$ 

$$= a_k \cos(2\pi f_c t) - b_k \sin(2\pi f_c t) = \operatorname{Re}[(a_k + jb_k)e^{j\omega_c t}]$$

т.е. сигнал представляет собой несущее колебание  $e^{j2\pi f_c t}$  с амплитудой, определяемой комплексными модуляционными коэффициентами  $c_k = a_k + jb_k$ . Этот же сигнал также может быть представлен в комплексном виде:

$$Z = I + j * Q$$
, или  
 $Z = A_m * e^{j(2\pi f_c t + \theta_k)}$ 

где:

 $A_{m} = \sqrt{Q^{2} + I^{2}}$  — амплитуда модулированного сигнала;  $\theta_{k} = \arctan (Q / I)$  — фаза модулированного сигнала;  $I_{m} = a_{k}, Q_{m} = b_{k}$ .

Таким образом. передаваемая информация может кодироваться одновременными изменениями амплитуды и фазы несущего колебания. Это, использовании квадратурной например, происходит при амплитудной модуляции (QAM - Quadrature Amplitude Modulation). На рис.10.24 представлен принцип формирования результирующего колебания Z<sub>m</sub> путем суммирования вектора квадратурной составляющей Q<sub>m</sub> с вектором синфазной составляющей  $I_m$ .

Поскольку в каждом канале осуществляется амплитудная манипуляция, этот вид модуляции называют квадратурной манипуляцией с изменением амплитуды (Quadrature Amplitude Shift Keying, QASK)



Рис.10.24 Принцип формирования сигнала QAM



Рис.10.25 Структурная схема формирователя QAM модулированного сигнала

Точки расположения окончаний векторов модулированного колебания образуют прямоугольную сетку на фазовой плоскости действительной — Re {Z} и мнимой составляющей вектора модулированного сигнала — Im {Z}. Число узлов этой сетки определяется типом используемого алгоритма QAM. Схему расположения узлов на фазовой плоскости модулированного QAM колебания принято называть созвездием (constellation ).

Для указания типа алгоритма QAM принята следующая схема обозначения: QAM — <число>. Число обычно представляет собой значение вида  $2^{N}$  и соответствует количеству узлов на фазовой сетке, а также максимальному количеству различных значений вектора модулированного сигнала. Значение N соответствует числу битов входной последовательности данных, формирующих один передаваемый символ.

На рис.10.25 приведена упрощенная структурная схема формирователя QAMмодулированного сигнала. На первом этапе преобразования последовательность битов D{d<sub>0</sub>, d<sub>1</sub>, ... d<sub>k</sub>}, которая поступает от источника сигнала, преобразуется в последовательность двумерных модуляционных символов M{m<sub>0</sub>, m<sub>1</sub>, ... m<sub>j</sub>}. Число битов в этом символе равно значению N (для алгоритма QAM-16 N=log<sub>2</sub>16=4).

Формирователь кодовых символов преобразует двумерный кодовый символ m<sub>j</sub> в пару кодовых символов a<sub>j</sub> и b<sub>j</sub>. Для алгоритма QAM-16 допустимые значения a<sub>i</sub> и b<sub>j</sub> принадлежат множеству {1, 3, -1, -3} и определяют соответственно

значения реальной и мнимой координаты вектора модулированного колебания. Сформированные значения A  $\{a_j\}$  и B  $\{b_j\}$  используются для амплитудной модуляции синфазной I и квадратурной Q составляющих несущего колебания (Inphase — I и квадратурной Quadrature — Q). На последнем этапе преобразования выполняется суммирование этих колебаний и формирование результирующего сигнала Z.



Рис.10.26 Сигнальное созвездие QAM-16

На рис.10.26 представлено расположение векторов модулированного колебания — созвездие для алгоритма QAM-16. Цифрами отмечены значения модуляционных символов, которым соответствуют указанные точки на фазовой плоскости модулированного колебания  $\{m_3, m_2, m_1, m_0\}$ . Для алгоритма QAM-16 пара  $\{m_3, m_2\}$  определяет номер квадранта фазовой плоскости или знаки реальной и мнимой координаты вектора модулированного колебания:

Табл.10.1			
$m_1$	m <sub>0</sub>	a <sub>i</sub>	b <sub>i</sub>
0	0	1	1
0	1	1	3
1	0	3	1
1	1	3	3

Для этого алгоритма пара  $\{m_1, m_0\}$  определяет значения амплитуды реальной и мнимой координаты вектора модулированного колебания соответственно. В таблице 10.1 представлены значения кодовых символов а и b, которые соответствуют значениям младших разрядов модуляционного символа  $\{m_1, m_0\}$ .



Рис.10.27

Преобразование модуляционных символов в кодовые символы выполняется с применением алгоритмов Грея для помехоустойчивого кодирования данных. Так векторам модулированного колебания, которые находятся близко один от другого на фазовой плоскости, ставятся в соответствие значения кодовых символов, которые отличаются значениями только одного бита. В качестве примера могут быть рассмотрены два вектора Z = 1 + j и Z = 1 + 3j, которым соответствуют кодовые символы  $\{0, 0\}$  и  $\{0, 1\}$ .

В настоящее время наибольшее распространение получили несколько вариантов QAM: алгоритм модуляции QAM-4, QAM-16, 32, 64, 128 и 256. QAM-4 кодирует информационный сигнал изменением фазы несущего колебания с шагом  $\pi/2$ . Этот алгоритм модуляции имеет название QPSK (Quadrature Phase Shift Keying, Квадратурная фазовая манипуляция). Амплитуда сигнала при этом остается постоянной.

Примеры созвездий для QAM-4 и QAM-64 изображены на рис.10.27.

Структура модулятора и демодулятора QAM-16 представлена на рис. 10.28 и рис. 10.29.

При фазовой манипуляции созвездие располагается по окружности. На рис10.30 представлены созвездия для N-PSK с N=2, 4, 8 и 16.

При одновременной смене символов в обоих каналах модулятора (с 10 на 01, или с 00 на 11) в сигнале 4-PSK происходит скачок фазы на 180°. Такие изменения сигнала нежелательны, поскольку приводят к увеличению энергии боковых полос и помех в канале связи.

Четырехфазная ФМ со сдвигом (Offset QPSK, OQPSK) (Рис.10.31) позволяет избежать скачков фазы на 180° и, следовательно, глубокой модуляции огибающей. Формирование сигнала в квадратурной схеме происходит так же, как и в модуляторе ФМ-4, за исключением того, что манипуляционные элементы информационной последовательности x(t) и y(t) смещены во времени на длительность одного элемента T, как показано на рис.10.31 б,в.



Рис.10.28



Рис.10.29



Рис.10.30



Рис.10.31

Изменение фазы при таком смещении модулирующих потоков определяется лишь одним элементом последовательности, а не двумя, как при  $\Phi$ M-4. В результате скачки фазы на 180° отсутствуют, так как каждый элемент последовательности, поступающий на вход модулятора синфазного или квадратурного канала, может вызвать изменение фазы на 0°, +90° или –90°.



Рис.10.32

Табл.10.2

Биты входной по	Изменение фазы	
нечетные (пербые биты) 2-х	четные (вторые биты) 2-х	$\Delta \varphi_k = \Delta \varphi_k(x_{k_3} v_k)$
битового символа, x <sub>k</sub>	битового символа, y <sub>k</sub>	
1	1	-3π/4
0	1	3π/4
0	0	π/4
1	0	-π/4

В методе дифференциальной квадратурной фазовой модуляции (Differential Quadrature Phase Shift Keying, DQPSK) все импульсы входной информационной последовательности разбиваются на пары — на 2-битовые символы. При переходе от одного 2-х битового символа к другому 2-х битовому символу начальная фаза сигнала изменяется на величину  $\Delta \phi$ , которая определяется в соответствии с табл.10.2.

Фазовая диаграмма, соответствующая этому методу, представлена на рис. 10.32.

Эта фазовая диаграмма состоит фактически из двух диаграмм обычной квадратурной фазовой манипуляции: фазовые состояния одной из них помечены значком  $\oplus$ , а другой — значком  $\otimes$ , и диаграммы сдвинуты одна относительно другой на угол  $\pi/4$ . При переходе от одного символа к другому происходит изменение фазы от одного из состояний первой диаграммы к одному из состояний второй, а при переходе к следующему символу — возврат к предыдущей диаграмме, но, возможно, не к прежнему фазовому состоянию.

Дифференциальное кодирование фазы осуществляется формированием амплитуд I<sub>k</sub>, Q<sub>k</sub> квадратурных составляющих очередного символа в соответствии с алгоритмом:



$$\begin{split} I_{k} &= cos\phi_{k} = cos(\phi_{k-1} + \Delta\phi_{k}) = cos\phi_{k-1}cos\Delta\phi_{k} - sin\phi_{k-1}sin\Delta\phi_{k} = \\ &= I_{k-1}cos\Delta\phi_{k} - Q_{k-1}sin\Delta\phi_{k}, \\ Q_{k} &= sin\phi_{k} = sin(\phi_{k-1} + \Delta\phi_{k}) = sin\phi_{k-1}cos\Delta\phi_{k} - cos\phi_{k-1}sin\Delta\phi_{k} = \\ &= Q_{k-1}cos\Delta\phi_{k} - I_{k-1}sin\Delta\phi_{k}, \end{split}$$

то есть зависит от предыдущих значений синфазной и квадратурной составляющих и приращения фазы  $\Delta \phi_k$ , значение которого определяется таблицей переходов. Сумма модулированных квадратурных составляющих дает окончательный выходной сигнал  $I_k cos \omega_0 t - Q_k sin \omega_0 t = cos \phi_k cos \omega_0 t - sin \phi_k sin \omega_0 t = cos (\omega_0 t + \phi_k) = s(t).$ 

При N-уровневой амплитудной модуляции (N-PAM – Pulse Amplitude Modulation) созвездие вырождается в прямую линию (рис.10.33)

Одним из методов модуляции в системах цифрового вещания является многоуровневая амплитудная модуляция с частично подавленной нижней боковой полосой (АМ-ЧПБП, более известная как 8- и 16- VSB – Vestigial Side Band). Модулирующий сигнал представляет собой 8- или 16-уровневые импульсы, сглаженные формирующим фильтром. Протяженность нижнего и верхнего срезов спектра составляет 620 кГц при полной ширине спектра 6 МГц. Модуляция 8-VSB предназначена для применения в наземном цифровом телевещании, а 16-VSB - для кабельных распределительных сетей. Обе разновидности модуляции VSB имеют одномерные созвездия с различным числом точек, из которых только половина используется для передачи полезной информации, а другая половина - для корректирующего кодирования. Поэтому по скорости передачи полезной информации модуляция 8- (16-) VSB фактически соответствует 4- (8-) VSB без кодирования. Скорость передачи символов при всех вариантах VSB практически в 2 раза выше численного значения занимаемой полосы частот.

Алгоритм амплитудно-фазовой модуляции с подавлением несущей Carrier less Amplitude modulation / Phase modulation (CAP) является одним из наиболее широко используемых в настоящее время на DSL линиях алгоритмов модуляции. Алгоритм CAP представляет собой одну из разновидностей алгоритма QAM. В процессе обработки из спектра модулированного сигнала исключается составляющая, которая соответствует частоте несущего колебания QAM.

Алгоритм САР в части формирования линейного кода практически ничем не отличается от классических алгоритмов гармонической амплитудной модуляции.



Рис.10.34



Рис.10.35. Формирование спектра САР-модулированного сигнала



Рис.10.36. Функциональная схема формирования САР-модулированного сигнала

Одна из возможных функциональных схем формирования сигнала, модулированного в соответствии с принципами алгоритма САР, представлена на рис. 10.36.

В данном случае для подавления гармоники несущего колебания используются синфазный и квадратурный фильтры. Для адекватного восстановления сформированного таким образом сигнала на приемной стороне должны быть выполнены соответствующие процедуры по восстановлению несущего колебания. После восстановления несущего колебания, приемник, который функционирует в соответствии с алгоритмом САР, восстанавливает собственно переданный сигнал, используя при этом те же алгоритмы, что и приемник QAM–модулированного колебания. Известны следующие разновидности САР: САР-4, САР-8, САР-16, САР-32, САР-64, САР-128, САР-256.

Применение многопозиционной КАМ в чистом виде сопряжено с проблемой недостаточной помехоустойчивости.



Рис.10.37

КАМ Поэтому высокоскоростных протоколах BO всех современных используется совместно с решетчатым кодированием — специальным видом сверточного кодирования. В результате появился новый способ модуляции, Trellis называемый треллис-модуляцией (TCM Coded Modulation). комбинация Выбранная определенным образом конкретной КАМ помехоустойчивого кода в отечественной технической литературе носит название сигнально-кодовой конструкции (СКК). СКК позволяют повысить помехозащищенность передачи информации наряду со снижением требований к отношению сигнал/шум в канале на 3-6 дБ. При этом число сигнальных точек увеличивается вдвое за счет добавления к информационным битам одного избыточного, образованного путем сверточного кодирования. В процессе демодуляции производится декодирование принятого сигнала по алгоритму Витерби. Именно этот алгоритм за счет использования введенной избыточности и знания предыстории процесса приема позволяет по критерию



Рис.10.38

Некодированная 16-QAM



максимального правдоподобия выбрать из сигнального пространства наиболее достоверную эталонную точку. Расширенный таким образом блок битов подвергается все той же КАМ.

Выбор способов модуляции и кодирования сводится к поиску такого заполнения сигнального пространства, при котором обеспечивается высокая скорость и высокая помехоустойчивость. Комбинирование различных ансамблей многопозиционных сигналов и помехоустойчивых кодов порождает множество вариантов сигнальных конструкций. Согласованные определенным образом варианты, обеспечивающие улучшение энергетической и частотной эффективности, и являются сигнально-кодовыми конструкциями. Задача поиска наилучшей СКК является одной из наиболее сложных задач теории связи. Современные высокоскоростные протоколы модуляции (V.32, V.32bis,



Рис.10.40 Схема сверточного кодера

V.34 и др.) предполагают обязательное применение сигнально-кодовых конструкций.

Все применяемые сегодня СКК используют сверточное кодирование. Типичный кодер, применяемый совместно с модулятором ФМ-8 представлен на рис. 10.40. Он является сверточным кодером с относительной скоростью кода, равной 2/3. Каждым двум информационным битам на входе кодер сопоставляет трехсимвольные двоичные блоки на своем выходе, которые и поступают на модулятор ФМ-8.

10.4 Цифровые демодуляторы

В соответствии с фазорной моделью сигнала

$$\dot{U}(t) = \dot{U}_{m}(t)e^{j\omega_{o}t} = [U_{c}(t) + jU_{s}(t)]e^{j\omega_{o}t}.$$

Формирование необходимых квадратурных составляющих осуществляется с помощью:

1) преобразователей Гильберта (ПГ), на выходе которого амплитуда сигнала не изменяется, а фаза всех составляющих спектра изменяется на четверть периода, т.е. на 90°;

2) фазовращателей;

3) полифазных (комплексных) фильтров.

Реализации преобразователя для непрерывных и дискретных сигналов представлены на рис.10.41.

Модуль комплексной амплитуды представляет огибающую исходного модулированного колебания и определяется в соответствии с выражением

$$U_{\rm m}(t) = \sqrt{U_{\rm c}^2(t) + U_{\rm s}^2(t)},$$

фаза огибающей равна

$$\varphi(t) = \operatorname{arctg} \frac{U_{s}(t)}{U_{c}(t)}.$$







Рис.10.42

Структура демодулятора представлена на рис.10.42 Для демодуляции ФМ- и ЧМ-сигналов используют соотношение



Рис.10.43



Рис.10.44



$$\varphi(t) = \operatorname{arctg} \frac{U_{s}(t)}{U_{c}(t)}.$$

Тогда мгновенная частота  $f(t)=d\phi(t)/(2\pi dt)$  определится соотношением

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \left[ \arctan \frac{U_s(t)}{U_c(t)} \right]' = \frac{U_c(t)U_s(t) - U_c(t)U_s(t)}{2\pi(U_c^2(t) + U_s^2(t))}$$

После перехода к дискретизированному и квантованному сигналу, а также приближенной замены производных первыми разностями получим

$$F(nT) = \frac{U_{c}(nT)U_{s}(nT-T) - U_{s}(nT)U_{c}(nT-T)}{2\pi T(U_{c}^{2}(nT) + U_{s}^{2}(nT))}.$$

Структура детектора (рис.10.43), реализующая алгоритм демодуляции, включает четыре перемножителя, делитель, два сумматора, два блока задержки, ЦАП и ФНЧ.

Структуры демодуляторов 4-PSK и 16-QAM представлены на рис.10.44 и рис.10.45.

### 10.5 Цифровые синтезаторы частоты

Цифровой синтезатор частоты преобразует входной код в гармоническое или импульсное колебание с соответствующей коду частотой. Синтезатор может быть полностью реализован на цифровых ИС. Различают синтезаторы косвенного и прямого типов.

Синтезаторы косвенного типа основаны на петле ФАПЧ. Выходной сигнал синтезатора может иметь гармоническую форму в структуре ФАПЧ (рис.10.46), содержащей импульсный фазовый детектор (ИФД), перестраиваемый генератор (ПГ) и при необходимости преобразователь частоты (ПЧ).

Входной код может вводиться вручную или с помощью специального программного устройства. Код может воспроизводиться специальным регистром, входящим в состав системы АПЧ и управляемым с помощью микропроцессора.

В синтезаторе обычно используется один высокостабильный задающий кварцевый генератор. Наиболее распространенными способами построения синтезатора являются: с помощью ФАПЧ с делителем с переменным коэффициентом деления (ДПКД), с помощью суммирования импульсных последовательностей, с помощью формирования отсчетов синтезируемого сигнала в фиксированные моменты времени.

Структурная схема синтезатора частоты на основе ФАПЧ с ДПКД представлена на рис.10.47.



Рис.10.46



Рис.10.47



Рис.10.48

Схема содержит кроме упомянутых выше ДПКД и ПГ управляющий элемент УЭ, фильтр нижних частот ФНЧ, импульсный фазовый детектор ИФД, делитель частоты ДЧ, опорный генератор ОГ.

Структурная схема ФД представлена на рис.10.48. Принцип действия поясняется эпюрами, представленными на рис.10.49. Детекторная характеристика ИФД соответствует рис.10.50.



Рис.10.51



Рис.10.52 Умножитель частоты

Синтезаторы прямого типа основаны на операциях суммирования, вычитания, умножения и деления частоты (рис.10.51). Схема умножителя частоты на основе перемножителей сигналов представлена на рис.10.52.

# 10.6 ЦИФРОВЫЕ АВТОМАТИЧЕСКИЕ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ

Недостатками аналогового метода регулирования являются: искажения сигнала из-за нелинейности регулируемых приборов, неидентичность характеристик вследствие разброса параметров компонентов, трудность получения малого (нулевого) изменения выходного сигнала в широком диапазоне изменения входного воздействия, неустойчивость работы из-за наличия петли обратной связи.

От этих недостатков свободны дискретные АРУ, которые могут применяться как в ЦРПУ, так и в аналоговом РПУ, использующем АЦП (рис.10.53). В дискретного рассматриваемых регулировок лежит принцип основе регулирования коэффициента передачи управляемого тракта. В отличие от аналоговых систем, здесь коэффициент передачи изменяется скачкообразно (рис.10.54). Как видно из рисунка, для значений входного сигнала в интервале  $U_{\text{RVi}}...U_{\text{RVi+1}}$ значение коэффициента передачи тракта не изменяется, а амплитудная характеристика может быть строго линейной. характеристика цифровой Амплитудная АРУ описывается функцией

(рис.10.54,а):



$$U_{Bbax} = \frac{K_0}{\prod_{i=1}^n K_i} u$$

где n- число дискретных значений коэффициента передачи во всем динамическом диапазоне регулятора, K<sub>i</sub> - коэффициент, показывающий, во сколько раз меняется коэффициент передачи за одно дискретное приращение.

Регулировочная характеристика (рис.10.54,б) описывается ступенчатой функцией, так что K=const на каждом интервале.

Для увеличения линейности амплитудной характеристики в качестве регуляторов используются дискретные управляемые аттенюаторы, варианты схем которых представлены на рис.10.55



## 10.7 МИКРОПРОЦЕССОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ РПУ

В технике радиоприема для управления применяются микропроцессоры (МП). С помощью МП в РПУ выполняются сбор и обработка информации о настройке РПУ, текущей ЭМО при радиоприеме, характеристиках функционирования РПУ и качестве принимаемой информации, значениях частот настроек, отношении С/Ш, производится идентификация нелинейного поражения радиоприема, контролируется исправность тракта, оптимизируются характеристики РПУ и производится его адаптация к текущей ЭМО, отображается информация о работе РПУ и состоянии ЭМО при приеме, производится выдача указаний по соответствующему управлению.

Примерная структурная схема телеприемника с блоком обработки на основе МП показана на рис.10.56.

Аналоговые фильтры разрабатываются с привлечением преобразования Лапласа, цифровые фильтры разрабатываются с помощью Z-преобразования.

Цель этих преобразований схожа – получить диаграмму полюсов и нулей. Преобразование Лапласа связано с решением дифференциальных уравнений и комплексной р-плоскостью. Соответственно, Z-преобразование имеет дело с разностными уравнениями и комплексной z-плоскостью.

Однако эти методы имеют существенные отличия, а именно: p-плоскость расположена в прямоугольной системе координат, в то время как z-плоскость использует полярную систему координат.

Преобразование Лапласа определяет связь между частотной и временной областями в соответствии с выражением:

$$X(s) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-st} dt$$

Заменяя комплексную величину s ее эквивалентным выражением p=σ+jω, получим:

$$X(\sigma,\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-\sigma t} e^{-j\omega t} dt$$

Преобразование Лапласа может быть изменено на Z-преобразование за три шага.

В начале происходит замена непрерывного сигнала дискретным во времени:

$$X(\sigma,\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) e^{-\sigma nT} e^{-j\omega nT}$$

На втором шаге переписываем показательный член:

$$e^{-\sigma nT}=r^{-n}$$

что позволяет записать

$$X(r,\omega T) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) r^{-n} e^{-j\omega nT} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) (r e^{j\omega T})^{-n}$$

Третий шаг преобразования после введения комплексной величины

дает следующую стандартную форму записи для Z-преобразования:

$$X(z) = \sum_{n = -\infty}^{\infty} x(n) z^{-n}$$



Рис.10.57

Рис.10.57 поясняет различие между s-плоскостью преобразования Лапласа и zплоскостью z-преобразования. Положение на s-плоскости определяется в прямоугольной системе координат двумя параметрами:  $\sigma$  – экспоненциальной составляющей по горизонтальной оси, и  $\omega$  - частотой по вертикальной оси. В zобласти положение на плоскости определяется в полярной системе координат переменными г - расстоянием от начала координат (экспоненциальная составляющая) и  $\phi$  - угловым расстоянием от положительной горизонтальной оси. Вертикальные линии на s-плоскости, соответствуют окружностям на Zплоскости.

Вертикальные линии в левой s-полуплоскости соответствуют окружностям внутри круга единичного радиуса на z-плоскости. Аналогично, вертикальные линии в правой s-полуплоскости соответствуют окружностям на внешней стороне единичного круга z-плоскости.

Непрерывная система неустойчива, когда полюса занимают правую половину sплоскости, так как экспоненциальная компонента неограниченно возрастает при σ>0. Следовательно, дискретная система неустойчива, когда полюса находятся вне единичного круга на z-плоскости.

В непрерывных системах при анализе АЧХ частота принимает любые значения между нулем (постоянный ток) и бесконечностью вдоль положительной оси. При этом в s-плоскости значения АЧХ определяются при  $\sigma=0$  вдоль положительной вертикальной оси. Для дискретных систем частота может иметь значения между нулем и половиной частоты выборки. Повторяющаяся АЧХ дискретной системы определяется в z-плоскости вдоль единичной окружности против часовой стрелки с периодом  $2\pi$ .

Передаточная функция дискретного фильтра описывается выражением:

$$H(z) = \frac{(z - z_1)(z - z_2)(z - z_3)...}{(z - p_1)(z - p_2)(z - p_2)...}$$



Рис.10.58

Для заграждающего фильтра диаграмма полюсов и нулей на Z-плоскости соответствует рис.10.58.

В полярной системе координат:  $z_1 = 1.00e^{j(\pi/4)}$ ,  $z_1 = 0.7071 + j0.7071$   $z_2 = 1.00e^{j(-\pi/4)}$ ,  $z_2 = 0.7071 - j0.7071$   $p_1 = 0.90e^{j(\pi/4)}$ ,  $p_1 = 0.6364 + j0.6364$  $p_2 = 0.90e^{j(-\pi/4)}$ ,  $p_2 = 0.6364 - j0.6364$ .

Передаточная функция равна

$$H(z) = \frac{[z - (0.7071 + j0.7071)][z - (0.7071 - j0.7071)]}{[z - (0.6364 + j0.6364)][z - (0.6364 - j0.6364)]}$$
$$H(z) = \frac{1.000 - 1.414z + 1.000z^2}{0.810 - 1.273z + 1.000z^2}$$

или

$$H(z) = \frac{1.000 - 1.414z^{-1} + 1.000z^{-2}}{1.000 - 1.273z^{-1} + 0.810z^{-2}}$$

В общем случае передаточная функция соответствует выражению

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} \dots}{1 - b_1 z^{-1} - b_2 z^{-2} \dots}$$

Цифровой фильтр (ЦФ) представляет собой вычислительное устройство, в котором над кодовыми словами производятся определенные математические операции (запоминание, сложение, умножение, задержка во времени), соответствующие заданному алгоритму. В результате этих операций на выходе ЦФ получаются новые кодовые слова, соответствующие профильтрованному сигналу. Синтез ЦФ проводится по заданной передаточной характеристике на



основе типовых соединений отдельных звеньев: элементов задержки  $(Z^{-1})$ , сумматоров  $(\Sigma)$ , масштабирующих звеньев (d), перемножителей и линий передачи.

Очень часто на ЦФ подаются не квантованные отсчеты, а только дискретизированные, над которыми и совершаются математические операции. Такой фильтр называется дискретным.

Достоинством цифрового фильтра является отсутствие реактивных элементов, стабильность характеристики, удобство и простота изменения АЧХ и ФЧХ, возможность построения неминимально-фазовых цепей. Для цифрового фильтра все изменения связаны с перепрограммированием ЭВМ, в которой осуществляются операции над отсчетами с целью получения соответствующих отсчетов выходного сигнала.

Рассмотрим аналоговый фильтр верхних частот 1-го порядка (рис.10.59). Ток в нагрузке можно определить следующим образом:

$$i=C\frac{dU_c}{dt}$$
 ИЛИ  $i=\frac{U_{Bbix}}{R}$ .

Так как выходное напряжение равно

$$U_{c} = U_{BX} - U_{BMX}$$
,

то

$$i=C\frac{d(U_{BX}-U_{BDIX})}{dt}=\frac{U_{BDIX}}{R}$$

Осуществим далее переход от непрерывного сигнала к дискретному. Пусть  $U_{\text{вx}}(\text{mT})=X_{\text{m}}, U_{\text{вых}}(\text{mT})=Y_{\text{m}}, U_{\text{вx}}((\text{m-1})\text{T})=X_{\text{m-1}}, U_{\text{вых}}((\text{m-1})\text{T})=Y_{\text{m-1}}.$  Здесь m – номер выборки, а (m-1) означает задержку сигнала на один такт.

Производную для дискретного сигнала определим так:

$$\frac{d(U_{_{BX}}-U_{_{BbIX}})}{dt} = \frac{(X_{_{m}}-X_{_{m-1}}) - (Y_{_{m}}-Y_{_{m-1}})}{T}$$

Тогда выражение для тока можно записать в следующем виде

$$i=C\frac{(X_{m}-X_{m-1})-(Y_{m}-Y_{m-1})}{T}=\frac{Y_{m}}{R}$$

Разрешая полученное равенство относительно Y<sub>m</sub> получаем

$$Y_{m} = \frac{RC}{RC+T} X_{m} - \frac{RC}{RC+T} X_{m-1} + \frac{RC}{RC+T} Y_{m-1} = f(X_{m}, X_{m-1}, Y_{m-1})$$

ИЛИ

$$Y_{m} = a_{1}Y_{m-1} + b_{0}X_{m} + b_{1}X_{m-1}$$

где a<sub>1</sub>=RC/(RC+T), b<sub>0</sub>=RC/(RC+T), b<sub>1</sub>=-RC/(RC+T). Для произвольного случая разностное уравнение имеет вид

$$Y_{m}(mT) = \sum_{i=0}^{N} b_{i} x[(m-i)T] - \sum_{j=1}^{M} a_{j} y[(m-j)T].$$

Этому уравнению соответствует структура, представленная на рис.10.50. Разностное уравнение можно записать в следующем виде:

$$\sum_{j=0}^{M} a_{j} y[(m-j)T] = \sum_{i=0}^{N} b_{i} x[(m-i)T]$$

где М и N общее число выборок выходного и входного дискретных сигналов. Вводя z-преобразование и учитывая, что

$$X(z)z^{-m}=z[(x(n-m)T]$$

получим

$$\sum_{j=0}^{M} a_{j} y(z) z^{-j} = \sum_{i=0}^{N} b_{i} x(z) z^{-i}$$

Передаточная функция цифрового фильтра имеет вид:

$$H(z) = \frac{y(z)}{x(z)} = \frac{\sum_{i=0}^{N} b_i z^{-i}}{\sum_{j=0}^{M} a_j z^{-j}}$$

Если  $a_j=0$  для j>1, то – фильтры называют нерекурсивными, а при  $a_j\neq 0$  – рекурсивными.

На рис.10.61 показана структура рассмотренного выше заграждающего фильтра.

Для анализируемого ФВЧ получим

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1}}.$$

Структура фильтра соответствует рис.10.62 Для построения АЧХ осуществляем подстановку (для r=1)

$$z = e^{j\omega T}$$

.

В результате получим

$$H(z) = \frac{b_0 e^{p^{T}} + b_1}{e^{p^{T}} + a_1}$$






ИЛИ

$$H(\omega) = \frac{b_0[\cos(\omega T) + j\sin(\omega T) + b_1]}{\cos(\omega T) + j\sin(\omega T) + a_1} \rightarrow |H(\omega)| = \frac{RC}{RC + T} \sqrt{\frac{[\cos(\omega T) - 1]^2 + \sin^2(\omega T)}{[\cos(\omega T) - \frac{RC}{RC + T}]^2 + \sin^2(\omega T)}}$$

Частотная характеристика повторяется с периодом  $2\pi$ . Частота при этом должна изменяться от нуля до половины частоты дискретизации или в угловом измерении от нуля до  $\pi$ . Углы от  $\pi$  до  $2\pi$  соответствуют отрицательным частотам.

Обычно для преобразования из р-области в z-область и обратно применяются следующие подстановки:

$$z = \frac{2+pT}{2-pT}$$
,  $p = \frac{2(z-1)}{T(z+1)}$ .



При этом осуществляется преобразование бесконечной частотной оси робласти в частотный диапазон от 0 до  $\pi$  (от 0 до 0,5 частоты дискретизации) в z-области и наоборот. АЧХ ФВЧ при этом соответствует рис.10.64.

#### 10.9 Сжатие информации

Уменьшение скорости цифрового потока данных связано с устранением различного рода избыточностей в сигналах. К ним относят: статистическую, структурную и психофизическую избыточности.

Для сокращения объема сообщения (компрессии, или сжатия) можно использовать коды типа кода Морзе, которые часто встречающимся символам (буквам) ставят в соответствие короткие кодовые комбинации, а редко встречающимся - длинные. Такое кодирование, учитывающее статистические свойства символов алфавита и позволяющее представить сообщение с меньшим расходом знаков, часто называют энтропийным. В современной технике связи широко применяется один из таких способов экономного представления - код Хаффмана.

Сигналы, типичные для звукового и телевизионного вещания, обладают значительной избыточностью. Например, большая часть изображения одного кадра обычно приходится на поля, имеющие постоянную или мало меняющуюся в пространстве яркость, а резкие световые переходы и детали малых размеров занимают малую долю площади изображения. Коэффициент корреляции соседних элементов изображения, описывающий статистическую связь между яркостями этих элементов, близок к 1. Зная яркость одного элемента, можно с высокой степенью вероятности предсказать яркость соседнего, например, полагая их просто равными. Такого рода избыточность можно назвать пространственной избыточностью изображения.

Изображения соседних кадров в телевидении также обычно очень похожи друг на друга, даже при съемке движущихся объектов. Переходы от сюжета к сюжету встречаются редко. Межкадровая разность на значительной части площади изображения обычно близка к нулю. Зная распределение яркости в

одном кадре, можно с высокой степенью уверенности предсказать распределение яркости следующего кадра. Эта предсказуемость указывает на временную избыточность изображения. Пространственная и временная формы избыточности статистическими свойствами телевизионных связаны co изображений.

Сокращение цифрового потока возможно также благодаря структуре видеосигнала. Можно передавать только активную часть изображения. При 10 битах на отсчет скорость передачи данных за счет этого может сократиться с 270 Мбит/с до 207 Мбит/с. С другой стороны, можно использовать интервалы гашения для передачи дополнительной информации, например, звукового сопровождения, что также является формой экономного использования канала связи.

Особенности зрительного и слухового восприятия обусловливают так называемую психофизическую избыточность. Ее использование позволяет значительно сокращать скорость потока видеоданных. Вносимые при этом необратимые искажения изображения должны быть незаметны наблюдателям.

В настоящее время разработаны весьма эффективные методы цифрового представления сигналов, например, метод MUSICAM – Masking pattern Universal Subband Integrated Coding and Multiplexing. Стандарт **MUSICAM** согласуется с ISO MPEG (Moving Picture Expert Group; стандарт ISO 11172).

В кодере MUSICAM спектр входного цифрового звукового сигнала разделяется на 32 узкополосные части с постоянной шириной. Далее осуществляется отбор по времени и спектру таким образом, чтобы после обработки в сигнале отсутствовали те частотные составляющие и временные отрезки, которые при слуховом восприятии маскируются.

Для акустического восприятия тонкие спектральные детали важны лишь в окрестности 2 кГц. Чувствительность человеческого уха зависит от уровня громкости звука и требуется определенное время, чтобы была достигнута максимальная чувствительность слуха после действия сигналов больших уровней.

Логарифмическая чувствительность человеческого уха и эффект маскирования позволяет уменьшить число разрядов кодирования. Эффект маскирования связан с тем, что в присутствии больших звуковых амплитуд человеческое ухо нечувствительно к малым амплитудам близких частот. Причем чем ближе частота к частоте маскирующего сигнала, тем сильнее этот эффект.

При разбиении на субдиапазоны можно оценить эффект маскирования и передавать только ту часть информации, которая этому эффекту не подвержена. При этом уровень ошибок квантования следует держать лишь ниже порога маскирования, что также снижает информационный поток. Для стробирования высококачественных звуковых сигналов используются частоты 32, 44,1 или 48 кГц. Стандартом предусмотрено три уровня кодирования звука, отличающиеся по сложности и качеству. На первом уровне производится разбивка на 32 диапазона, определение диапазонных коэффициентов и формирование кадров, несущих по 384 результатов стробирования. Уровень 2 формирует кадры с 1152



результатами стробирования и дополнительными данными. Уровень 3 допускает динамическое разбиение на субдиапазоны и уплотнение данных с использованием кодов Хаффмана. Любой декодер способен работать на своем и более низком уровне.

Для улучшения качества передачи низких частот в дополнение к субдиапазонным фильтрам, используется быстрое Фурье-преобразование (FFT). Результирующая скорость передачи звуковых данных оказывается переменной. Практическое измерение показывает, что она редко превышает 110 кбит/с, применение 128 кбит/с делает качество воспроизведения неотличимым от CD. Ограничение скорости на уровне 64 кбит/с вносит лишь незначительные искажения.

Значительные резервы сокращения скорости цифрового для потока представляет использование свойств зрения. Например, шумы квантования хорошо различаются глазом на крупных деталях изображения в виде ложных контуров. Однако они мало заметны на резких перепадах яркости и мелких деталях. Это позволяет ввести более грубое квантование видеосигнала в переходов. более грубое окрестности Возможно также квантование высокочастотных компонент Искажения изображения видеосигнала. не заметны глазу в течение нескольких десятых долей секунды после резкой смены сюжета. В течение этого времени четкость изображения может быть в несколько раз меньше нормальной.

Так как u(t) в ЦРПУ характеризуется сильной корреляцией отсчетов, то статистическая избыточность сигналов может быть значительно уменьшена в системах с предсказанием на основе дифференциальной импульсно-кодовой модуляцией (ДИКМ), которая учитывает корреляционные связи соседних отсчетов между собой. В качестве предсказанного используется предыдущий отсчет. Разница между истинным и предсказанным значениями отсчетов получается намного меньше абсолютной величины. Поэтому при квантовании разности между действующим и предсказанным значениями отсчета, а не самого абсолютного значения, уменьшается число уровней квантования.

Структура устройства квантования с предсказанием показана на рис.10.65. Сигнал с выхода АЧПТ вычитается из предсказанного сигнала, который получается на основе анализа предшествующих отсчетов. Разность фактического и предсказанного сигналов через масштабирующий усилитель



Рис.10.67

(МУ) поступает на АЦП. С выхода АЦП дискретные отсчеты в цифровом виде суммируются с предсказанной величиной сигнала, что обеспечивает операцию его восстановления. Полученное в прогнозирующем устройстве (ПУ) значение квантованного напряжения поступает через ЦАП и усилитель на вычитатель и далее через устройство задержки (УЗ) на сумматор. Задержка вводится для компенсации фазового набега в АЦП и ЦАП.

Для уменьшения скорости цифрового потока используется система мультиплексор-демультиплексор.

Регистр Р1 за m тактов заполняется полностью с частотой  $f_T$  и его содержимое фиксируется в регистре Р2 с частотой  $F_T$ . С выходов регистра Р2 поток распределяется по низкоскоростным каналам с частотой  $F_T = f_T/m$ .

При обратном преобразовании записываемые с частотой F<sub>T</sub> в параллельном коде данные считываются последовательно из регистра P2 с частотой f<sub>T</sub>.



Кодирование речи обеспечивают специальные устройства – вокодеры (voice – голос, coder - кодировщик). Вокодеры используют особые свойства человеческой речи: гласные звуки являются периодическими, а согласные – подобны случайному шуму (звуки "с", "ш" и т.д.). Типовая структура аналогового синтезатора вокодера представлена на рис.10.68.

Вокодер моделирует процесс формирования речи. Модель включает в себя два основных элемента: сигнал возбуждения и фильтр с переменными параметрами.

Канальные вокодеры моделируют речевой тракт блоком полосовых фильтров (до 32) с неперекрывающимися полосами (рис.10.69-10.70). В вокодере речь расщепляется на субполосы с целью выделения спектральной огибающей для моделирования голосового тракта. Например, диапазон 200-3400 Гц разбивается на 16 полос по 200 Гц. Выделитель основного тона оценивает частоту и помогает различать гласные и согласные звуки. Информация об основном тоне помогает подключать источник импульсов для гласных звуков или источник шума для согласных звуков.

Вокодеры с линейным предсказанием моделируют речевой тракт одним единственным фильтром. Существуют вокодеры:

с импульсным возбуждением и линейным предсказанием PELP (Pulse excited linear predictive),

с возбуждением остатком и линейным предсказанием RELP (Residual excited linear predictive).

с кодовым возбуждением и линейным предсказанием CELP (Code excited linear predictive).

Остаток речевого сигнала формируется инверсным фильтром. Остаток характеризуется наличием периодических импульсов с частотой основного тона для гласных (вокализированных) звуков и белого шума для согласных (невокализированных) звуков. Для получения хорошего качества достаточна передача участка спектра 0-1000 Гц. При регенерации высокочастотной части



Рис.10.69 Вокодер-анализатор



Рис.10.71

используется периодичность остатка. Отсутствующая часть может быть получена копированием известной части спектра.



### Рис.10.72

При кодировании с преобразованием осуществляется линейное преобразование исходного коррелированного множества отсчетов в некоррелированное множество посредством функций Фурье, Уолша, Харра и т.д.

С точки зрения сохранения информации различают методы кодирования

• без потери информации и

• с потерей информации.

В первых уменьшается статистическая или информационная избыточность, а во вторых стараются потерять прежде всего только ту информацию, к которой приёмник (например, человек) не чувствителен или мало чувствителен. Кодирование с потерей информации применяется тогда, когда полное сохранение информации не даёт нужной степени компрессии.

10.11.1 Кодирование без потерь

Алгоритм Хаффмана основан на статистике повторяемости. Чаще повторяющиеся элементы (символы, пиксели) кодируются более короткими последовательностями битов. Иногда используются готовые кодовые таблицы (симметричные алгоритмы), иногда они строятся в процессе сжатия на основе статистического анализа информации (асимметричные алгоритмы).

Алгоритм Лемпеля-Зива-Уэлча (LZW) отличается от алгоритма Хаффмана кодированием не отдельных элементов, а последовательностей (рис.10.73). Используется в архиваторах LHARC, PKZIP, ARJ и т.п. Сжатие текстов – до 50%.





RLE-алгоритм (Run Length Encoding) кодирует последовательности одинаковых элементов, указывая элемент и длину последовательности (рис.10.74).

# 10.11.2 Кодирование изображений с потерями

Алгоритм JPEG (Joint Photographic Experts Group) используется для цветных неподвижных изображений. Предложен в 1990 году.

Метод WIC (Wavelet Image Compression) – аналогичен JPEG, но вместо разложения по тригонометрическим функциям используется разложение по специальным волновым функциям – вэйвлетам, что увеличивает степень сжатия.

Метод MPEG (Moving Pictures Experts Group) – основан на JPEG, предложен в 1992 г.

Фрактальное сжатие. Термин "фрактальный" ввел Б. Мандельброт. Практическое применение для сжатия изображений нашли фракталы на основе систем итеративных функций (IFS - Iterated Function System). IFS строится для каждого изображения (автоматически) с таким расчётом, чтобы при их повторяющемся выполнении изображение постепенно уточнялось. Чем больше выполняется итераций, тем лучше его качество. Коэффициент сжатия достигает 10000:1, но процесс сжатия (т.е. построение IFS) длится долго. Существуют три главных промышленных стандарта для сжатия и кодирования изображений:

- Стандарты серии Н для сжатия видеоизображений (Н.261, Н.320),
- JPEG для сжатия неподвижных изображений,
- МРЕС для сжатия подвижных изображений.

Рекомендации серии Н являются стандартами МККТТ (Международного Консультативного Комитета по Телеграфии и Телекоммуникации), или в английской аббревиатуре CCITT (Consultative Committee for International Telegraph and Telecommunication). Начиная с конца 70-х годов, эти стандарты нашли широкое признание среди большинства европейских производителей, а позднее и среди американских и японских производителей. Общепринятые стандарты (H.216) и более современная версия (H.320) предназначены для передачи изображений со скоростями, кратными 64Кбит/с (р × 64 Кбит/с), являющейся наименьшей скоростью, какая может быть использована в узкополосных цифровых сетях с интеграцией служб (Integrated Services Digital Network - ISDN).

По существу, стандарты серии Н используют сходство между видеокадрами. Каждый новый кадр сравнивается с предыдущим, а кодируются и передаются только разности между ними. Хотя в действительности процесс сжатия является несколько более сложным, идея работы схемы основана на сходстве между кадрами.

Позднейшая версия стандартов серии Н, Н.320, является наиболее ранним стандартом из числа широко используемых. Оба эти стандарта реализуют комбинацию из методов ДКП (дискретное косинусное преобразование) и кодирования по Хаффману.

JPEG стандарт реализует следующий алгоритм (рис.10.75).

Исходное изображение для яркостной и цветоразностных составляющих делится на пиксельные блоки размером 8 на 8. Эти блоки обрабатываются независимо. Примеры исходных блоков изображения представлены на рис.10.76.

После ДКП из временного (или пространственного) представления блока формируются такие же блоки в спектральной области. Другими словами, 64 числа, соответствующие амплитудам сигналов для каждого пикселя, заменяются другими 64 числами, соответствующими амплитудам спектральных составляющих по формуле:

$$B_{pq} = a_p a_q \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} A_{mn} \cos \frac{\pi (2m+1)p}{2M} \cos \frac{\pi (2n+1)q}{2N};$$
  
$$a_p = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{M}}, p = 0\\ \sqrt{\frac{2}{M}}, 1 \le p \le M-1 \end{cases}; a_q = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N}}, q = 0\\ \sqrt{\frac{2}{N}}, 1 \le q \le N-1 \end{cases}; 0 \le p \le M-1; 0 \le q \le N-1.$$





При квадратном блоке M=N=8. А<sub>mn</sub> - амплитуда сигнала. Функции, описываемые выражением

b(x,y)=cos
$$\frac{\pi(2x+1)u}{16}$$
cos $\frac{\pi(2y+1)v}{16}$ ,

где х и у – индексы пространственной области, а и и v – частотной области, называют базисными. На рис.10.77 представлены 6 из 64 базисных функций.



Рис.10.77

Формула обратного дискретного косинусного преобразования:

$$A_{mn} = \sum_{p=0}^{M-1} \sum_{q=0}^{N-1} a_p a_q B_{pq} \cos \frac{\pi (2m+1)p}{2M} \cos \frac{\pi (2n+1)q}{2N},$$

 $0 \le m \le M - 1; \ 0 \le n \le N - 1.$ 

ДКП в частотной области создает набор из 64 различных по амплитуде и частоте составляющих в виде плоскостей.

После преобразования низкочастотные компоненты и компонента для постоянного тока размещаются в верхнем левом углу блока, в то время как высокие частоты находятся в нижнем правом. Пример результатов ДКП для одного блока представлен в табл.10.3.

Табл. 10.3. Прямое дискретное косинусное преобразование

MCX0,	дный олок После ДКП														
231	224	224	217	217	203	189	196	174	19	0	3	1	0	-3	1
210	217	203	189	203	224	217	224	52	-3	-3	-4	-4	-4	5	-8
196	217	210	224	203	203	196	189	-18	-4	8	3	3	2	0	9
210	203	196	203	182	203	182	189	5	12	-4	0	0	-5	-1	0
203	224	203	217	196	175	154	140	1	2	-2	-1	4	4	2	0
182	189	168	161	154	126	119	112	-1	2	1	3	0	0	1	1
175	154	126	105	140	105	119	84	-2	5	-5	-5	3	2	-1	-1
154	98	105	98	105	63	112	84	3	5	-7	0	0	0	-4	0

-		- 1					
1	1	1	1	1	2	2	4
1	1	1	1	1	2	2	4
1	1	1	1	2	2	2	4
1	1	1	1	2	2	4	8
1	1	2	2	2	2	4	8
2	2	2	2	2	4	8	8
2	2	2	4	4	8	8	16
4	4	4	4	8	8	16	16

Табл.10.4. Таблицы квантизации Низкая компрессия

Высокая компрессия

Высокая компрессия							
1	2	4	8	16	32	64	128
2	4	4	8	16	32	64	128
4	4	8	16	32	64	128	128
8	8	16	32	64	128	128	256
16	16	32	64	128	128	256	256
32	32	64	128	128	256	256	256
64	64	128	128	256	256	256	256
128	128	128	256	256	256	256	256

Второй шаг на пути сжатия состоит в отказе от передачи некоторых из 64 спектральных значений. Как видно из табл.10.3, почти весь сигнал содержится в низкочастотных компонентах. Это означает, что самые высокие компоненты частоты могут быть устранены при некоторой деградации сигнала в качестве.

Степень сжатия определяется таблицей квантизации, пример которой для высокого и низкого значений компрессии показан в табл.10.4. Каждое значение в спектре делится на соответствующее значение в таблице и результат округляется к ближайшему целому числу. Например, верхнее левое значение таблицы - единица, оставляет неизменным значение постоянной составляющей. Нижнее правое значение при низкой компрессии (16) означает, что первоначальный диапазон от -127 до 127 уменьшен до от -7 до 7. Другими словами, значение будет уменьшено с восьми бит до четырех бит. При максимальном сжатии, нижнее правое значение (256) полностью устраняет спектральное значение.

На рис.10.78 показано, что происходит с преобразованным изображением при увеличении числа спектральных составляющих с 3-х до 64. На рис.10.79 представлены фрагменты с различным значением коэффициента сжатия.

На следующем шаге кодирования измененный спектр преобразуется из массива значений в линейную последовательность с помощью так называемого метода диагонального обхода или зигзаг упорядочивания. На рис.10.80 показан путь, по которому происходит считывание значений из массива. При таком способе все высокочастотные компоненты собираются вместе в конце линейной последовательности. Это позволяет группировать нули от устраняемых компонент спектра в самом конце, после чего нулевые значения кодируются с использованием алгоритма кодирования повторов (RLE), постоянная составляющая - с помощью ДИКМ, а потом результат обрабатывается с помощью «кодирования энтропии», т. е. алгоритма Хаффмана.

С помощью JPEG можно кодировать и движущиеся изображения, если подвергать сжатию каждый кадр независимо от других.



Рис. 10.78



Рис.10.79



Рис.10.80

MPEG - аббревиатура от Moving Pictures Experts Group, названия комитета по стандартизации методов цифровой компрессии потоков видеоданных организации **ISO/IEC** (International Standards международной Organization/International Electrotechnical Commission). Первоначально задача комитета заключалась в разработке формата хранения и проигрывания аудио/видеоданных с компакт-дисков CD-ROM. В результате был создан стандарт MPEG-1, ориентированный на низкоскоростные (около 1 Мбит/с) каналы передачи информации и ограниченный разрешением кадра 352×288 (для PAL-сигнала). Затем по мере расширения задач передачи видео, повышения пропускной способности каналов и роста требований к визуальному качеству получаемых изображений появились MPEG-2, MPEG-4.

Стандарт MPEG-1 ориентирован на системы записи на компакт-диски (CD ROM) и низкоскоростные каналы передачи ТВ изображений (скорости цифрового потока 1,5 Мбит/с и меньше). При этом в стандарте MPEG-1 используется стандарт развертки с четкостью в четверо меньшей, чем в вещательном телевидении: 288 активных строк и 352 отсчета в активной части ТВ строки, для чего при кодировании сигналов ТВ систем обычной четкости производится децимация (прореживание) в два раза исходных ТВ отсчетов по вертикальным и горизонтальным направлениям ТВ растра.

Стандарт MPEG-2 был специально разработан для кодирования ТВ сигналов вещательного телевидения. Он позволяет получить полную четкость декодированного ТВ изображения, соответствующую Рекомендации 601 МККР. (При скорости передачи видеоданных 9 Мбит/с качество ТВ изображения соответствует студийному).

С принятием стандарта MPEG-2 работы по компрессии видеоданных перешли в область практической реализации. На данный момент можно назвать, по

крайней мере, десяток фирм, которые выпускают для продажи кодеры и декодеры по стандарту MPEG-2. Наиболее известны из них Philips, Panasonic, Page Micro Technology, CLJ Communication, Wegener Communications, Scientific-Atlanta, NTL, Segem Group и др.

В октябре 1995 г. через спутник Pan Am Sat начато 20-канальное ТВ вещание по стандарту MPEG-2, осуществляемое на территории Скандинавии, Бельгии, Нидерландов, Люксембурга, Ближнего Востока и Африки. В этой сети будет использовано более миллиона декодеров MPEG-2.

На стандарт MPEG-2 ориентированы и создаваемая сейчас 100-канальная система непосредственного телевизионного вещания (НТВ) Канады, и 150-канальная система НТВ оператора спутника "Эхостар", а также 10-канальная система НТВ Австралии, как и системы НТВ других стран.

В Российской Федерации телекомпания ВГТРК ввела в эксплуатацию четырехканальную систему НТВ по стандарту MPEG-2.

Пакет стандартов MPEG предусматривает и возможность перехода к телевидению высокой четкости (ТВЧ). Первоначально алгоритмы сжатия видеоданных сигналов ТВЧ разрабатывались в виде самостоятельного стандарта MPEG-3, однако на последующих этапах стандарт MPEG-3 был объединен со стандартом MPEG-2, после чего стандарт MPEG-3, как самостоятельный, перестал использоваться.

Стандарт MPEG-4 - это организация видеоконференций при передаче видеоданных по цифровым телефонным каналам. При этом используется стандарт развертки с четкостью, в четыре раза меньшей, чем в стандарте MPEG-1. Так, кадр ТВ изображения содержит 144 активные строки и 176 отсчетов ТВ сигнала в активной части строки. Этот стандарт может также использоваться в низкоскоростных системах мультимедиа.

До сих пор речь шла только о компрессии изображений. Но полноценное видео подразумевает и звуковую составляющую. Считается, что звук CD-качества требует оцифровки с частотой 44,1 кГц при глубине 16 бит на канал, что соответствует потоку в 706 Кбит/с на канал (1,4 Мбит/с для стерео). DAT-качество сигнала определяет частоту оцифровки в 48 кГц (полоса частот 4-24 000 Гц) и увеличивает поток до 768 Кбит/с на канал. Подход к сжатию информации основан на методе MUSICAM.

МРЕС-стандарт разрешает три уровня (Layer) компрессии аудио. Layer 1 использует наиболее простой алгоритм с минимальной компрессией, что предполагает 192 Кбит/с на канал. Алгоритм Layer 2 более сложный, зато и степень компрессии больше - 128 Кбит/с на канал. Мощный алгоритм сжатия цифрового звука CD-качества (в 11 раз без различаемых человеческим ухом потерь) Layer 3 обеспечивает максимально возможное качество звука при жестких ограничениях потока - не более 64 Кбит/с на канал. В основном он предназначен для Интернет. Его значение столь велико, что он получил особое сокращенное наименование MP3, что означает MPEG Layer 3.

MPEG-2 изначально был нацелен на решение задачи передачи телевизионных изображений. MPEG-2, как определено в документе ISO/IEC 13818-2,

объединяет семейство взаимосогласованных и совместимых сверху вниз цифровых стандартов сжатия телевизионных сигналов. Точнее, он допускает 4 уровня (Levels) разрешения кадра и 5 базовых профилей (Profiles) кодирования сигналов яркости и цветности.

Уровни: низкий LL (Low Level) с разрешением кадра 352×288 (соответствует MPEG-1), основной ML (Main Level) 720×576, высокий HL-1440 (High Level) 1440×1152 и высокий HL-1920 1920×1152. Согласно Рекомендации ITU-R BT.601 (International Telecommunications Union - Recommendation) основной уровень определяет разрешение стандартного телевизионного кадра, а высокие уровни ориентированы на телевидение высокой четкости. Профили: простой SP (Simple Profile), основной MP (Main Profile), два масштабируемых - по отношению сигнал/шум SNR Scalable Profile и по разрешению Spatially Scalable Profile и, наконец, высокий HP (High Profile).

Поток видеоданных представляет собой иерархическую структуру, элементы которой строятся и объединяются друг с другом в соответствии с определенными синтаксическими и семантическими правилами.

Существует 6 типов элементов этой иерархической структуры:

- Видеопоследовательность
- Группа изображений
- Изображение
- Срез
- Макроблок
- Блок.

Видеопоследовательность – элемент потока видеоданных высшего уровня. Она собой последовательных кадров представляет серию телевизионного изображения. MPEG-2 допускает как построчные, так и чересстрочные Чересстрочная последовательности. последовательность \_ ЭТО серия телевизионных полей. В процессе компрессии поля могут кодироваться раздельно. Это дает изображения типа «поле». Два поля, кодируемые как изображение телевизионный кадр, образуют типа «кадр». В одной чересстрочной последовательности могут использоваться и изображения-поля, и изображения-кадры. В последовательностях с построчным разложением каждое изображение представляет собой кадр.

В соответствии с используемыми методами дифференциального кодирования различают три типа изображений: I, P и B. Изображение типа I кодируется по стандарту JPEG с использованием только той информации, которая содержится в нем самом (I - Intra-coded picture). В нем устраняется только пространственная избыточность. При кодировании P и B изображений используется межкадровое кодирование. При кодировании изображения типа P формируется разность между исходным изображением и предсказанием, полученным на основе предшествующего или последующего изображения типа I (P – Predictive-coded picture). Изображение типа B – это изображение, при кодировании которого используется предсказание, сформированное на основе предшествующего изображений типа I или P (B – Bidirectionally-predicted-coded



Рис.10.82 Формирование Р-кадров

picture). В изображениях типа Р и В устраняется и пространственная, и временная избыточность.

Серия изображений, содержащих одно І-изображение, называется группой изображений. Пример видеопоследовательности с различными типами изображений показан на рис.10.81 (стрелками показаны направления предсказания в пределах одной группы изображений). Чем больше группа изображений, тем большая степень компрессии может быть достигнута.



Рис.10.83 Формирование вектора перемещения



Рис.10.84 Формирование В-кадров

Типичным является следующий порядок кодирования I, P, B кадров. В кодере вырабатываются группы, состоящие из 15 чередующихся кадров: I0, B1, B2, P3, B4, B5, P6, B7, B8, P9, B10, B11, I12, B13, B14, P15 и т. д., в которых I кадры следуют с интервалом: (1/25 Гц) х 15= 0,6 с.

При передаче по каналу связи порядок следования I, P и B кадров меняется. В декодер в начале поступают опорные I и P кадры, без которых нельзя начать декодирование. Типичным является следующий порядок передачи I, P, B кадров: I0, P3, B1, B2, P6, B4, B5, P9, B7, B8, I12, B10, B11 - P15, B13 и т. д.

### 10.12 Система вещания звукового сопровождения NICAM-728



Рис.10.86

В ряде стран передача сигналов звукового сопровождения в полосе 15 кГц при телевещании осуществляется в цифровой форме с помощью системы NICAM-728 (рис.10.85). Для передачи звука используются две несущих частоты 5,5 и 5,85 МГц. Одна как обычно модулируется по частоте аналоговым монофоническим сигналом, вторая – цифровым стереофоническим сигналом в формате NICAM-728. Переходное затухание между каналами превышает 80 дБ. Частота дискретизации – 32 кГц при равномерном 14 битовом квантовании. Для сжатия сигнала используется почти мгновенное компандирование. Для устранения ошибок применяется помехоустойчивое кодирование.

Модуляция несущей с помощью дифференциальной квадратурной фазовой манипуляции (DQPSK). Структурная схема ТВ приемника системы NICAM-728 приведена на рис.10.86.

## 10.13 Цифровое спутниковое телевидение DVB-S

В настоящее время цифровое спутниковое телевидение полностью вытесняет аналоговое. Ещё в начале девяностых годов прошлого века был принят стандарт компрессии изображения MPEG-2. Появилась возможность по спутниковым каналам связи передавать видеосигнал со скоростью 1.5-15 Мбит/с, в зависимости от качества изображения. В 1993 году 200 организаций из 30 стран мира пришли к единому стандарту цифрового телевещания DVB (Digital Video Broadcasting). Проект DVB относится не только к спутниковому вещанию, но и к передаче по кабельным каналам и по эфиру. Проект DVB стандарта MPEG-2 основывается на применении для передачи сопровождением. видеоизображения многоканальным звуковым B с спутниковом канале с пропускной способностью 20...25 Мбит/с можно передать четыре-пять программ хорошего качества или 10. .12 программ с качеством, соответствующим видеомагнитофону стандарта VHS.

В 1998 г. запущен российский спутник BONUM-1, который передает 17 программ телевидения в цифровом виде. Транспондеры ведут передачи в Ки диапазоне на частотах 12,226 ГГц и выше с круговой поляризацией.

Система спутниковой связи и вещания "Ямал" обеспечивает пользователей современными видами связи и цифровым телевещанием. По проекту "Ямал" телевизионное вещание ведется в С-диапазоне по принципу фиксированной спутниковой службы FSS (Fixed Satellite Services). Для линий связи Земляспутник используется диапазон 6 ГГц, спутник-Земля - 4 ГГц. Спутник "Ямал-100" может обслуживать до 9 зон, одновременно - до 6. Это позволяет вести многозональное вещание со сдвигом во времени в соответствии с часовыми поясами. Рабочие полосы частот стволов внутрилучевой связи 27 и 36 МГц, межлучевой - 8 МГц. Цифровое телевизионное вещание по системе "Ямал" ориентировано на стандарт DVB/MPEG-2. Предусмотрена возможность передачи сигналов и аналогового телевизионного вещания.

Рассмотрим структурную схему цифрового спутникового приемника-декодера (рис.10.87). На рисунке обозначены следующие блоки:

1 \_ ресивер: 2 \_ демодулятор (прямое исправление ошибок); 4 3 дешифратор; демультиплексор, аудиодекодер; 5 - видеодекодер MPEG-2; 6 - декодер системы цветного телевидения; микропроцессор; 9 - модем; 10 -7 модулятор; 8-ИК-латчик: 11 - модуль цифрового управления; 12 - пакеты данных формата MPEG-2; 13 - цифровое видео 4:2:2; 14 - SECAM-PAL; 15 - Y/C; 16 - R-G-B; 17 аналоговое аудио; 18 \_ цифровое аудио AES/EBU; 19 - RS-232; 20 - телефонная линия.

Сигнал в полосе 950...2150 МГц с выхода МШУ-конвертера, обычно размещаемого вблизи антенны, поступает по кабелю снижения в приемник (1), предназначенный для усиления, преобразования и выделения нужной телевизионной программы на второй промежуточной частоте 480 МГц.



Рис.10.87 - Структурная схема бытового цифрового спутникового приемникадекодера

В демодуляторе (2) производится корректировка ошибок, а выделенный на его выходе цифровой поток далее поступает на демультиплексор, разделяющий общий поток на три: видео, звук и данные. В этом же блоке осуществляется дешифрование или устранение псевдослучайной последовательности, наложенной на сигнал в передатчике.

В блоке 5 видеосигналы декодируются из стандарта MPEG в декомпрессированные цифровые сигналы, из которых после цифроаналогового преобразователя (6) выделяются исходные видеосигналы в виде составляющих: яркостной (U) и трех цветовых – красной (R), зеленой (G) и синей (B).

Блок 6 выполняет также функции преобразователя стандартов, т.е. на его выход в соответствии с желанием пользователя можно подключить телевизионный приемник, работающий в одном из трех стандартов аналогового ТВ: PAL, SECAM или NTSC. Имеется выход сигнала для подключения модулятора ретранслятора наземной сети телевещания.

С выхода декодера звука (4), совмещенного с цифроаналоговым преобразователем, можно получить как аналоговые, так и цифровые сигналы.

Микропроцессор (8) управляет работой блока 3 (демультиплексордешифратор), выделяет телефонный сигнал в случае реализации интерактивной системы связи, а также выделяет интегрированные пакеты данных других служб, подводимые далее к блоку 12. Микропроцессор имеет выход для подключения стандартного интерфейса RS-232.

Модуль цифрового управления и инфракрасный датчик обеспечивают возможность дистанционного управления приемником-декодером.

В настоящее время в Европе через спутники в цифровом виде передается более 50% программ. Свидетельством растущей популярности цифрового телевизионного вещания в России является тот факт, что если в марте 1998 г. по каналам спутникового вещания передавалось всего три цифровых программы, то в октябре 1999 г. таких программ было уже 13, а в конце 2000 г. – около 40. Сигналы звукового сопровождения в этих каналах передаются на русском языке.

Любой ресивер может принимать звуковое сопровождение в моно- или стереоварианте, однако только некоторые модели имеют систему воспроизведения «объемного звучания». Для меломанов в некоторых моделях существует функция Dolby Pro-Logic surround sound, которая позволяет моделировать различные аудиоэффекты (студия, театр, стадион, космос и др.). Это ресиверы моделей Pace MSS 538G, Amstrad SRX2001 и др.

10.14 Цифровое спутниковое радиовещание - DSR

Цифровое спутниковое радиовещание осуществляется в системе DSR – Digital Satellite Radio. В DSR в общем цифровом потоке 20,48 Мбит/с передаются 16 стерео- или 32 моносигналов. Вид модуляции при передаче – 4 PSK (Phase Shift Keying) с четырьмя возможными состояниями несущей 45°, 135°, 225° и 315°. Формирователь четырехпозиционной ФМ представлен на рис.10.88,а. В модуляторах М1 и М2 двум возможным символам 0 или 1 цифровых сигналов А и В на входе ставится в соответствие два значения фазы несущей, отличающиеся на 180°. После суммирования получаем сигнал с четырьмя состояниями фазы (рис.10.88,б)

Полоса первичного низкочастотного сигнала – 15 кГц. Частота дискретизации – 48 кГц с равномерным 16 битовым разрешением. Полоса радиоканала – 14 МГц.

Вещание ведется на частоте 11,997 ГГц через спутник TV-SAT 2, на частоте 12,625 ГГц через спутник DFS -3 Kopernikus.

Вся информация в DSR передается в двух цифровых кадрах A и B. При формировании кадров для обнаружения и исправления ошибок применяется помехоустойчивое кодирование.

Структурная схема тюнера приведена на рис.10.89. Сигнал в полосе 950-2050 ГГц после конвертера усиливается и преобразовывается в частотный диапазон 118 МГц. После демодулятора 4-ФМ выделяются два цифровых потока со скорость 10,24 Мбит/с. Далее следуют устройства восстановления тактовой частоты, синхронизации цифровых кадров, демультиплексирования цифровых потоков и коррекции ошибок.

Структура демодулятора 4-ФМ на основе петли Костаса раскрывается на рис.10.90. С помощью генератора, управляемого напряжением, формируются квадратурные колебания несущей.



Рис.10.88



Рис.10.89



В перемножителях они перемножаются с входным сигналом, в результате чего получаются квадратурные компоненты I и Q. Квадратурные компоненты еще раз перемножаются и результат фильтруются ФНЧ, на выходе которого формируется сигнал, пропорциональный разбалансу фаз несущей частоты передатчика и ГУН. Далее сигналы I и Q поступают на входы триггеров Шмидта, которые выдают сигналы для декодера DSR.

10.15 Системы цифрового наземного вещания DAB и DVB-T



Рис. 10.91. Системы цифрового вещания DAB и DVB-T

Система цифрового звукового вещания DAB (Digital Audio Broadcasting) предназначена для доставки высококачественных звуковых программ и данных, передаваемых наземными и спутниковыми передатчиками в метровом (88...114 МГц) и дециметровом (0,5...2 ГГц) диапазонах частот и принимаемых автомобильными, переносными и стационарными приемниками цифровых сигналов, а также распределяемых с помощью кабельных сетей. Система DAB разработана для так называемой одночастотной передающей сети (ОЧС).

Система цифрового телевизионного вещания DVB (Digital Video Broadcasting) имеет три разновидности: DVB-C для кабельного вещания, DVB-S для спутникового вещания и DVB-T для наземного вещания.

Структурные схемы передающей и приемной части систем цифрового вещания DAB и DVB-T практически идентичны и соответствуют рис.10.91-10.92.

С целью обеспечения безошибочной работы в DAB производится помехоустойчивое кодирование с помощью CRC-кода, скремблирование и временное перемежение цифровых символов.



Рис.10.92

В DVB-T для этой цели используется сочетание двух видов кодирования внешнего и внутреннего, рассчитанных на борьбу с ошибками различной структуры. В системе внешнего кодирования для защиты всех байтов транспортного пакета (включая байт синхронизации) используется код Рида-Соломона. Внутреннее кодирование в системе вещания DVB-T основано на сверточном коде.

Для передачи цифровых сигналов в DAB используется фазовая манипуляция с четырьмя состояниями фазы каждой несущей (4-FM или QPSK-модуляция) так же, как в системах NICAM и DSR (Digitale Satteliten Radio). Каждой паре битов AB цифровой последовательности соответствует одно из четырех возможных значений фазы несущей:  $45^{\circ}$  (00);  $135^{\circ}$  (01);  $225^{\circ}$  (11);  $315^{\circ}$  (10). Полная полоса частот системы DAB составляет 1,54 МГц.

Поскольку речь идет о наземном вещании, то должна быть обеспечена максимальная эффективность использования частотного диапазона, реализуемая в результате оптимального сочетания одиночных передатчиков, многочастотных и одночастотных сетей. Система цифрового вещания должна успешно бороться с эхо-сигналами и обеспечивать устойчивый прием в условиях многолучевого распространения радиоволн. Является желательным создание условий для приема в движении и на комнатные антенны. Все эти требования были выполнены благодаря применению новой системы модуляции OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex- частотное уплотнение с ортогональными несущими).

OFDM отличается передачей сигнала с использованием большого количества несущих колебаний (рис.10.93). Несущие являются ортогональными, что делает возможной демодуляцию модулированных колебаний даже в условиях частичного перекрытия полос отдельных несущих.

Табл. 10.5. Основн	ные характеристики	системы цифрового	радиовещания DAB

Характеристики системы DAB	Параметры					
Значения несущих частот, МГц, не более:						
режим передачи I - одночастотная сеть	250					
DAB						
режим передачи II - сеть местного	1000					
радиовещания DAB						
режим передачи III - спутниковое и	2500					
кабельное цифровое радиовещание						
Номинальное значение центральной	16					
несущей частоты радиоканала, МГц						
Полоса частот радиоканала, МГц, не более:						
на уровне излучения минус 26 дБ	1,54					
на уровне излучения минус 56 дБ	1,94					
на уровне излучения минус 71 дБ	1,94					
на уровне излучения минус 106 дБ	3,50					
Радиосигнал системы DAB:	[					
тип модуляции	OFDM					
количество несущих частот:						
режим передачи I	1536					
режим передачи II	384					
режим передачи III	192					
величина разноса несущих частот, кГц:						
режим передачи І	1					
режим передачи II	4					
режим передачи III	8					
длительность символа OFDM, мкс:						
режим передачи І	1246					
режим передачи II	312					
режим передачи III	156					
защитный интервал между символами OFD	РМ, мкс					
режим передачи І	246					
режим передачи II	62					
режим передачи III	31					
модуляция несущих частот	QPSK (4-ΦM)					
значение фазы несущих, град, от сочетаний пары двоичных символов на входе						
QPSK-модулятора						
0.0	0					
01	-90					

10	-270				
11	-180				
Системная тактовая частота, МГц	2,048				
Формат передачи	по фреймам				
Длительность фрейма радиосигнала, мс:					
режим передачи І	96				
режим передачи II	24				
режим передачи III	24				
Конфигурация системы DAB и скорости	и цифровых потоков при передаче				
звуковых сигналов и сигналов данных, кби	г/с:				
вариант 1: 9 стереопрограмм	9x2x64=1152				
сигнал данных	16				
вариант 2: 6 стереопрограмм	6x2x96=1152				
сигнал данных	16				
вариант 3: 4 стереопрограммы	4x2x128=1024				
сигнал данных	144				
вариант 4: 2 стереопрограммы	2x2x128=512				
3 стереопрограммы	3x2x96 =576				
сигнал данных	80				
вариант 5: 3 стереопрограммы	3x2x128=768				
3 стереопрограммы	3x2x64 = 384				
сигнал данных	16				
вариант 6: 1 стереопрограмма	1x2x128=256				
4 стереопрограммы	4x2x96 = 768				
сигнал данных	80				
Суммарная скорость передачи цифровых	1168				
данных					
Каналы цифровых потоков:					
каналы пользователя MSC	Программы радиовещания,				
	сопутствующие данные,				
	дополнительные данные AIC, не				
	передаваемые в канале FIC				
канал быстрой информации FIC	данные о конфигурации				
	мультиплексирования МСІ,				
	сервисная информация SI,				
	информация быстрого доступа				
	FIDS				
канал синхронизации	нулевой символ OFDM; опорный				
	символ OFDM				
Входные сигналы системы DAB:					
цифровые звуковые сигналы радиовещания:					

Продолжение Табл.10.5.

Продолжение Табл.10.5.

продолжение гаол.то.э.	
частота дискретизации, кГц	48
квантование, бит	линейное, 1622
предыскажение J17 МККТТ	J17 МККТТ
интерфейс AES/EBU	документ IEC 958
полоса частот исходного аналогового	2020000
сигнала, Гц	4015000
цифровые сигналы данных	программы радиовещания,
	сервисная информация, данные о
	конфигурации
	мультиплексирования
Передача данных общей информации в	имеется
каналах пользователя MSC	
Кодирование звуковых сигналов программ	радиовещания
стандарт кодирования	MPEG-1 ISO/IEC 11172-3
уровень кодирования	Layer II
объем выборки звукового сигнала,	1152
семплы	
длительность звукового фрейма, мс	24
скорость цифрового звукового потока,	32384
кбит/с	
Защита от ошибок:	
в каналах передачи звуковых сигналов ради	ювещания:
помехоустойчивое кодирование	СRС-код, временное перемежение
	логических фреймов
в каналах передачи данных	
помехоустойчивое кодирование	СRС-код
в радиоканале	кодирование несущих частот
Скремблирование для устранения	имеется
нежелательной регулярности в цифровом	
сигнале	
Режимы передачи звук/данные	потоковый, пакетный
Режимы передачи звуковых сигналов	моноканал, обычное стерео,
радиовещания	совмещенное стерео, моно
Сигнал идентификатора передатчика	имеется
Условный доступ к информации	имеется
звук/данные	

Наименование характеристики	Режим І	Режим II	Режим III	Режим IV
Ширина полосы частот радиоканала, МГц	1,536	1,536	1,536	1,536
Количество несущих частот	1536	384	192	768
Разнос несущих по частоте, кГц	1	4	8	2
Суммарная скорость передачи данных, Мбит/с	2,4	2,4	2,4	2,4
Суммарная длительность OFDM- символа, TGS, мкс	1250	312,5	156,25	625
Длительность полезной части OFDM- символа, TS, мкс	1000	250	125	500
Длительность защитного интервала, ТG, мкс	250	62,5	31,25	125
Длительность фрейма сигнала DAB, мс	96	24	24	48
Частота следования OFDM-символов, 1/TGS, кГц	0,8	3,2	6,4	1,6
Число символов OFDM во фрейме передачи радиосигнала системы DAB	76	76	153	76
Скорость передачи в канале MSC, кбит/с	2304	2304	2304	2304
Скорость передачи данных в канале FIC, кбит/с	96	96	128	96
Число бит на OFDM-символ	3072	768	384	1536
Область частот, ГГц, менее	0,375	1,5	3	0,75
Расстояние между передатчиками, км, не более	75	18,8	9,4	48

Табл.10.6 Общие характеристики фрейма передачи системы DAB

В частотной области огибающая спектра каждой поднесущей равна нулю на частотах максимума соседней. Таким образом исключается взаимное влияние поднесущих и достигается максимальное использование частотной полосы при наличии перекрытия спектров отдельных поднесущих. При обычных видах модуляции с несколькими поднесущими невозможно обойтись без защитного интервала.



Рис.10.93



Рис.10.94 Сравнение OFDM с обычной модуляцией п поднесущих



Рис.10.95

Однако многолучевое распространение радиосигнала (рис.10.95) в точку приема приводит к ослаблению и даже полному подавлению некоторых несущих вследствие интерференции прямого и задержанного сигналов. Решению этой проблемы помогает кодирование с целью обнаружения и исправления ошибок в канале передачи данных. Кодирование превращает OFDM в COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex).



Рис.10.97

В результате появления задержанного сигнала происходит перекрытие во времени текущего и предыдущего символов (рис.10.96). Это является причиной межсимвольных помех, которые нарушают ортогональность поднесущих OFDM.

Для устранения такого рода искажения в начале каждого символа вводится защитный интервал, представляющий собой копию последней части символа (рис.10.97). Ортогональность в течение защитного интервала при этом

сохраняется. В результате задержка менее длительности защитного интервала не вызывает межсимвольных искажений.

Величина защитного интервала зависит от расстояния между передатчиками в одночастотных сетях вещания или от задержки естественного эхо-сигнала в сетях вещания с традиционным распределением частотных каналов. Чем больше время задержки, тем больше должна быть длительность защитного интервала. С другой стороны, для обеспечения максимальной скорости передаваемого потока данных защитный интервал должен быть как можно короче. Одна четвертая часть от величины полезного интервала является, видимо, разумной оценкой максимального значения длительности защитного интервала. Исследования показали, что если одночастотные сети будут строиться в основном с использованием существующих передатчиков, то абсолютная величина защитного интервала должна быть около 250 мкс. Это позволяет создавать большие одночастотные сети регионального уровня.

Если защитный интервал в 250 мкс составляет четвертую часть полезного интервала, то длительность самого полезного интервала должна быть установлена на уровне около 1 мс. Величина шага частот несущих связана с шириной основного лепестка спектра одного модулированного несущего колебания и определяется величиной, обратной длительности полезного интервала, поэтому расстояние между соседними несущими будет равно примерно 1 кГц. При ширине полосы частот канала 8 МГц и шаге 1 кГц число несущих должно быть равно 8000.

Независимо от способа (QPSK или QAM) модулированное колебание представляет собой сумму синфазной компоненты (косинусоиды) с амплитудой, равной вещественной части нормированного комплексного модуляционного символа  $\text{Re}\{c\}=c_I$ , и квадратурной компоненты с амплитудой, равной мнимой части модуляционного символа  $\text{Im}\{c\}=c_Q$ . Значения модуляционных символов в процессе передачи меняются в соответствии с передаваемыми данными.

Сигнал несущей с номером k и частотой  $f_k$ , модулированной символом  $c_k$ , может быть записан в виде вещественной части произведения комплексного модуляционного символа  $c_k$  и комплексной экспоненты, или комплексного колебания с частотой  $f_k$ :

 $s_k(t)=Re\{c_kexp(j2\pi f_kt)\}=Re\{c_kexp(j2\pi kt/T_U)\}.$ 

Частота  $f_k$  представляет собой k-тую гармонику основной частоты  $1/T_U$ , то есть величины, обратной длительности полезной части символа и равной расстоянию между частотами соседних несущих. Сигнал OFDM, записанный на интервале одного символа, представляет собой сумму всех несущих колебаний, модулированных своими модуляционными символами:

 $s(t) = \Sigma s_k(t) = \Sigma Re\{c_k exp(j2\pi kt/T_U)\},\$ 

где суммирование выполняется по всем значениям k от  $k_{min}$  до  $k_{max}$ .

Поскольку цифровая система передачи данных – это система с дискретным временем, то при вычислениях в цифровой форме вместо непрерывной переменной t надо подставить ее дискретный аналог nT (здесь T - интервал



дискретизации, а n - номер отсчета):

 $s(nT) = s_n = Re\{\Sigma c_k exp(j2\pi knT/T_U)\}.$ 

Имеет смысл сравнить полученное выражение с формулой обратного дискретного преобразования Фурье:

 $x_n = \Sigma X_k \exp(j2\pi kn/N).$ 

Последняя формула также предполагает действия с комплексными числами, она позволяет вычислить значения сигнала  $x_n$  в моменты nT путем суммирования его гармонических составляющих с известными комплексными амплитудами  $X_k$  (здесь N - количество отсчетов сигнала и соответственно количество его составляющих (включая постоянную), которое может быть рассчитано в дискретной форме, причем суммирование выполняется по всем k от 0 до (N-1)). При описании сигнала формула позволяет перейти из частотной области во временную, используя для этого суммирование всех гармонических составляющих сигнала, которые являются ортогональными.

Итак, формулы аналогичны, ведь радиосигнал OFDM на интервале символа представляет собой результат суммирования ортогональных также гармонических колебаний с заданными в процессе обработки и кодирования данных амплитудами. Более того, формулы для обратного преобразования Фурье и радиосигнала OFDM становятся тождественными, если положить  $N=T_U/T$  и ввести в формулу для сигнала OFDM суммирование от 0 до (N-1), причем считать нулевыми значения модуляционных символов для вновь номеров. T.e. частотное введенных дополнительных уплотнение c ортогональными несущими представляет собой вещественную часть обратного дискретного преобразования Фурье.

Преимущества системы OFDM проявляются при очень большом числе несущих (например, при нескольких тысячах), т.к. в этом случае прямое аппаратурное формирование сигнала OFDM потребовало бы огромных схемотехнических



Рис.10.99

затрат в виде тысяч генераторов и модуляторов в передатчике и такого же числа детекторов в приемнике. Для преобразований Фурье в последние десятилетия разработаны быстрые и эффективные алгоритмы прямого и обратного преобразования Фурье (БПФ и ОБПФ) и созданы процессоры БПФ в виде больших интегральных схем.

Отношение  $T_U/N=T$  (здесь N - размер массива БПФ), определяющее интервал дискретизации, играет важную роль в спецификации стандарта DVB-T. Величина 1/T называется системной тактовой частотой. И время символа, и защитный интервал являются целыми кратными T. В системе DVB-T, рассчитанной на каналы шириной 8 МГц, системная тактовая частота равна 1/T=64/7 МГц. Эта величина является оптимальной с точки зрения уменьшения интерференционных помех из-за взаимодействия с излучаемыми радиосигналами аналогового телевидения.

Можно использовать не только вещественную, но и мнимую части вычисленного обратного преобразования Фурье. Выполним в соответствии с формулой обратного преобразования Фурье вычисление и вещественной и мнимой частей (мнимая часть обозначается как  $s_Q(t)$ , вещественная - обозначается здесь как  $s_I(t)$  и дает уже описанный сигнал s(t)):

$$\Sigma c_k \exp(j2\pi f_k t) = s_I(t) + js_O(t).$$

Умножим вещественную часть на колебание с частотой  $F_0$  (будем называть его "синфазным"), а мнимую часть - на квадратурное колебание той же частоты (сдвинутое по фазе по отношению к синфазному на 90°). Тогда суммирование полученных произведений дает сигнал OFDM, спектр которого смещен на частоту  $F_0$ . Такая операция соответствует преобразованию частоты, которое неизбежно используется для переноса радиосигнала в полосу частот выбранного канала вещания:

 $s_0(t) = s_1(t)\cos(2\pi F_0 t) + s_0(t)\sin(2\pi F_0 t) = \sum \{c_{1k}\cos[2\pi (f_k + F_0)t] - c_{Qk}\sin[2\pi (f_k + F_0)t]\}.$ 



Рис.10.100 Формирование радиосигнала OFDM

Именно такое преобразование иллюстрирует схема формирования радиосигнала OFDM (рис.10.100).

Особенность системы DVB-T - возможность иерархической передачи и приема. Данные на выходе мультиплексора транспортного потока расщепляются на два независимых транспортных потока MPEG-2, которым присваиваются разные степени приоритета. Поток с высшим приоритетом кодируется с целью обеспечения высокой помехозащищенности, поток с низшим приоритетом - с целью обеспечения высокой скорости передаваемых данных. Затем оба кодированных потока объединяются и передаются вместе. Таким образом появляется возможность передачи по одному каналу двух различных программ или одной телевизионной программы в двух версиях. Первая версия характеризуется высокой помехозащищенностью, но ограниченной четкостью, вторая - высокой четкостью, но ограниченной помехозащищенностью. Это дает новые возможности. На стационарную антенну с помощью высококлассного приемника может быть принята версия с высокой четкостью. Но эта же программа будет принята простым и дешевым приемником в варианте с ограниченной четкостью. Помехозащищенная версия будет также приниматься в тяжелых условиях приема, например, в движении, на комнатную антенну. При меняющихся условиях приема возможно переключение приемника с одной версии на другую.

иерархической передаче применяется При неоднородная квадратурная модуляция. Особенности иерархической передачи (16-QAM) иллюстрируют диаграммы рис.10.101. Четыре явно выраженные группы по четыре точки характеризуются одинаковыми битами высшего приоритета. Координаты точек внутри группы определяются битами низшего приоритета. При декодировании демодуляция производится так, как будто модуляция была выполнена по способу квадратурной фазовой манипуляции. При этом достаточно определить лишь параметры группы из четырех битов и извлечь биты высшего приоритета. Такая процедура может быть выполнена без ошибок при сравнительно большом уровне помех, так как группы отстоят друг от друга на большее расстояние, чем отдельные точки внутри группы. Если уровень помех сравнительно невелик, то можно различить положения отдельных точек внутри каждой группы и в процессе демодуляции по способу 16-QAM извлечь и биты низшего приоритета


Рис.10.101 Неоднородная QAM

Расположение точек векторной диаграммы зависит от некоторого параметра модуляции. Этот параметр равен отношению расстояния между соседними точками в двух разных квадрантах к расстоянию между точками в одном квадранте. Стандарт DVB-T предусматривает три значения параметра. При использовании однородной модуляции параметр устанавливается равным 1, в случае неоднородной: а=2 или a=4.



Форма огибающей спектральной плотности мощности сигнала OFDM близка к прямоугольной (рис.10.102).

Основные параметры, характеризующие передачу данных в системе DVB-T, приведены в табл.10.7. Число несущих, передающих полезную информацию, зависит только от режима и равно 1512 для режима 2к и 6048 для режима 8к. Число «полезных» несущих в обоих режимах отличается ровно в четыре раза. Если учесть, что и длительность полезного интервала при переходе от режима к режиму также меняется в четыре раза, то такой важный параметр, как частота следования символов данных  $R_s$ , оказывается в двух режимах одинаковым и равным 6,75 миллионам символов в секунду

R<sub>s</sub>=1512/224мкс=6048/896мкс=6,75МГц= =6,75Мегасимвол/с.



Рис.10.103 Осциллограмма сигнала OFDM

Параметр	Режим		
	8k	2k	
Число несущих	6817	1705	
Длительность полезного интервала	896	224	
Т <sub>U</sub> , мкс			
Длительность защитного	224, 112, 56, 28	56, 28, 14, 7	
интервала Tg, мкс			
Интервал между несущими, Гц	1116	4464	
Интервал между крайними	7,61	7,61	
несущими, МГц			
Модуляция несущих	QPSK, 16-QAM,	QPSK, 16-QAM, 64-	
	64-QAM	QAM	
Скорость внутреннего кода	1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8	1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8	

Табл.10.7. Основные параметры системы DVB-T

Используя величину  $R_s$ , нетрудно найти скорость передачи данных в разных режимах и при различных сочетаниях параметров системы DVB-T:  $R_{SU}=R_s \cdot b \cdot C_{RI} \cdot C_{RRS} \cdot (T_U/T_s)$  (здесь b – количество битов, передаваемых в одном символе с помощью одной несущей,  $C_{RI}$  – скорость внутреннего сверточного кода;  $C_{RRS}$  – скорость внешнего кода Рида-Соломона, равная 188/204;  $(T_U/T_s)$  – отношение длительности полезного интервала к общей длительности символа. Результаты такого подсчета скорости передачи полезных данных приведены в табл.10.8.

Модуляция	C <sub>RI</sub>	С/N, дБ	Скорость передачи данных, Мбит/с			
		(гауссов	Tg/Tu=1/4	Tg/Tu=1/8	Tg/Tu=1/16	Tg/Tu=1/32
		канал)				
QPSK	1⁄2	3,1	4,98	5,53	5,85	6,03
QPSK	2/3	4,9	6,64	7,37	7,81	8,04
QPSK	3⁄4	5,9	7,46	8,29	8,78	9,05
QPSK	5/6	6,9	8,29	9,22	9,76	10,05
QPSK	7/8	7,7	8,71	9,68	10,25	10,56
16-QAM	1⁄2	8,8	9,95	11,06	11,71	12,06
16-QAM	2/3	11,1	13,27	14,75	15,61	16,09
16-QAM	3⁄4	12,5	14,93	16,59	17,56	18,10
Продолжение Табл.10.8.						
16-QAM	5/6	13,5	16,59	18,43	19,52	20,11
16-QAM	7/8	13,9	17,42	19,35	20,49	21,11
64-QAM	1⁄2	14,4	19,91	22,12	23,42	24,13
64-QAM	2/3	16,5	19,91	22,12	23,42	24,13
64-QAM	3⁄4	18,0	22,39	24,88	26,35	27,14
64-QAM	5/6	19,3	24,88	27,65	29,27	30,16
64-QAM	7/8	20,1	26,13	29,03	30,74	31,67

Табл.10.8. Скорость передачи данных системой DVB-T

В табл.10.8 приведены также расчетные значения отношения сигнал/шум С/N на выходе канала связи с гауссовым шумом. Этот показатель является пороговым, если отношение сигнал/шум выше приведенной в таблице величины, тогда внутренний декодер способен довести частоту ошибок до величины, меньшей, чем 2•10-4, а внешний – до 10-11. При таких показателях наблюдается одна нескорректированная ошибка за час работы на входе демультиплексора MPEG-2 в приемнике.

Как видно из табл.10.8, в системе DVB-T скорость передачи полезных данных может меняться в значительных пределах: от 4,98 до 31,67 Мбит/с (это перекрывает весь диапазон потребностей, начиная с телевидения ограниченной четкости и заканчивая телевидением высокой четкости). Самое малое значение скорости 4,98 Мбит/с, имеющее место при модуляции несущих типа QPSK и скорости внутреннего кода, равной <sup>1</sup>/<sub>2</sub>, характеризуется самой высокой помехозащищенностью системы передачи (для практически безошибочной работы достаточно отношение сигнал/шум в гауссовом канале всего 3,1 дБ). Но для достижения скорости 31,67 Мбит/с (модуляция несущих 64-QAM и скорость внутреннего кода 7/8) должно быть обеспечено отношение сигнал/шум не менее 20,1 дБ.

Для демодуляции сигналов OFDM предназначены чипы фирмы Motorola MC92314 и MC92315.

### 10.16 Система вещания DRM - Digital Radio Mondiale



Рис.10.104

Согласно "Регламенту радиосвязи", для радиовещания ниже 30 МГЦ используются следующие полосы частот:

- низкочастотная (HЧ/LF) - от 148,5 до 283,5 кГц (для региона 1);

- среднечастотная (СЧ/МF) - от 526,5 до 1606,5 кГц (для регионов 1 и 3 и от 525 до 1705 кГц - для региона 2;

- высокочастотная (BЧ/HF) - набор единичных радиовещательных полос в диапазоне от 3 до 27 МГц, общедоступных на всемирной основе.

Стандарт DRM предполагает передачу цифрового радиосигнала (включающего также некоторый объем цифровых данных не звукового характера от отдельного источника) в канале, совмещенном с каналом аналогового радиовещания. При этом существует до 12 вариантов комбинирования спектров аналогового (с полосой 4,5...5 кГц) и цифрового (с полосой от 4,5 до 10 кГц) сигналов (в том числе предусмотрена и однополосная передача цифрового сигнала).

Система DRM состоит из трех разных каналов: MSC, SDC и FAC. Рассмотрим их назначение.

• MSC (Main Service Channel) - главный служебный канал (пользовательской информации), содержащий групповой цифровой поток.

• FAC (Fast Access Channel) - канал быстрого доступа (к файлу) - первый канал мультиплексного потока данных, содержащий информацию, которую необходимо расшифровать (демультиплексировать) в приемнике в первую очередь - насколько это возможно.

• SDC (Service Description Channel) - канал описания обслуживания - второй канал мультиплексного потока данных, который несет информацию,

позволяющую расшифровать услуги, заключенные в общем потоке данных канала MSC, а также дает возможность найти дополнительные источники тех же самых данных. Он может содержать также элементы одновременной аналоговой и цифровой (simulcast) передачи.

Главный служебный канал содержит данные всех услуг, заключенных в DRMсигнале. Таких услуг может быть от одной до четырех, причем каждая из них – это или звук или данные. Скорость цифрового группового потока в канале зависит от выбранной полосы и способа передачи.

MSC содержит от одного до четырех цифровых потоков. Каждый поток поделен на логические фреймы (кадры) длительностью по 400 мс каждый.

Канал быстрого доступа обеспечивает начало эффективного декодирования цифрового потока, а также получение информации о параметрах канала (например, ширине занимаемого спектра, глубине перемежения) и об услугах, заключенных в мультиплексном цифровом потоке. Это позволяет декодировать информацию об услугах в первую очередь.

Каждый передаваемый фрейм включает в себя FAC-блок, который содержит параметры, характеризующие канал и описывающие одну услугу и включающие параметры канального кодирования CRC. В частности, код языка потенциальных клиентов состоит из четырех бит (16 вариантов), тип звуковой программы описан пятью битами (32 варианта), и т.д. В случае, если в мультиплексном потоке содержится больше одной услуги, то для их описания требуется большее число FAC-блоков.

обслуживания содержит Канал описания информацию, позволяющую расшифровать услуги, заключенные в общем потоке данных канала MSC, дает возможность найти дополнительные (альтернативные) источники тех же самых данных, а также указывает признаки услуг, заключенных в мультиплексном потоке. Объем данных канала SDC изменяется в соответствии с шириной занимаемого спектра суммарного (мультиплексного) потока, а также в зависимости от других параметров. Объем данных канала SDC может быть увеличен при использовании функции перехода на альтернативную частоту AFS (alternative frequency checking and switching). Этот переход может осуществляться без потери обслуживания с сохранением всех данных, которые передаются в канале, если эти данные изменяются квазистатически. Поэтому данные в SDC-фреймах должны тщательно контролироваться. При применении в системе многопозиционной модуляции данные в канале SDC передаются с использованием модуляции 4-КАМ.

Технология DRM предполагает очень высокую частотную и энергетическую эффективность радиосистемы передачи звукового вещательного сигнала - необходимая спектральная эффективность сигналов (модуляции) должна составлять не менее 4...5 бит/с/Гц (заметим, что эффективность сигналов ОФМ-4 не превышает 1,5 бит/с/Гц). Это достигается путем использования сигналов типа 16-КАМ и 64-КАМ - для модуляции, согласно методу СОFDM, большого числа одновременно излучаемых несущих.



Рис.10.105

При ограничениях, свойственных радиовещательным каналам в диапазонах частот ниже 30 МГц, и с учетом параметров кодирования и модуляции цифровая скорость передачи (bit rate) сигнала на выходе кодера источника должна находиться в пределах от 8 кбит/с (узкополосные - полуканалы) до ~20 кбит/с (стандартные каналы) и до ~72 кбит/с (двойные каналы). Чтобы обеспечить оптимальное качество при таких скоростях передачи данных, в системе предусмотрены различные алгоритмы кодирования (схемы кодеров) источника (рис.10.105):

• MPEG-4 AAC - перспективное звуковое кодирование (дословно), включающее средства повышения помехоустойчивости для универсального монофонического и стереофонического радиовещания;

• MPEG-4 CELP - кодер речи со средствами повышения помехоустойчивости для монофонического информационного радиовещания – в тех случаях, когда требуются либо очень низкая скорость передачи данных, либо особенно высокая помехоустойчивость;

• MPEG-4 HVXC - кодер речи, обеспечивающий очень низкую цифровую скорость передачи и высокую помехозащищенность монофонического информационного радиовещания, особенно там, где предъявляются повышенные требования к качеству передачи речи;

• SBR (Spectral Band Replication) – специальный прием (алгоритм) повышения эффективности звукового кодирования, позволяющий передавать почти полную звуковую полосу с низкой цифровой скоростью. Он применим при использовании методов ААС и CELP.

Благодаря применению эффективных методов цифровой обработки и передачи звуковых вещательных сигналов достигаются следующие дополнительные преимущества:

- возможность, при соответствующем выборе метода кодирования, практически полной коррекции искажений, возникающих в тракте передачи;

- возможность приема звуковых программ в условиях селективных как по частоте, так и по времени замираний, обусловленных многолучевым характером распространения радиоволн и меняющейся во времени картиной их отражений от местных предметов при приеме на подвижном объекте;

экономичное использование радиочастотного спектра. В зависимости от используемого диапазона частот это позволяет осуществлять передачу либо большого количества звуковых программ в одном блоке (на частотах выше 30 МГц), либо цифровой звуковой программы с полосой до 10...15 кГц в канале, совмещенном с каналом аналогового радиовещания (на частотах ниже 30 МГц);
возможность передачи, совместно с радиовещательными программами, большого объема дополнительных сведений и данных, существенно повышающих качество услуги и расширяющих ее объем;

- передача на малой мощности, позволяющая эффективно декодировать сигнал при соотношении сигнал/ помеха (с/п) порядка 5 дБ. Для сравнения: удовлетворительный прием в ОВЧ ЧМ системе реализуется при с/п не менее 40 дБ;

- высокая технологичность радиоприемников и другого цифрового оборудования. Так, многоцелевые программируемые цифровые сигнальные процессоры позволяют выполнять цифровые модуляторы и демодуляторы на полностью программной основе. В результате существует устойчивая тенденция к непрерывному уменьшению стоимости цифровых схем.

Типовые радиовещательные каналы на частотах ниже 30 МГц характеризуются полосой 9 и 10 кГц. Система DRM предусматривает организацию каналов:

• в пределах этих номиналов полосы – чтобы удовлетворять существующим частотным планам;

• в пределах половины этих номиналов полосы (4,5 и 5 кГц) – чтобы обеспечивать вещание, совместимое с традиционным аналоговым или дополнительным (соканальным) цифровым; и иметь возможность реализовывать режим с одной боковой полосой (ОБП) заявленных ранее.

• в пределах удвоенных номиналов полосы (18 и 20 кГц) – для реализации большой пропускной способности канала – в тех случаях, когда это допускает частотное планирование.

Спектр, занимаемый радиопередачей, определяется полосой радиоканала, которая, в свою очередь, задает допустимую полосу частот вещательного







#### Рис.10.107

сигнала. Группа несущих, отведенная под FAC-канал, всегда справа (высокие частоты в спектре) относительно опорной частоты излучения  $f_R$ . Она занимает полосу, численно кратную 1 кГц. На рис.10.106 и 10.107 показано расположение несущих.

Совместная передача (simulcast).

Цифровой сигнал в формате DRM предназначен для использования в полосе вещания AM сигнала. Одновременную (аналого-цифровую) передачу как услугу, использующую DRM и AM вещание, могут представлять расположенные рядом по частоте аналоговый AM сигнал (в виде DSB, VSB или SSB) и цифровой сигнал системы DRM.

Рис.10.108 и 10.109 иллюстрируют возможные решения по передаче AM и DRM сигналов посредством использования одного передатчика. Режим совместной передачи может быть реализован и при использовании двух отдельных передатчиков, излучающих соответственно аналоговый и цифровой сигналы.

Рис.10.108 иллюстрирует возможный вариант, когда на опорной частоте DRM сигнала  $f_R$  организуется один или два радиовещательных канала (шириной 9



Рис.10.109

кГц или 10 кГц и 18 кГц или 20 кГц), а на несущей частоте f<sub>C</sub> передается одноили двухполосный AM сигнал. Заметим, что если при амплитудной модуляции на рисунке фактически представлен спектр одно- или двухполосного AM радиовещательного сигнала, то в случае с DRM – это группа несущих, то есть сигнал COFDM.

Рис.10.109 иллюстрирует возможный вариант, когда на опорной частоте DRM  $f_R$  организуется номинально половина канала, а на несущей частоте  $f_C$  передается одно- или двухполосный AM сигнал.

Стандарт в этом случае требует, чтобы номинал опорной частоты DRM был кратен 1 кГц, а опорная частота DRM и несущая AM - были разнесены на 4 или 5 кГц.

МРЕС-4 ААС. Для универсального кодирования звука используется алгоритм MPEG-4 ААС – лучший среди подобных, пригодных для применения в системе DRM. Например, при стандартном применении монофонического кодера ААС в КВ канале предусматривается скорость цифрового потока 20 кбит/сек. Из возможных расширений стандарта допускается применение только SBR – технологии.

Звуковой стандарт кодирования MPEG-4 AAC - часть аудиостандарта MPEG-4 (ISO/IEC 14496-3 + ISO/IEC 14496-3/Amd1). ААС цифровой поток в DRMсистеме – это цифровой поток аудиостандарта MPEG-4, версия 2 (эта версия предназначена для использования в каналах с высоким уровнем помех). Из числа возможных типов звуковых кодеров (объектов стандарта ISO/IEC) только вариант помехоустойчивого (ER) ААС-кодера низкой сложности (LC) принадлежит к числу высококачественных алгоритмов кодирования – он и будет использоваться в системе DRM. Среди возможных способов организации цифрового потока MPEG-4 AAC (версия 2) выбран помехоустойчивый вариант HCR (Huffman Codeword Reordering), характеризующийся минимальными чувствительностью аудиоданных к ошибкам в канале передачи и цифровой скоростью потока.

Особенности формирования цифрового потока на выходе кодера ААС в системе DRM состоят в следующем:

• скорость цифрового потока - может быть произвольной, однако она должна меняться с шагом 20 бит/с, чтобы обеспечить выравнивание 400-миллисекундного звукового суперфрейма;

• значения частоты дискретизации (f<sub>д</sub>) - 12 и 24 кГц;

• длина преобразования - 960 отсчетов, чему, в зависимости от частоты дискретизации, соответствует продолжительность одного звукового фрейма 80 или 40 мс. Такой выбор обеспечивает согласование продолжительности звуковых фреймов с логическим фреймом в канале MSC;

• помехоустойчивость - кодер MPEG-4 обладает средствами для защиты AACцифрового потока в каналах с тяжелой помеховой обстановкой;

• звуковое суперкадрирование (framing) - 5 ( $f_{\pi}$  =12 кГц) или 10 ( $f_{\pi}$  =24 кГц) звуковых фреймов составляют один звуковой суперфрейм продолжительностью 400 мс. Каждый звуковой суперфрейм имеет постоянную длину, что определяет возможность его комплектации простейшими звуковыми фреймами. Один звуковой суперфрейм всегда передается в одном логическом фрейме. Благодаря этому нет необходимости в организации дополнительной синхронизации при звуковом кодировании. Структура звукового суперфрейма предусматривает также реализацию функции неравной защиты;

• функция неравной защиты (UEP), реализованная в цифровом потоке AAC, гарантирует лучшие результаты по снижению коэффициента ошибок (BER). Неравная защита от ошибок обеспечивается процедурами мультиплексирования и кодирования канала, а именно: скорость цифрового потока на выходе кодера канала останется постоянной, если будет постоянной длина звукового фрейма и неизменным UEP-профиль, то есть алгоритм



неравной защиты. ААС-кодер характеризуется переменной длиной фрейма, поэтому несколько таких фреймов должны группироваться вместе, чтобы образовать один звуковой суперфрейм с постоянной цифровой скоростью передачи. Так как кодирование канала основано на звуковых суперфреймах, то последние должны состоят ИЗ двух частей: высокозащищенной И низкозащищенной. Звуковой суперфрейм имеет постоянную длину (400 мс), что определяет возможность его комплектации некоторым количеством (5 или 10) простейших звуковых фреймов, каждый из которых также должен состоять из двух частей.

Концепция SBR. Чтобы поддерживать разумное качество звуковоспроизведения при низких цифровых скоростях передачи, классический звуковой или речевой алгоритмы кодирования должны ограничивать полосу звуковых частот и работать с низкой частотой дискретизации. Обеспечить расширенную полосу звуковых частот при низкой цифровой скорости передачи позволяет SBR-кодирование. Достигается это за счет расщепления полосы частот звукового сигнала. Алгоритм SBR-кодирования совместим, в частности, с форматом универсального кодирования звука MPEG-4 AAC.

Человеческий голос и большинство музыкальных инструментов генерируют квазистационарные сигналы возбуждения, порождаемые колебательными системами. Широкополосный спектр возбуждения создается, например, голосовыми связками человека, струнами и т.д и его частотные составляющие представляют собой гармонический ряд. Гармонический (частотный) ряд фильтруется резонаторами типа голосового тракта, корпуса скрипки и т.д., придавая речи или музыкальному инструменту характерный тембр звучания. такого сигнала эквивалентно Ограничение ширины полосы усечению (ограничению) гармонического ряда (рис.10.110). Такое ограничение спектра изменяет воспринимаемый тембр и "приглушает" звуки сигнала, делая их "тусклыми", что может уменьшить разборчивость речи.



Рис.10.111

В основе концепции SBR лежит постулат, что усеченный гармонический ряд может быть расширен на основе известного соотношения между НЧ и ВЧ спектральными компонентами. Скопированная ВЧ часть спектра должна быть весьма похожа на соответствующую часть спектра исходного сигнала и эта информация должна уверенно передаваться от кодера до декодирующего устройства в очень низкоскоростном потоке данных (приблизительно 2 кбит/с). При этом важно сохранить исходные пропорции между гармоническими и шумоподобными компонентами в скопированной ВЧ части спектра и, если необходимо, ЭТИ шумовые компоненты выборочно прибавить к скопированному сигналу.

Таким образом, разделение полосы спектра (SBR) - новый звуковой инструмент расширения возможностей кодирования источника. Алгоритм SBR позволяет увеличить ширину полосы кодируемого звукового сигнала у низкоскоростного кодека, в результате чего при применении формата MPEG-4 AAC может быть реализована полоса, свойственная MB ЧМ вещанию (15 кГц). Возможности алгоритма SBR иллюстрирует рис.10.111.

Алгоритм SBR может также улучшить характеристику узкополосных кодеков речевых сигналов, предлагая вещателям 12-килогерцовую звуковую полосу, может быть которая использована, например, для многоязычного радиовещания. Поскольку большинство речевых кодеков являются узкополосными, SBR-кодирование важно не только для улучшения качества речи, но также и для повышения разборчивости и понимания речи. Преобразование SBR осуществляется главным образом после операции кодирования, хотя некоторая предварительная обработка выполняется в самом кодере, что необходимо для реализации процесса расшифровки.

SBR-кодирование восстанавливает высокочастотную часть полосы звуковых частот, которая теряется при кодировании из-за ограниченности номинала частоты дискретизации. Чтобы реализовать этот принцип, необходимо передать на приемную сторону определенный объем дополнительной информации, используя для этого малую долю общего цифрового потока кодера источника. Эти дополнительные данные вычисляются на исходном (широкополосном)

звуковом сигнале - до его кодирования – и используются для восстановления полноценного (с первоначальной ВЧ полосой) звукового сигнала после процедуры декодирования источника.

Алгоритм SBR-кодирования существует в двух версиях: SBR-LC – кодирование низкой сложности, обеспечивающее среднее качество звуковоспроизведения, и SBR-HQ – которое обеспечивает более высокое (нормальное) качество звука при более высокой сложности реализации. Обе версии - кодер и цифровой поток - совместимы и таким образом предполагают развитие в будущем.

SBR может использоваться совместно и с AAC и с CELP - алгоритмами кодирования, способствуя получению широкополосного звукового сигнала на выходе. В технологии SBR для характеристики цифрового потока используются два протокола - один для использования с AAC, другой - для использования с CELP.

Частота дискретизации при SBR-преобразовании должна быть равной 48 кГц, а при AAC-кодировании - 24 кГц. Поэтому общий AAC+SBR-фрейм содержит независимые AAC и SBR части. AAC и SBR объемы данных изменяются от фрейма к фрейму. Полный размер отдельных фреймов, включая SBR – данные, может быть получен из описания начальных (головных) частей AAC аудио суперфрейма (см. рис.1). Поэтому нет необходимости в передаче какой-либо дополнительной информации об изменении цифровой скорости при использовании алгоритма SBR.

ААС + SBR фреймы вводятся в структуру ААС аудио суперфрейма тем же самым образом, что и в случае, когда алгоритм SBR вообще не используется. В кодере источника, кодирующем звуковой сигнал с цифровой скоростью 20 кбит/с и более, алгоритм SBR должен использоваться всегда.

Компактное представление речевых сигналов в стандарте DRM осуществляется с использованием двух типов кодеров: MPEG-4 CELP и MPEG-4 HVXC.

Стандарт кодирования речи MPEG-4 CELP является частью аудио стандарта MPEG-4. Цифровой поток на выходе CELP-кодера в системе DRM по своим характеристикам соответствует потоку кодера MPEG-4 версия 2. Эта версия предназначена для использования в каналах с высоким уровнем помех. Среди возможных алгоритмов кодирования только помехоустойчивый ER CELP, относящийся к разряду высококачественных кодеров источника, будет использоваться в системе DRM.

Стандарт кодирования речи MPEG-4 CELP охватывает сжатие и расшифровку естественного звука речи с цифровыми скоростями передачи данных от 4 до 24 кбит/сек. Это известный алгоритм кодирования с новыми функциональными возможностями, оптимизированными для различных прикладных программ. Сжатие звукового сигнала - одна из функциональных возможностей кодека речи MPEG-4 CELP, но MPEG-4 также допускает использование базового кодирующего устройства для множества применений. Это обеспечивает возможность модульного наращивания скорости передачи данных и ширины полосы (кодируемого звукового сигнала), а также способность создавать цифровой поток с произвольной скоростью. CELP - кодирующее устройство работает с двумя номиналами частоты дискретизации: 8 и 16 кГц, обеспечивая полосы кодируемого сигнала соответственно 100...3800 Гц и 50...7000 Гц.

В основе алгоритма работы CELP-кодера – линейное предсказание (LPC) с кодовым возбуждением. В CELP-кодере, с помощью процедуры анализа через синтез, из адаптивной кодовой книги выбирается наиболее подходящий вектор возбуждения, фильтруется помощью фильтра-синтезатора (сигнал) с (предиктора) и сравнивается с оригинальным сигналом. Эта процедура минимизации повторяется с целью ошибки предсказания. Параметры возбуждения вместе с параметрами предиктора составляют выходную информацию кодера, с помощью которой после декодирования в приемнике синтезируется речевой сигнал.

MPEG-4 CELP – кодер характеризуется следующими функциональными возможностями: множественные скорости передачи данных; модульное наращивание скорости передачи данных; модульное наращивание ширины полосы (кодируемого сигнала); плавное регулирование скорости. Из вышеуказанных функциональных возможностей в системе DRM будет использоваться только одна - множественность цифровых скоростей передачи аудиоданных. К числу важнейших характеристик CELP-кодера также относится алгоритмическая задержка сигнала, зависящая от длины звукового фрейма и коэффициента (длины) предсказания. Длина фрейма, в свою очередь, зависит от моды кодирования и цифровой скорости передачи данных.

Доступные значения цифровых скоростей передачи зависят от номинала частоты дискретизации. В табл. 10.9 и 10.10 указаны такие значения цифровой скорости передачи данных, а также приведены сведения по величинам задержки и длительности фрейма у CELP-кодеров для двух номиналов частоты дискретизации.

Звуковые фреймы CELP-кодера имеют фиксированную длину. Они группируются так, чтобы образовать звуковой суперфрейм длиной 400 мс. В структуре звуковых фреймов при CELP-кодировании также используется алгоритм неравной защиты бит (функция UEP). Согласно этому алгоритму, начальная (головная) часть каждого звукового фрейма имеет высокую степень кодозащиты, остальная часть – более низкую. В стандарте для каждого возможного значения цифровой скорости кодера таблично заданы длина звукового фрейма и число бит с высокой и низкой степенью защиты. Индекс цифровой скорости CELP-кодера передается в канале SDC.

Итак, CELP - кодирование речи предусматривается в системе DRM с целью обеспечения разумного качества речи при цифровых скоростях передачи, которые существенно ниже утвержденной нормы (например, когда используются получастота дискретизации и скорость 8 кбит/с). Возможные сценарии для использования такого кодера речи:

• двойные/тройные применения речевого кодирования, когда вместо одной звуковой программы со скоростью 20...24 кбит/с, в канале организуется передача двух или трех речевых сигналов со скоростью 8...10 кбит/с каждый,

Табл.10.9. Параметры СЕLР-кодера с частотой дискретизации 8 кГц

Скорость цифрового потока, бит/с	Задержка, мс	Длина	фрейма,
		мс	
3850,4250,4650	45	40	
5700,6000,6300,6600,6900,7100,7300,77	25	20	
00,			
8300,8700,9100,9500,9900,10300,10500,			
10700			
11000,11400,11800,12000,12200	15	10	

Табл. 10.10. Параметры СЕLР-кодера с частотой дискретизации 16 кГц

Скорость цифрового потока, бит/с	Задержка,	Длина фрейма,
	мс	мс
10900,11500,12100,12700,13300,13900,14300	25	20
14700,15900,17100,17900,18700,19500,20300		
, 21100		
13600,14200,14800,15400,16000,16600,17000	15	10
,		
17400,18600,19800,20600,21400,22200,23000		
,23800		

что обеспечивает одновременную передачу речевых программ (например, двуязычную передачу);

• услуги речи в дополнение к аудиосервису;

• одновременная передача - случай одновременной - и аналоговой и цифровой передачи (в одном канале) - может быть реализован только при цифровой скорости передачи 8 кбит/с;

• высокозащищенные приложения речевого кодирования. Природа кодера MPEG-CELP по сути может обеспечить повышенную помехозащищенность передачи речи в каналах с высоким уровнем помех. Поэтому скорость кодирования речи 8 кбит/с может использоваться в каналах с грубыми внешними воздействиями.

МРЕG-4 HVXC. Этот речевой кодек определен в стандарте ISO/IEC 14496-3, а его характеристики помехоустойчивости соответствуют стандарту ISO/IEC 14496-3/Amd1. Он охватывает кодирование и декодирование первичного речевого сигнала с цифровой скоростью 2,0 и 4,0 кбит/с. HVXC - кодер осуществляет кодирование звонких (вокализованных) звуков речи методом линейного предсказания (LPC) и кодирование с векторным возбуждением (VXC) глухих (невокализованных) звуков речи. HVXC обеспечивает стандартное качество речи - близкое к качеству междугородной телефонной связи - с полосой частот 100...3800 Гц и частотой дискретизации 8 кГц.

Алгоритм кодирования HVXC характеризуется высокой помехоустойчивостью, что позволяет его применять в каналах с высоким уровнем помех. Для этого кодер имеет не сложный алгоритм маскирования ошибок (CRC-код и внутрикадровое перемежение), определенный в спецификации системы DRM. В соответствии с различной чувствительностью бит звукового фрейма к ошибкам в канале кодируемые биты классифицируются по нескольким категориям - показателям ESC. Число бит (в каждом фрейме), подпадающих под ту или иную категорию ESC, оговорено в стандарте для цифровых скоростей информационного сигнала соответственно 2 и 4 кбит/с. При этом, категория ESC0 соответствует битам, характеризующимся наибольшей чувствительностью к ошибкам в канале, а категория ESC4 – битам с минимальной чувствительностью к ошибкам. Полная скорость цифрового потока в канале с CRC-кодированием составляет 2,4 кбит/с - при скорости кодера источника равной 2 кбит/с и 4,66 кбит/с – при скорости кодера источника 4 кбит/с. В целях повышения устойчивости цифрового потока к канальным ошибкам биты перемежают внутри каждого фрейма данных. осуществляется после окончательного формирования Перемежение результирующего цифрового потока, включающего биты CRC.

Как отмечалось выше, код CRC при декодировании лишь обнаруживает ошибки в защищаемых разрядах звуковых фреймов. Поэтому, при обнаружении CRC-декодером пораженного фрейма, в HVXC–декодере осуществляется его маскирование с использованием стандартизованного алгоритма, учитывающего значение показателя ESC.

Структура звукового суперфрейма идентична для всех мод (то есть разновидностей) HVXC-алгоритма; так как HVXC не поддерживает функцию UEP, длина фрейма всегда составляет 20 мс, причем композиция целого числа из 20 звуковой суперфрейм. HVXC-фреймов вписывается В один Биты. содержащиеся в одном звуковом фрейме, передаются в канале SDC (информационные биты и биты кода CRC). В звуковых суперфреймах HVXC должны использоваться только принятые значения цифровых скоростей потока - 2 и 4 кбит/с. Применение переменных значений цифровых скоростей будет возможно только после определения стандарта передачи данных для конкретных приложений; в рамках этого пакета могут быть определены (переменные) значения цифровых скоростей для этих приложений.

Итак, применение кодера речи MPEG-4 HVXC в системе DRM предусматривается с целью обеспечения достаточно хорошего качества речи при очень низких значениях цифровой скорости передачи – порядка 2 кбит/с. Применение такого способа кодирования речи открывает новые возможности системы DRM, а именно:

• услуги речи в дополнение к аудиосервису;

• многоязычные применения;

• реализация блока твердотельной памяти для хранения многочисленных программ, баз данных для радиовещания (например, для хранения



Рис.10.112 Структура цифрового тракта RDM



Рис.10.113 Структурная схема радиоприемника DRM сигнала

радиопрограмм общим объемом до 4,5 часов можно использовать память на 4 МБайта);

• изменение шкалы времени для ускоренного воспроизведения/анализа записанных (в памяти) программ;

• помехозащищенная передача или отказ от многопозиционной схемы модуляции.

# 10.17 Система RDS

Наименование и назначение RDS (Radio Data System) – система радиоданных. Эта система распространения дополнительной информации в составе сигнала УКВ-ЧМ радиовещательного сигнала принята в странах Европы в соответствии с нормами Европейского союза вещания (ЕСВ) и Европейского стандарта СЕNELEC (EN50067).

Система RDS обеспечивает возможность передачи радиослушателю большого потока разнообразной буквенноцифровой информации, которая группируется по следующим основным признакам:

- PI (Program Indentification) - название радиостанции и ее частота;

- PS (Program Service Name) - перечень сведений, передаваемых радиостанцией;

- RT (Radiotext) - краткая информация, передаваемая бегущей строкой;

- CT (Clock Time) - текущее время, число месяца, день недели;

- M/S (Music/Speech) - сигнал переключения аудиотракта с обработки сигналов музыкальных программ на обработку речевых сообщений (в некоторых устройствах вызывает автоматическое переключение аудиотракта из режима стереовоспроизведения музыки на моновоспроизведение речевой программы).

Предусмотрена еще одна функция - AF (Alternative Freguence) - перечень резервных частот радиостанции, но в стационарной бытовой радиоаппаратуре она не воспроизводится. Перечень возможностей RDS этим не ограничивается. Система в состоянии также передавать сообщения дорожной информации:

- ТР (Traffic Program) - информация о дорожном движении;

- ТА (Traffic Announcement) - срочная дорожная информация.

Наиболее совершенные модели автомобильной радиоаппаратуры принимают сигналы дорожной информации даже после их выключения и запоминают передаваемую информацию в объеме до 4 минут.

Вещание осуществляется с пилот-тоном в диапазоне частот 87,5...108 МГц. В Беларуси система RDS представлена лишь сигналом начального уровня на трех радиостанциях в диапазоне FM: 103,7, 106,2 и 107,9. По нему может осуществляться только настройка часов.

Система RDS является технической основой для организации дополнительной радиовещательной службы, предназначенной для автоматической настройки приемников и дистанционного управления оборудованием, а также для распространения дополнительной информации, связанной или не связанной с содержанием основной программы.

Области применения:

- автоматическая настройка и коммутация в ЧМ-радиоприемниках;

- вещание связанной с программой информации;

- радиотекст;

- дистанционное управление оборудованием;

- радиопейджинг;



Рис.10.114 Спектр ЧМ-сигнала, включая поднесущую RDS



- вещание дорожной информации;

- навигация автотранспорта;

- предупреждение чрезвычайных ситуаций;

- дифференциальное радиоопределение на местности с применением GPS и др.

Технические особенности системы RDS

Характеристики модуляции (физический уровень):

- частота поднесущей 57 кГц (3-я гармоника основной поднесущей пилот-тона 19 кГц) (рис.10.102);

- вид модуляции фазовая манипуляция (PSK phase shift keying);
- битовая скорость 1187,5 бит/с.



# 10.18 Системы RBDS и DARC

Рис.10.104 Спектр ЧМ-сигнала, включая поднесущую DARC

Наименование и назначение систем RBDS (Radio Broadcasting Data System) – данных. система радиовещательных Эта система принята В США В соответствии со стандартом Ассоциации электронных промышленников (EIA) и Национальной ассоциации вещателей (NAB). В Японии аналогичная система была разработана NHK под названием Data Radio Cannel (DARC). На практике она используется с 1994 г., а с 1997 г. система DARC принята Европейским институтом стандартов в области связи в качестве стандарта ETS (ETS 300751). В Европе новая система сохранила свое прежнее наименование – RDS. Области применения DARC:

- автоматическая настройка и коммутация в ЧМ-радиоприемниках;

- вещание связанной с программой информации;

- радиотекст;

- дистанционное управление оборудованием;

- радиопейджинг;

- вещание дорожной информации;

- навигация автотранспорта;

- предупреждение чрезвычайных ситуаций;

- дифференциальное радиоопределение на местности с применением GPS;

- преобразование компьютерных файлов;

- электронная почта с многоточечной рассылкой факсов и "горячих" новостей информационных служб (агентств);

- базы данных и расширение на основе CD-ROM;

- электронная доска объявлений (bulletien board); - персональная цифровая помощь и др.

Система DARC работает с носимыми, возимыми, стационарными радиоприемниками, приемниками на компьютерных платах и приставках. Технические особенности DARC

- поднесущая 76 кГц (4-я гармоника от основной частоты поднесущей пилоттона 19 кГц) (рис.10.116);

- вид модуляции: частотная манипуляция с управлением уровня по минимуму уровня (Level control Minimum frequency Shift Keying – L-MSK);

- максимальная битовая скорость 16 кбит/с.

### 10.19 Интегральные радиоприемные устройства

В настоящее время практически все выпускаемые радиоприемные устройства реализуются на основе интегральных схем. Нет смысла приводить все схемы приемников, выпускаемых несколькими десятками фирм за все годы своего существования. Рассмотрим наиболее характерные современные структуры приемных чипов различного назначения.

Для работы в экономичных радиовещательных и связных приемниках частотно-модулированных сигналов предназначены микросхемы К174ХА42А и К174ХА42Б. Микросхемы содержат все функциональные узлы супергетеродинного ЧМ приемника (от антенного входа до выхода ЗЧ) и требуют для его реализации минимальное число дополнительных навесных элементов. Зарубежные аналоги - микросхема TDA7000 и TDA7010.

Функциональная схема TDA7000 изображена на рис.10.117. ЧМ приемник построен по супергетеродинной схеме с однократным преобразованием частоты.

Низкая промежуточная частота (70 кГц) позволяет использовать для селекции сигнала ненастраиваемые активные RC-фильтры.

Большие значения девиации входного сигнала 50 и 75 кГц при низкой ПЧ приводят к появлению искажений сигнала 3Ч. Для их устранения использована система обратной связи по частоте (ЧАПЧ), которая уменьшает девиацию в пять раз - до 10 и 15 кГц соответственно. Микросхема оснащена высокоэффективной корреляционной системой подавления шума (бесшумной настройки - БШН). Она подавляет звуковой сигнал при неточной настройке, при входном сигнале с уровнем, близким к уровню шума, и при настройке на зеркальный канал.

Основные электрические характеристики при Токр. ср 25±10°С

Номинальное напряжения питания, В ...... 4,5

Частота входного ВЧ сигнала, Імп ц ..... 1,5...

Чувствительность (входное напряжение ограничения по уровню -3 дБ), мкВ...... 6

Выходное напряжение ЗЧ, мВ ...... 100

Коэффициент нелинейных искажений, %, не более ...... 0,5

Отношение сигнал/шум, дБ, не менее ...... 50

Коэффициент подавления составляющей АМ, дБ, не менее ...... 50



Рис.10.117

Для подавления внеполосных сигналов предусмотрен активный полосовой фильтр ПЧ четвертого порядка. Активный полосовой фильтр ПЧ микросхемы состоит из трех звеньев: ФВЧ второго порядка, полосового фильтра первого порядка и ФНЧ первого порядка.

Усилитель-ограничитель имеет большие коэффициент усиления (более 90 дБ) и динамический диапазон. Преобразованный сигнал ПЧ поступает на вход квадратурного частотного детектора и одновременно на вход коррелятора. Фазовращатель (фазовый фильтр на операционном усилителе) обеспечивает сдвиг фазы сигнала на  $\pi/2$  на частоте fnч = 70 кГц.

Демодулированное напряжение низкой частоты поступает, во-первых, на второй усилитель-ограничитель и далее на гетеродин, замыкая в системе петлю обратной связи по частоте, и, во-вторых, на вход коммутатора системы бесшумной настройки (БШН) и затем на предусилитель ЗЧ и выход приемника. Выходной сигнал коррелятора используют для управления коммутатором системы БШН, подавляющей межстанционные помехи. Кроме указанных узлов, микросхема содержит внутренний стабилизатор питающего напряжения, выходной усилитель ЗЧ и генератор шума, входящий в систему БШН. Генератор шума имитирует ЧМ шум и подключается коммутатором к входу предусилителя ЗЧ при переходах от одной принимаемой станции к другой или при неточной настройке. Шумовой сигнал в этих случаях свидетельствует о работоспособности приемно-усилительного тракта. В микросхеме К174ХА42Б управление генератором шума не предусмотрено.

Работа системы БШН основана на корреляции сигнала ПЧ и того же сигнала, задержанного и инвертированного. Оба сигнала подводят к входу коррелятора. Если сигнал Uпч представляет собой последовательность когерентных импульсов постоянного периода (как это и бывает в случае приема радиовещательной станции), то задержка сигнала ПЧ равна периоду колебания. Инвертирование и задержку сигнала выполняет активный фазовый фильтр. При точной настройке на станцию формы обоих сигналов идентичны и имеют высокую степень корреляции. При расстройке и в результате действия помех или шума возникают значительные изменения периода и формы сигнала, в этих случаях корреляции практически нет. По результату сравнения этих сигналов коррелятор вырабатывает сигнал управления коммутатором, плавно включающим усилитель ЗЧ при высокой корреляции или генератор шума при слабой. Этим исключается прохождение на выход приемника различных щелчков, помех и резких звуков.

Корреляционная система БШН обеспечивает единственный канал приема и точную настройку на станцию, подавляя настройку на зеркальный канал. Выходной сигнал коррелятора может быть использован для управления индикатором настройки.

Фирма Sony представила однокристальный ЧМ супергетеродин с двойным преобразованием частоты. Первая ПЧ выбрана высокой – 30 МГц, что позволяет подавить зеркальный канал в диапазоне 80-110 МГц внешним полосовым неперестраиваемым фильтром. Вторая ПЧ равна 150 кГц. Необходимая фильтрация осуществляется активным фильтром 9-го порядка. При такой ПЧ соседний канал является зеркальным, поэтому применен преобразователь частоты с подавлением зеркального канала.

Подавление зеркального канала составляет более 40 дБ. Активные RC фазовращатели обеспечивают формирование квадратурных составляющих.

Характерным примером AM супергетеродинного радиоприемника может служить ИС К174ХА36. Типовая схема включения для диапазона средних волн представлена на (рис.10.118).

Для приема ИС сигналов аналогового TΒ предназначены MAX3550/MAX3551/MAX3553 – тюнеры с двойным преобразованием (рис.10.119). Каждая ИС содержит все необходимые ВЧ узлы: ВЧ-ПФ, ГУНы, двойной синтезатор частоты, УПЧ с АРУ. Рабочий диапазон частот от 50 МГц МГц, суммарный диапазон регулировки усиления лБ. до 878 60 МАХ3550/МАХ3551 имеют ПЧ 44 МГц, МАХ3553 - 36 МГц. Коэффициент шума составляет 8 дБ. Подавление зеркального канала составляет 68 дБ.



Рис.10.118



Рис.10.119



Рис.10.120



Рис.10.121



Рис.10.122

ИС TEF6900HL представляет собой однокристальный AM-ЧМ стерео-тюнер для автомобильных приемников с микропроцессорным управлением, обеспечивающий:

-двойное преобразование частоты (10,7 МГц и 450 кГц) в диапазонах ДВ, СВ и КВ;

-однократное преобразование частоты (10,7 МГц) в диапазонах УКВ и FM.

Типовая схема включения приведена на рис.10.120.

Компания MicroTuner Inc. предлагает одночиповые тюнеры, например MT2111, для работы в каналах аналогового и цифрового кабельного телевидения в диапазоне 48 МГц - 860 МГц. Тюнер использует архитектуру с двойным

преобразованием частоты. Чип содержит малошумящий входной усилитель, первый ПЧ вверх на частоту 1220 МГц, второй ПЧ с подавлением зеркального канала и стандартной промежуточной частотой, управляемый УПЧ, систему синтеза частот. Подавление зеркального канала составляет 75 дБ, коэффициент шума 7,5 дБ, диапазон регулировки усиления – 50 дБ

Чип AD608 (рис.10.123) фирмы Analog Devices содержит двойной балансный смеситель и логарифмический пятикаскадный УПЧ (110 дБ) с полосой 30 МГц (-1 дБ). Усилитель содержит высокоскоростную систему измерения уровня входного сигнала (RSSI - Received Signal Strength Indicator). Номинальный логарифмический диапазон (±1 дБ): от +0.2 V для входного сигнала –75 дБм до +1.8 V для +5 дБм. Назначение - приемники PHS, GSM, TDMA, FM или PM.



Рис.10.123

Фирма TEMIC TELEFUNKEN Semiconductors выпускает чип U4240B (рис.10.124) для автомобильных и бытовых АМ приемников. Чип содержит: управляемый УРЧ, балансный смеситель-перемножитель, управляемый генератор, УПЧ с АРУ, балансный АМ детектор ( $k_r$ =0,7%), НЧ-предусилитель.

Примером чипа для кассетных плееров может служить ИС ВА1442A (рис.10.125). Это АМ-ЧМ стерео-приемник. ЧМ часть содержит дифференциальный УПЧ (10,7 МГц), двойной балансный квадратурный детектор, стереодекодер. АМ часть содержит гетеродин, двойной балансный смеситель, УПЧ, детектор, и цепь АРУ.

Infineon Technologies предлагает одночиповый супергетеродин TDA5221 (рис.10.126) для приема сигналов с частотной и амплитудной манипуляцией в диапазоне частот от 300 до 340 МГц. ИС содержит малошумящий усилитель, двойной балансный смеситель, ГУН, синтезатор частоты с ФАПЧ, ограничитель, кварцевый генератор, демодулятор, фильтр.







Рис.10.125



Рис.10.126



Рис.10.127

Фирма Analog Devices предлагает универсальный чип AD61009 (рис.10.127) для приема сигналов с различными видами модуляции: n-PSK, n-QAM и AM. Обеспечивается максимальная интеграция активных элементов. Это супергетеродин до 500 МГц с частотой ПЧ до 12 МГц. ИС содержит смеситель, управляемый четырехкаскадный УПЧ (90дБ), два демодулятора, генератор, цепи ФАПЧ.



Рис.10.128

Обычно традиционные сотовые телефоны имеют классическую структуру с двойным преобразованием частоты.

Структура экспериментального чипа, разработанного в калифорнийском университете (Los Angeles) представлена на рис.10.28.

Первая ПЧ равна 190 МГц, вторая – 140 кГц. Входной фильтр обеспечивает подавление первого зеркального канала на 55 дБ. Смесители выполнены по схеме с подавлением зеркального канала. Формирование и обработка квадратурных составляющих обеспечивается полифазными фильтрами (PPF – polyphase filter). Подавление зеркального канала после смесителей составляет 55 дБ, что обеспечивает суммарное подавление первого зеркального канала на 110 дБ.

С целью уменьшения затухания полезного сигнала на выходе второго смесителя применены активные полифазные фильтры. Подавление второго зеркального канала составляет более 35 дБ.

Суммарный коэффициент передачи составляет 100 дБ, диапазон регулировки усиления более 80 дБ. Коэффициент шума равен 5 дБ. Входная точка пересечения 3-го порядка составляет –16 дБм.

Фирма Infineon Technologies AG предлагает чипсет из трех ИС (SMARTi S D) PMB6270 (приемник-передатчик), PMB7860 и PMB6814 (рис.10.129), образующих четырехполосную (GSM850/900/1800/1900) систему связи. Применен приемник прямого преобразования с интегрированными фильтрами.



Рис.10.129

Существует вариант SMARTi DC (PMB6256) со всеми необходимыми для трехполосного GSM (GSM900/GSM1800/GSM1900) функциями (рис.10.130). Приемник прямого преобразования, передатчик, ФАПЧ, радиочастотный ГУН, фильтры и 28 МГц опорный генератор объединены на одном кристалле. Микропроцессорное управление по трехпроводной шине и стандартным I/Q интерфейсом.

Многие фирмы в последнее время перешли к структуре прямого преобразования: Analog Devices, Alcatel Microelectronics, Ericsson, Infineon, Maxim, Micro Linear, Nokia, Philips, STMicroelectronics, Texas Instruments.

Philips Semiconductors выпускает чип UAA3535HL (рис.10.131), в котором приемник содержит УРЧ, смеситель, гетеродин, ФАПЧ, УПЧ с управляемым коэффициентом передачи (64 дБ). Необходимая канальная избирательность обеспечивается встроенными ФНЧ и ПФ пятого порядка с центральной частотой 100 кГц и полосой 220 кГц.

Избирательность по зеркальному каналу составляет 35 дБ. Управление чипом осуществляется по трехпроводной последовательной шине.

Чип Mitel Semiconductor WL600C (рис.10.132)предназначен для совместной работы с частотным синтезатором WL800 и контроллером the WL102 в системе связи Wireless Local Area Network (WLAN) диапазона 2.4-2.5 ГГц.



Рис.10.130



Рис.10.131



Рис.10.132

Входная ступень приемника – это малошумящий усилитель. Выходной сигнал поступает на ПЧ с подавлением зеркального канала. Нагрузкой является внешний фильтр на ПАВ. Промежуточная частота 43 МГц. УПЧ содержит цепь измерения уровня сигнала (RSSI). Демодуляция осуществляется с помощью квадратурного детектора.

Чип LMX3162 National Semiconductor Corporation предназначен для приемника системы связи диапазона ISM 2.45 ГГц (рис.10.133). Приемник содержит смеситель, УПЧ (110 МГц), усилитель-ограничитель, квадратурный детектор, цепь RSSI. Общее усиление составляет 85 дБ.

Приемник чипа CXA3355ER (рис.10.134) фирмы Sony для спутниковой системы определения местоположения GPS (Global Positioning System), содержит входной усилитель (коэффициент шума 2 дБ), смеситель с подавлением зеркального канала (40 дБ), УПЧ с общим усилением 100 дБ, встроенные ФНЧ и ПФ, ФАПЧ, АЦП. Входной сигнал 1.57542 ГГц преобразуется в промежуточную частоту 1.023 МГц или 4.092 МГц.

Для работы в качестве тюнера спутникового цифрового приемника предназначены ИС МАХ2116/ МАХ2118 фирмы Maxim Integrated Products Inc., представляющие собой тюнеры цифровых сигналов (QPSK/8-PSK) НТВ диапазона 925-2175 МГц с прямым преобразованием. ИС включает малошумящий входной регулируемый усилитель, два смесителя, генератор квадратурных опорных колебаний, синтезатор частоты, программируемые ФНЧ 7-го порядка. Диапазон изменения суммарного коэффициента передачи составляет 79 дБ.



Рис.10.133



Рис.10.134



Рис.10.135

Для декодирования цифровых сигналов спутниковых систем телевизионного вещания стандарта DVB-S может служить ИС L64724 (рис.10.136). Приемник сигналов системы цифрового телевизионного вещания DVB-T полностью реализуется на чипе Motorola MC92314 (рис.10.137).






## Литература

1. Theory of Trellis Coding.

Http://ee.wpi.edu/courses/ee535/hwk97/hwk3cd97/bad/theory.html

2. Методы модуляции в цифровых ТВ системах.

Http://www.conturm.com/library/articles/cifir2.htm

3. Система модуляции сигналов цифрового телевидения 8-VSB. <u>Http://dvcam.chat.ru/8-vsb.htm</u>

4. Уолт Кестер, Джеймс Брайэнт. АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ ЗАДАЧ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

5. Deutsche Welle Radio Training Centre. Analogue to Digital Conversion. Karl Lippe, DSE2.doc, 13.02.01

6. G. Ungerboeck, "Trellis-coded modulation with redundant signal sets. IEEE Communications Magazine. February 1987-Vol. 25, No. 2

7. Современные сетевые технологии, технологии Интернет. Нижегородский государственный университет им. Н. И. Лобачевского. Нижний Новгород, 2001 8. The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing. ADC and DAC. CHAPTER 3.

9. Sangil Park, Motorola Digital Signal Processors. Principles of Sigma-Delta Modulation for Analog-to-Digital Converters.-Apr8/D.-Rev.1

10. The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing. The z-Transform CHAPTER 33

11.Теорияцифровойобработкивидеоизображения.Http://djon.newmail.ru/NLEVideo/Video/EditVideo.htm

12. Руководство для преподавателя. Частотная область. Лекция 4. University of Hertfordshire.

13. The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing

by Steven W. Smith. Chapter 27 - Data Compression. <u>Http://www.dspguide.com/</u> 14. Video Compression.

Http://fas.sfu.ca/cs/undergrad/CourseMaterials/CMPT479/material/notes/Chap4/Chap4.2/Chap4.2.html.

15. <u>Http://www.magnadesignnet.com/technote/ofdm/index.html</u>

16. Software DRM receiver. <u>Http://kent.dl.sourceforge.net/sourceforge/drm/drm-1.2.4.zip</u>

17. Agilent Technologies | Educator's Corner - Resource Guide for Engineering Educators | Java Animations. <u>Http://www.educatorscorner.com/</u>

18. Applets. <u>Http://jas2.eng.buffalo.edu/applets/education/</u>

19. Circuit Simulator v1.1c. Http://www.falstad.com/index.html

20. <u>Http://jas.eng.buffalo.edu/applets/education/</u>

21. Institute of Telecommunications - Eye Diagram. <u>Http://www.inue.uni-</u> <u>stuttgart.de/english/lehre/lesungen/comm3/eye\_diagram/Augendiagramm.html</u>

22. NASA - National Aeronautics and Space Administration Science@NASA Web Site. Applets\NASA\JTrack3d.htm

23. <u>Http://Amanogawa.com\Applets\new\index.htm</u>

24. <u>Http://www.ece.jhu.edu/</u>

25. Linear Time-Invariant Systems and Convolution An Interactive Lecture by Wilson J. Rugh

26.<u>Http://www.inue.unistuttgart.de/german/lehre/lesungen/uet2/applet/QAM16e.html</u> 27. <u>Http://www.ocf.berkeley.edu/~arosko/waveapplet.html</u>

28. <u>Http://www.ert.rwth-aachen.de/Projekte/Theo/OFDM/www\_ofdm.html</u> 29.

<u>Http://www.co.umist.ac.uk/misc/ct211/coursework/New%20Folder/PCM\_Site/why.h</u> <u>tm.</u>

30. The suitability of OFDM as a modulation technique for wireless<br/>telecommunications, with a CDMA comparison.<br/><br/>Http://www.skydsp.com/resources/Thesis\_Eric\_Lawrey\_OFDM\_vs\_CDMA\_old.pdf31.КонстантинГласман.Видеокомпрессия.Http://www.625-<br/>net.ru/archive/arc 1997.htm#7 97

32 Методы передачи данных в цифровом телевидении. <u>Http://www.625-net.ru/archive/0999/glasman.htm</u>

33. Быстрый эфир стандарта IEEE 802.11а <u>Леонид Бараш</u>. <u>Компьютерное Обозрение</u>. №44, 14 - 20 ноября 2001.-<u>Http://www.itc.ua/print.phtml?ID=8144</u>

34. Цифровое звуковое радиовещание в формате DAB Юрий Ковалгин. <u>Http://www.625-net.ru/archive/z0101/dab.htm</u>

35. Семенов Ю.А. (ГНЦ ИТЭФ). телекоммуникационные технологии. <u>Http://penza.fio.ru/manual/admin/tcpip/intro1.htm</u>

36. Шварц Н.З. Линейные транзисторные усилители СВЧ. М.: Сов.Радио.-1980.-368 с.

37. Хотунцев Ю.Л. Полупроводниковые СВЧ устройства. М.: Связь.-1978.-256 с.

38. Шульгин В.И. Основы теории передачи информации. Часть 2: Помехоустойчивое кодирование. Харьков "ХАИ".-2003.

39. <u>Кутукова Валерия</u>. СПУТНИКОВАЯ СВЯЗЬ. <u>Http://www.mteleport.com/cgi-bin/mtsat?rz=020&sz=1</u>

40. В мире кабельного и спутникового телевидения <u>Теле-Спутник №4(6)</u> <u>Апрель 1996</u>. <u>Http://www.telesputnik.ru/archive/all/n06/66.html</u>

41. Цифровое спутниковое ТВ. <u>Http://www.technosat.ru/</u>

42.Высокочастотныемалошумящиепреобразователи.Http://sasoft.qrz.ru/\_\_/radio/liter/sptvan/chapter8/8-2.htmпреобразователи.

43. Стандарты сигналов спутникового ТВ вещания. <u>Http://sat-</u> media.net/faq/standart.htm

44.Стандарты радиосвязи и компоненты Motorola.

Http://motorola1.electronix.ru/Welcome/about.htm

45. <u>Http://www.maxim-ic.com/</u>

46. ФИКСИРОВАННЫЕ И ВЕЩАТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ. <u>Http://radiolub.org.ru/sptvan/chapter5/5.htm</u>

47. А. Парамонов, О. Куропаткин. Цифровая обработка при когерентной Chipnews ,#8.-2000. демодуляции сигналов. Http://www.chipinfo.ru/literature/chipnews/about.html 48. Стандарт DRM. Http://dvo.sut.ru/libr/rvies/w151kazn/index.htm 49. Распространение дополнительной информации средствами радиовещания Владимир Щербина. Http://www.625-net.ru/archive/625/arc\_1999.html Приемник 50. RDS. сигналов Http://www.chipinfo.ru/literature/radio/199907/p20\_21.html 51. U.S. Patent 3,047,660 John P. Costas Means for Obtaining Character Time in a Radio Communication System Receiver ГЕОРГИИ 52. ЧЛИЯНЦ. ИЗ ИСТОРИИ СОЗДАНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ. HTTP://WWW.ORZ.RU/ARTICLES/ARTICLE258.HTML 53. Согласование высокочастотных электронных устройств. Http://avr123.nm.ru/soglasie.html ДИАГРАММА СМИТА. 54. Http://www.ioso.ru/ipso/distance/Lections/Lecture%204.htm 55. Madhu S. Gupta. Power Gain in Feedback Amplifiers, a Classic Revisited. IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 40, NO. 5, MAY 1992 56. Low-IF Topologies for High-Performance Analog Front Ends of Fully Integrated Receivers Jan Crols and Michiel S. J. Steyaert, IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS-II: ANALOG AND DIGITAL SIGNAL PROCESSING, VOL. 45, NO. 3, MARCH 1998 57. Лабораторный практикум по курсу «Специальные вопросы теории и техники радиоприема». Ч.1, 2 – Мн.: МРТИ, 1992. 58. Лабораторный практикум по курсу «Устройства обработки радиосигналов». Ч.1, 2, 3 – Мн.: МРТИ, 1991. 59. Проектирование радиоприемных устройств. Под ред. А.П.Сиверса. - М.: Сов.радио, 1976. -486с. 60. Методическое пособие по курсовому проектированию радиоприемных устройств средств связи для студентов специальности "Радиотехника"/ А.Е. Курочкин, Р.М. Коробов, И.Ю. Малевич, А.В. Рощупкин.-Мн.: БГУИР, 2000.-28 c. 61. Радиовещание и электроакустика: Уч. пособие. Под ред. Ю.А. Ковалгина. М.: Радио и связь, 1998.-790 с. 62. Курочкин А.Е. Методы проектирования линейных активных фильтров: Метод. пособие по курсовому и дипломному проектированию.-Мн.:БГУИР, 1995.-46 c. 63. Курочкин А.Е. Методы анализа и расчета аналоговых электронных устройств: Метод. Пособие по курсовому и дипломному проектированию.-Мн.: БГУИР, 1994.-34 с. 64. Радиоприемные устройства. Под ред. Боброва Н.В. - М.: Советское радио, 1971. -496 c.

65. Рэд Э.Т. Справочное пособие по в/ч схемотехнике: схемы, блоки, 50-омная техника. Пер. с нем. М.: Мир, 1990.- 256

66. Сборник задач и упражнений по курсу радиоприемных устройств.- Под ред. В.И. Сифорова. -М.: Радио и связь, 1984. -222 с.

67. Малевич И.Ю. Радиоприемные устройства. Мозырь: Белый ветер, 2000.-204с.

68. Коробов Р.М. Радиоэлектронные устройства. Задачи и упражнения. Уч. пособие: в 2-х ч. Мн.: БГУИР, 1994.

69. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер. с англ./ Под ред. В.И. Журавлева.- М.: Радио и связь, 2000.-520 с.

70. Радиоприемные устройства/ В.Н. Банков, Л.Г. Барулина, М.И. Жодзишский и др. Под ред. Л.Г. Барулина. М.: Радио и связь.1984.-282 с.