

Томский государственный университет систем управления и  
радиоэлектроники  
Кафедра радиоэлектроники и систем связи

Семенов Э.В.

# **УСТРОЙСТВА ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ**

Конспект лекций

2019

## Содержание

<b>Введение .....</b>	<b>4</b>
<b>1 Области применения, виды принимаемых сигналов и задачи устройств приема и обработки сигналов .....</b>	<b>5</b>
1.1 Области применения радиоприемников .....	5
1.2 Задачи устройств приема и обработки сигналов .....	5
1.3 Виды принимаемых сигналов .....	7
<b>2 Разновидности структурных схем приемников, их преимущества и недостатки .....</b>	<b>20</b>
2.1 Общая структурная схема радиоприемника.....	20
2.2 Приемники прямого детектирования .....	20
2.3 Приемники прямого усиления .....	21
2.4 Супергетеродинные приемники.....	22
2.5 Инфрадины .....	25
2.6 Супергетеродины с несколькими преобразованиями частоты .....	26
2.7 Приемники прямого преобразования .....	26
2.8 Приемники с цифровой обработкой сигналов .....	28
<b>3 Элементы и узлы устройств приема и обработки сигналов ..</b>	<b>29</b>
3.1 Приемные антенны .....	29
3.2 Входные цепи .....	31
3.3 Входной малошумящий усилитель. Шумы в радиоприемниках .....	40
3.4. Усилители промежуточной частоты .....	44
3.5 Преобразователи частоты. Нелинейные искажения в преобразователях частоты и других узлах приемников .....	45
3.6 Автогенераторы и синтезаторы частоты.....	53
3.7 Фильтры основной селекции в радиоприемниках.....	60
<b>4 Автоматические регулировки в устройствах приема и обработки сигналов.....</b>	<b>70</b>
4.1 Автоматическая регулировка усиления .....	70
4.2 Автоматическая подстройка частоты.....	75
<b>5 Особенности устройств приема и обработки цифровых сигналов .....</b>	<b>82</b>
5.1 Межсимвольная интерференция в приемниках цифровых сигналов и борьба с ней.....	82
5.2 Джиттер в приемниках цифровых сигналов .....	96
5.3 Типовые звенья цифровых радиоприемников .....	104

<b>6 Особенности радиоприемников шумоподобных сигналов...</b>	<b>110</b>
6.1 Общие особенности систем связи с шумоподобными сигналами .....	110
6.2 Передатчик системы связи с шумоподобными сигналами .....	110
6.3 Системы связи с прыгающей частотой .....	111
6.4 Разновидности используемых шумоподобных сигналов	112
6.5 Демодуляторы шумоподобных сигналов .....	112
6.6 Обнаружение и отслеживание в системах с шумоподобными сигналами .....	114
<b>7 Разнесенный прием .....</b>	<b>117</b>
7.1 Преимущества и варианты разнесенного приема.....	117
7.2 Методы комбинирования радиосигналов при разнесенном приеме.....	118
7.3 Фазирование сигналов при разнесенном приеме.....	121
<b>Заключение .....</b>	<b>123</b>
<b>Список литературы.....</b>	<b>124</b>

## Введение

Наше время характеризуется взрывным ростом объемов производимой и потребляемой информации. Значительная часть этой информации передается в виде радиосигналов – радиоприемники самого разного вида окружают нас повсюду.

Структура радиосигналов, несущих информацию, непрерывно и весьма быстро усложняется. Расширяется полоса радиосигналов, происходит переход к системам с кодовым разделением каналов, в которых передача сигналов от нескольких информационных потоков происходит в общей частотной полосе. Исследуются возможности неортогональных способов формирования семейства радиосигналов (в строгом смысле эти сигналы неразделимы друг от друга), а также разделения радиосигналов в общей полосе по уровню мощности. Все это накладывает беспрецедентные требования к устройствам приема и обработки таких сигналов, поскольку при большом количестве радиосигналов, в том числе с совмещенными полосами, в радиоприемнике возникают взаимные помехи между ними.

Таким образом, конструирование современных радиоприемных устройств представляет собой актуальную и весьма сложную радиотехническую задачу.

Настоящий конспект лекций резюмирует более чем десятилетний опыт преподавания дисциплины «Устройства приема и обработки сигналов» студентам радиотехнического факультета ТУСУР.

Основную часть курса предваряет обзор используемых видов модуляции радиосигналов, поскольку для разработки радиоприемных устройств нужно усвоить (или повторить) информацию о свойствах поступающих сигналов. В последующих разделах радиоприемные устройства рассматриваются вначале на уровне структурных схем. Затем изучаются особенности построения отдельных узлов радиоприемников. Внутри этого изложения в уместных местах излагаются также общие вопросы, касающиеся характеристик качества приемников в целом (влияние шумов и нелинейных искажений). Отдельным разделом рассматриваются системы автоматизации, используемые в радиоприемниках. Завершают курс несколько разделов, посвященных приему цифровых, шумоподобных сигналов и разнесенному приему.

# 1 Области применения, виды принимаемых сигналов и задачи устройств приема и обработки сигналов

## 1.1 Области применения радиоприемников

Радиоприемники применяются в следующих областях:

- широковещательные системы (один передатчик – несколько приемников): радиовещание, телевидение (в том числе спутниковое вещание);
- радиорелейные системы (один направленный передатчик – один приемник);
- системы сотовой связи;
- системы беспроводного доступа к компьютерной информации;
- системы микросотовой связи (маломощные системы для локальной связи с отдельными устройствами);
- системы навигации;
- радиолокационные системы.

Место радиоприемного устройства в системе связи изображено на рисунке 1.1.

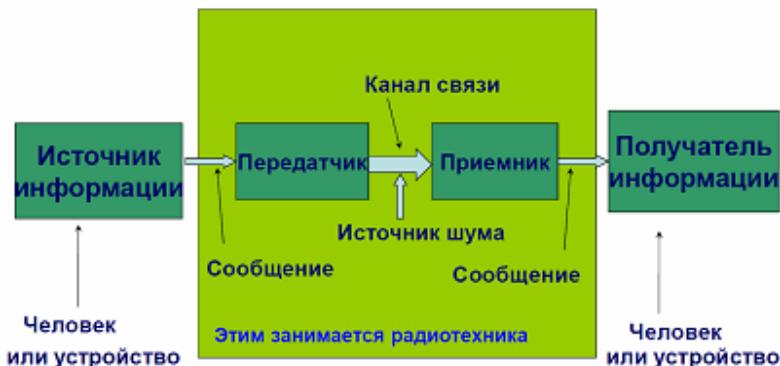


Рисунок 1.1 – Место радиоприемного устройства в системе связи

## 1.2 Задачи устройств приема и обработки сигналов

Радиоприем – выделение сигналов из радиоизлучения (ГОСТ 24375-80 Радиосвязь. Термины и определения).

Зачем что-то выделять? Эфир – среда общего пользования, в которую излучает множество передатчиков, и в которой существует множество помех различного происхождения. Следовательно, интересующий нас сигнал должен иметь

информативные признаки, отличающие его от сигналов других передатчиков и помех. Существуют следующие варианты:

- FDMA (frequency division multiple access) – частотная селекция. **В подавляющем большинстве случаев для селекции принимаемого сигнала используются частотно-разделительные фильтры.** Главный параметр приемников в таких системах **избирательность** (частотная).

- TDMA (time division multiple access) – каждому передатчику выделяется свой интервал времени для работы. Селекция осуществляется при помощи стробирующих устройств.

- CDMA (code division multiple access) – каждый передатчик использует уникальную форму (код) несущего сигнала, ортогональную несущим сигналам других передатчиков. Селекция осуществляется при помощи корреляторов или согласованных фильтров.

Вторая задача УПОС – усиление сигнала. 1 канал телевидения с останкинской телебашни передается с мощностью 40 кВт. Радиус зоны покрытия составляет 130 км. На этом расстоянии в предположении изотропной передачи плотность мощности составляет около  $0.2 \text{ мкВт/м}^2$ .

Таким образом, второй главный параметр приемника: **чувствительность – мера способности радиоприемника обеспечивать прием слабых сигналов (ГОСТ 24375-80).**

Сложности усиления радиосигналов:

- несущие частоты могут достигать нескольких десятков ГГц. Непосредственно на этих частотах реализовать все необходимое усиление сложно. Чаще всего прибегают к переносу частоты.

- сложно построить усилитель, шумы которого были бы в заданное число раз меньше слабого входного сигнала.

Большинство современных систем связи цифровые, т.е. информация передается в виде дискретных во времени информационных символов. Недостаточно всего лишь осуществить селекцию такого сигнала, нужно еще правильно определить временное положение информационных символов. Специального канала для передачи сигнала синхронизации как правило не организуют. Поэтому **третья задача** приемного устройства состоит в том, чтобы правильно и точно восстановить синхросигнал непосредственно из информационного потока.

Сложности восстановления синхросигнала:

- не каждый переход от одного символа к другому хоть как-то маркируется. Например в последовательности **00000000** не будет никаких сигнальных признаков перехода от одного символа к другому;

- в высокоскоростных системах связи время, отводимое на передачу одного информационного символа, измеряется наносекундами. Таким образом, допуск на временную нестабильность (джиттер) систем синхронизации оказывается в пикосекундном диапазоне.

Четвертая задача УПОС: осуществлять прием сигналов с минимальными искажениями. Искажения бывают:

- линейными (отклонения передаточной функции приемного устройства от равномерной или оптимальной). Требование малых линейных искажений, как правило, находится в определенном противоречии с требованием обеспечения избирательности;

- нелинейными (эффекты насыщения и отсечки в усилительных и преобразовательных элементах).

УПОС в этой части характеризуют, в частности, полосой пропускания, коэффициентом интермодуляционных искажений, динамическим диапазоном.

Пятая задача УПОС: обеспечить возможность перестройки на сигналы различных передатчиков. Как правило, это означает возможность перестройки по диапазону частот с сохранением основных характеристик (прежде всего избирательности и чувствительности) неизменными.

### 1.3 Виды принимаемых сигналов

#### 1.3.1 Амплитудная манипуляция (ASK)

Форма сигнала при амплитудной манипуляции приведена на рисунке 1.2.

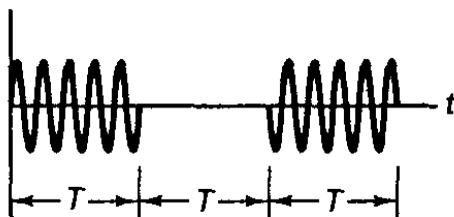


Рисунок 1.2 – Форма сигнала при амплитудной манипуляции

### 1.3.2 Бинарная фазовая манипуляция (PSK)

Форма радиосигнала при фазовой манипуляции приведена на рисунке 1.3, а спектр и созвездие с экрана спектроанализатора – на рисунке 1.4.

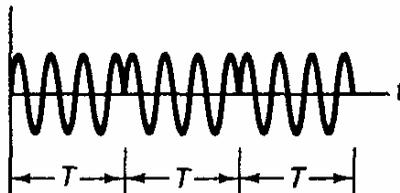


Рисунок 1.3 – Форма сигнала при бинарной фазовой манипуляции

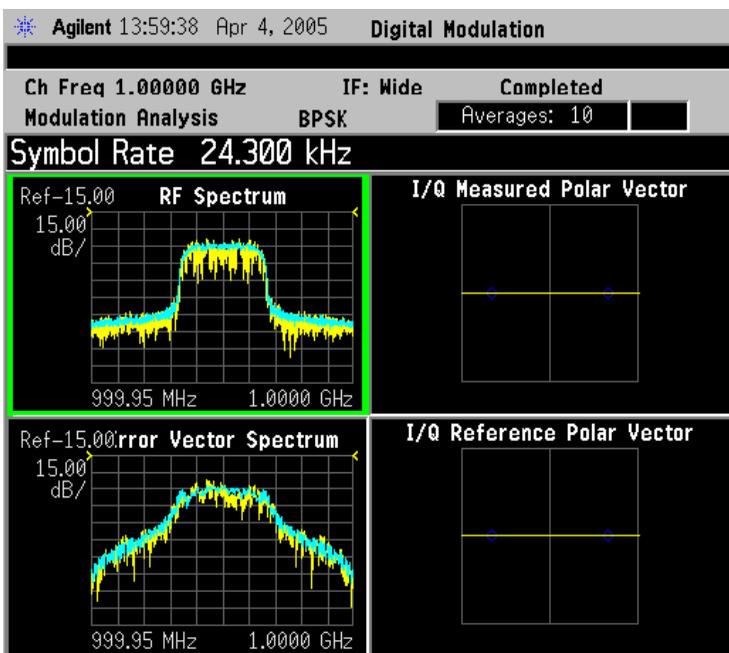


Рисунок 1.4 – Бинарная фазовая манипуляция на экране спектроанализатора

Недосток бинарной фазовой манипуляции: неполное использование пропускной способности канала связи за счет наличия двух боковых полос, несущих идентичную информацию.

Область использования: системы, не требующие большой пропускной способности канала данных, либо не налагающие ограничений на ширину спектра, занимаемого в эфире. Например: телеметрия дальнего космоса, кабельные модемы.

### 1.3.3 Квадратурные виды модуляции

Квадратурная модуляция (рисунок 1.5) – основа семейства эффективных цифровых видов модуляции.

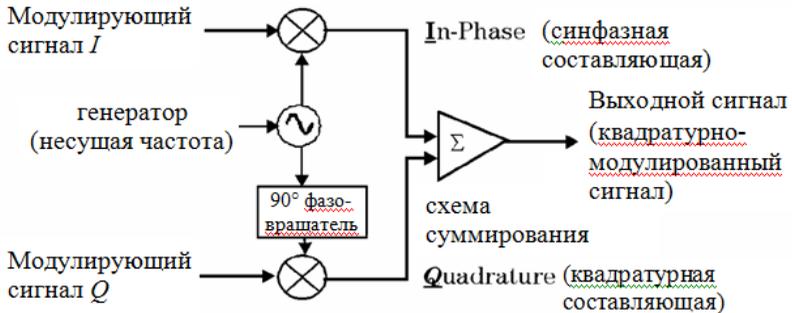


Рисунок 1.5 – Квадратурный модулятор

$I/Q$  диаграмма («созвездие») – наглядное представление особенностей конкретных видов модуляции (рисунок 1.6). Дискретная точка на  $I/Q$  диаграмме представляет цифровое состояние или расположение символа.

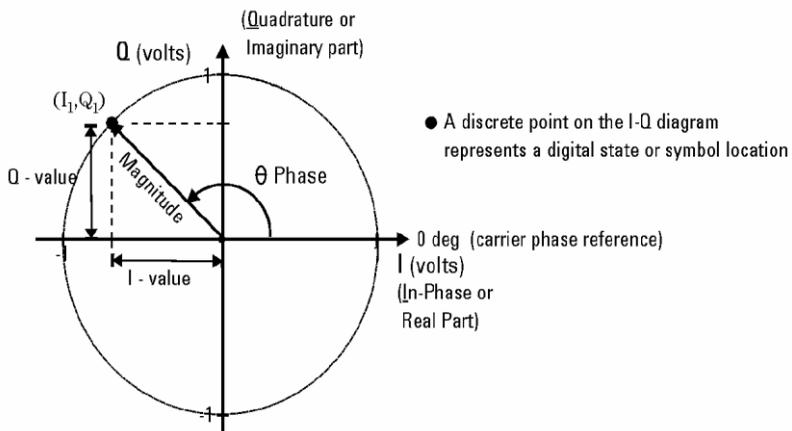
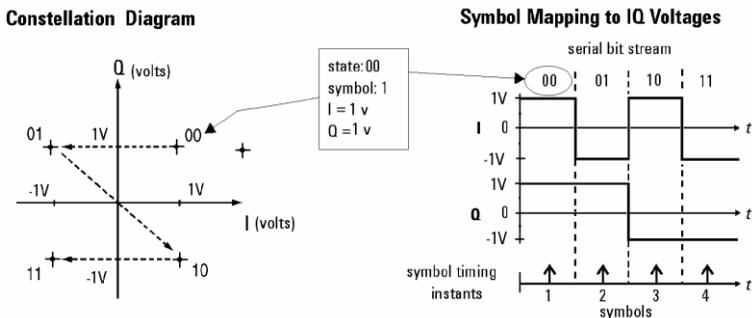


Рисунок 1.6 –  $I/Q$  диаграмма (созвездие)

### 1.3.4 Квадратурная фазовая манипуляция (QPSK)

При квадратурной фазовой манипуляции (рисунки 1.7–1.8) к каждому из квадратурных каналов разрешено два состояния. Область использования: спутниковые системы, сотовые системы CDMA, DVB-S (спутниковое цифровое телевизионное вещание), кабельные системы (обратное направление), кабельные модемы.



Each position or state in the constellation diagram represents a specific bit pattern (symbol) and symbol time.

Рисунок 1.7 – Созвездие и соответствие символов при квадратурной фазовой манипуляции

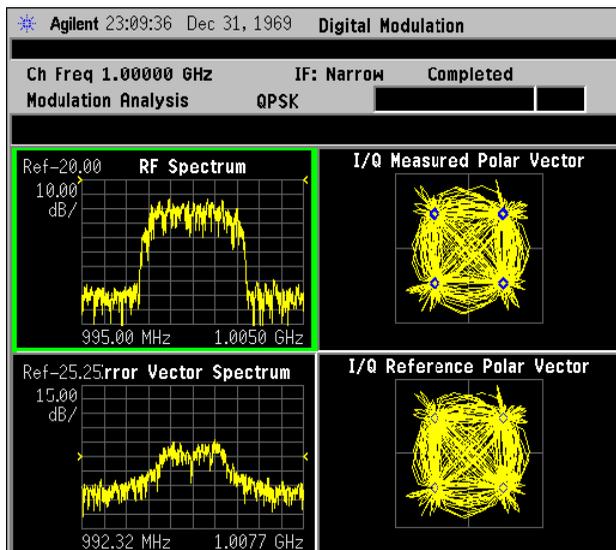


Рисунок 1.8 – Спектр и *I-Q* диаграмма квадратурной фазовой манипуляции на экране спектроанализатора

### 1.3.5 Многопозиционные разновидности фазовой манипуляции

Если взять фазовый угол между соседними точками созвездия меньше  $90^\circ$ , то получим многопозиционные виды фазовой манипуляции. Например, 8PSK (рисунок 1.9) – фазовая манипуляция с восемью дискретными значениями фазы. Области применения: спутниковые системы, авиация.

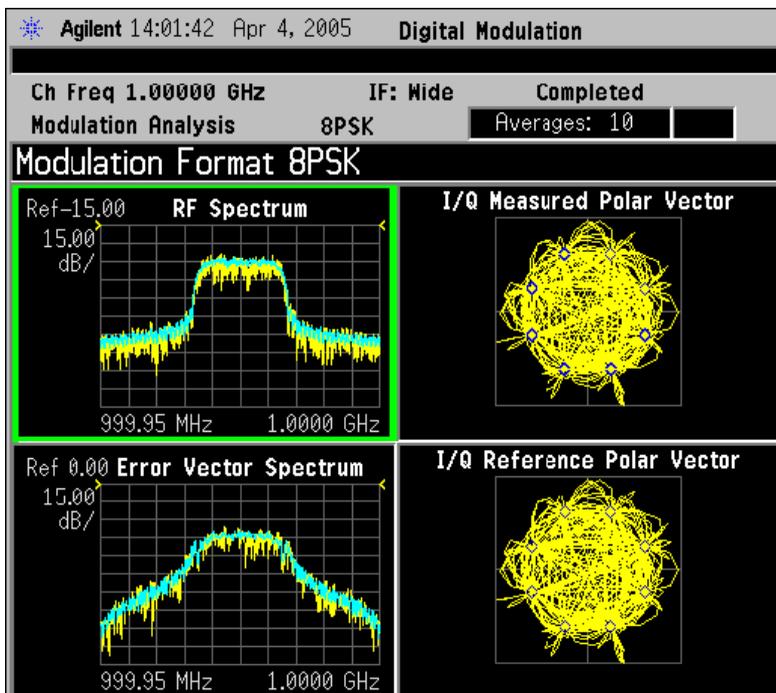


Рисунок 1.9 – Спектр и  $I$ - $Q$  диаграмма манипуляции с восемью дискретными значениями фазы

### 1.3.6 Дифференциальная фазовая манипуляция (DQPSK)

При дифференциальной фазовой манипуляции информация передается не абсолютным установившимся значением, а переходом между установившимися значениями (рисунок 1.10, а).

В некоторых случаях накладываются ограничения на допустимые переходы. Например, при модуляции  $\pi/4$  DQPSK (рисунок 1.10, б) траектория сигнала не проходит через начало

координат. На рисунке 1.11 приведен спектр сигнала и  $I$ - $Q$  диаграмма на экране спектроанализатора при модуляции  $\text{Pi}/4$  DQPSK.

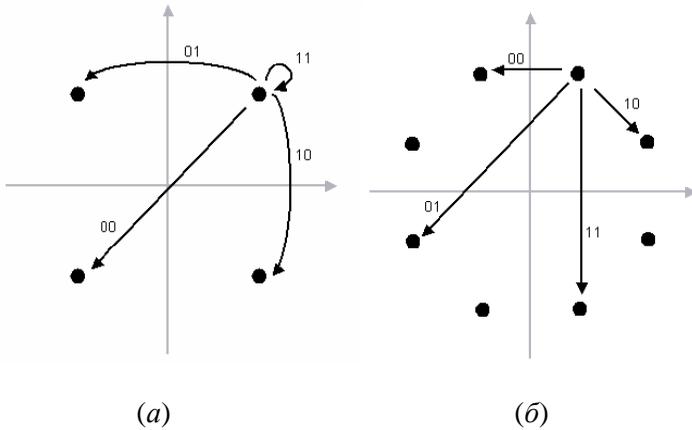


Рисунок 1.10 – Фазовые переходы и соответствующие им значения бит при дифференциальной квадратурной фазовой манипуляции (а) и при манипуляции  $\text{Pi}/4$  DQPSK (б)

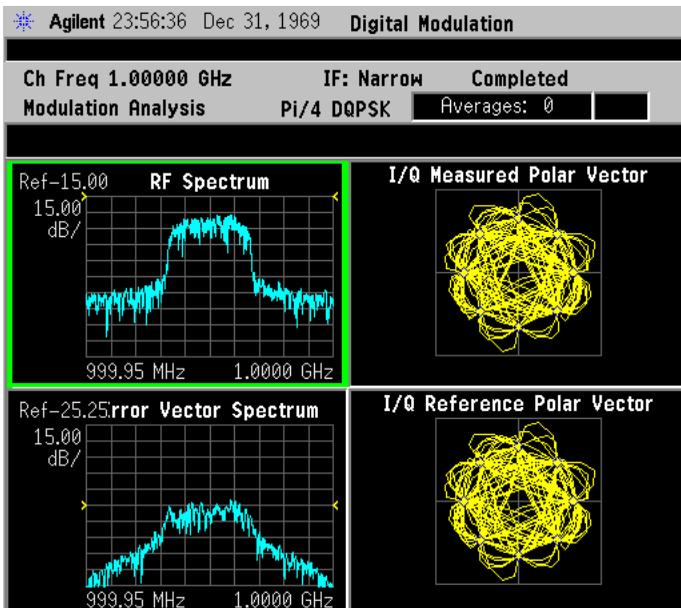


Рисунок 1.11 – Спектр и  $I$ - $Q$  диаграмма модуляции  $\text{Pi}/4$  DQPSK на экране спектроанализатора

### 1.3.7 Семейство форматов модуляции без разрыва фазы

При переходе фазовой траектории на комплексной плоскости через ноль происходит разрыв фазы. Один варианты для исключения перехода фазовой траектории через ноль уже был рассмотрен (модуляция  $\pi/4$  DQPSK).

Существуют и другие виды фазовой модуляции без разрыва фазы (continuous phase modulation (CPM)). Один из них Offset QPSK (OQPSK) – смещенная фазовая манипуляция (рисунок 1.12). В любой момент времени только один из битовых потоков изменяет значение. При этом амплитуда сигнала не принимает нулевых значений (изменение амплитуды составляет около 3 дБ против 30...40 дБ у QPSK). Это позволяет применять менее линейный передатчик с большим КПД.

Область использования OQPSK: обратный канал (телефон → база) в сотовой системе CDMA. В QPSK каналы  $I$  и  $Q$  переключаются одновременно. В OQPSK битовые потоки  $I$  и  $Q$  смещены на половину периода символа.

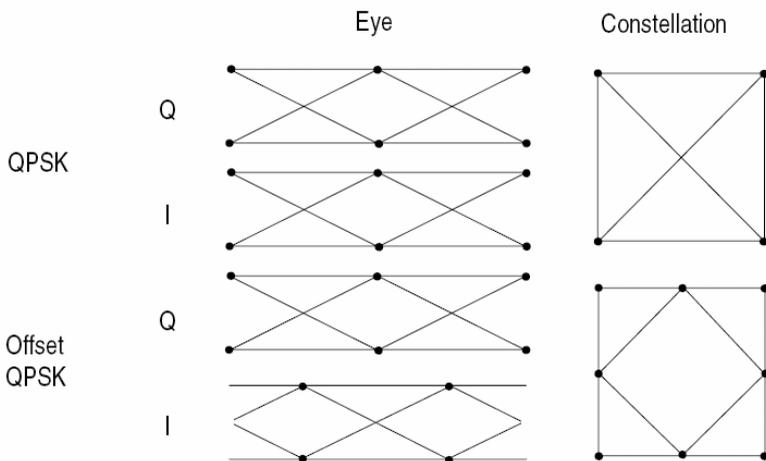


Рисунок 1.12 – Глазковая диаграмма и созвездие обычной и смещенной QPSK

### 1.3.8 Частотная манипуляция (FSK)

При FSK частота несущей изменяется как функция модулирующего сигнала (т.е. передаваемого) (рисунок 1.13).

Область использования: беспроводные DECT (Digital Enhanced Cordless Telephone), CT2 (Cordless Telephone 2)) и пейджинговые системы.

Частотная и фазовая модуляция связаны. Постоянное отклонение частоты на +1 Гц означает, что фаза постоянно увеличивается на  $360^\circ$  в секунду относительно сигнала с исходной частотой.

Ширина спектра ЧМ-сигнала равна  $2(\Delta f + f_m)$ .

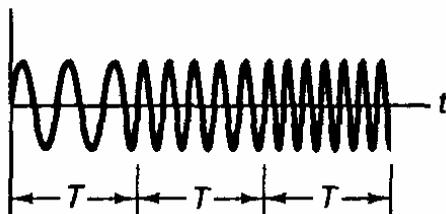


Рисунок 1.13 – Форма сигнала при частотной манипуляции

Частотная манипуляция может быть как бинарной (два дискретных значения частоты, 2FSK), так и многопозиционной (несколько разрешенных дискретных значений частоты).

### 1.3.9 Частотная манипуляция с минимальным сдвигом

Так как отклонение частоты означает опережение или отставание фазы, частотный сдвиг может детектироваться посредством регистрации фазы на каждом битовом интервале. Фазовый сдвиг на  $(2N + 1)\pi/2$  рад наиболее просто детектируется с использованием квадратурного детектора. Для четных символов переданные данные отражает полярность синфазного канала ( $I$ ), а для нечетных – квадратурного ( $Q$ ).

Использование такого вида манипуляции уменьшает потребляемую мощность в мобильных передатчиках.

Минимальный частотный сдвиг, который обеспечивает ортогональность между  $I$  и  $Q$  каналами, это такой, при котором происходит фазовый сдвиг на  $\pm\pi/2$  рад на символ. FSK с такой девиацией называется MSK (minimum shift keying). Размах девиации частоты при этом равен половине битрейта.

Область использования: стандарт сотовой связи GSM (Global System for Mobile Communications). Фазовому сдвигу на  $+90^\circ$  соответствует «1» и  $-90^\circ$  соответствует «0».

При FSK и MSK получается сигнал несущей с постоянной огибающей.

На практике модулирующий сигнал фильтруется при помощи фильтра Гаусса. Фильтр Гаусса не имеет выбросов во временной области, которые могут расширять спектр в связи с увеличением пиковой девиации. MSK с фильтром Гаусса называется GMSK (gaussian MSK, рисунок 1.14).

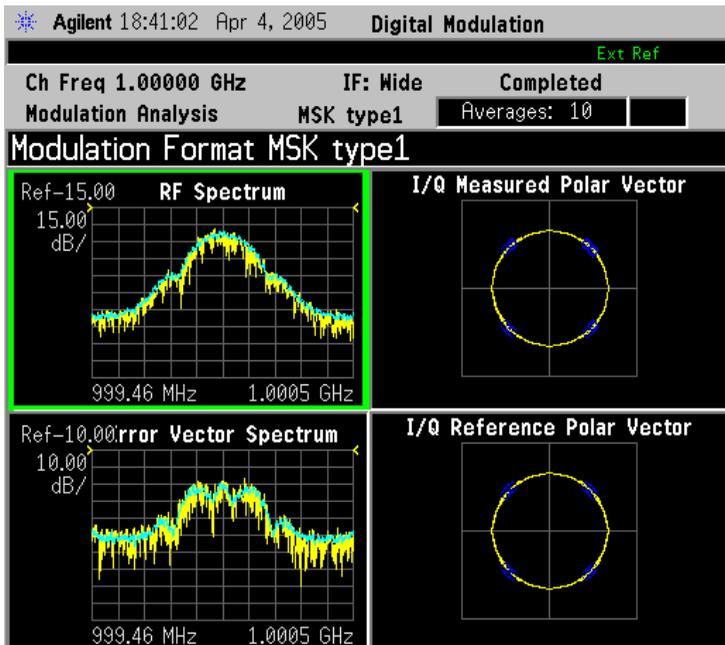


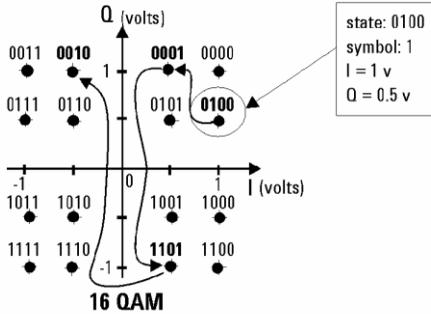
Рисунок 1.14 – Спектр и  $I$ - $Q$  диаграмма сигнала MSK на экране спектроанализатора

### 1.3.10 Квадратурная амплитудная модуляция (QAM)

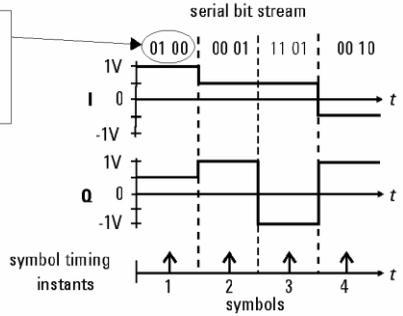
При квадратурной амплитудной модуляции в каждом из квадратурных каналов разрешено несколько дискретных значений уровня (рисунок 1.15–1.16).

Области применения QAM модуляции: DVB-C (Digital Video Broadcasting—Cable) и модемы.

### Constellation Diagram



### Symbol Mapping to IQ Voltages



Each position or state in the constellation diagram represents a specific bit pattern (symbol) and symbol time.

Рисунок 1.15 – Созвездие и форма квадратурных сигналов при квадратурной амплитудной модуляции (16QAM)

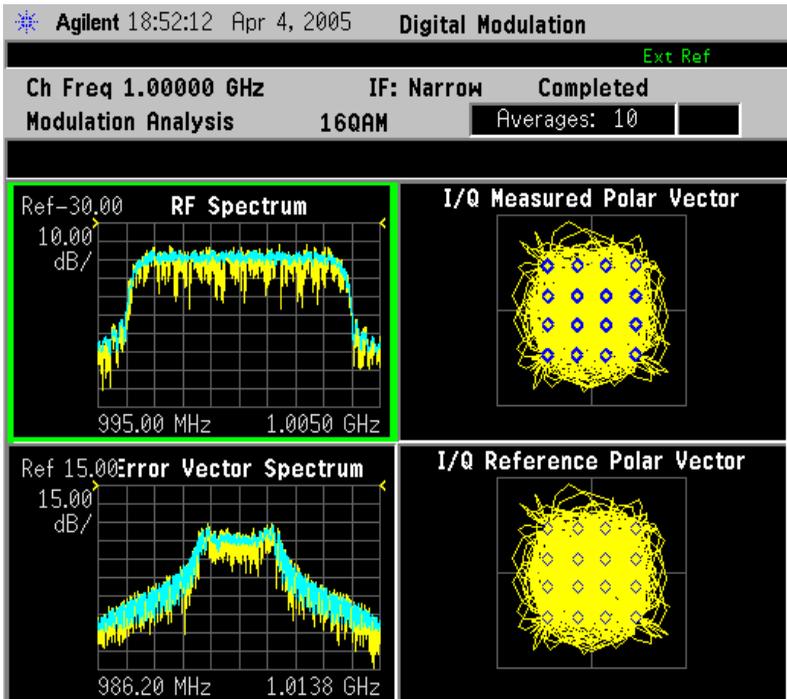


Рисунок 1.16 – Спектр и I-Q диаграмма сигнала 16QAM на экране спектроанализатора

### 1.3.11 Модуляция с разделением по ортогональным частотам (Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM))

Модуляция OFDM реализуется следующим образом (рисунок 1.17). Цифровой поток распараллеливается на  $n$  потоков демультиплексором. Каждый из получившихся потоков подается на модулятор отдельной несущей. При этом скорость передачи одного символа уменьшается в  $n$  раз, а время передачи увеличивается в  $n$  раз. Совокупность модулированных сигналов поступает на сумматор на выходе. Частоты несущих выбираются так, чтобы они были ортогональны на заданном интервале времени.

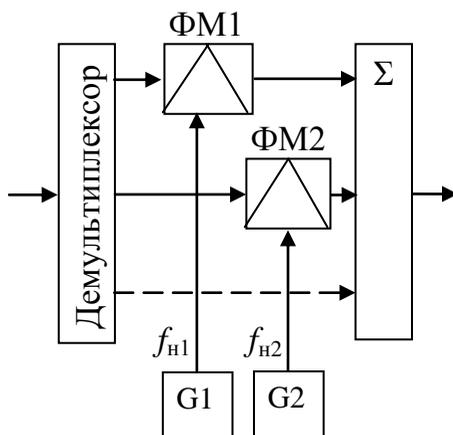


Рисунок 1.17 – Структурная схема OFDM-модулятора

Формат модуляции несущих может быть различен, но обыкновенно используется QPSK. В этом случае число битов, переданных каждым OFDM-символом  $2n$ .

Число ортогональных несущих может выбираться очень большим (до нескольких сотен или тысяч). Поэтому практически OFDM реализуется в цифровом виде посредством обратного дискретного преобразования Фурье (рисунок 1.18).

Особенность OFDM – устойчивость к многолучевости, возникающей при отражении сигнала от земной поверхности, зданий и при одновременной работе на одной частоте нескольких передатчиков (одночастотная сеть – Single Frequency Network). Такая устойчивость связана с тем, что интерференционные минимумы поля возникают только на отдельных частотах и

способны поразить только некоторые из битов в OFDM-символе. При использовании помехоустойчивого кодирования такие ошибки корректируемы (до определенного предела).

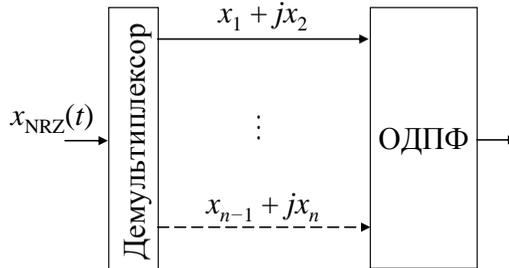


Рисунок 1.18 – Модулятор OFDM на основе обратного дискретного преобразования Фурье

Области применения OFDM – высококачественное радиовещание (Digital Audio Broadcasting) в дециметровом диапазоне длин волн. Наземное вещание в диапазоне 174...252 МГц (DAB-T), спутниковое в диапазоне 1452...1492 МГц (DAB-S), кабельное вещание (DAB-C).

### 1.3.12 Время-импульсная модуляция (Time Hopping Impulse Modulation)

Особую группу видов модуляции образуют такие, в которых не используется синусоидальная несущая. Одна из разновидностей такой модуляции – время-импульсная модуляция (рисунок 1.19).

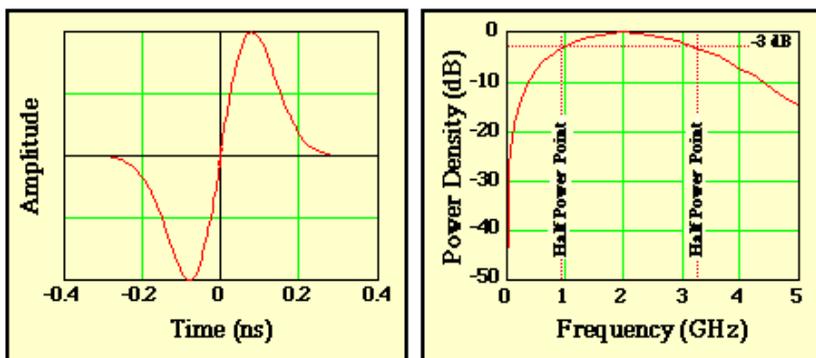


Рисунок 1.19 – Несущий импульс (слева) и его спектр (справа) при время-импульсной модуляции

Информационная модуляция состоит в небольшом (на величину длительности) смещении импульса (рисунок 1.20). Кроме того, применяется смещение импульсов на большую псевдослучайную величину по всему символьному интервалу (рисунок 1.21). Это применяется для разделения абонентов (каждый абонент имеет свой закон таких «прыжков» импульсов) и для выравнивания спектральной плотности мощности с целью исключения помех классическим системам связи.

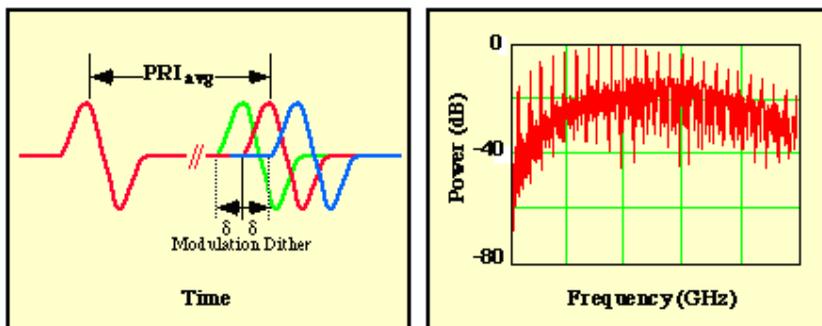


Рисунок 1.20 – Модуляция импульсов для передачи информации

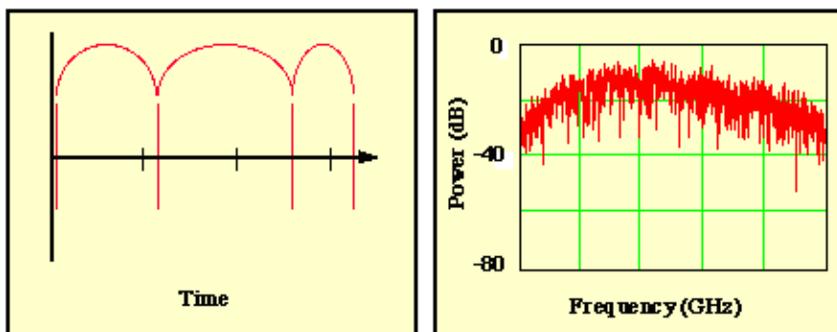


Рисунок 1.21 – Псевдослучайный сдвиг импульсов для выравнивания спектра и разделения абонентов

## 2 Разновидности структурных схем приемников, их преимущества и недостатки

### 2.1 Общая структурная схема радиоприемника

Общая структурная схема радиоприемника приведена на рисунке 2.1.

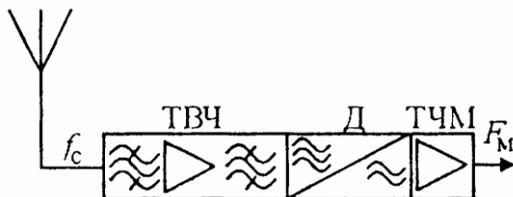


Рисунок 2.1 – Общая структурная схема радиоприемника: ТВЧ – тракт высокой частоты; Д – детектор; ТЧМ – тракт частоты модуляции

### 2.2 Приемники прямого детектирования

Схема простейшего приемника – приемника прямого детектирования – приведена на рисунке 2.2.

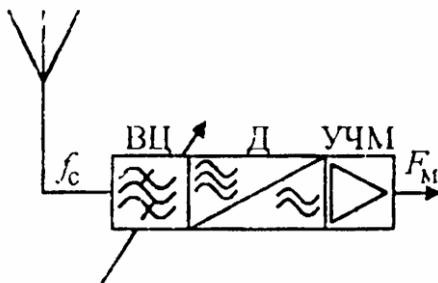


Рисунок 2.2 – Структурная схема приемника прямого детектирования

Преимущества приемника прямого детектирования:

- максимально короткий тракт высокой частоты. Схема применяется в миллиметровом и оптическом диапазонах волн, где усиление и обработка сигнала на радиочастоте крайне затруднительна;
- полное отсутствие побочных каналов приема.

Недостатки:

- селекция осуществляется только во входной цепи непосредственно на радиочастоте, что предъявляет гигантские требования к добротности этой цепи. В основном схема применяется в условиях, когда дополнительно используется нечастотная (пространственная) селекция полезного сигнала;
- детектируется неусиленный сигнал, а коэффициент преобразования обычных диодных детекторов обычно тем меньше, чем меньше амплитуда детектируемого сигнала;
- сложно перестраивать высокодобротный фильтр, осуществляющий основную селекцию, по диапазону без изменения формы АЧХ и полосы пропускания. Для этого, строго говоря, нужно синхронно перестраивать все частотнозависимые элементы (например, индуктивности и емкости в *LC*-фильтре).

### 2.3 Приемники прямого усиления

Структурная схема приемника прямого усиления приведена на рисунке 2.3.



Рисунок 2.3 – Структурная схема приемника прямого усиления: ВЦ – входная цепь; УРЧ – усилитель радиочастоты (малошумящий усилитель); Д – детектор; УЧМ – усилитель частоты модуляции

Преимущества приемника прямого усиления:

- отсутствие побочных каналов приема;
- больший по сравнению с детекторным приемником уровень сигнала на детекторе.

Недостатки:

- высокие требования к добротности селективных цепей;

- большая часть или все усиление выполняется непосредственно на радиочастоте, что непросто реализовать технически в области высоких частот;
- необходимость согласованной перестройки селективных цепей ВЦ и УРЧ.

## 2.4 Супергетеродинные приемники

### 2.4.1 Приемники с преобразованием частоты

В большинстве современных приемников используется предварительное (до выполнения основной селекции и усиления) преобразование частоты принимаемого сигнала (перенос спектра) в область частот, где селекцию и усиление реализовывать наиболее удобно. Принципиально здесь существует два варианта: перенос спектра на нулевую (или очень низкую) частоту или перенос спектра на промежуточную (ненулевую частоту).

При перестройке приемника по диапазону перенос спектра осуществляется на одну и ту же частоту с любой частоты настройки. Это дает следующие преимущества:

- основная селекция и усиление сигнала осуществляется на одной и той же частоте вне зависимости от перестройки приемника по диапазону. При этом не нужно перестраивать фильтр основной селекции по диапазону. Высокие параметры неперестраиваемого фильтра обеспечить гораздо проще;
- основное усиление осуществляется также на одной и той же частоте. Усиление, а значит и чувствительность, оказываются примерно одинаковыми во всем диапазоне частот.

### 2.4.2 Структурная схема супергетеродинного приемника

Структурная схема приемника с преобразованием частоты на промежуточную частоту приведена на рисунке 2.4. Такие приемники называются супергетеродинными.

Выбранная (постоянная) промежуточная частота  $f_{пр}$  на выходе смесителя образуется как комбинационная частота  $f = |mf_r \pm nf_c|$  при перемножении сигналов с частотами принимаемого сигнала  $f_c$  и гетеродина  $f_r$ . Здесь  $m$  и  $n$  – произвольные целые числа.

При перестройке приемника по диапазону вместе с радиочастотными селективными цепями перестраивается и гетеродин для сохранения комбинационной (например, разностной частоты сигнала и гетеродина) постоянной.

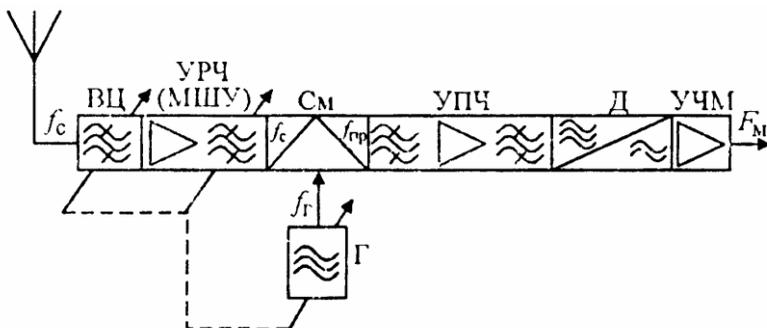


Рисунок 2.4 – Структурная схема супергетеродинного приемника: ВЦ – входная цепь; УРЧ – усилитель радиочастоты; Г – гетеродин (генератор, применяемый для переноса частоты сигнала); См – смеситель; УПЧ – усилитель промежуточной частоты; Д – детектор; УЧМ – усилитель частоты модуляции

### 2.4.3 Выбор промежуточной частоты в супергетеродинах

Наибольшая амплитуда комбинационной спектральной составляющей обычно получается при  $m = 1$  и  $n = 1$  (простое преобразование частоты). В принципе можно использовать и  $m > 1$ , если частота входного сигнала высокая и выполнить гетеродин на такую частоту затруднительно. В этом случае смеситель работает и как множитель частоты гетеродина.

Можно использовать как сумму частот сигнала и гетеродина (преобразование «вверх»), так и разность (преобразование «вниз»). Обычно используется последний вариант. В рамках преобразования частоты вниз можно использовать либо «верхнюю» настройку частоты гетеродина, когда  $f_{пр} = f_{г} - f_{с}$  (обычно), либо «нижнюю», когда  $f_{пр} = f_{г} + f_{с}$ .

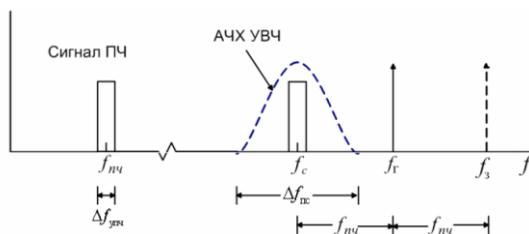
Промежуточные частоты, как правило, выбираются из ряда:  
 - 80; 100; 115; 215; 465; 500; 750 кГц;  
 - 1,6; 4,45; 6,5; 10,7; 30; 60; 70; 120 МГц.

### 2.4.4 Образование побочных каналов приема в супергетеродине

Если, например, выбрана верхняя настройка гетеродина  $f_{пр} = f_{г} - f_{с}$ , то такая же точно промежуточная частота получится, если на вход приемника подать сигнал с частотой на  $2f_{пр}$  больше. Этот сигнал, поэтому точно также будет усилен в тракте промежуточной частоты и поступит на детектор совместно с полезным сигналом.

Таким образом образуется побочный канал приема называемый в данном случае зеркальным (рисунок 2.5). Частота зеркального канала находится по формуле  $f_{зк} = f_c + 2f_{пр}$  для верхней настройки гетеродина и по формуле  $f_{зк} = f_c - 2f_{пр}$  для нижней настройки. Вообще же побочных каналов приема образуется множество: на всех частотах  $f_{пк}$ , удовлетворяющих условию  $f_{пр} = |mf_{Г} \pm nf_{пк}|$ .

Общий вывод: селективные цепи в тракте промежуточной частоты способны обеспечить избирательность по соседнему каналу, но не способны реализовать избирательность по зеркальному и другим побочным каналам приема.



«верхняя» настройка гетеродина  $f_{пр} = f_{Г} - f_c$

«нижняя» настройка с  $f_{пр} = f_c - f_{Г}$ .

Рисунок 2.5 – Зеркальный канал приема и его подавление в тракте радиочастоты

Кроме того, помехой на частоте, равной промежуточной, образуется так называемый прямой канал приема. Его можно подавить, увеличив частотную избирательность каскадов, предшествующих ПЧ.

Селективные цепи в тракте радиочастоты обладают, как правило, значительно меньшей добротностью и большей полосой пропускания, чем цепи в тракте промежуточной частоты. Поэтому радиочастотные цепи не используются для обеспечения основной избирательности (по соседнему каналу), а реализуют следующие задачи:

- обеспечивают подавление сигналов на побочных каналах приема;
- обеспечивают предварительное подавление помех приему до уровня, когда они сопоставимы с полезным сигналом или незначительно превышают его. Во всяком случае, помехи приему, поступающие на любой активный каскад (УРЧ, смеситель) не должны приводить к его перегрузке.

Поэтому частотно-селективные цепи, расположенные в тракте радиочастоты супергетеродина, называют преселектором. Преселектор в общем случае необходимо перестраивать при переходе на другую частоту приема (рисунок 2.6).

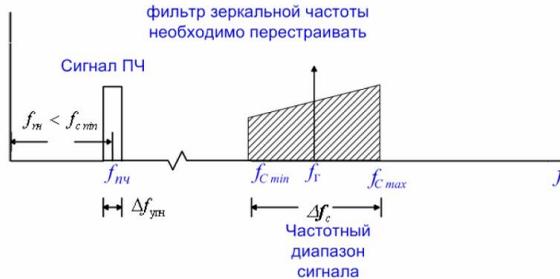


Рисунок 2.6 – Иллюстрация необходимости перестройки преселектора

## 2.5 Инфрадины

Инфрадином (рисунок 2.7) называют супергетеродинный приемник, у которого промежуточная частота выше, чем максимально возможная частота настройки.

Чем выше промежуточная частота, тем дальше отстоят от частоты настройки побочные каналы приема. Поэтому в инфрадине преселектор либо не перестраивается вообще (широкополосный преселектор), либо перестраивается переключением фильтров (фильтровые преселекторы). Таким образом, в инфрадине можно перестраивать только гетеродин.

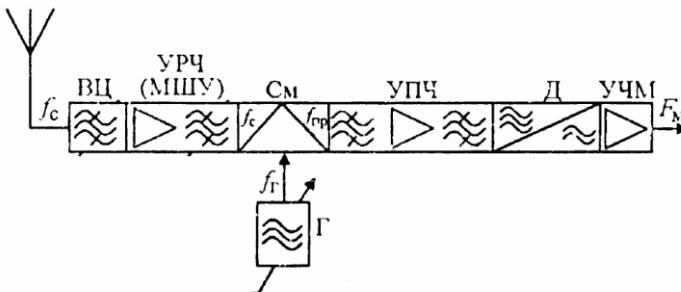


Рисунок 2.7 – Структурная схема инфрадина

## 2.6 Супергетеродины с несколькими преобразованиями частоты

При высоких частотах входного сигнала бывает сложно выбрать компромиссное значение промежуточной частоты, при котором и преселектор был бы не слишком сложным ( $f_{пр}$  берем больше), и обработка сигнала на промежуточной частоте (усиление, фильтрация) была бы удобной ( $f_{пч}$  берем меньше).

В этом случае можно выполнить последовательно несколько преобразований частоты, каждый раз понижая промежуточную частоту (рисунок 2.8).

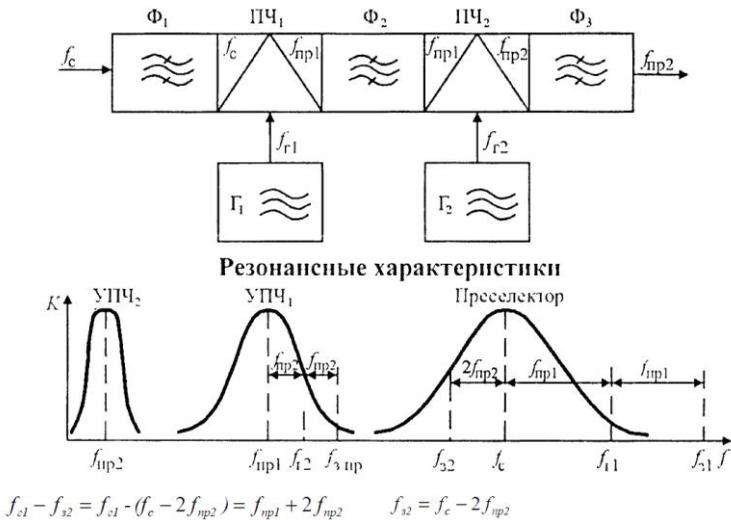


Рисунок 2.8 – Функциональная схема приемника с двумя преобразованиями частоты

## 2.7 Приемники прямого преобразования

Если частоту гетеродина выбрать в точности равной частоте настройки, то перенос спектра принимаемого сигнала осуществляется на нулевую частоту, т.е. фактически осуществляется демодуляция сигнала (рисунок 2.9). Такие приемники называются приемниками прямого преобразования.

Преимущества:

- основная селекция осуществляется на частоте модуляции при помощи ФНЧ (частоты помех переносятся в область частот выше

верхней граничной частоты модуляции). Реализовать такую селекцию очень просто;

- основное усиление реализуется на частоте модуляции, что также легко реализовать технически;
- отсутствует зеркальный канал приема.

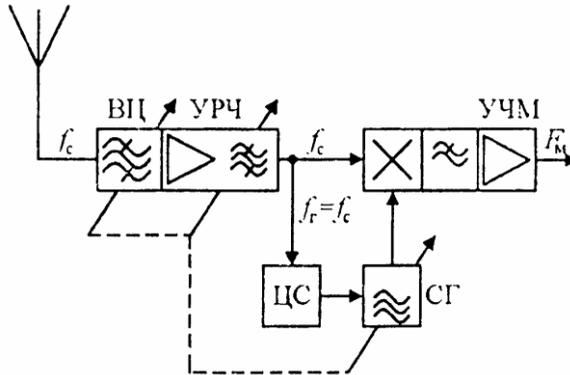


Рисунок 2.9 – Структурная схема приемника прямого преобразования с синхронизированным гетеродином (синхродин):

ВЦ – входная цепь; УРЧ – усилитель радиочастоты; СГ – синхронный гетеродин; ЦС – цепь синхронизации; УЧМ – усилитель частоты модуляции

Недостаток: сигнал гетеродина должен не только быть равен по частоте принимаемому сигналу, но и находиться в строго определенном фазовом соотношении с принимаемым сигналом. Задачу установления и поддержания этого соотношения выполняет цепь синхронизации ЦС. Она строится на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Если входной сигнал слабый (основное усиление реализуется на частоте модуляции), то ФАПЧ должна иметь очень большое петлевое усиление по постоянному току. Усилители постоянного тока с большим усилением имеют большой дрейф выходного напряжения, что приводит к срыву синхронизма, если уровень сигнала меньше некоторого значения.

Приемник прямого преобразования можно выполнить и без синхронизации гетеродина с принимаемым сигналом, однако для этого преобразователь частоты должен быть квадратурным (рисунок 2.10).

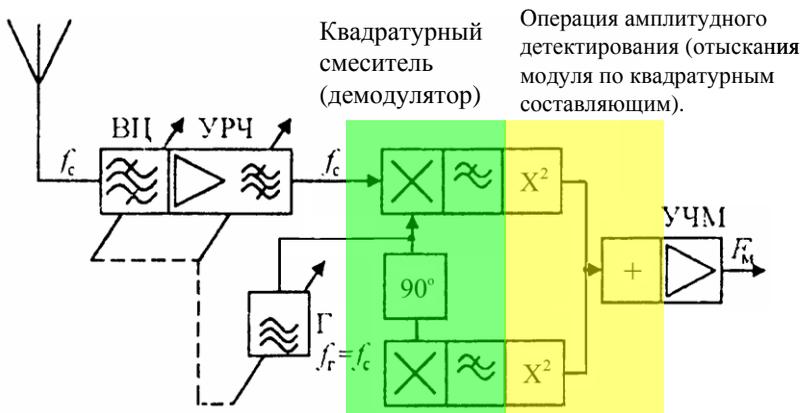


Рисунок 2.10 – Приемник прямого преобразования без синхронизации гетеродина (для амплитудной модуляции)

В схеме на рисунке 2.10 не важна не только фазовая синхронизация, но и частотная. Частота гетеродина, а вместе с ним и промежуточная частота, может слегка «плавать», если сигнал остается в полосе пропускания фильтров после смесителей. Здесь дело в том, что в квадратурном демодуляторе различаются положительные и отрицательные частоты. Это, кроме прочего, позволяет отфильтровывать зеркальный канал на любом этапе обработки, в том числе и после смесителей.

## 2.8 Приемники с цифровой обработкой сигналов

Подсвеченная желтым цветом на рисунке 2.10 обработка сигнала в современных приемниках выполняется в цифровом виде после оцифровки отфильтрованных выходных сигналов смесителей. На этом этапе может быть выполнено множество разнообразных операций:

- фазовое подавление зеркального канала;
- окончательная подстройка под частоту и фазу промежуточной частоты (ФАПЧ основного гетеродина не требуется);
- амплитудное, частотное либо фазовое детектирование сигнала.

Цифровая обработка сигнала легко реконфигурируется, поэтому можно даже переходить на другие виды модуляции или стандарты передачи простой сменой микропрограммы цифрового сигнального процессора.

## 3 Элементы и узлы устройств приема и обработки сигналов

### 3.1 Приемные антенны

Непосредственно антенны к УПОС не относятся, но важно знать их основные характеристики (прежде всего импеданс), чтобы правильно рассчитать входную цепь приемника. Главными параметрами антенны в этом смысле являются их импеданс и вырабатываемая ими ЭДС под действием сигнала заданной напряженности (рисунок 3.1).

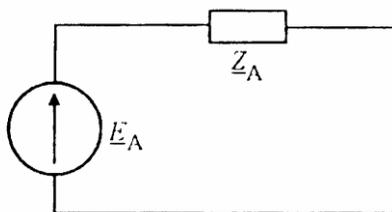


Рисунок 3.1 – Эквивалентная схема антенны:  $E_A$  – электродвижущая сила антенны;  $E_A = E_c h_d$ , где  $E_c$  – напряженность электрической составляющей поля сигнала в месте приема;  $h_d$  – действующая высота (или длина) антенны

Антенны бывают:

- настроенные (согласованные). Это антенны, импеданс которых на частоте настройки (или в диапазоне частот) близок к некоторой вещественной частотно-независимой величине (чаще всего 50 или 75 Ом);
- ненастроенные. Импеданс таких антенн имеет существенную мнимую составляющую и значительно изменяется в диапазоне принимаемых частот.

#### 3.1.1 Настроенные антенны

Настроенная антенна (рисунок 3.2) получается, если действие элементов, запасавших энергию в виде электростатического поля на частоте настройки, компенсируется действием элементов, запасавших энергию в виде магнитного поля.

Типичные представители настроенных антенн:

- четвертьволновой штырь (одночастотная антенна);
- полуволновой электрический или магнитный диполь (одночастотная);

- «волной канал»;
- логопериодическая (многочастотная);
- спиральная (широкополосная);
- и т.д.



Рисунок 3.2 – Варианты конструктивного исполнения настроенных антенн

### 3.1.2 Ненастроенные антенны

В ненастроенной антенне электрические и магнитные явления в ближней зоне не уравновешены. Поэтому такие антенны имеют выраженную мнимую составляющую импеданса:

- емкостную (короткий (относительно длины волны) электрический штырь);
- магнитную (короткий магнитный вибратор).

Упрощенная эквивалентная схема антенны, справедливая в узкой полосе частот, приведена на рисунке 3.3.

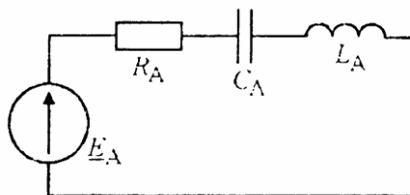


Рисунок 3.3 – Эквивалентная схема ненастроенной антенны

Для короткой электрической антенны  $L_A \approx 0$ , для короткой магнитной антенны  $C_A \approx 0$ .

### 3.2 Входные цепи

Входная цепь – цепь связывающая антенну с первым усилительным или преобразовательным элементом.

Задачи ВЦ:

- согласование импедансов антенны и последующего каскада для максимизации передаваемой в него мощности;
- предварительная фильтрация побочных каналов приема и интенсивных по уровню помех, способных вызвать насыщение первого активного каскада.

Даже если входная цепь приемника несложная схемотехнически, к ее анализу и расчету следует подходить ответственно, поскольку это цепь **перестраиваемая** и нужно не просто обеспечить заданные ее характеристики, но обеспечить их сохранение во всем диапазоне перестройки.

#### 3.2.1 Основные параметры входных цепей

Основными параметрами ВЦ являются:

- коэффициент передачи напряжения  $K$ , который определяется отношением напряжения сигнала на входе первого активного каскада приемника ( $U_{вх}$ ) к ЭДС в антенне  $E_A$ ;
- полоса пропускания – ширина области частот с допустимой неравномерностью коэффициента передачи;
- избирательность – уменьшение коэффициента передачи напряжения при заданной расстройке  $K(f)$  по сравнению с резонансным значением  $K_0$ ;
- перекрытие заданного диапазона частот при перестройке ВЦ без существенного ухудшения коэффициента передачи, полосы пропускания и избирательности.

### 3.2.2 Согласование с импедансом антенны

Общее соображение при согласовании импедансов: сложности обуславливаются только при необходимости обеспечить широкополосное согласование. На одной частоте всегда достаточно трансформатора и индуктивного либо емкостного элемента.

Максимально возможная мощность, отдаваемая приемной антенной со внутренним сопротивлением  $Z_A = R_A + iX_A$  в нагрузку приемника  $Z_H = R_H + iX_H$ , имеет место при  $R_H = R_A$ ,  $X_H = -X_A$ .

Если условие согласования не выполняется, то мощность в нагрузке оказывается в  $\chi$  (коэффициент согласования) раз меньше, где

$$\chi = \frac{4R_A R_H}{(R_A + R_H)^2 + (X_A + X_H)^2}$$

Простейшая согласующая цепь с короткой электрической антенной – это удлинительная катушка (рисунок 3.4).

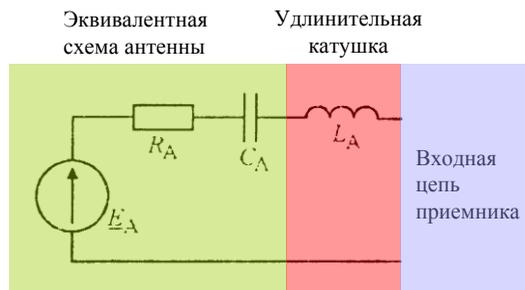


Рисунок 3.4 – Индуктивная согласующая цепь для емкостной антенны

### 3.2.3 Схмотехника входных цепей

Схмотехнически входные цепи (рисунок 3.5) очень разнообразны (рисунки 3.7–3.11), но, так или иначе, в них выделяются следующие элементы (рисунок 3.6):

- согласующие элементы, компенсирующие реактивную составляющую импеданса антенны. Например, для коротких электрических щтырей это удлинительная катушка;
- фильтр, резонансная цепь или колебательный контур, обеспечивающий фильтрацию внеполосных помех;
- трансформатор, автотрансформатор или емкостной делитель, обеспечивающий оптимальное с точки зрения передачи мощности и фильтрующих свойств включение антенны в резонансную цепь;
- трансформатор, автотрансформатор или емкостной делитель, связывающий резонансную цепь с первым активным каскадом.

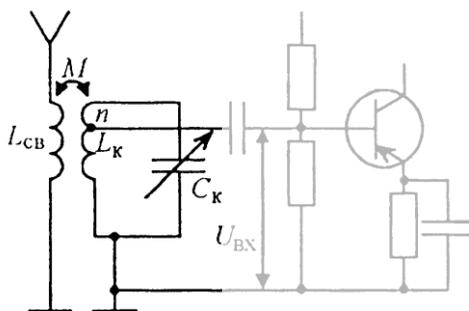


Рисунок 3.5 – Вариант схмотехнической реализации входной цепи



Рисунок 3.6 – Структурная схема входной цепи



Рисунок 3.7 – Классификация входных цепей по виду связи первого резонатора избирательной системы с антенной



Рисунок 3.8 – Классификация входных цепей по виду связи последнего резонатора избирательной системы с первым усилительным каскадом



Рисунок 3.9 – Классификация входных цепей по числу резонансных контуров

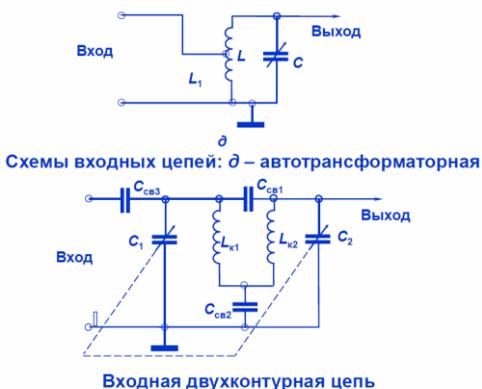
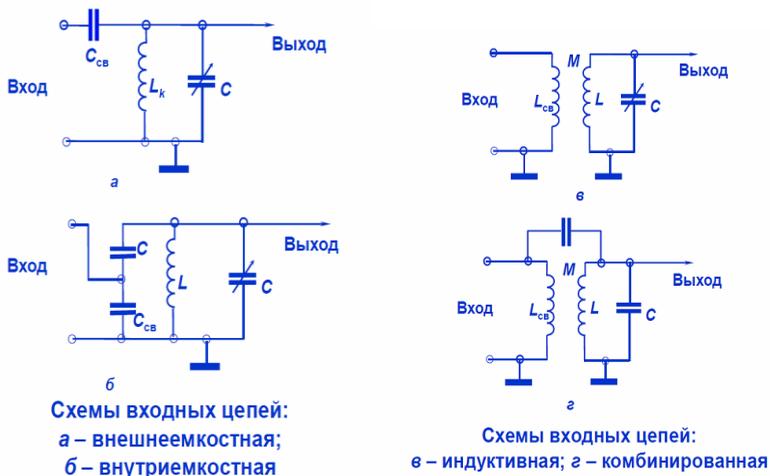


Рисунок 3.10 – Варианты схемотехнической реализации входных цепей

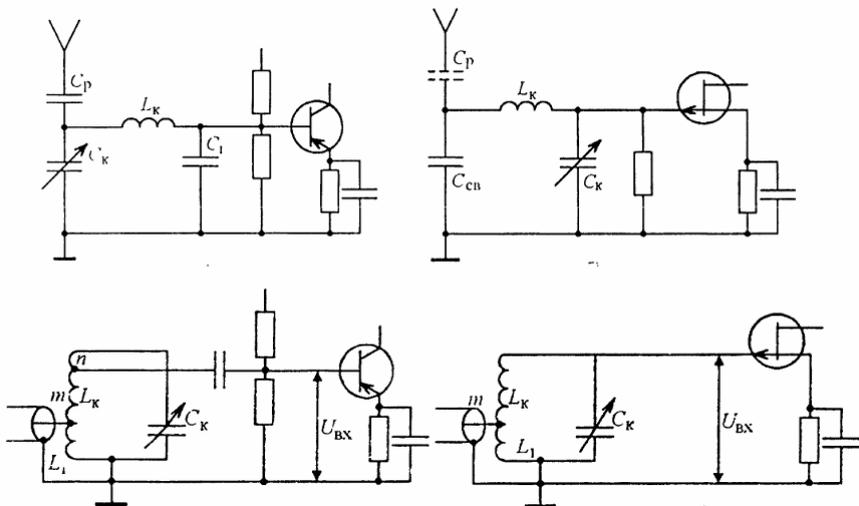


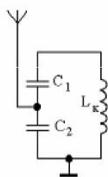
Рисунок 3.11 – Варианты схемотехнической реализации входных цепей

### 3.2.4 Расчет одноконтурной входной цепи

Ключевой вопрос при расчете входной цепи – правильно рассчитать коэффициенты включения антенны и первого каскада УРЧ в резонансный контур. Это позволит правильно выбрать номиналы элементов входной цепи (рисунки 3.12–3.13).

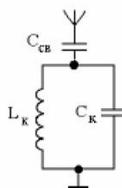
Будем обозначать коэффициент включения антенны в контур  $m$ , а коэффициент включения первого каскада УРЧ в контур  $n$ .

Внутриемкостная  
связь



$$m = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

Внешнеемкостная  
связь



$$m = 1$$

Рисунок 3.12 – Связь коэффициента включения антенны с номиналами элементов входной цепи при емкостной связи

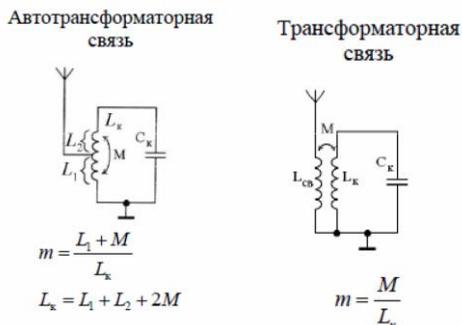


Рисунок 3.13 – Связь коэффициента включения антенны с номиналами элементов входной цепи при индуктивной связи

Коэффициент передачи входной цепи максимален при одинаковом шунтировании контура как со стороны антенны, так и со стороны входа УРЧ, т.е. когда

$$m^2 G_a = n^2 G_{\text{вх}},$$

где  $G_a$  – проводимость антенны,  $G_{\text{вх}}$  – входная проводимость УРЧ.

Конкретные значения  $m$  и  $n$  можно определить, если задаться собственной проводимостью контура (без подключения антенны и УРЧ)  $G_k$  и нагруженной проводимостью контура  $G_{\text{эКВ}}$ .  $G_k$  определяется качеством катушки индуктивности и конденсатора, а  $G_{\text{эКВ}}$  связано с полосой пропускания нагруженного контура. Если эти величины известны, то их разность  $G_{\text{эКВ}} - G_k$  – это величина дополнительной проводимости, которая отражает шунтирующее действие антенны и входа УРЧ. Поскольку шунтирующее действие и антенны, и УРЧ должно быть одинаковым, то каждый из них должен создавать приведенную к контуру проводимость  $(G_{\text{эКВ}} - G_k)/2$ . Т.е.

$$m^2 G_a = n^2 G_{\text{вх}} = (G_{\text{эКВ}} - G_k)/2.$$

Откуда

$$m_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{G_{\text{эКВ}} - G_k}{2G_a}} = \sqrt{\frac{D-1}{2} \frac{G_k}{G_a}}, \quad n_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{G_{\text{эКВ}} - G_k}{2G_{\text{вх}}}} = \sqrt{\frac{D-1}{2} \frac{G_k}{G_{\text{вх}}}},$$

где  $D = G_{\text{эКВ}}/G_k$ .

Для окончательного расчета оптимальных коэффициентов включения нужно знать, какую проводимость нагруженного контура  $G_{\text{эКВ}}$  мы хотим получить. Это определяется требуемой полосой пропускания  $\Pi$ . При заданной  $\Pi$  эквивалентная добротность нагруженного контура  $Q_{\text{эКВ}} = f_0/\Pi$ , где  $f_0$  – частота настройки. Зная характеристическое сопротивление контура  $r_k = 2\pi f_0 L_k$  находим эквивалентную проводимость  $G_{\text{эКВ}} = 1/(r_k Q_{\text{эКВ}})$ .

### 3.2.5 Коэффициент передачи входной цепи

Для максимизации коэффициента передачи входной цепи  $K_0$  следует уменьшать собственные потери в контуре. В частном случае малых потерь в контуре  $D \gg 2$  и

$$K_0 = 1/2 \sqrt{R_a G_{\text{вх}}}$$

Обычно это имеет место в схемах на биполярных транзисторах.

В схемах на полевых транзисторах  $G_{\text{к}} \gg G_{\text{вх}}$ , т.е. затухание контура определяется в основном его собственными потерями и не зависит от  $n$ . Поэтому для упрощения схемотехники принимают  $n = 1$ . При этом

$$K_0 = 1/2 \sqrt{R_a G_{\text{к}}}$$

### 3.2.6 Перестройка входной цепи по диапазону

Основной способ перестройки резонансных цепей в настоящее время состоит в использовании варикапов (рисунок 3.14).

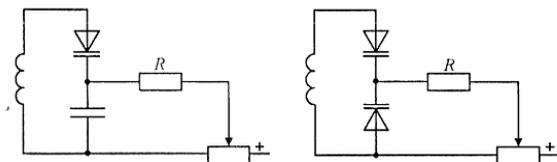


Рисунок 3.14 – Включение варикапа в колебательный контур для перестройки его резонансной частоты

Варикап обеспечивает изменение величины емкости контура примерно в 2...5 раз. Т.е. обеспечивается перестройка примерно вдвое по частоте. Если нужно перекрыть больший диапазон частот, то нужно изменять также и индуктивность контура. Обычно это делается путем переключения индуктивностей (рисунок 3.15).

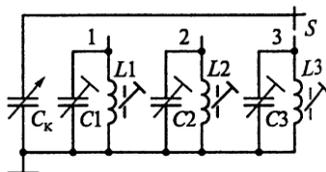


Рисунок 3.15 – Перестройка резонансной частоты путем переключения индуктивностей

При перестройке входной цепи в общем случае изменяются два основных параметра входной цепи:

- коэффициент передачи;
- избирательность.

Существует две основных причины изменения параметров входной цепи:

- изменение импеданса настроечных элементов;
- изменение импеданса антенны.

Коэффициент согласования выражается формулой:

$$\chi = \frac{4R_a R_H}{(R_a + R_H)^2 + (X_a + X_H)^2}$$

В частном случае емкостной связи с антенной  $\chi = 4R_a R_H \omega^2 C_a^2$ . Поэтому коэффициент передачи ВЦ квадратично растет с частотой (рисунок 3.16).

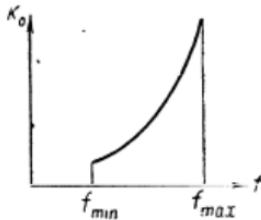


Рисунок 3.16 – Частотная зависимость резонансного коэффициента передачи входной цепи от частоты

При индуктивной связи с антенной напряжение на выходе входной цепи (рисунок 3.17) выражается формулой:

$$U = E_A \frac{\omega M}{\omega L_{св} - \frac{1}{\omega C_A}} = E_A \frac{\omega M}{\omega L_{св} \left(1 - \frac{1}{\omega^2 L_{св} C_A}\right)}, = E_A \frac{M}{L_{св} \left(1 - \frac{\omega_A^2}{\omega^2}\right)}$$

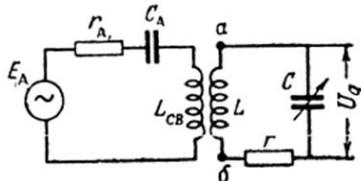


Рисунок 3.17 – Входная цепь с индуктивной связью с антенной при емкостном характере ее импеданса

При этом образующийся резонанс индуктивности связи и собственной емкости антенны может располагаться слева, внутри или справа от диапазона перестройки (рисунок 3.18).

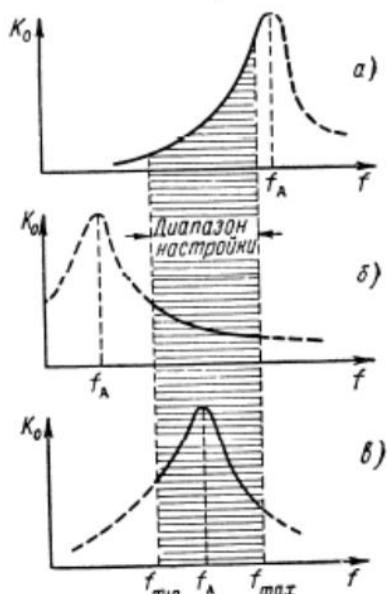


Рисунок 3.18 – Возможные варианты расположения резонанса антенной цепи относительно диапазона перестройки при индуктивной связи

### 3.3 Входной маломощный усилитель. Шумы в радиоприемниках

Основные требования ко входному усилителю:

- подавление зеркального и прямого каналов;
- обеспечение необходимого коэффициента усиления;
- перекрытие рабочего диапазона частот;
- установленная неравномерность АЧХ в рабочем диапазоне частот.

Основные параметры УРЧ:

- коэффициент усиления;
- коэффициент шума;
- частотная избирательность;
- коэффициент перекрытия диапазона частот;

В большинстве современных приемников основное усиление реализуется на промежуточной частоте и частоте модуляции. Поэтому в задачи входного усилителя входит предварительное усиление сигнала до уровня, при котором шумы последующих каскадов не будут вносить существенного вклада в общие шумы тракта. Для этого обычно достаточно обеспечить усиление порядка 20 дБ (10 раз).

Таким образом, главным требованием ко входному усилителю приемника являются низкие собственные шумы. Поэтому обычно этот усилитель сокращенно называют МШУ – малошумящий усилитель.

### 3.3.1 Шумы в радиоприемниках

Чувствительность – мера способности радиоприемника обеспечивать прием слабых сигналов. Главным фактором, ограничивающим чувствительность, являются шумы, поскольку обеспечить нужное усиление нет особой проблемы.

Источниками шума являются все элементы, обладающие омическим сопротивлением, и активные элементы, работа которых основана на управлении потоками носителей заряда.

Шумы – проявление случайного характера движения электрических зарядов, который с термодинамической точки зрения характеризуется температурой  $T$ . Зная температуру элемента с сопротивлением  $R$ , можно найти шумовое напряжение на нем по формуле

$$E_{\text{ш}}^2 = 4kTR\Pi_{\text{ш}},$$

где  $k$  – постоянная Больцмана;  $\Pi_{\text{ш}}$  – полоса, в которой вычисляются шумы.

Источниками шума в биполярных транзисторах являются:

- тепловые шумы объемных сопротивлений областей базы, коллектора и эмиттера;
- дробовой шум (флуктуации числа носителей заряда, проходящих через  $p$ - $n$ -переходы);
- флуктуации, обусловленные случайным процессом рекомбинации носителей инжектированных из эмиттера в базу.

Источники шума в полевых транзисторах:

- тепловые шумы объемных сопротивлений стока и истока;
- тепловые шумы сопротивления канала;
- тепловой шум тока утечки затвора.

При оценке тепловых шумов транзисторов исходят из следующих основных принципов:

- сам прибор считается не шумящим.
- шум на выходе считают следствием усиления подводимого к управляющему электроду шумового напряжения  $U_{ш.вх.}$ , создаваемого двумя фиктивными генераторами: генератором ЭДС  $E_{ш.вх.}$  и генератором тока  $I_{ш.вх.}$  с внутренней проводимостью  $G_{11}$  (входная проводимость прибора). Другими словами шумы приводятся ко входу усилительного элемента;
- считают, что основная часть шумов возникает в эквивалентном шумовом сопротивлении  $R_{ш.}$ , определяющим шумовую ЭДС:

$$E_{ш.}^2 = 4kTR_{ш.}\Pi_{ш.}$$

Для шумового тока формула несколько сложнее:

$$I_{ш.}^2 = 4kTt_{ш.}G_{11}\Pi_{ш.},$$

где  $t_{ш.} = T_{ш.}/T_0$  – относительная шумовая температура (на сколько температура нагрева  $G_{11}$  должна быть больше нормальной, чтобы  $I_{ш.}$  создавал шумы, эквивалентные тем, которые наводятся в цепи управляющего электрода).

Типичное шумовое сопротивление биполярных транзисторов  $R_{ш.}$  составляет десятки Ом, относительная шумовая температура  $t_{ш.} \leq 1$ . У полевых транзисторов основные шумы – шумы сопротивления канала. Шумовое сопротивление  $R_{ш.} = (0.6 \dots 0.75)/S$  ( $S$  – крутизна сток-затворной характеристики);  $t_{ш.} = 1$ .

Шумовые свойства радиоприемника в целом характеризуют либо коэффициентом шума, либо шумовой температурой.

Коэффициент шума показывает, во сколько раз мощность шумов на выходе реального четырехполюсника превышает мощность шумов на выходе идеального (нешумящего):  $\Pi = P_{ш.вых.}/P_{ш.вых.и.}$ . Определяется следующим образом:

- четырехполюсник имеет входное сопротивление  $R_{вх.}$ , коэффициент передачи по мощности  $K_P$  и нагружен на  $R_{н.}$ ;
- на его вход подключен источник с сопротивлением  $R_{г.}$  и напряжением шума  $E_{ш.г.} = \sqrt{4kTR_{г.}\Pi_{ш.}}$ ;

- на входе четырехполюсника рассеивается мощность шумов

$$P_{ш.вх.} = E_{ш.}^2/(4R_{вх.}) = \eta kT\Pi_{ш.},$$

где  $\eta$  – коэффициент рассогласования;

- на выходе нешумящего четырехполюсника получилась бы мощность

$$P_{ш.вых.и.} = \eta kT\Pi_{ш.}K_P.$$

Реально добавляется мощность шумов четырехполосника

$$P_{\text{ш.вых}} = P_{\text{ш.вых.и}} + P_{\text{ш.соб.}}$$

$$\text{- коэффициент шума Ш} = P_{\text{ш.вых}}/P_{\text{ш.вых.и}} = 1 + P_{\text{ш.соб}}/P_{\text{ш.вых.и}} = 1 + P_{\text{ш.соб}}/(\eta k T \Pi_{\text{ш}} K_p).$$

Коэффициент шума зависит от шумовой температуры источника сигнала и поэтому не является собственным параметром усилителя. Чтобы получить собственный параметр, шумовую температуру источника сигнала принимают равной комнатной.

Типичные значения коэффициента шума усилителей: 5...9 дБ.

Общий коэффициент шума каскадно включенных усилителей определяется по формуле

$$\text{Ш} = \text{Ш}_1 + \frac{\eta_2}{\eta_1} \frac{\text{Ш}_2 - 1}{K_{p1}} + \frac{\eta_3}{\eta_2} \frac{\text{Ш}_3 - 1}{K_{p1} K_{p2}} + \dots$$

Если  $\text{Ш} \approx 1$ , то удобнее использовать шумовую температуру усилителя:

$$T_{\text{ш}} = (\text{Ш} - 1)T_0.$$

$T_{\text{ш}}$  показывает, насколько должна быть повышена шумовая температура источника сигнала, подключенного на вход нешумящего четырехполосника, чтобы шумы на его выходе были равны шумам на выходе реального четырехполосника.

### 3.3.2 Пороговая и реальная чувствительность приемника

Пороговая чувствительность приемника – уровень входного сигнала приемника, при котором мощность сигнала на его выходе равна мощности шумов на его выходе.

Реальная чувствительность – чувствительность, определяемая при заданном отношении сигнал/шум на выходе приемника (коэффициенте различимости).

### 3.3.3 Схемотехника малошумящих усилителей

Малошумящие усилители могут выполняться (хотя и не всегда) как резонансные (рисунок 3.19). Тогда перестройка резонансных цепей осуществляется и в МШУ.

Цепи с низким импедансом (коллектор или сток транзистора, база биполярного транзистора) включаются в контур как и для входной цепи частично. Принцип расчета коэффициентов включения тот же, что и для входных цепей.

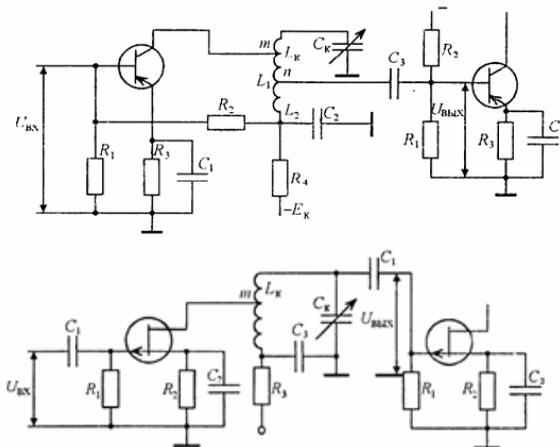


Рисунок 3.19 – Варианты схемотехнической реализации малошумящих усилителей на биполярных и полевых транзисторах

### 3.4. Усилители промежуточной частоты

Основные два вопроса, которые нужно решить при проектировании усилителей промежуточной частоты (УПЧ):

- реализация коэффициента усиления, обеспечивающего требуемую чувствительность, ограниченную усилением  $\epsilon_{с.мин}$ ;
- обеспечение избирательности по соседнему каналу. Реализуется либо при помощи фильтра сосредоточенной селекции (ФСС), обычно имеющего значительное затухание, которое нужно компенсировать; либо распределенно в каждом из каскадов УПЧ.

Варианты схемотехнической реализации УПЧ представлены на рисунке 3.20 представлен фрагмент УПЧ с двумя резонансными контурами между каскадами, а на рисунке 3.21 – с одним резонансным контуром.

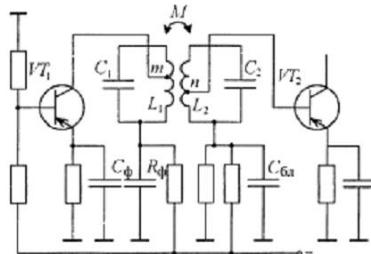


Рисунок 3.20 – Фрагмент усилителя промежуточной частоты с двумя резонансными контурами между каскадами

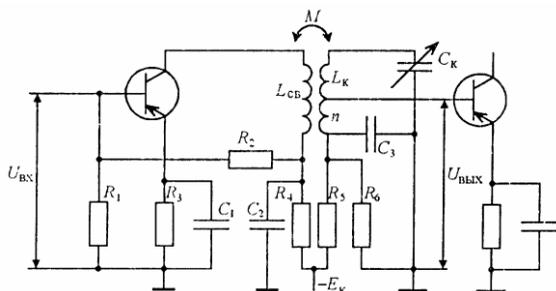


Рисунок 3.21 – Фрагмент усилителя промежуточной частоты с одним резонансным контуром между каскадами

### 3.5 Преобразователи частоты. Нелинейные искажения в преобразователях частоты и других узлах приемников

Преобразователи частоты предназначены для переноса спектра сигнала из одной частотной области в другую.

Перенос спектра осуществляется нелинейными элементами (диодами, транзисторами), но с точки зрения системных характеристик преобразователя частоты перенос спектра должен осуществляться линейно, т.е. без изменения параметров модуляции.

Преобразование частоты осуществляется за счет умножения входного радиосигнала на периодический, чаще всего гармонический, сигнал. При этом, используя известную тригонометрическую формулу  $\cos \alpha \cos \beta = \frac{\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)}{2}$ , получаем:

$$\begin{aligned}
 u_c u_r &= U_c U_r \cos(\omega_c t + \phi_c) \cos(\omega_r t) = \\
 &= \frac{1}{2} U_c U_r [\cos((\omega_c - \omega_r)t + \phi_c) + \cos((\omega_c + \omega_r)t + \phi_c)]
 \end{aligned}$$

Видно, что в результате в спектре выходного сигнала преобразователя частоты спектральная составляющая с исходной частотой  $\omega_c$  отсутствует, а появляются составляющие с новыми частотами.

#### 3.5.1 Нелинейные искажения в радиоприемниках

Для преобразователя частоты принципиально использование нелинейных элементов, поэтому это один из основных источников нелинейных искажений в приемнике. В связи с этим важными

параметрами преобразователей частоты являются параметры, характеризующие их нелинейные искажения.

Для узкополосных сигналов нелинейные искажения проявляются в двух аспектах:

- как непропорциональное изменение амплитуды первой гармоники выходного сигнала при линейном изменении амплитуды входного;
- как искажение формы входного гармонического сигнала.

Для характеристики амплитудных искажений сигнала используют так называемую амплитудную характеристику – зависимость амплитуды выходного сигнала от амплитуды входного (рисунок 3.21). Численно такие искажения характеризуют точкой компрессии (по входу или выходу).

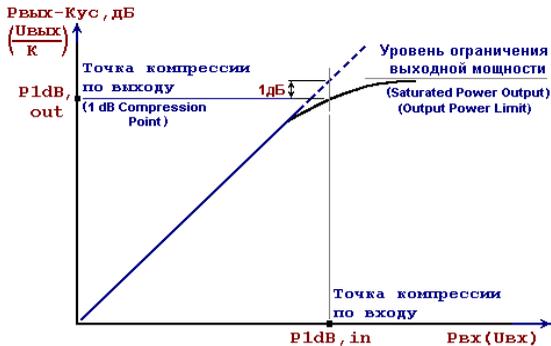


Рисунок 3.21 – Амплитудная характеристика некоторой нелинейной цепи

Искажения формы гармонического сигнала проявляются в виде появления гармоник на кратных частотах. Четные гармоники характеризуют асимметрию схем и могут вовсе отсутствовать в симметричных нелинейных схемах. Амплитудное ограничение, эффекты насыщения и отсечки характеризуют нечетные гармоники, прежде всего третьего порядка.

Измерение коэффициента гармоник при единственной амплитуде тестового сигнала обычно имеет малую ценность, поскольку пользователь может эксплуатировать устройство при самых разных амплитудах входного сигнала. Поэтому проводят измерение амплитуд гармоник при различных амплитудах тестового сигнала, получая амплитудные характеристики примерно как на рисунке 3.22.

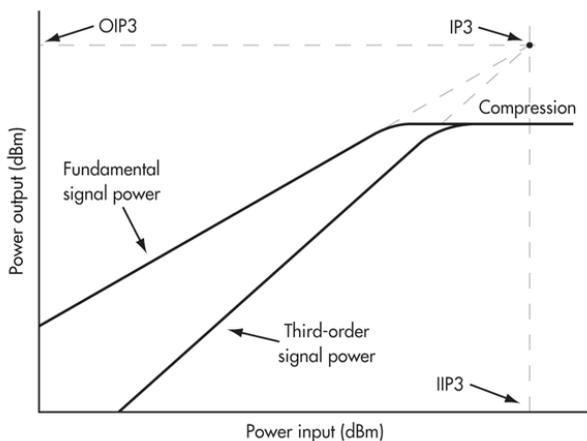


Рисунок 3.22 – Амплитудные характеристики нелинейной цепи по первой и третьей гармоникам

На рисунке 3.22 видно, что третья гармоника возрастает быстрее первой. Это происходит по следующей причине. Пусть входной сигнал задается синусоидальной функцией  $s(t) = V \cos(\omega t)$ . Амплитудная характеристика нечетного типа аппроксимируется полиномом:  $O[s(t)] = Gs(t) - D_3s^3(t) + \dots$ . Известна тригонометрическая формула  $\cos^3(x) = \frac{3}{4} \cos(x) + \frac{1}{4} \cos(3x)$ . Отсюда получаем, что амплитуда третьей гармоники пропорциональна кубу амплитуды входного сигнала:

$$O[s(t)] = (GV - \frac{3}{4}D_3V^3) \cos(\omega t) - (D_3\frac{V^3}{4}) \cos(3\omega t)$$

Таким образом, точка пересечения третьего порядка (third-order intercept point, IP3) позволяет просто вычислить коэффициент третьей гармоники в широком диапазоне уровней входного сигнала. Так же как точка компрессии на 1 дБ может вычисляться как по входу, так и по выходу.

### 3.5.2 Варианты исполнения преобразователей частоты

В принципе операция умножения сигналов может быть выполнена двумя типами элементов:

- диодами или транзисторами;

- параметрическими элементами, например конденсаторами на основе нелинейных диэлектриков.

Общая идея построения транзисторных преобразователей частоты (рисунок 3.23): в управляемой цепи (коллектор-эмиттер или сток-исток) создается ток одним из гармонических колебаний (например, гетеродином), а в управляющей цепи – другим (например, входным сигналом). Сигнал, подаваемый в управляющую цепь дополнительно усиливается, поэтому в эту цепь лучше подавать входной сигнал. Недосток таких смесителей – очень плохая развязка выхода от сигналов со входными частотами.

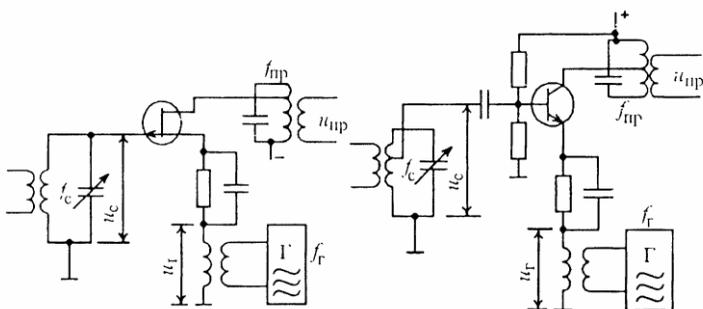


Рисунок 3.23 – Преобразователь частоты на полевом и биполярном транзисторе

Как вариант при построении преобразователей частоты можно использовать двухзатворные полевые транзисторы (рисунок 3.24).

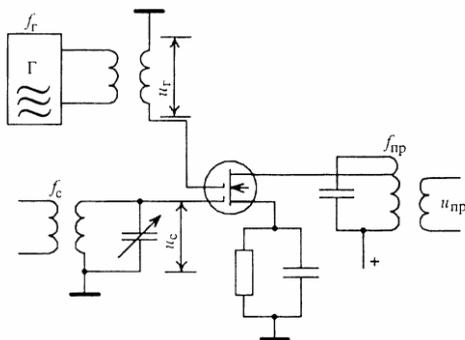


Рисунок 3.24 – Преобразователь частоты на двухзатворном транзисторе

### 3.5.3 Балансные преобразователи частоты

Для улучшения развязки выхода преобразователя частоты от входных сигналов преобразователи частоты выполняют по так называемым балансным схемам (рисунок 3.25). Так называют схемы, в которых сигнал распространяется параллельно по двум идентичным (точнее говоря, симметричным) каналам. Для полезного сигнала распространение по каналам происходит синфазно, а для паразитных – противофазно.

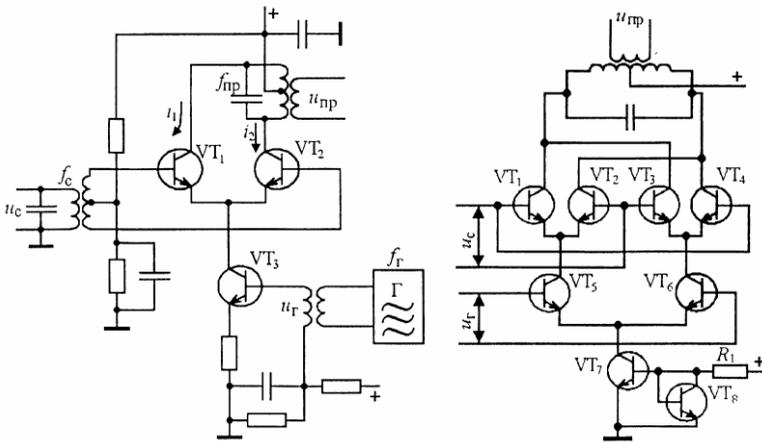


Рисунок 3.25 – Балансный и двойной балансный преобразователи частоты

### 3.5.4 Преобразователи частоты с фазовым подавлением зеркального канала

Вышеприведенные преобразователи частоты работают в соответствии с формулой:

$$u_c u_r = \frac{1}{2} U_c U_r [\cos((\omega_c - \omega_r)t + \phi_c) + \cos((\omega_c + \omega_r)t + \phi_c)].$$

Косинус – четная функция, поэтому одинаковые сигналы получаются как при частоте сигнала выше частоты гетеродина, так и ниже. Это означает образование зеркального канала приема.

На основе квадратурного построения получают преобразователь частоты, в котором выходной сигнал создают только спектральные составляющие с частотами либо выше, либо ниже частоты гетеродина (рисунок 3.26). Особенный

функциональный элемент в таком преобразователе частоты – фазовращатели, поэтому их называют преобразователями частоты с фазовым подавлением зеркального канала.

Фазовое подавление зеркального канала безальтернативно при низких значениях промежуточной частоты.

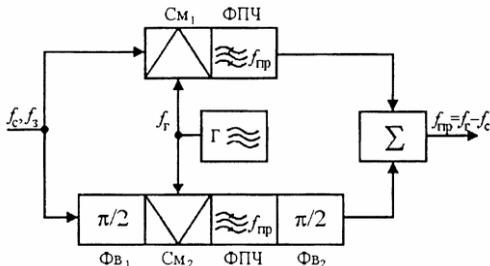


Рисунок 3.26 – Преобразователь частоты с фазовым подавлением зеркального канала

### 3.5.5 Преобразователи частоты СВЧ-диапазона

Схемы СВЧ-диапазона (рисунок 3.27) имеют следующие особенности:

- СВЧ тракт стремятся укоротить и упростить для уменьшения влияния паразитных параметров;
- активно используют распределенные цепи с направленными свойствами.

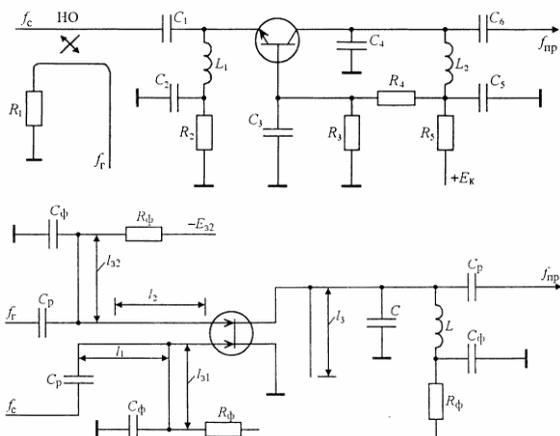


Рисунок 3.27 – Преобразователи частоты СВЧ-диапазона

### 3.5.6 Диодные преобразователи частоты

Эффективны в диапазоне СВЧ по причине предельной простоты схемы и предсказуемости параметров. Варианты принципиальных схем диодных смесителей приведены на рисунках 3.29–3.31.



Рисунок 3.28 – Классификация диодных преобразователей частоты

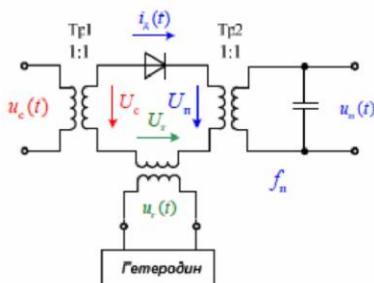


Рисунок 3.29 – Однотактный диодный преобразователь частоты

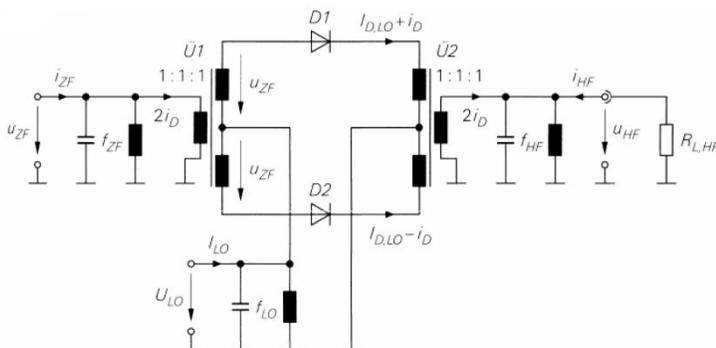


Рисунок 3.30 – Двухтактный (балансный) диодный преобразователь частоты

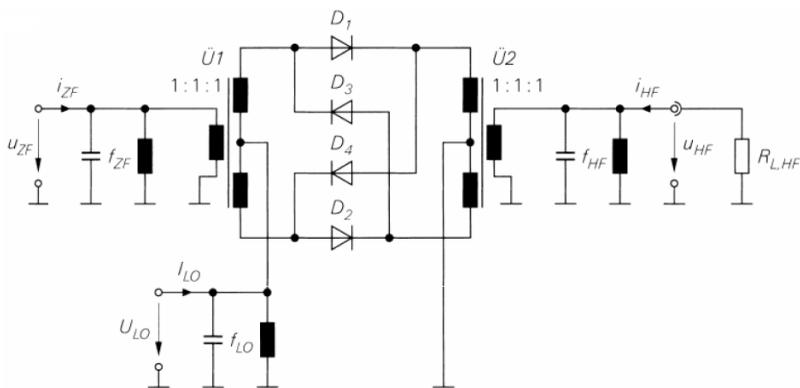


Рисунок 3.31 – Двойной балансный (кольцевой) преобразователь частоты

Сравнительная характеристика диодных преобразователей частоты приведена в таблицах 3.1 и 3.2.

Таблица 3.1 – Сравнительная характеристика преобразователей частоты

Тип ПЧ	Спектральный состав выходного тока	Подавленные паразитные каналы приёма
небалансный	все комбинационные частоты: $ mf_c \pm nf_r $ , $m, n = 0, 1, 2, 3, \dots$	нет
балансный	комбинационные частоты, обусловленные <u>нечётными</u> гармониками сигнала и всеми гармониками гетеродинного колебания: $ mf_c \pm nf_r $ , $m = 1, 3, \dots, n = 0, 1, 2, \dots$	комбинационные каналы, обусловленные <u>чётными</u> гармониками сигнала
двойной балансный (кольцевой)	комбинационные частоты, обусловленные <u>нечётными</u> гармониками сигнала и <u>нечётными</u> гармониками гетеродинного колебания: $ mf_c \pm nf_r $ , $m = 1, 3, \dots, n = 1, 3, \dots$	1) канал прямого прохождения; 2) комбинационные каналы, обусловленные <u>чётными</u> гармониками сигнала и <u>чётными</u> гармониками гетеродинного колебания

Таблица 3.2 - Сравнительная характеристика балансного и двойного балансного преобразователей частоты

Параметр	Балансный ПЧ	Кольцевой ПЧ
Вносимые затухания, дБ	10 ... 13	5 ... 8
Развязка цепей гетеродина и ПЧ, дБ	20	40
Развязка цепей сигнала и гетеродина, дБ	20	30
Развязка цепей сигнала и ПЧ, дБ	6	25
Динамический диапазон, отн. ед.	1	2
Уровень высших гармоник, отн. ед.	1	0,5
Подавление шумов гетеродина, дБ	20 ... 30	30 ... 50

### 3.6 Автогенераторы и синтезаторы частоты

Во всех современных приемниках имеются локальные генераторы или синтезаторы частоты. Они используются в качестве:

- гетеродинов (одного или нескольких);
- генераторов тактового сигнала в цифровых приемниках.

Основные технические параметры автогенераторов:

- диапазон рабочих частот;
- способ изменения рабочей частоты;
- число фиксированных частот (шаг сетки);
- нестабильность частоты и фазы;
- уровень побочных спектральных составляющих;
- способ управления;
- инерционность перестройки;
- выходное напряжение на заданной нагрузке.

Многие узлы современных РЭС могут быть «переведены в цифру», но есть исключения. Одно из таких исключений – автогенераторы. Даже самая сложная схема цифрового синтезатора частоты начинается всегда с одной и той же цепи: усилительного каскада с петлей положительной обратной связи (рисунок 3.32). Коэффициент передачи такой схемы выражается формулой

$$K_{OC}(j\omega) = \frac{K(j\omega)}{1 - \beta(j\omega)K(j\omega)}$$

Знаменатель здесь может обращаться в нуль (условие поддержания непрерывной рециркуляции сигнала в петле обратной связи). Это соответствует самовозбуждению схемы. С учетом комплексного характера  $K$  и  $\beta$  условие самовозбуждения распадается на два скалярных условия:  $|K||\beta| = 1$  (баланс фаз) и  $\varphi_K + \varphi_\beta = 2\pi l$  (баланс фаз).

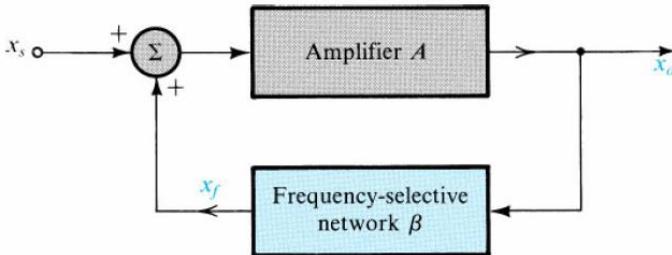


Рисунок 3.32 – Структурная схема автогенератора

Для того, чтобы автогенератор возбуждался на заданной частоте, цепь обратной связи выполняется с заданными реактивными свойствами: в виде интегратора, линии задержки или резонатора. Различие между автогенераторами состоит главным образом в том, какая именно цепь используется для задания и стабилизации частоты генерации.

В принципе для обеспечения генерации на заданной частоте достаточно самых простых цепей, например  $RC$ -цепи. Однако в таком случае шумы в усилительном каскаде и внешние дестабилизирующие факторы будут приводить как долговременной нестабильности частоты, так и кратковременной (фазовым шумам).

Современные цифровые приемники весьма чувствительны в фазовым шумам гетеродина и тактовых генераторов, поскольку выходной сигнал преобразователя частоты меняется одинаково как при изменении фазы полезного сигнала, так и гетеродина.

Для стабилизации частоты автогенераторов добротность цепи обратной связи стараются максимизировать. Для этого используют в основном высокодобротные  $LC$ -контуры и кварцевые резонаторы.

С другой стороны фазовые шумы и нестабильность частоты можно уменьшить охлаждением генератора с термостатированием, а также тщательным экранированием.

Простейшие схемы автогенераторов приведены на рисунке 3.33.

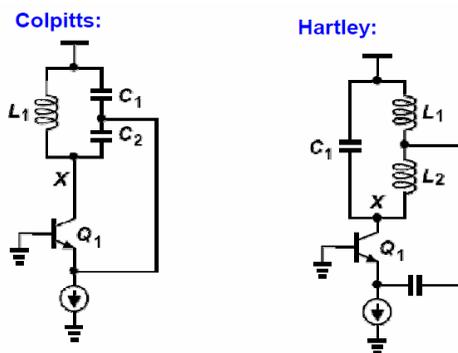


Рисунок 3.33 – Простейшие схемы автогенераторов: емкостная трехточка (слева) и индуктивная трехточка (справа)

### 3.6.1 Автогенераторы с кварцевыми резонаторами

Весьма часто для стабилизации частоты опорного автогенератора используют кварцевые резонаторы. Кварцевый резонатор представляет собой пластину из вещества с сегнетоэлектрическим эффектом (рисунок 3.34).

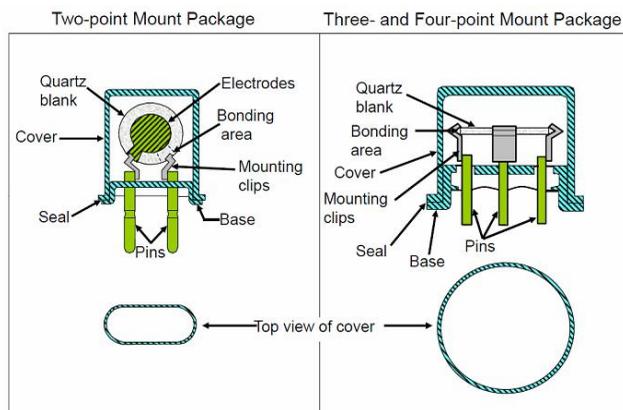


Рисунок 3.34 – Устройство кварцевых резонаторов

В механическом отношении такая пластина представляет собой резонатор с сосредоточенными параметрами (рисунок 3.35). Реактивных параметров в такой схеме два (как в электрическом колебательном контуре): масса и гибкость. Для определения добротности резонатора также учитывают потери на трение в нем (механическое сопротивление).

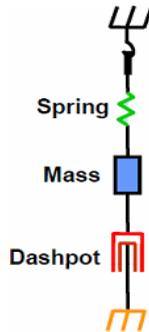


Рисунок 3.35 – Механическая схема кварцевого резонатора

Для удобства анализа работы кварцевого резонатора механическим элементам ставят в соответствие функционально аналогичные электрические (рисунок 3.36): массе соответствует индуктивность, а гибкости – емкость.

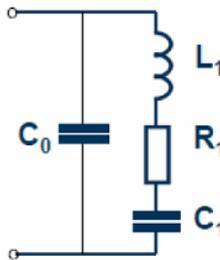


Рисунок 3.36 – Электрическая эквивалентная схема кварцевого резонатора

На рисунке 3.36 дополнительно обозначена электрическая емкость кварцевой пластины  $C_0$ . Ясно, что такая эквивалентная схема имеет два резонанса разного типа: чисто механический последовательный резонанс (низкочастотный) и механо-электрический параллельный резонанс (высокочастотный).

Соответственно в качестве номинального (рабочего) резонанса может использоваться либо последовательный, либо параллельный. Это обязательно нужно учитывать при выборе схемы включения резонатора (рисунок 3.37).

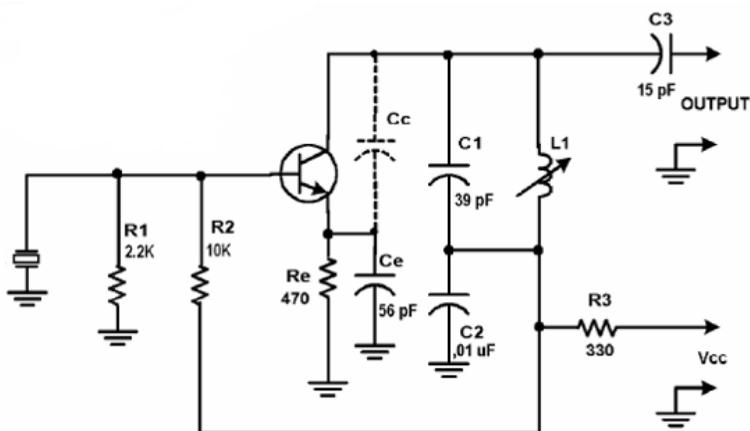
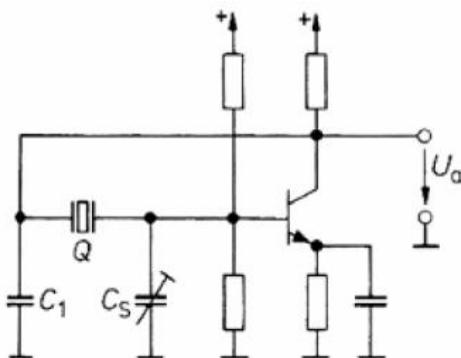


Рисунок 3.37 – Схема включения кварцевого резонатора для использования последовательного и параллельного резонанса

### 3.6.2 Обратное преобразование шумов гетеродина

Шумы гетеродина приводят к неустранимому при помощи фильтрации ухудшению избирательности. Шумовые спектральные составляющие сигнала гетеродина выступают в качестве паразитных гетеродинных частот и образуют промежуточную

частоту не с заданной разработчиком частотой настройки, а с близлежащими помеховыми сигналами.

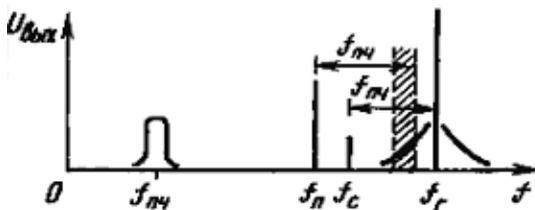


Рисунок 3.38 – Влияние шумов гетеродина на избирательность

### 3.6.3 Синтезаторы частоты

Синтезатор частоты – устройство для формирования сигнала заданной частоты из колебаний одного или нескольких опорных генераторов.

По принципу действия синтезаторы частоты делятся на:

- синтезаторы прямого синтеза;
- синтезаторы косвенного синтеза.

Синтезаторы косвенного синтеза представляют собой петлю фазовой автоподстройки частоты (рисунок 3.39). В ней сигнал генератора, управляемого напряжением, (VCO) сравнивается по частоте и фазе с сигналом опорного генератора G. Сравнение происходит при помощи фазового детектора на частоте  $F_c$  (частота сравнения), к которой приводятся делением частоты как VCO, так и опорного генератора.

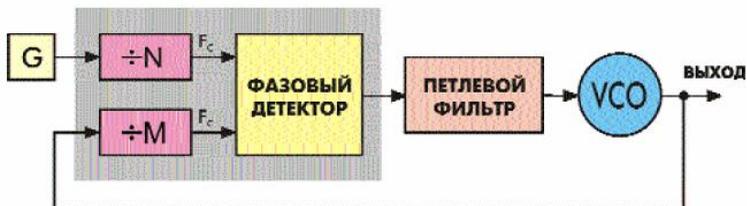


Рисунок 3.39 – Синтезатор частоты косвенного синтеза

Выходная частота  $F_{OUT}$  такого синтезатора определяется по формуле

$$F_{OUT} = F_c \times M = (F_{CLK} / N) \times M = F_{CLK} \times (M / N),$$

где  $F_{CLC}$  – частота опорного генератора,  $N$  – коэффициент деления опорной частоты,  $M$  – коэффициент деления выходной частоты. Таким образом, шаг сетки такого синтезатора определяет частота сравнения.

Основой синтезаторов косвенного синтеза являются генераторы, управляемые напряжением. Пример схемы такого генератора приведен на рисунке 3.40.

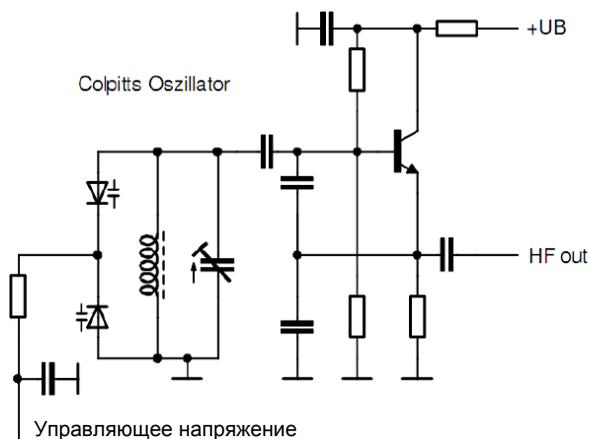


Рисунок 3.40 – Вариант принципиальной схемы генератора, управляемого напряжением

Синтезаторы частоты с прямым синтезом представляют собой цифро-аналоговый преобразователь, на вход которого подается цифровая синусоида нужной частоты (рисунок 3.41).

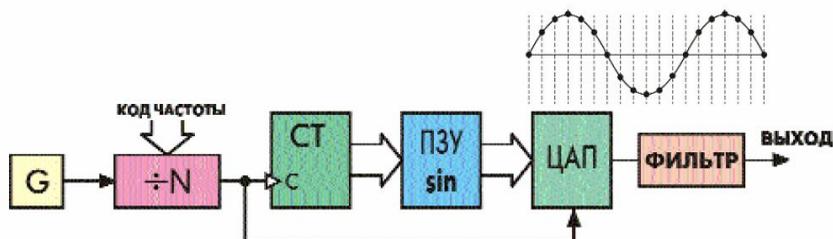


Рисунок 3.41 – Структурная схема синтезатора частоты с прямым синтезом

### 3.7 Фильтры основной селекции в радиоприемниках

Основная (по соседнему каналу) избирательность в приемниках реализуется, как правило, в тракте промежуточной частоты. По распределению избирательных цепей по тракту ПЧ селекция делится на:

- распределенную (селективные цепи распределены по тракту ПЧ);
- сосредоточенную (УПЧ выполняется широкополосным, а все селективные цепи реализуются в виде фильтра сосредоточенной селекции).

Основные параметры селективных фильтров:

- полоса пропускания (как правило, по уровню 0.707);
- избирательность по соседнему каналу.

Знание в совокупности требований по полосе пропускания и избирательности по соседнему каналу позволяет определить **коэффициент прямоугольности** (рисунок 3.42) – отношение ширины полосы пропускания (задерживания) фильтра по одному заданному уровню  $a_1$  к ширине полосы пропускания (задерживания) по другому заданному уровню  $a_2$  (обычно 0.707) (ГОСТ 24375-80):

$$K_{\Pi} = \Pi_{\kappa} / \Pi_{0,707}.$$

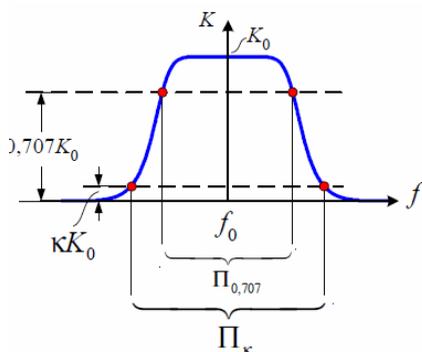


Рисунок 3.42 – Иллюстрация к определению коэффициента прямоугольности

#### 3.7.1 Распределенная селекция

При реализации распределенной селекции в каждом каскаде УПЧ выполняется один-два резонансных контура. В настоящее

время такой вариант используется редко, поскольку УПЧ в таком случае сложно выполнить в интегральном исполнении.

Варианты реализации частотных характеристик:

- на одинаково настроенных контурах;
- на расстроенных контурах.

При реализации избирательности на одинаково настроенных контурах общий коэффициент передачи выражается формулой

$$K_n(\xi) = \frac{1}{(\sqrt{1+\xi^2})^n}$$

Если увеличивать количество контуров  $n$ , то можно убедиться, что даже при значительном увеличении  $n$  форма АЧХ остается колокообразной (рисунок 3.43), коэффициент прямоугольности увеличивается незначительно. При этом аналитически коэффициент прямоугольности имеет вид

$$K_{\text{нк}} = \frac{\Pi_{\text{кн}}}{\Pi_{0,707n}} = \sqrt{\frac{K^{-2/n} - 1}{n\sqrt{2} - 1}}$$

При неограниченном увеличении количества контуров коэффициент прямоугольности стремится всего лишь к 3.6 (при подавлении помехи не менее, чем на 40 дБ).

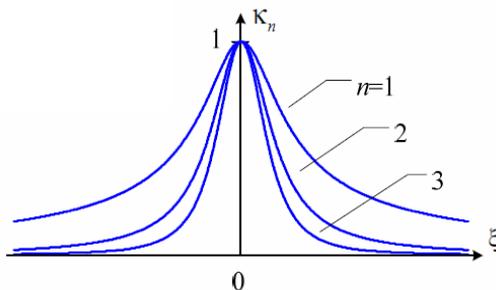


Рисунок 3.43 – АЧХ фильтра на одинаково настроенных контурах

Поэтому селекция на одинаково настроенных контурах практически не используется.

### 3.7.2 Распределенная селекция на расстроенных контурах

Для двухконтурного фильтра обозначим резонансные частоты контуров соответственно  $f_{01}$  и  $f_{02}$ :

$$f_{01} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} = f_0 - \Delta f_0, \quad f_{02} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}} = f_0 + \Delta f_0.$$

Выражая расстройки как относительные получим:

$$\alpha = Q(2\Delta f / f_0), \quad \alpha_0 = Q(2\Delta f_0 / f_0).$$

Здесь  $\alpha$  – текущая обобщенная относительная расстройка,  $\alpha_0$  – фиксированная обобщенная относительная расстройка (расстройка контуров относительно друг друга).

Коэффициент передачи двухконтурного фильтра имеет вид:

$$K_n(f) = K_1(f)K_2(f) = \frac{(SR)^2}{\sqrt{(1+(\alpha-\alpha_0)^2)(1+(\alpha+\alpha_0)^2)}}$$

В зависимости от фиксированной обобщенной относительной расстройки АЧХ двухконтурного фильтра имеет вид, представленный на рисунке 3.44.

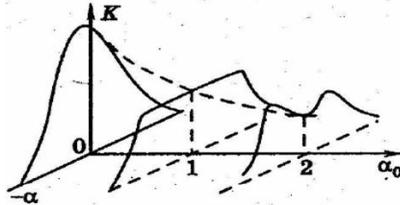


Рисунок 3.44 – Зависимость АЧХ двухконтурного фильтра от расстройки контуров

Изменение формы АЧХ фильтра на расстроенных контурах можно представить также в зависимости от коэффициента связи  $k_{св}$  контуров. Для случая индуктивной и емкостной связи (рисунок 3.45):

$$k_{св} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}, \quad k_{св} = \frac{C_{св}}{\sqrt{(C_1 + C_{св})(C_2 + C_{св})}}.$$

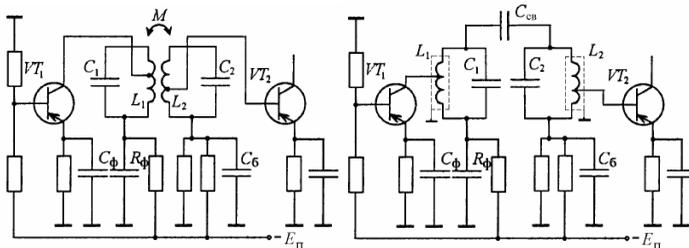


Рисунок 3.45 – Индуктивная и емкостная связь резонаторов в усилителе промежуточной частоты

Форма АЧХ двухконтурного фильтра получается функцией фактора связи  $\beta = k_{св} Q_{кз}$  (рисунок 3.46).

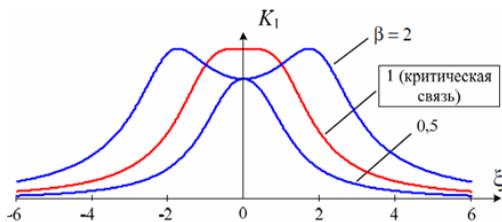


Рисунок 3.46 – Зависимость формы АЧХ двухконтурного фильтра от фактора связи

### 3.7.3 Сосредоточенная основная селекция

При реализации сосредоточенной основной селекции в УПЧ выполняется один пассивный фильтр (фильтр сосредоточенной селекции, ФСС). В современных приемниках основная селекция реализуется, как правило, именно так. Преимущества:

- упрощается интегральное исполнение приемника;
- фильтр можно выполнить как функциональное устройство, например на пьезокерамике.

ФСС может быть исполнен как:

- LC-фильтр;
- пьезокерамический фильтр;
- активный RC-фильтр.

Место включения ФСС выбирается из компромиссных соображений: в принципе лучше усиливать «чистый» сигнал (усилитель после ФСС), но при большом затухании в некоторых видах ФСС могут при этом стать значительными шумы УПЧ. В этом случае ФСС размещают внутри УПЧ.

Типичная форма АЧХ ФСС приведена на рисунке 3.47.

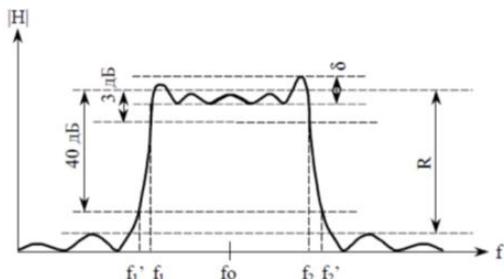


Рисунок 3.47 – Типичная АЧХ фильтра сосредоточенной селекции

Основные технические требования к фильтрам сосредоточенной селекции:

- центральная частота полосы пропускания  $f_0$ ;
- полоса пропускания по уровню  $-3$  дБ. Типовые полосы пропускания:
  - 8...10 кГц (речевой сигнал при АМ);
  - $\approx 250$  кГц (ЧМ радиовещание);
  - 6.5 МГц (телевидение);
  - 10...30 МГц (цифровые приемники в радиорелейной и спутниковой связи).
- неравномерность в полосе пропускания  $\delta$ ;
- уровень боковых лепестков в полосе заграждения  $R$ ;
- коэффициент прямоугольности;
- неравномерность ФЧХ или ГВЗ (для приемников цифровых и импульсных сигналов).

Существует множество аппроксимаций АЧХ фильтров сосредоточенной селекции (рисунок 3.48), отличающихся крутизной АЧХ и уровнем искажений сигналов. Требования к прямоугольности АЧХ и линейности ФЧХ противоположные. Так или иначе приходится идти на компромисс между обеспечением избирательности и величиной межсимвольной интерференции в цифровых системах.

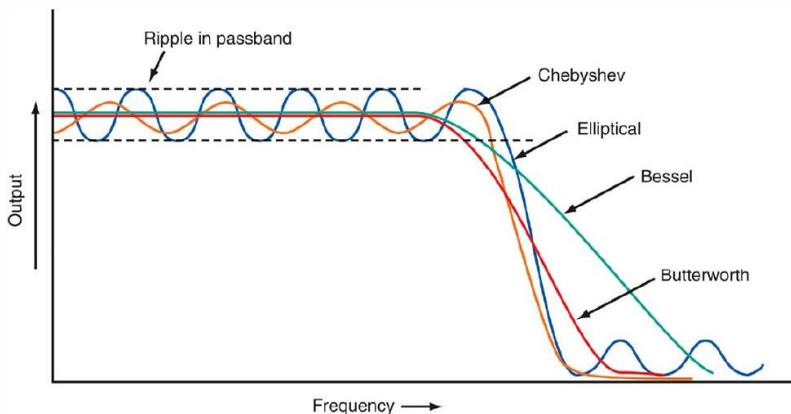


Рисунок 3.48 – Различные аппроксимации АЧХ фильтров сосредоточенной селекции (низкочастотный прототип)

Конструктивно ФСС могут выполняться, например, в виде LC-фильтров (рисунок 3.49).

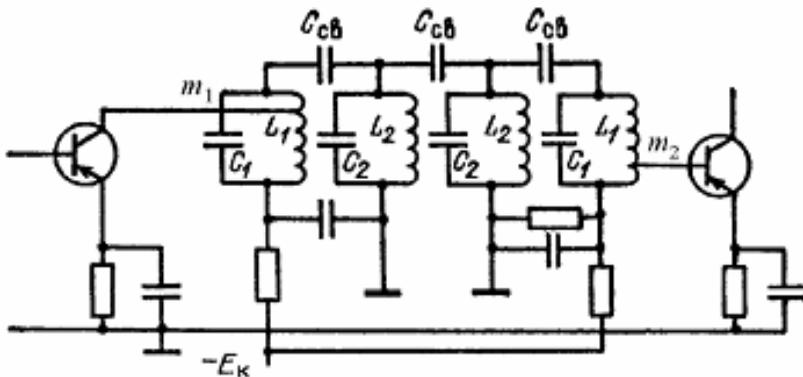


Рисунок 3.49 – LC-фильтр сосредоточенной селекции в усилителе промежуточной частоты

Фильтры часто стараются выполнять без индуктивных элементов (они нетехнологичны и подвержены наводкам). К таким фильтрам относятся:

- пьезоэлектрические фильтры;
- активные RC-фильтры;
- фильтры на основе ФАПЧ;
- дискретно-аналоговые фильтры;
- цифровые фильтры.

### 3.7.4 Пьезокерамические фильтры сосредоточенной селекции

Пьезоэлектрические фильтры выполняют из пьезоэлектриков (кварц, титанат бария, арсенид галлия и т.д.). Принцип их действия основан на том, что в пьезоэлектрике под действием электрических колебаний возникают поверхностные (ПАВ) или объемные (ОАВ) акустические волны.

Пьезокерамические фильтры на объемных акустических волнах обычно выполняют по лестничной схеме (рисунок 3.50). Конструктивное исполнение таких фильтров получается довольно миниатюрным (рисунок 3.51) при весьма хорошей АЧХ (рисунок 3.52).

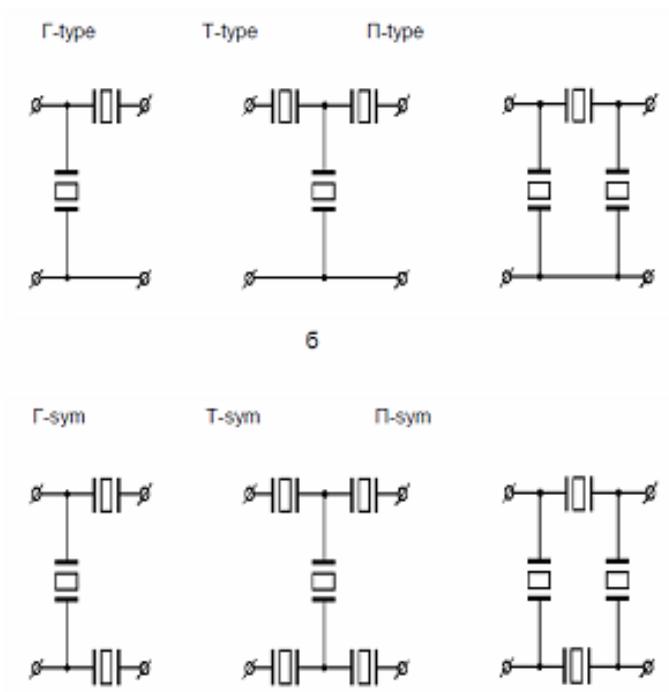


Рисунок 3.50 – Варианты принципиальных схем пьезокерамических фильтров на объемных акустических волнах

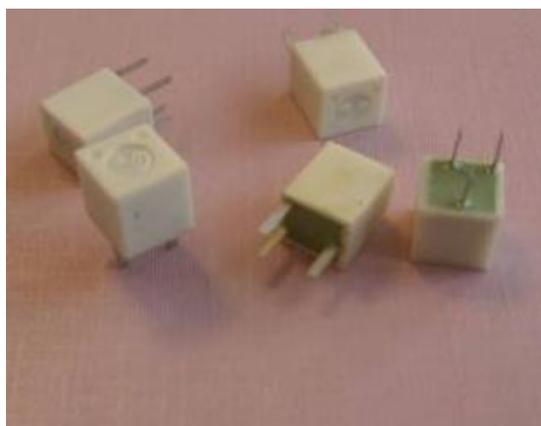


Рисунок 3.51 – Внешний вид фильтров на объемных акустических волнах

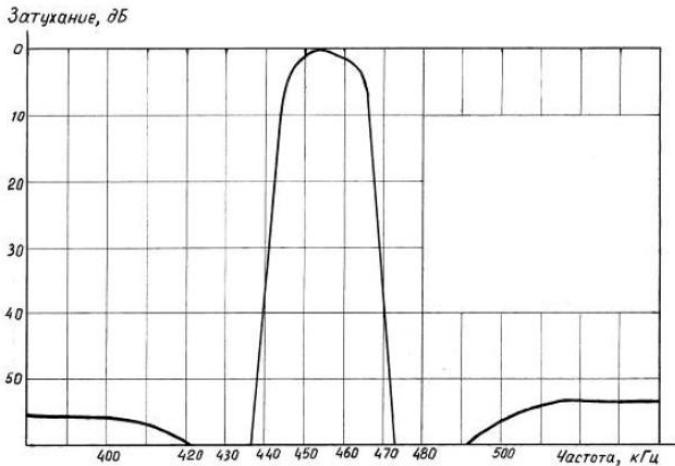


Рисунок 3.52 – Пример АЧХ пьезокерамического фильтра на объемных акустических волнах

Фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ) могут иметь намного более сложную, программируемую разработчиком АЧХ. В то же время выполняется весь фильтр на одной пьезокерамической пластине (рисунок 3.53).

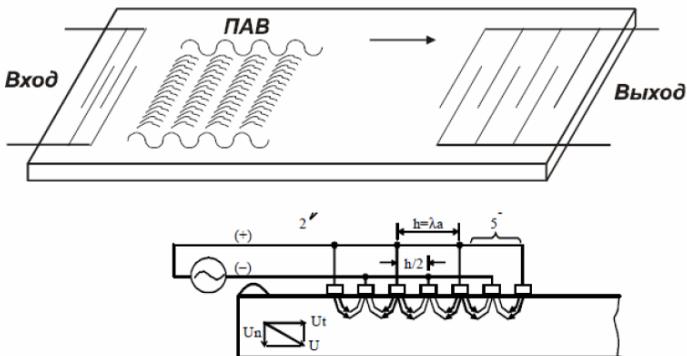


Рисунок 3.53 – Конструкция фильтра на поверхностных акустических волнах

ПАВ-фильтры – трансверсальные фильтры с конечной импульсной характеристикой, в которых можно реализовать почти произвольную импульсную и частотную характеристику. Это

важно, например, в телевизионных приемниках и в цифровых приемниках. Трансверсальные фильтры реализуют импульсную характеристику вида

$$h(t) = \sum_{i=1}^{N_1} A_{1i} \cdot \delta(t - \frac{x_i}{V})$$

Такой импульсной характеристике соответствует эквивалентная схема, приведенная на рисунке 3.54. Конструктивно необходимые задержки и весовые коэффициенты для трансверсального фильтра реализуются в выходном встречно-штыревом преобразователе (рисунок 3.55). Рисунок выходного встречно штыревого преобразователя фактически повторяет требуемую импульсную характеристику (в дискретизованном виде), рисунок 3.56.

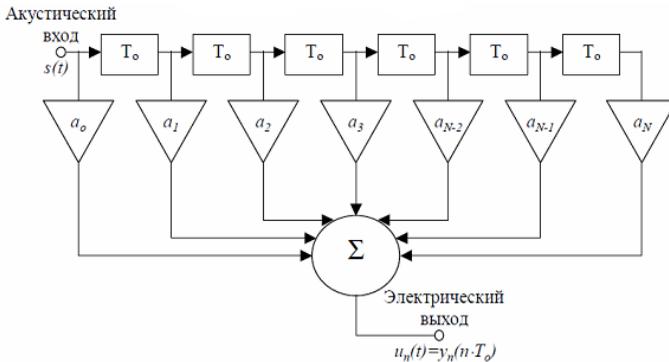


Рисунок 3.54 – Эквивалентная схема трансверсального фильтра

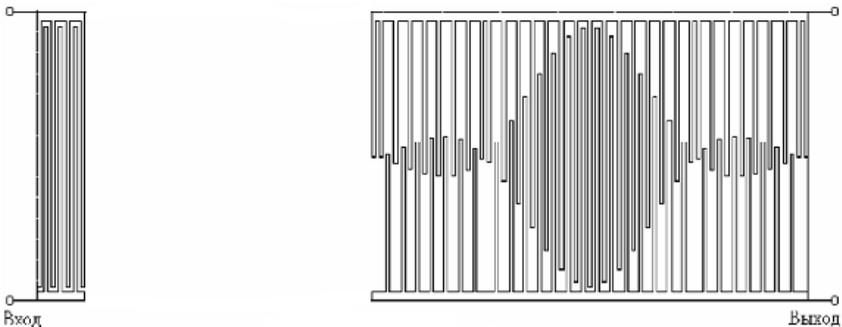


Рисунок 3.55 – Входной и выходной преобразователи фильтра на поверхностных акустических волнах

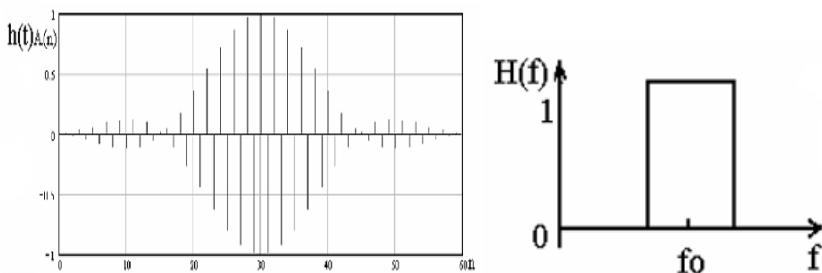


Рисунок 3.56 – Пример импульсной характеристики (слева) и соответствующей АЧХ (справа) фильтра на поверхностных акустических волнах

### 3.7.5 Активные фильтры сосредоточенной селекции

При относительно невысоких требованиях к избирательности и низкой промежуточной частоте ФСС имеет смысл выполнять как активный фильтр, легко поддающийся интеграции.

Схема простейшего полосового активного фильтра приведена на рисунке 3.57. Передаточная функция фильтра описывается выражением

$$T(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{Ks}{R_1 C_1}}{s^2 + \left( \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_3 C_1} + \frac{1}{R_3 C_2} + \frac{1-K}{R_2 C_1} \right) s + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}},$$

$$\text{где } K = \frac{V_o}{V_x} = 1 + \frac{R_f}{R_i}.$$

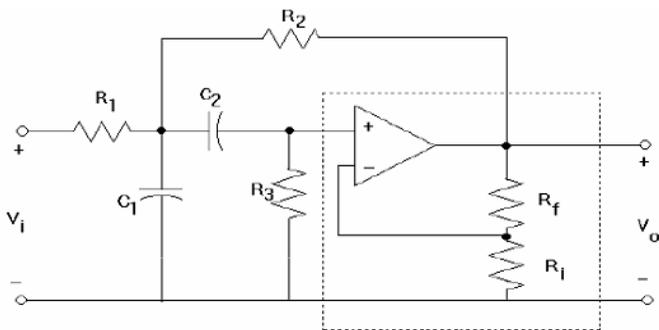


Рисунок 3.57 – Простейший полосовой активный фильтр

## 4 Автоматические регулировки в устройствах приема и обработки сигналов

### 4.1 Автоматическая регулировка усиления

На входе радиоприемника весьма сильно меняется уровень как полезного сигнала, так и помех.

Нормальный прием полезного сигнала возможен в том случае, когда уровень полезного сигнала существенно превышает шумы, а уровень суперпозиции сигнала и помех не приводит к насыщению усилителей и преобразователей частоты.

Шумы и нелинейные искажения определяют динамический диапазон приемника. ГОСТ 24375-80 «Радиосвязь. Термины и определения» предусматривает два определения динамического диапазона:

- 1) отношение уровня максимальной мощности входного сигнала в полосе пропускания радиоприемника к пороговой чувствительности радиоприемника;
- 2) отношение уровня мешающего сигнала в побочном канале при заданных виде и величине нелинейных переходов из побочного канала в основной к чувствительности приемника по основному каналу.

На шумы в наибольшей степени влияют первые каскады приемника:

$$NR = NR_1 + \frac{NR_2 - 1}{A_1} + \frac{NR_3 - 1}{A_1 A_2} + \dots + \frac{NR_n - 1}{A_1 A_2 \dots A_{n-1}}.$$

На нелинейные искажения в наибольшей степени влияют последние каскады:

$$\frac{1}{IP_{\text{полный}}} = \frac{1}{IP_1} + \frac{G_1}{IP_2} + \frac{G_1 G_2}{IP_3} + \dots + \frac{G_1 G_2 \dots G_{n-1}}{IP_n}.$$

Они в наибольшей степени подвержены перегрузке.

Автоматическая регулировка усиления (АРУ) — применяется для расширения динамического диапазона приемника и поддержания в заданных пределах выходного напряжения. При этом устраняются перегрузки в каскадах при приеме сильных сигналов и, таким образом, предотвращается появление недопустимых нелинейных искажений.

### 4.1.1 Варианты структурных схем автоматической регулировки усиления

Любая АРУ работает по огибающей сигнала, поэтому структурно АРУ всегда содержит детектор огибающей (рисунок 4.1). С выхода детектора Д сигнал через фильтр Ф подается на регулируемый усилитель РУ. В целом авторегулирование может быть реализовано как обратное (а), прямое (б) и комбинированное (в).

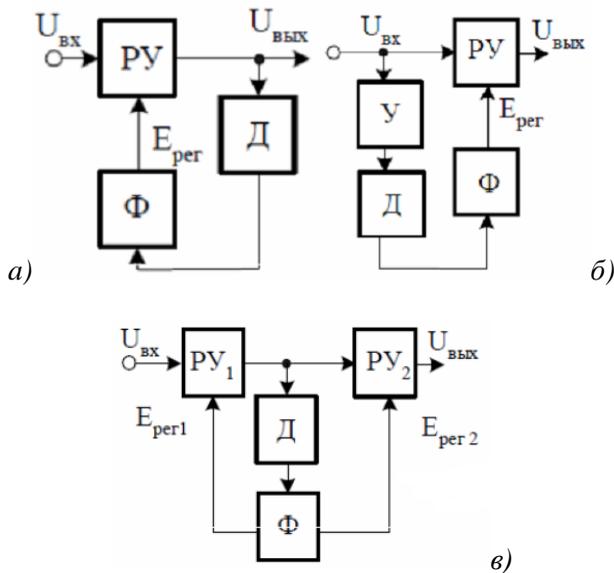


Рисунок 4.1 – Структурная схема АРУ с обратным (а), прямым (б) и комбинированным (в) регулированием

Если говорить про приемник в целом, то следует стремиться к эстафетному принципу в работе АРУ. В эстафетной АРУ (рисунок 4.2) усиление регулируется начиная с последнего каскада УПЧ, где значение сигнала максимально и поэтому наиболее вероятна перегрузка. При дальнейшем увеличении сигнала начинает уменьшаться коэффициент усиления предпоследнего каскада и т.д. Это позволяет ввести регулирование первых каскадов только при самых больших сигналах, когда достигнуто большое (например, 50 дБ) отношение сигнал/шум на выходе.

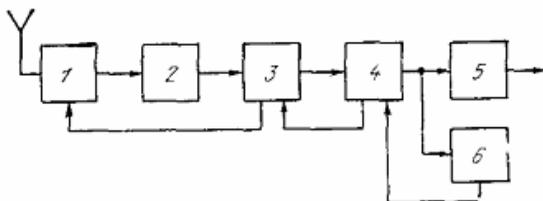


Рисунок 4.2 – Структурная схема эстафетной автоматической регулировки усиления

Эстафетный принцип построения АРУ распространяется не только на УПЧ, но и на приемник в целом (рисунок 4.3).

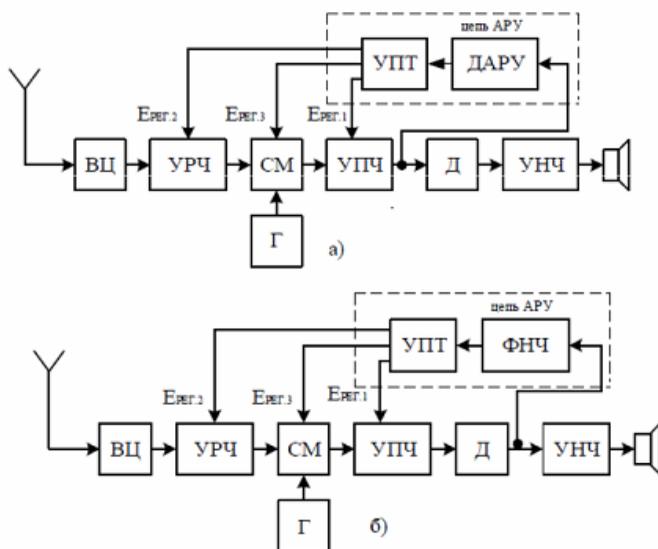


Рисунок 4.3 – Эстафетная АРУ в приемнике в целом

#### 4.1.2 Основные параметры и характеристики и параметры систем автоматического регулирования усиления

К основным параметрам систем АРУ относятся следующие:

- динамический диапазон входных сигналов  $\alpha$  (40...100 дБ), при котором должен работать приёмник;
- динамический диапазон выходных сигналов  $\beta$  (4...8 дБ) усилителя с АРУ;

- максимальный коэффициент усиления приёмника с АРУ;
- минимальный коэффициент усиления;
- коэффициент регулирования напряжения (глубина регулировки):

$$K_{\text{пер}} = \frac{\alpha}{\beta}$$

- максимальная глубина регулировки  $D$  (диапазон регулировки) коэффициента усиления:  $D = \alpha - \beta$ ;
- время установления переходного процесса в системе АРУ при скачкообразном изменении амплитуды входного сигнала;
- уровень нелинейных, частотных и фазовых искажений.

Основной характеристикой АРУ является амплитудная характеристика (зависимость  $U_{\text{вых}} = F(U_{\text{вх}})$ , рисунок 4.4. Она может быть также представлена регулировочной характеристикой (производная от амплитудной характеристики), рисунок 4.5.



Рисунок 4.4 – Амплитудные характеристики различных систем АРУ

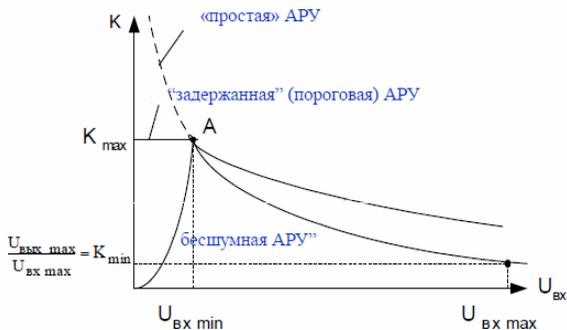


Рисунок 4.5 – Варианты регулировочных характеристик систем АРУ

Амплитудные характеристики АРУ бывают различными. В простейшем варианте петля авторегулирования замкнута всегда. Поэтому усиление приемника оказывается заниженным для всех сигналов (в том числе весьма малых, сопоставимых с шумом). Это обстоятельство приводит к уменьшению отношения сигнал-шум для малых сигналов. Чтобы избежать этого устанавливают некоторый порог уровня сигнала, при превышении которого начинает работать АРУ. Такую АРУ называют задержанной.

### 4.1.3 Элементы систем автоматической регулировки усиления

Один из специфических элементов системы АРУ – регулируемый усилитель или регулятор (рисунок 4.6). Функционально этот элемент должен работать как перемножитель. Поэтому для него подходят большинство решений, используемых в смесителях. Разница состоит в том, что по каналу управляющего напряжения нужно обеспечить работу, начиная от постоянного тока.

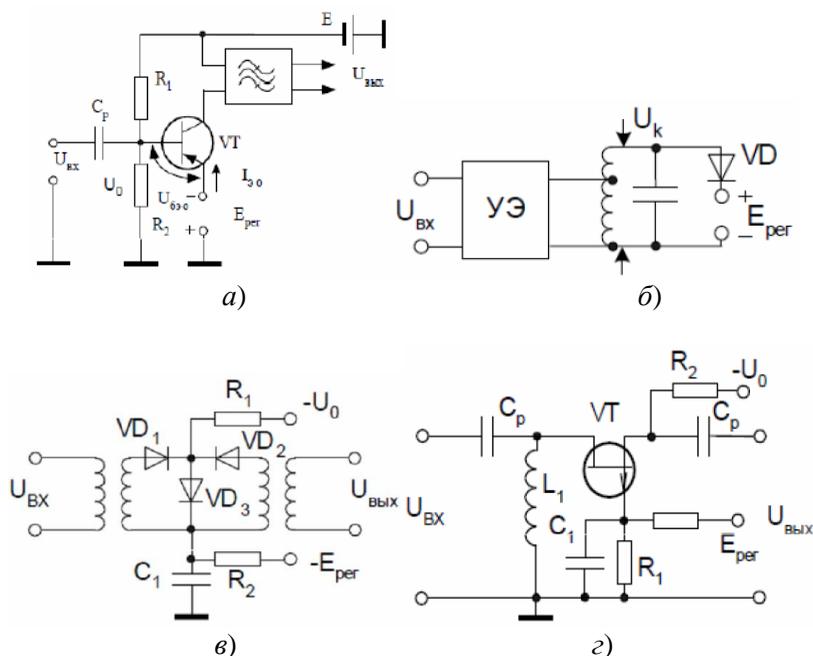


Рисунок 4.6 – Варианты принципиальных схем регуляторов систем АРУ

#### 4.1.4 Цифровая автоматическая регулировка усиления

Оптимальные регулировочные характеристики в сложных АРУ получается удобней реализовывать цифровым способом (рисунок 4.7).

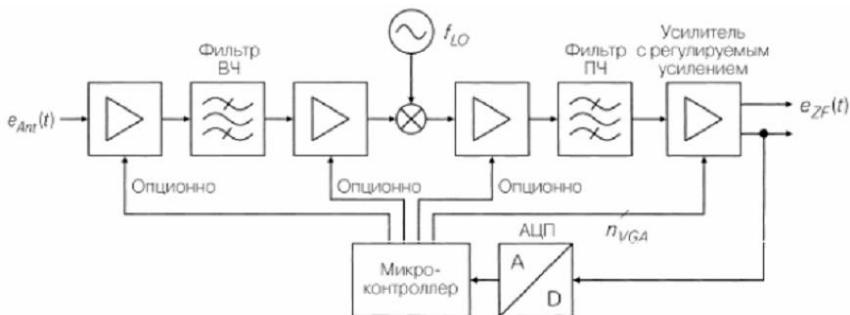


Рисунок 4.7 – Цифровая автоматическая регулировка усиления

## 4.2 Автоматическая подстройка частоты

### 4.2.1 Разновидности систем автоматической подстройки частоты

Частота гетеродина в супергетеродинных и особенно синхродинных приемниках должна с высокой точностью соответствовать расчетной. Невыполнение этого требования ведет к дополнительным линейным искажениям (в АМ-приемниках), нелинейным (в ЧМ- и ФМ-приемниках) или полной неработоспособности приемника (в обычном синхродине).

Поэтому во всех современных приемниках имеется система или системы автоматической подстройки частоты (АПЧ) гетеродина. Они делятся на две разновидности:

- статические системы АПЧ (уменьшающие, но не обнуляющие ошибку настройки частоты гетеродина);
- астатические системы АПЧ (ошибка настройки частоты гетеродина становится нулевой). Такие системы обычно называются системами фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), поскольку предметом окончательной подстройки является отклонение фазы гетеродина от опорного значения.

Второй классификационный признак систем АПЧ – осуществляется ли подстройка частоты гетеродина под действительную частоту принимаемого сигнала (следающие системы

АПЧ) или частота гетеродина постоянно поддерживается равной некоторому значению (системы стабилизации частоты). В зависимости от идеологии построения приемника используется либо первый, либо второй вариант.

Следящая ФАПЧ используется в следующих случаях.

- в обычных синхродинах;
- при использовании ФАПЧ в качестве частотного детектора в приемниках ЧМ-сигналов.

Система стабилизации частоты на основе ФАПЧ используется:

- в приемниках ФМ-сигналов или ЧМ-сигналов, детектируемых как ФМ, (например, в MSK-приемниках);
- большинстве приемников цифровых сигналов.

#### 4.2.2 Статическая автоматическая подстройка частоты

Как самостоятельная система статическая АПЧ () применяется редко и только в самых простых приемниках. Тем не менее, статическая АПЧ имеет перед ФАПЧ одно преимущество: ее работа не связана с пороговым эффектом захвата сигнала.

Но, кроме того, она применяется в составе комбинированных систем АПЧ-ФАПЧ для предварительной подстройки частоты, а окончательная подстройка осуществляется ФАПЧ.

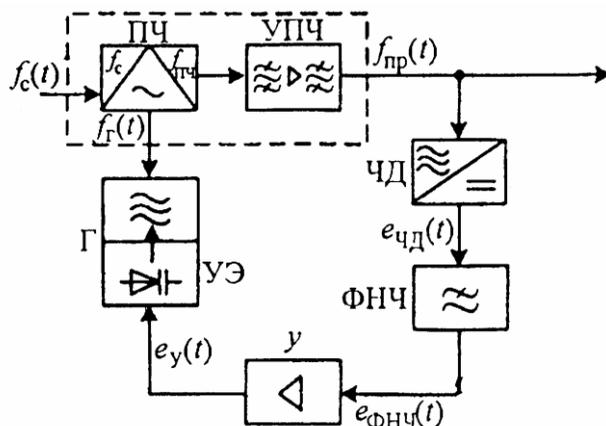


Рисунок 4.8 – Статическая автоматическая подстройка частоты:  
 ЧД – частотный детектор; УЭ – управляющий элемент;  
 Г – гетеродин



## 4.2.5 Астатические по фазе системы ФАПЧ

Астатичность по фазе ФАПЧ достигается (рисунок 4.11), если коэффициент передачи тракта после фазового детектора (ФНЧ + УПТ) стремится к бесконечности:

$$K(p) = a_{\infty} + 1/T_{ин}p.$$

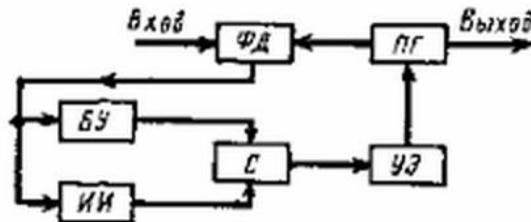


Рисунок 4.11 – Структурная схема астатической по фазе системы ФАПЧ: ИИ – идеальный интегратор; БУ – безынерционный усилитель; С – сумматор; УЭ – управляющий элемент; ПГ – перестраиваемый генератор

На рисунке 4.12 представлен фрагмент функциональной схемы астатической по фазе системы ФАПЧ в САПР NI AWR Design Environment.

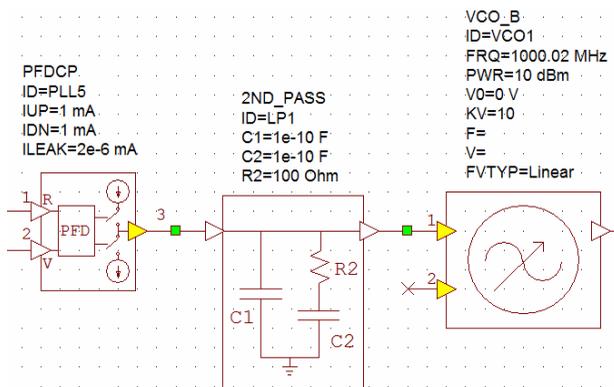


Рисунок 4.12 – Фрагмент структурной схемы астатической по фазе системы ФАПЧ в САПР NI AWR Design Environment

#### **4.2.6 Выбор АЧХ фильтра в петле ФАПЧ**

АЧХ фильтра в петле ФАПЧ определяет многие важнейшие свойства ФАПЧ:

- полосу захвата;
- статическую фазовую ошибку в режиме захвата;
- фазовые шумы в режиме захвата;
- время вхождения в синхронизм;
- постоянную времени реакции ФАПЧ в режиме синхронизма.

К АЧХ фильтра предъявляются противоречивые требования: для увеличения полосы захвата нужно увеличивать полосу пропускания фильтра, а для уменьшения фазовых шумов ГУН нужно ее уменьшать. Поэтому АЧХ фильтра ФАПЧ всегда представляет собой результат компромисса.

Для достижения этого компромисса в принципе используется два подхода:

- формирование сложной (ступенчатой) АЧХ с широким «основанием», определяющим полосу захвата, и ростом коэффициента передачи в области нижних частот;
- формирование неинвариантной АЧХ. В отсутствие синхронизма полоса пропускания фильтра устанавливается широкой, а после установления синхронизма сужается. Этот вариант сложнее, но более предпочтителен, поскольку обеспечивает более быстрое вхождение в синхронизм и меньшие фазовые шумы ФАПЧ.

#### **4.2.7 Восстановление тактовой частоты в приемниках цифровых сигналов**

Нужно синхронизировать генератор тактовой частоты приемника с принимаемым сигналом для того, чтобы снимать отсчеты в нужное время и восстанавливать данные.

Восстановление тактовой частоты (symbol timing recovery, STR) необходимо, так как большинство цифровых систем являются самосинхронизирующимися из принимаемого сигнала (чтобы не передавать тактовую частоту по отдельному каналу). Место подсистемы STR в приемнике цифровых сигналов изображено на рисунке 4.13.

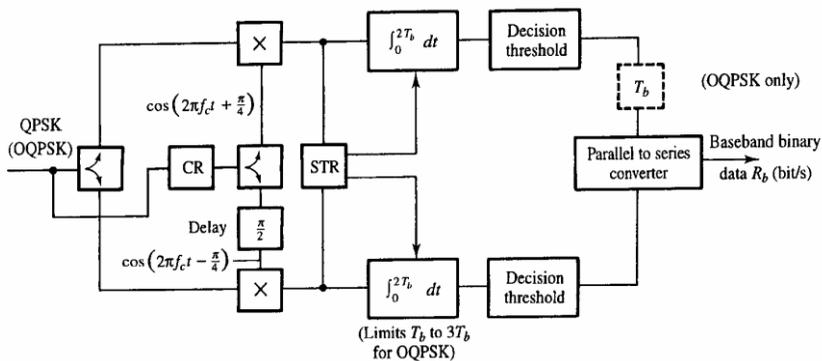


Рисунок 4.13 – Место подсистемы восстановления тактовой синхронизации (STR) в QPSK-приемнике

При восстановлении тактовой частоты нужно обращать внимание, есть ли данная частота в спектре поступающего сигнала (рисунок 4.14). Если она отсутствует, то можно, например, взять модуль от входного сигнала. Это примерно удваивает его полосу.

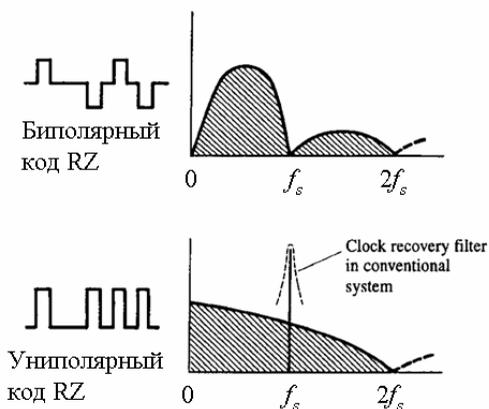


Рисунок 4.14 – Спектр сигнала с отсутствующей и присутствующей спектральной составляющей на частоте следования символов  $f_s$

Собственно система восстановления тактовой частоты либо использует инерционные свойства колебательного контура (рисунок 4.15), либо выполняется на основе ФАПЧ.

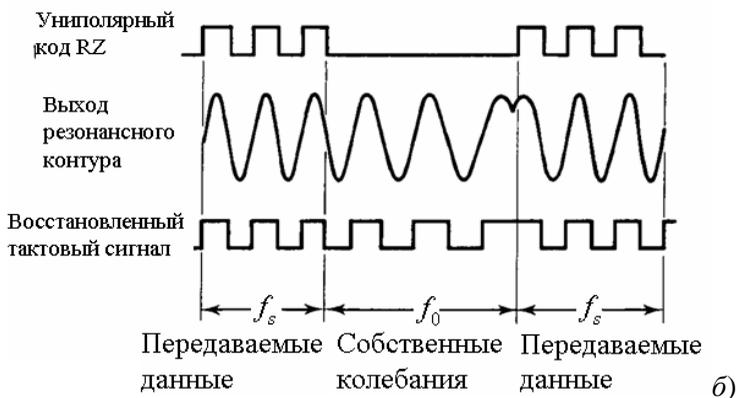
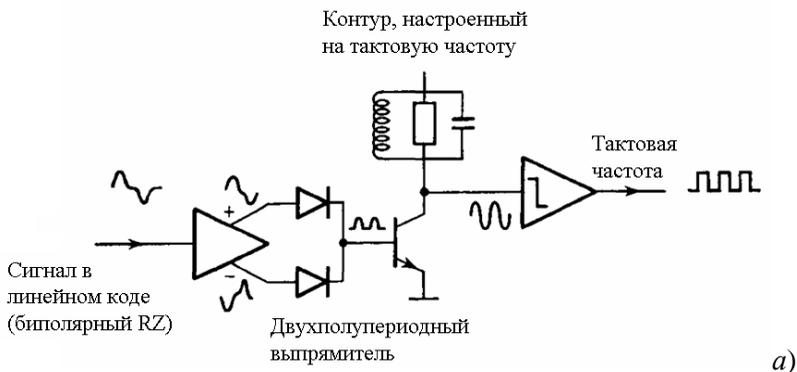


Рисунок 4.15 – Схема восстановления тактовой синхронизации с использованием инерционных свойств резонансного контура (а) и эюры сигналов в ней (б)

## 5 Особенности устройств приема и обработки цифровых сигналов

### 5.1 Межсимвольная интерференция в приемниках цифровых сигналов и борьба с ней

В любой системе имеет место естественное или преднамеренное ограничение диапазона частот сверху. Это приводит к межсимвольной интерференции (МИ), рисунок 5.1.

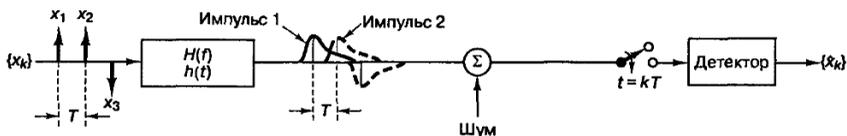


Рисунок 5.1 – Межсимвольная интерференция (наложение соседних символов) в цифровой системе связи

Возникает вопрос: до какого предела можно уменьшать полосу пропускания канала, чтобы МИ не приводила к ошибкам? По Найквисту наименьшая верхняя граничная частота полосы пропускания, при которой возможно отсутствие межсимвольной интерференции:  $f_B = 1/(2T)$ , где  $T$  – интервал следования символов.

МИ отсутствует, если передаточная функция системы прямоугольная, а импульсная характеристика имеет вид синка  $h(t) = \text{sinc}(\pi f_s t)$  (рисунок 5.2). Здесь  $f_s$  – частота следования символов.

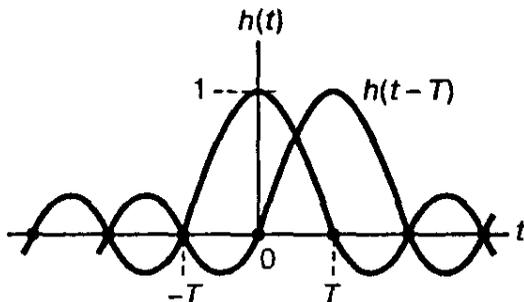


Рисунок 5.2 – Пояснение к отсутствию межсимвольной интерференции, если импульсная характеристика системы имеет вид синка

### 5.1.1 Фильтры Найквиста. Импульсы Найквиста

Длительные осцилляции у синка приводят к тому, что при наличии неравномерности АЧХ тракта или взятии отсчетов не в соответствующие моменты времени МИ появляется вновь. Поэтому хорошо иметь импульсную характеристику с меньшими осцилляциями (в частотной области этому соответствует сглаженный переход АЧХ в область задерживания).

МИ отсутствует не только при импульсной характеристике системы в виде синка, но и при любой другой форме импульсной характеристики тракта приема-передачи, если она имеет нули в моменты времени, отстоящие на тактовый интервал от момента передачи текущего символа. Такая импульсная характеристика получается в том случае, если синк умножить на любую другую функцию. Такие импульсы называются импульсами Найквиста. Ясно, что их существует бесконечное количество.

Устройства, имеющие импульсную характеристику в виде импульса Найквиста, называются фильтрами Найквиста. Их также существует бесконечное множество.

Если синк домножить на функцию

$$f_s \frac{\cos(\pi f_s t)}{1 - (2f_s t)^2},$$

то получим разновидность фильтра Найквиста, которая называется «приподнятый косинус» (рисунок 5.3). Его импульсная характеристика имеет вид

$$h(t) = f_s \frac{\cos(\pi f_s t)}{1 - (2f_s t)^2} \operatorname{sinc}(\pi f_s t)$$

Данный фильтр называют так потому, что его передаточная характеристика описывается одним периодом косинусоиды, приподнятой на величину ее амплитуды (рисунок 5.4):

$$H(f) = \begin{cases} \frac{1}{2} \cos\left(\pi \frac{f}{f_s}\right) + \frac{1}{2} & \text{для } f < f_s \\ 0 & \text{для } f > f_s \end{cases}$$

Полезно отметить, что импульсная характеристика приподнятого косинуса некаузальна также, как и синка. Т.е. можно реализовать только приближение к ним со смещением во времени.

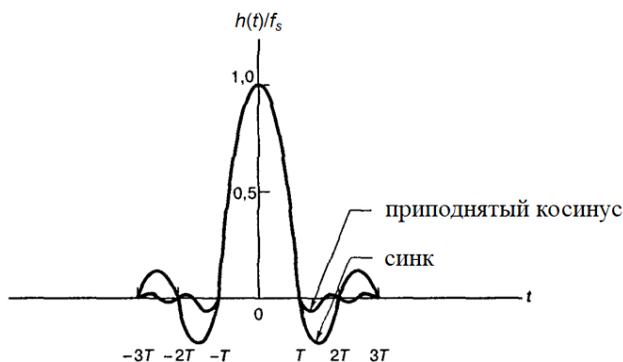


Рисунок 5.3 – Импульсная характеристика «приподнятого косинуса» в сравнении с синком

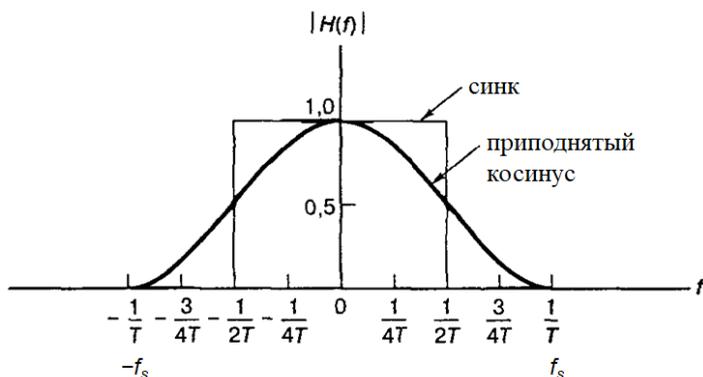


Рисунок 5.4 – Модуль передаточной функции фильтра «приподнятый косинус»

Синк и приподнятый косинус в чистом виде используются редко. В основном в качестве импульсов Найквиста используют сигналы, занимающие промежуточное положение между двумя этими импульсами (рисунок 5.5). Импульсная характеристика таких фильтров имеет вид:

$$h(t) = f_s \frac{\cos(\alpha \pi f_s t)}{1 - (2\alpha f_s t)^2} \text{sinc}(\pi f_s t)$$

где  $\alpha$  - коэффициент сглаживания (может принимать значение от 0 до 1). Этот коэффициент определяет близость формы импульса к синку или к приподнятому косинусу. Если  $\alpha = 0$ , то мы имеем

чистый синк, если  $\alpha = 1$ , то приподнятый косинус. Обычно  $0.35 < \alpha < 0.5$ . Для высокоскоростных систем для экономии частотного ресурса используют малые значения  $\alpha$ .

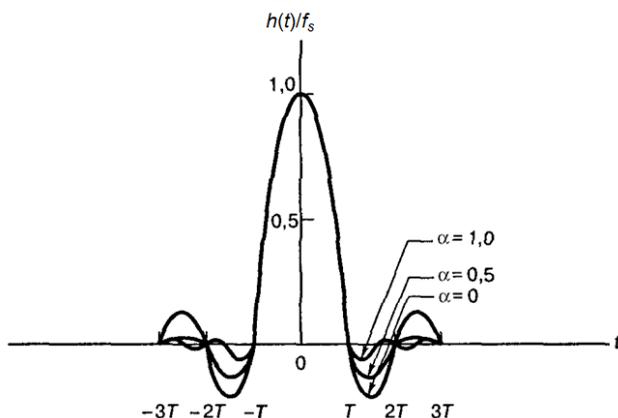


Рисунок 5.5 – Импульсы Найквиста с различным уровнем осцилляций

Амплитудно-частотная характеристика фильтров Найквиста с различной «гладкостью» АЧХ приведена на рисунке 5.6.

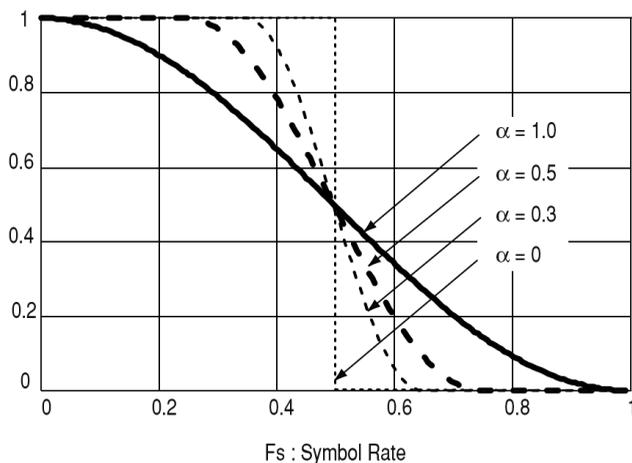


Рисунок 5.6 – АЧХ фильтров Найквиста с различным коэффициентом сглаживания

Применение фильтрации различными фильтрами Найквиста влияет не только на межсимвольную интерференцию, но и на вид созвездия (рисунок 5.7).

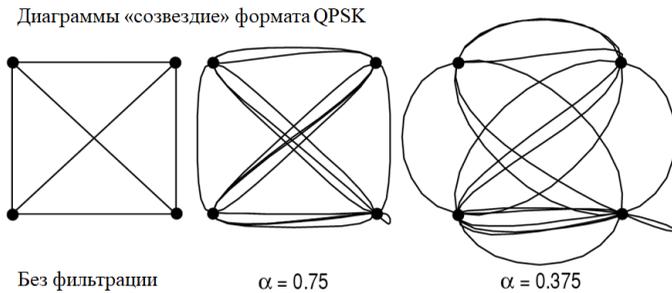


Рисунок 5.7 – Зависимость вида созвездия QPSK от коэффициента сглаживания фильтра Найквиста

### 5.1.2 Реализация фильтров Найквиста при канальном кодировании «без возвращения к нулю»

На вход компаратора в приемнике должны поступать сигналы, имеющие форму импульсов Найквиста. Такой сигнал получается, если на вход фильтра Найквиста подать дельта-функцию (сигнал с равномерным спектром). Бывает, что подлежащий передаче цифровой поток в передатчике формируется с кодом канала NRZ (Non Return to Zero, без возвращения к нулю, рисунок 5.8).

В такой системе символизирующий определенный бит видеоимпульс длительностью  $T$  имеет собственный спектр  $X(f) = \sin(\pi f T) / (\pi f T)$ . Чтобы в этом случае на выходе фильтра получить импульсы Найквиста, нужно домножить передаточную функцию фильтра Найквиста на обратную функцию  $(\pi f T) / \sin(\pi f T)$ . В итоге формируется сигнал с некоторым подъемом в области умеренно высоких частот (рисунок 5.9).

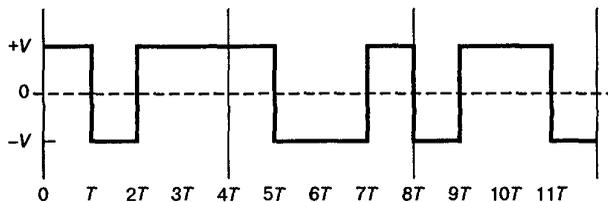


Рисунок 5.8 – Форма канального сигнала при канальном кодировании «без возвращения к нулю»

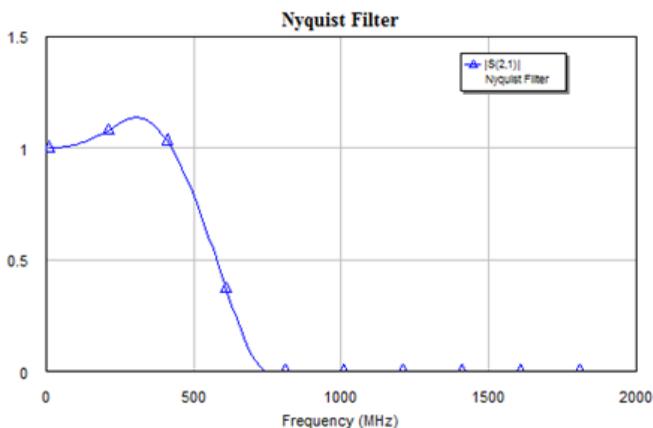


Рисунок 5.9 – АЧХ фильтра Найквиста при использовании в системе с канальным кодированием «без возвращения к нулю»

### 5.1.3 Распределение передаточной функции фильтра Найквиста между приемником и передатчиком

Передаточной функции фильтра Найквиста должна соответствовать сквозная передаточная функция тракта «передатчик – приемник»:

$$H(f) = H_r(f)H_t(f). \quad (1)$$

Фильтрация в передатчике уменьшает излучение за пределами отведенной полосы частот и уменьшает помехи другим приемникам. Фильтрация в приемнике уменьшает проникновение широкополосного шума на вход приемника и помехи от других передатчиков.

Известно, что наибольшее отношение сигнал/шум на выходе приемника получается в том случае, когда передаточная функция приемника  $H_r(f)$  является комплексно сопряженной функцией по отношению к спектру входного сигнала приемника, который определяется передаточной функцией передатчика  $H_t(f)$ . Другими словами, должно выполняться условие  $H_r(f) = H_t(f)^*$ . С учетом того, что фильтр Найквиста имеет ФЧХ тождественно равную нулю,  $H_r(f) = H_t(f)$ . Подставив последнюю формулу в (1) получим, что  $H(f) = H_t^2(f)$ . Отсюда следует, что передаточная функция передатчика должна быть  $H_t(f) = \sqrt{H(f)}$ . Такой же должна быть и передаточная функция приемника.

### 5.1.4 Фильтр Гаусса в цифровых приемниках

В стандарте GSM вместо фильтра Найквиста используется фильтр Гаусса. Это связано с его преимуществами по мощности несущей, занимаемому диапазону и восстановлению тактового сигнала. Импульсная характеристика фильтра Гаусса описывается выражением:

$$h(t) = \exp\left[-\left(\frac{t}{\tau}\right)^2\right].$$

где  $\tau$  – половина длительности импульса по уровню  $1/e$ . Недостаток фильтра Гаусса состоит в том, что его импульсная характеристика (рисунок 5.10) нигде не обращается в ноль. Т.е. ненулевая межсимвольная интерференция присутствует всегда, ее можно лишь уменьшить до приемлемой величины, уменьшая  $\tau$ .

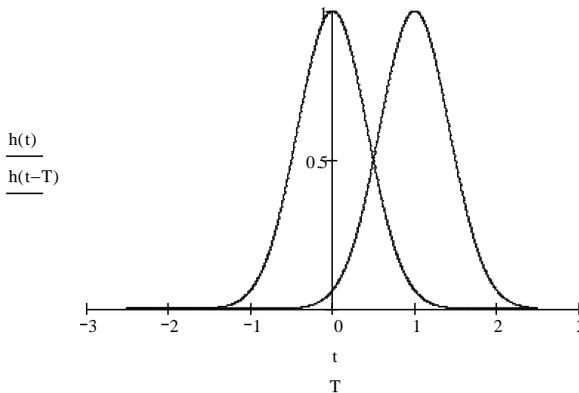


Рисунок 5.10 – Импульсная характеристика фильтра Гаусса

Частотная характеристика фильтра Гаусса (рисунок 5.11) описывается формулой

$$H(\omega) = \sqrt{\pi}\tau \exp\left[-\left(\frac{\tau\omega}{2}\right)^2\right].$$

Обратим внимание на то, что данный фильтр является фазолинейным и некаузальным.

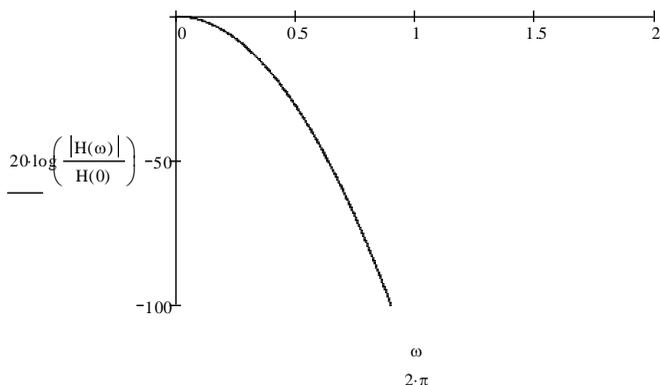


Рисунок 5.11 – Амплитудно-частотная характеристика фильтра Гаусса

### 5.1.5 Фильтр Чебышева в цифровых приемниках

В системе IS-95 CDMA для фильтрации низкочастотного цифрового сигнала используется цифровой фильтр Чебышева с конечной импульсной характеристикой (КИХ) (Finite Impulse Response – FIR).

КИХ – означает, что импульсная характеристика длится конечное число отсчетов. «Чебышева» – означает, что колебания АЧХ в полосе пропускания и задерживания имеет чередующиеся максимумы и минимумы одинаковой величины.

Фильтр имеет близкую к прямоугольной АЧХ (рисунок 5.12) с коэффициентом сглаживания всего 0.113. Это необходимо для уменьшения проникания сигнала в соседний канал, так как в этой системе расстояние между каналами 1.25 МГц, а частота следования символов 1.2288 МГц.

Этот фильтр не обеспечивает нулевой межсимвольной интерференции. Однако межсимвольная интерференция в CDMA не так критична как в других форматах. Это связано с тем, что для принятия решения о значении символа используется усреднение 64 фрагментов сигнала. Выделяемый символ при этом имеет одно и то же значение в каждой реализации, а интерферирующие с ним соседние – различные. Поэтому межсимвольная интерференция при усреднении минимизируется.

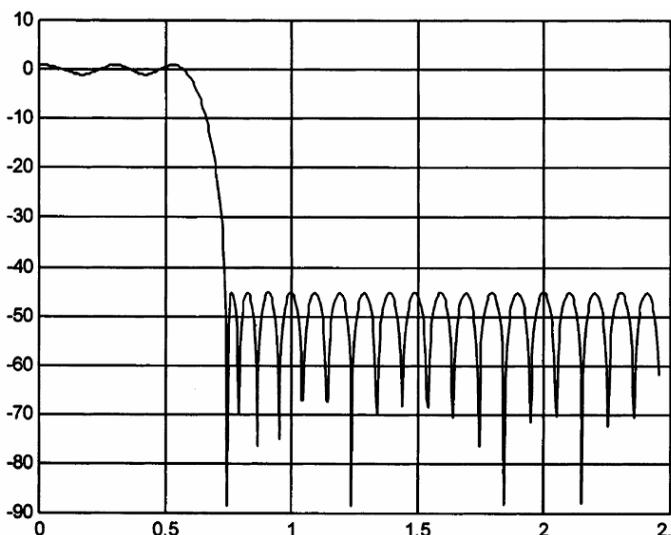


Рисунок 5.12 – Амплитудно-частотная характеристика фильтра Чебышева

### 5.1.6 Коррекция передаточной функции тракта приема-передачи

Теоретически передаточная функция (ПФ) тракта приема-передачи должна соответствовать ПФ фильтра Найквиста. Реальная ПФ тракта всегда имеет большие или меньшие отличия от ПФ Найквиста. Они классифицируются на:

- систематические (не изменяющиеся при эксплуатации системы);
- случайные (изменяющиеся с течением времени).

Систематические искажения могут быть связаны, в частности, с особенностями проекта в целом (в этом случае они будут характерными для всей серии). Например, при использовании фильтров Гаусса или Чебышева ПФ системы принципиально отличается от ПФ Найквиста (что приводит к ненулевой межсимвольной интерференции). Систематические искажения могут отражать также особенности конкретного экземпляра приемного или передающего устройства.

Случайные искажения связаны, в основном, с изменением состояния среды распространения сигнала и интерференционными эффектами в ней.

Если существует систематическое или случайное отклонение ПФ тракта от ПФ фильтра Найквиста, то возникает межсимвольная интерференция.

Передачная функция характеризует линейные свойства системы. Замечательным свойством линейных искажений (в отличие от нелинейных) является то, что их можно корректировать. Особенно эффективно это получается в цифровых системах по двум причинам:

- «безболезненно» могут быть выделены интервалы времени для тестирования ПФ тракта с целью настройки корректора;
- не обязательно получать строго определенную при проектировании импульсную характеристику Найквиста, достаточно лишь, чтобы она имела нули в позициях соседних символов.

Корректоры, способные к автоматической подстройке под изменяющуюся передачную функцию тракта называют адаптивными.

Существующие способы коррекции передачной функции прямо-передающего тракта можно классифицировать следующим образом:

- оценка параметров цифровой последовательности с максимальным правдоподобием (maximum-likelihood sequence estimation – MLSE). При использовании этого способа компенсация искажений передачной функции тракта непосредственно не производится, и искаженные межсимвольной интерференцией выборки не изменяются. Вместо этого приемник проектируется так, чтобы правильно детектировать искаженные выборки;
- коррекция с помощью фильтров. В этом случае на вход детектора поступает последовательность выборок с устраненной корректором межсимвольной интерференцией.

Чаще применяется коррекция при помощи фильтров. По виду фильтров корректоры можно разделить на трансверсальные и с обратной связью по решению.

По соотношению частоты следования символов и используемой в фильтре частоты дискретизации сигнала корректоры подразделяются на:

- корректоры с символьным разделением (указанные частоты равны);
- фракционное разделение (используемая фильтром частота больше частоты следования символов).

### 5.1.7 Трансверсальные корректоры передаточной функции тракта приема-передачи

Передаточная функция корректора должна быть обратна отклонению передаточной функции тракта от ПФ Найквиста. Поэтому это отклонение нужно оценить. Для этого на вход тракта подают тестовый сигнал со сплошным спектром. В простейшем случае это может быть короткий импульс. На практике используется псевдошумовой сигнал имеющий большую среднюю мощность и, следовательно, лучшее отношение сигнал шум.

Отклонение импульсной характеристики приемо-передающего тракта от импульса Найквиста можно рассматривать как появление дополнительных импульсов определенной амплитуды, которые появляются в моменты взятия выборок. Для подавления межсимвольной интерференции корректор должен вырабатывать набор компенсирующих импульсов с теми же амплитудами, но противоположными знаками.

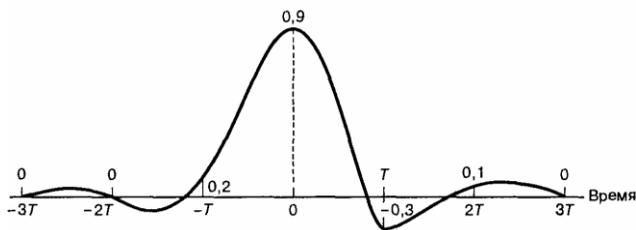


Рисунок 5.13 – Несущий импульс в системе связи при наличии межсимвольной интерференции

Структурно трансверсальный корректор межсимвольной интерференции выглядит как обычный трансверсальный фильтр (рисунок 5.14).

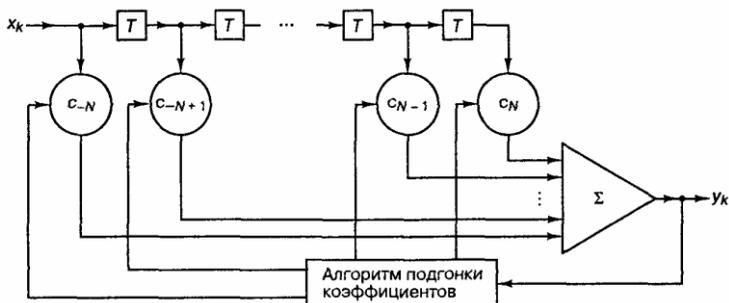


Рисунок 5.14 – Структурная схема трансверсального корректора межсимвольной интерференции

В состав трансверсального корректора входят линия задержки с отводами и сумматор со взвешиванием. При этом выходной сигнал формируется как взвешенная сумма текущего и предыдущих значений принятого сигнала. Наибольшее значение имеет коэффициент при центральном отводе – он обозначает собственно полезный импульс. Остальные коэффициенты (до него и после) – формируют корректирующие импульсы.

Длина импульсной характеристики конечна, но и межсимвольная интерференция уменьшается с удалением интерферирующего импульса.

Основная отличительная особенность трансверсального корректора межсимвольной интерференции – адаптивность. Она реализуется за счет расчета коэффициентов фильтра, исходя непосредственно из принимаемого сигнала.

Пусть нужно скомпенсировать  $N$  импульсов до и  $N$  после полезного. Тогда в фильтре будет  $2N + 1$  отводов линии задержки. Выходной сигнал фильтра формируется как свертка входного сигнала с весовыми коэффициентами:

$$y_k = \sum_{n=-N}^N x_{k-n} c_n; \quad k = -2N, \dots, 2N.$$

Это выражение записывается в матричной форме:  $\mathbf{y} = \mathbf{X} \mathbf{c}$ , где

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_{-2N} \\ \vdots \\ y_0 \\ \vdots \\ y_{2N} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{c} = \begin{bmatrix} c_{-N} \\ \vdots \\ c_0 \\ \vdots \\ c_N \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_{-N} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ x_{-N+1} & x_{-N} & 0 & \cdots & \cdots & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x_N & x_{N-1} & x_{N-2} & \cdots & x_{-N+1} & x_{-N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & x_N & x_{N-1} \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & x_N \end{bmatrix}.$$

$\mathbf{X}$  известна по результатам измерений,  $\mathbf{y}$  исходя из требования нулевой интерференции:

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 1 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Если бы  $\mathbf{X}$  была квадратной, то достаточно было бы всего лишь обратить ее, чтобы найти коэффициенты фильтра:  $\mathbf{c} = \mathbf{X}^{-1}\mathbf{y}$ . Однако  $\mathbf{X}$  квадратной не является (система является переопределенной). В принципе решать такие уравнения можно детерминистским способом (методом обращения в нуль незначущих коэффициентов) или статистическим (методом решения с минимальной среднеквадратической ошибкой).

В переопределенной системе число уравнений больше чем число искомых неизвестных. Полученное решение может удовлетворять одним уравнениям, но не удовлетворять другим. Метод обращения в нуль незначущих коэффициентов исходит из того, что следует отбросить часть уравнений. Отбрасывать, конечно, следует те, коэффициенты в которых наиболее подвержены шумам, т.е. минимальны по величине. Такие уравнения находятся в крайних верхних и крайних нижних строках матрицы  $\mathbf{X}$ . Чтобы сделать  $\mathbf{X}$  квадратной размером  $2N + 1$ , отбрасывают  $N$  верхних строк и  $N$  нижних строк в ней. После этого решают систему уравнений, обращая матрицу.

Метод решения с минимальной среднеквадратической ошибкой (mean-square error – MSE) использует другую концепцию. Одной из причин того, что в переопределенной системе не удовлетворяются все уравнения одновременно, являются шумы. При наличии шумов не следует пытаться точно удовлетворить зашумленным коэффициентам отдельных уравнений, лучше удовлетворить приблизительно, но всем имеющимся в распоряжении. Это позволяет получить более устойчивое к шумам решение. Другими словами, решая уравнение  $\mathbf{y} = \mathbf{X}\mathbf{c}$ , нужно минимизировать невязку  $\mathbf{y} - \mathbf{X}\mathbf{c}$ . Если минимизировать вектор невязки в среднеквадратическом смысле, то приходим к методу MSE. Можно показать, что такое решение будет получено в случае, если обе части уравнения  $\mathbf{y} = \mathbf{X}\mathbf{c}$  умножить на  $\mathbf{X}^T$ :  $\mathbf{X}^T\mathbf{y} = \mathbf{X}^T\mathbf{X}\mathbf{c}$ . Матрица  $\mathbf{X}^T\mathbf{X}$  уже является квадратной и уравнение можно решать обратив ее:  $(\mathbf{X}^T\mathbf{X})^{-1}\mathbf{X}^T\mathbf{y} = \mathbf{c}$ .

### 5.1.8 Корректоры с обратной связью по решению

Трансверсальный фильтр – линейное устройство. Линейное устройство может усилить спектральные составляющие в окрестности провалов в АЧХ, но оно не способно восстановить полностью подавленные составляющие спектра в окрестности нулей ПФ системы (если такие нули есть). Пример такой ситуации изображен на рисунке 5.15.

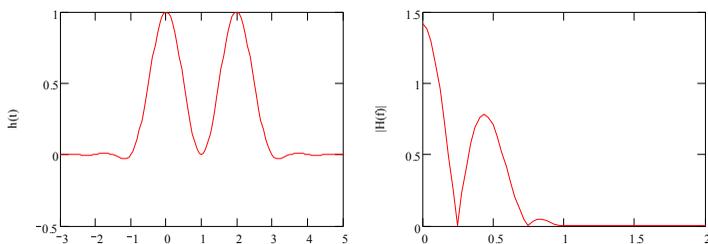


Рисунок 5.15 – Сигнал с нулем спектральной плотности мощности (слева) и его спектр (справа)

Корректор с обратной связью по решению – это нелинейное устройство. Он использует предыдущее решение детектора для устранения интерференции импульсов, детектируемых в настоящий момент (рисунок 5.16).

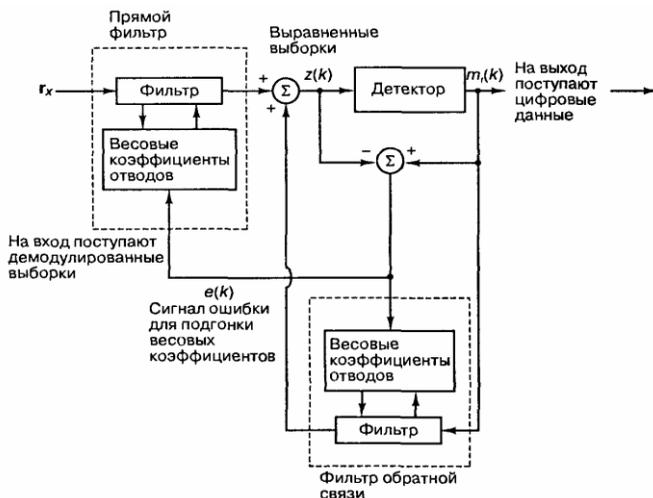


Рисунок 5.16 – Корректор межсимвольной интерференции с обратной связью

## 5.2 Джиттер в приемниках цифровых сигналов

Джиттер – отклонение временного положения фронта импульса от номинального положения (рисунок 5.17). Джиттер также способен приводить к ошибкам, как и аддитивный шум.



Рисунок 5.17 – Дрожание фронта импульса – джиттер

Если по вертикальной оси отложить мгновенное отклонение фронта от номинального положения, а по горизонтальной временной оси время, когда этот фронт наблюдался, то получим кривую, которая называется трендом джиттера (рисунок 5.18, фиолетовая кривая). Преобразование Фурье от тренда является спектром джиттера (малиновая кривая). Количество мгновенных значений джиттера, попадающих в установленные дискретные интервалы, образует гистограмму джиттера (голубая кривая). Дополнительно смысл гистограммы по отношению к джиттеру продемонстрирован на рисунке 5.19.

Для формирования требований к системам синхронизации и стробирования джиттер представляют также в виде так называемой U-кривой (bathtub curve). Это зависимость коэффициента ошибок от временного положения точки выборки (стробирования) внутри символического интервала (рисунок 5.20). Минимальный коэффициент ошибок получается при в средней точке, максимально удаленной от моментов смены цифровых символов. Если джиттер отсутствует, то малый коэффициент ошибок будет сохраняться и при смещении точки стробирования от центра. При наличии джиттера коэффициент ошибок начнет расти, когда точка

стробирования достигнет дрожащего фронта. Т.е. чем больше джиттер, тем меньше ширина глазка.



Рисунок 5.18 – Осциллограмма сигнала (желтая кривая), тренд джиттера (фиолетовая кривая), спектр джиттера (малиновая кривая) и гистограмма джиттера (голубая кривая)

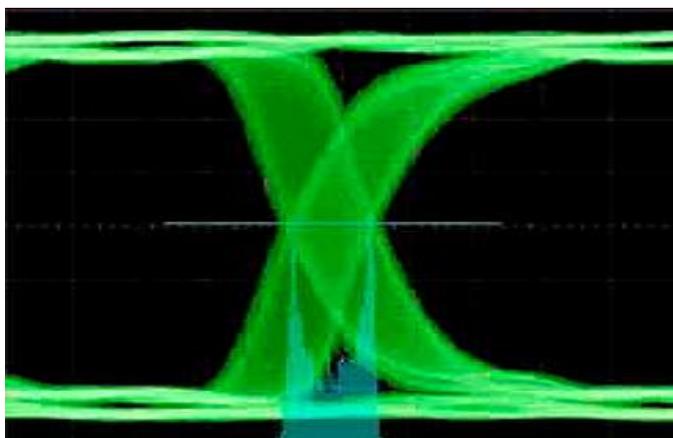


Рисунок 5.19 – Гистограмма джиттера (голубой график) и глазковая диаграмма сигнала с джиттером (зеленые кривые)

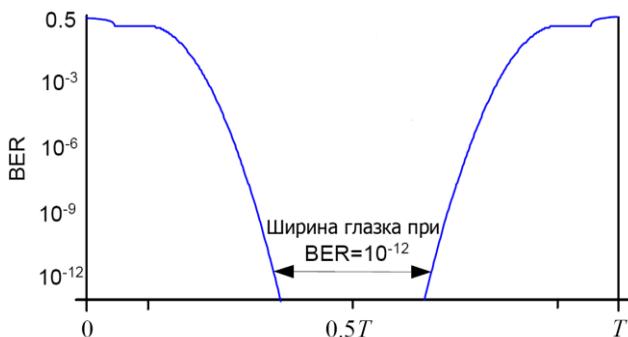


Рисунок 5.20 – U-кривая (bathtub curve)

Для более подробного исследования джиттера его разделяют на составляющие (рисунок 5.21).

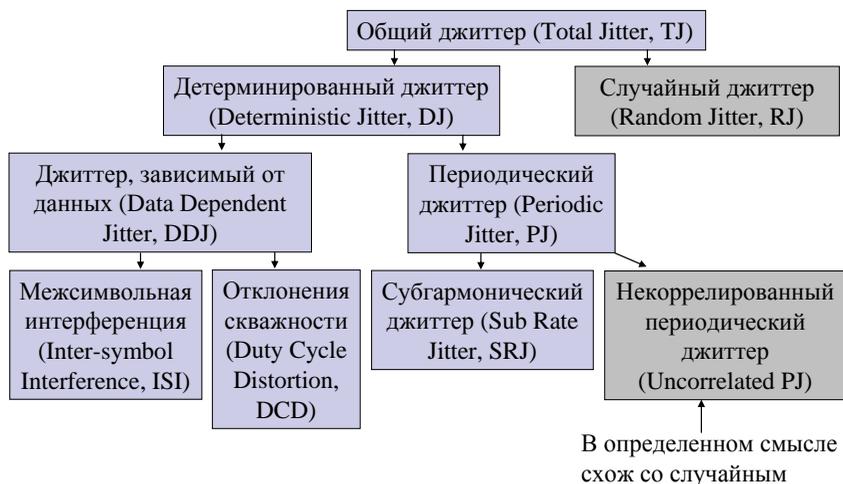


Рисунок 5.21 – Классификация составляющих джиттера

Случайный джиттер – непериодический, независимый от сигнала джиттер. При просмотре на осциллографе подавляется при включении усреднения (рисунок 5.22). Случайный джиттер имеет гауссовскую плотность распределения вероятности тренда джиттера. Характеризуется среднеквадратичным значением  $J_{rms}^{RJ} = \sigma$ . Случайный джиттер неограничен по амплитуде. Поскольку случайная составляющая в джиттере всегда присутствует, это значит, что джиттер всегда приводит к большим

или меньшим ошибкам, а общее значение джиттера может быть определено только для заданного коэффициента ошибок.

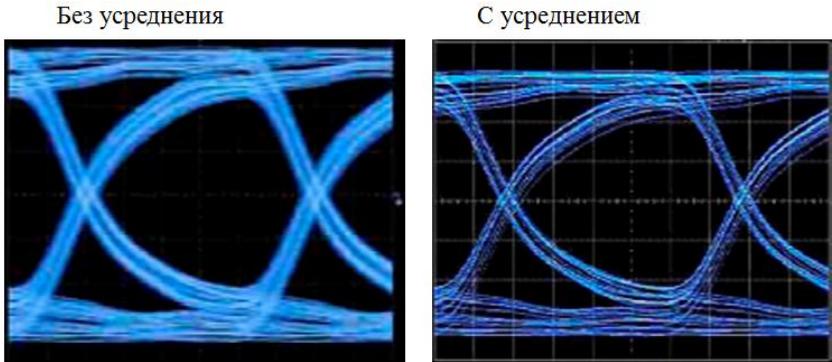


Рисунок 5.22 – Подавление случайного джиттера при включении усреднения на осциллографе

Типичная глазковая диаграмма и гистограмма случайного джиттера приведены на рисунке 5.23.

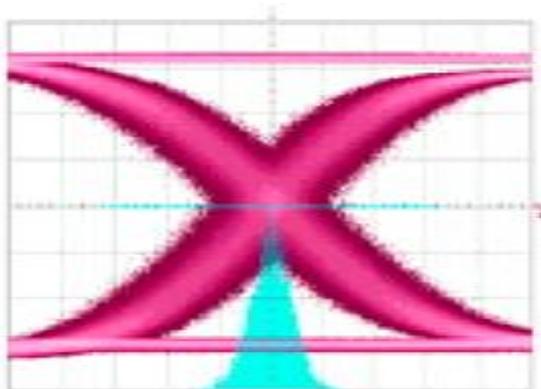


Рисунок 5.23 – Глазковая диаграмма и гистограмма случайного джиттера

Отличительным признаком периодического джиттера является повышенная вероятность больших отклонений фронта от номинального положения и пониженная вероятность малых. Это выражается в выбросах на краях гистограммы и в провале в центре (рисунок 5.24).

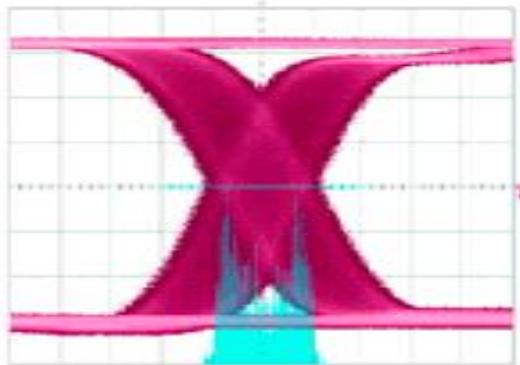


Рисунок 5.24 – Глазковая диаграмма и гистограмма периодического джиттера

Некоррелированный периодический джиттер схож со случайным в том, что в среднем также независим от сигнала. Поэтому он подавляется при включении усреднения в осциллографе. Отличается он от случайного наличием периода повторения. В системах анализа джиттера предусматриваются средства для измерения частоты периодического джиттера (как коррелированного, так и некоррелированного).

При анализе джиттера к нему также относят межсимвольную интерференцию, действие которой приводит к смещению фронтов. Отличительным признаком межсимвольной интерференции является примерно равномерная гистограмма (рисунок 5.25).

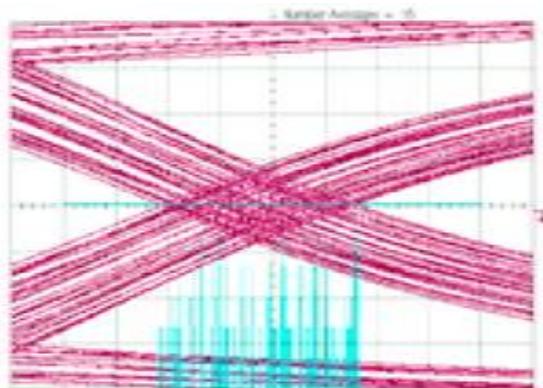
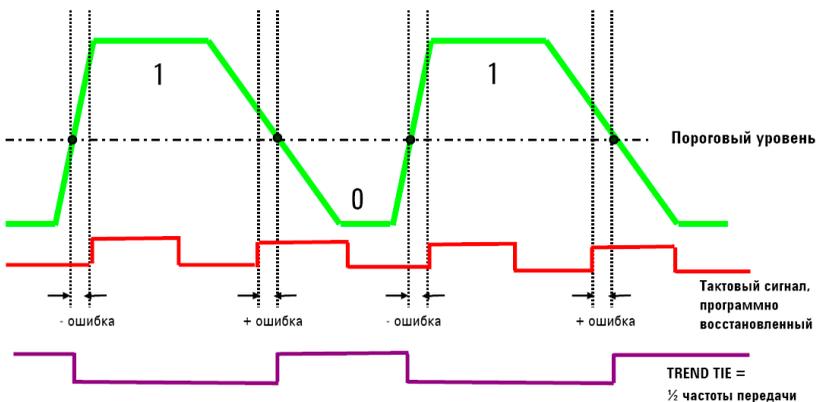
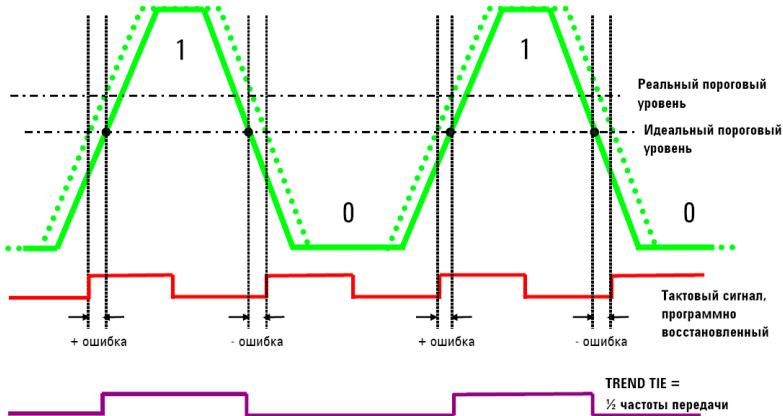


Рисунок 5.25 – Глазковая диаграмма и гистограмма сигнала с межсимвольной интерференцией

Еще одной разновидностью детерминированного джиттера является джиттер, вызванный отклонением скважности импульсов от номинального значения. Причиной такой ситуации может быть, например, ошибка в установке порогового уровня в сочетании с конечной скоростью нарастания сигнала (рисунок 5.26). Другая причина такого джиттера – асимметрия переходных процессов на фронте и спаде сигнала (рисунок 5.27). Типичная глазковая диаграмма и гистограмма сигнала с погрешностью по скважности приведены на рисунке 5.28.



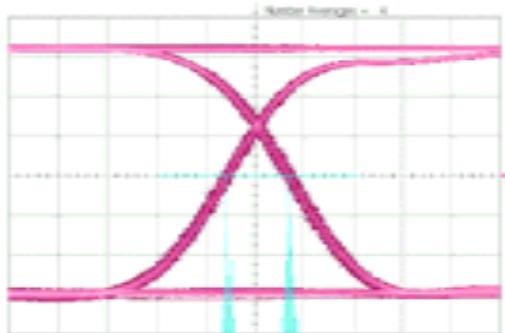


Рисунок 5.28 – Глазковая диаграмма и гистограмма сигнала с погрешностью по скважности

В системах с фазовой автоподстройкой частоты возникает также специфическая разновидность джиттера – субгармонический джиттер (рисунок 5.29). Субгармонический джиттер – периодический джиттер с частотой, в целое число раз меньшей частоты передачи. Другая возможная причина образования субгармонического джиттера – специфика работы мультиплексоров (рисунок 5.30). Если, например, на одном из входов мультиплексора больше джиттер, то на выходе мультиплексора образуется субгармонический джиттер. Если длина битовой последовательности кратна количеству входов мультиплексора  $N$ , то одни и те же перепады будут иметь джиттер, и джиттер будет казаться зависимым от последовательности. Если длина последовательности не кратна  $N$ , то джиттер будет иметь разные перепады, и джиттер будет восприниматься как некоррелированный периодический.

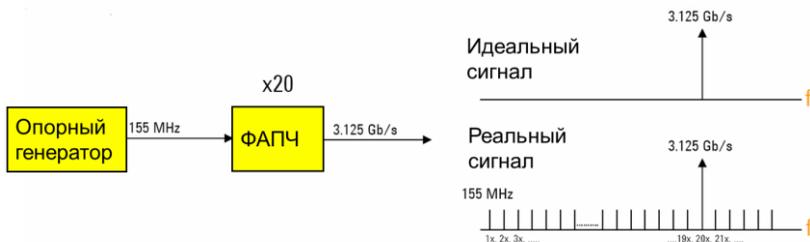


Рисунок 5.29 – Образование субгармонического джиттера в системах с ФАПЧ

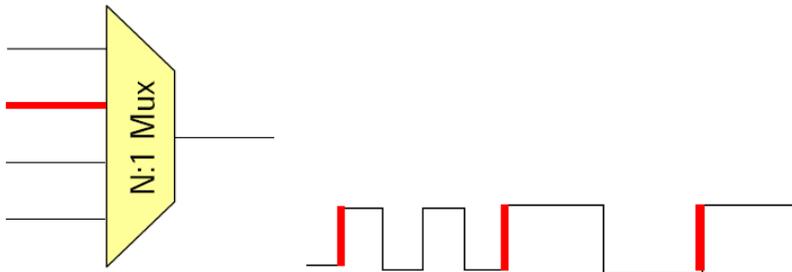


Рисунок 5.30 – Образование субгармонического джиттера при мультиплексировании

Важность анализа джиттера в системах цифровой связи привела к появлению приборов, которые автоматически разделяют джиттер на известные составляющие (рисунок 5.31).

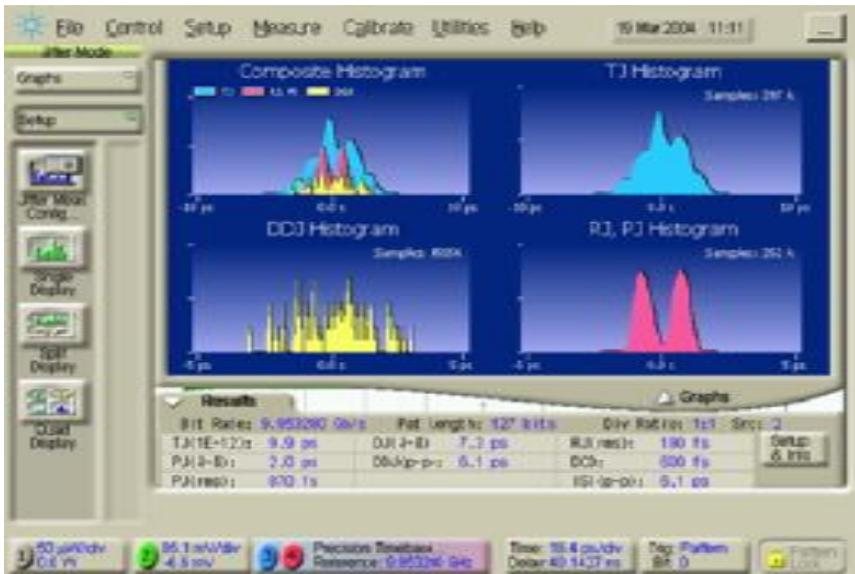


Рисунок 5.31 – Автоматическое разложение джиттера на составляющие в цифровом осциллографе

На участках цифровых схем, где присутствует периодический сигнал без информационной модуляции, джиттер принято характеризовать в терминах фазового шума (рисунок 5.32).

Известны следующие разновидности фазовых шумов по частотной зависимости:

- ЧМ-шум «случайное блуждание», пропорционален  $1/f^2$ ;
- ЧМ фликкер-шум,  $1/f$ ;
- ЧМ белый шум,  $f^0$ ;
- ФМ фликкер-шум,  $f^1$ ;
- ФМ белый шум,  $f^2$ .

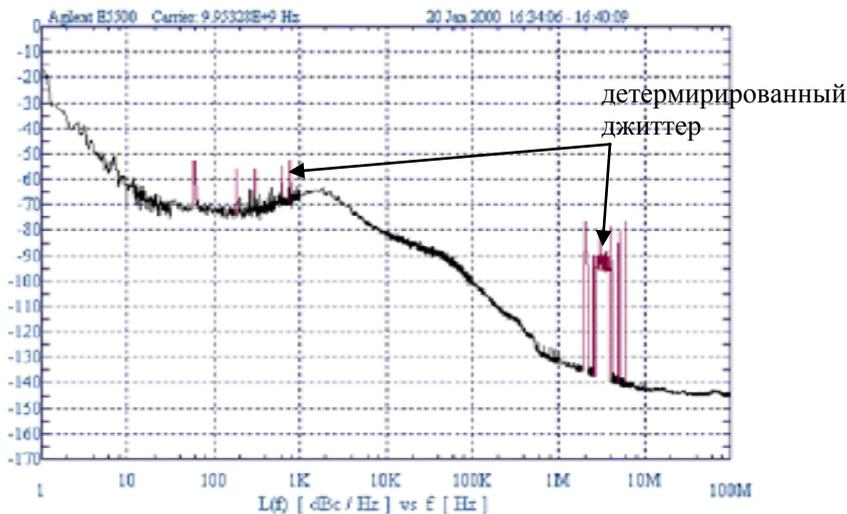


Рисунок 5.32 – Фазовые шумы опорных генераторов

### 5.3 Типовые звенья цифровых радиоприемников

В приемниках, построенных по принципу программно-управляемого радио, большая часть обработки принятого сигнала выполняется в цифровом виде. Можно выделить следующие типовые операции, выполняемые при цифровой обработке радиосигналов:

- цифровая фильтрация;
- преобразование Гильберта;
- цифровое преобразование частоты;
- цифровые амплитудные детекторы;
- цифровые частотные детекторы;
- и др.

### 5.3.1 Цифровое преобразование Гильберта

Преобразователем Гильберта (ПГ) называется широкополосный 90-градусный фазовращатель:

$$U(\omega) = jX(\omega).$$

ПГ является важным элементом систем с квадратурной обработкой сигналов.

Не смотря на всю простоту математического описания, преобразователь Гильберта в точности нереализуем. Это некаузальная цепь, и поэтому не в дифференциальном исполнении нереализуем даже в первом приближении. Поэтому обычно 90-градусный фазовый сдвиг создают не между входом и выходом фильтра, а между спектральными составляющими двух каналов ( $I$  и  $Q$ ) при квадратурной обработке сигналов.

В целом ПГ реализуется как обычный цифровой фильтр (рекурсивный либо нерекурсивный).

Следует иметь в виду, что нерекурсивные ПГ вносят амплитудные погрешности, а рекурсивные ПГ фазовые погрешности.

### 5.3.2 Цифровые преобразователи частоты

Структурная схема цифрового преобразователя частоты приведена на рисунке 5.33.

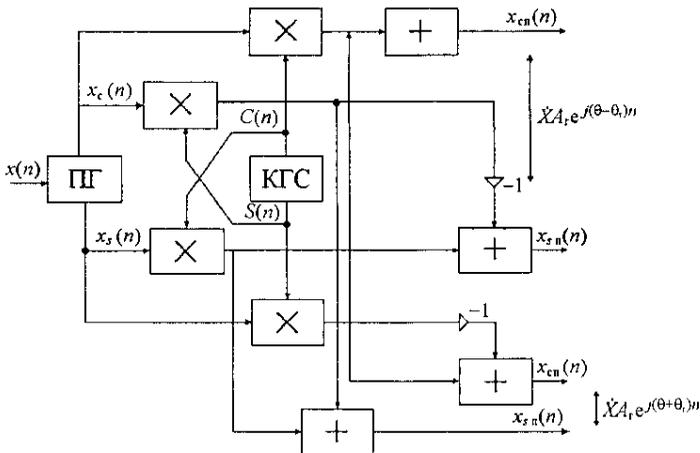


Рисунок 5.33 – Цифровой преобразователь частоты: ПГ – преобразователь Гильберта, КСГ – косинусно-синусный генератор

### 5.3.3 Цифровые амплитудные ограничители

Задача амплитудного ограничителя – стабилизировать амплитуду сигнала без искажения его формы. Структурная схема цифрового амплитудного ограничителя приведена на рисунке 5.34.

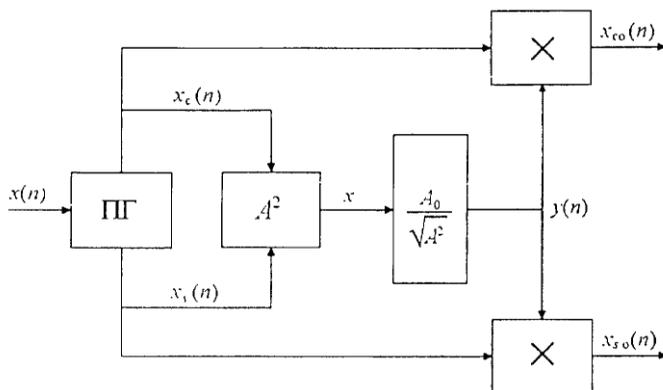


Рисунок 5.34 – Структурная схема цифрового амплитудного ограничителя

### 5.3.4 Цифровые амплитудные детекторы

Цифровые амплитудные детекторы бывают двух видов:

- асинхронные – на основе взятия модуля или квадрата (рисунок 5.35);
- синхронные детекторы.

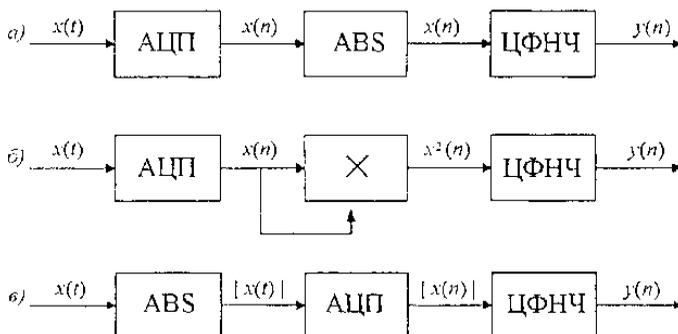


Рисунок 5.35 – Варианты цифровых асинхронных амплитудных детекторов

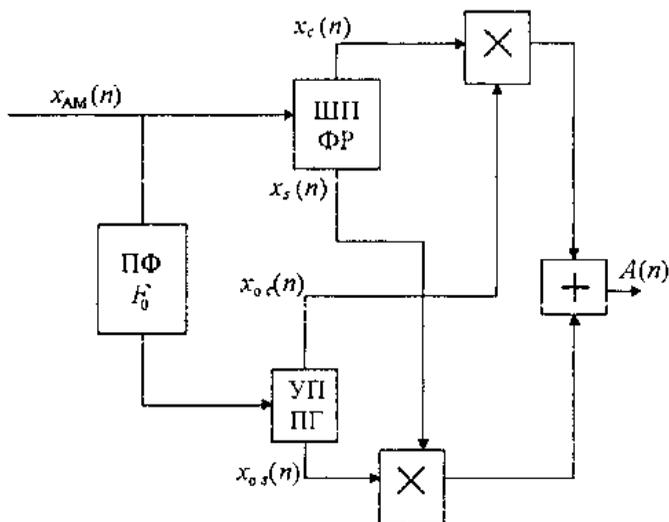


Рисунок 5.36 – Цифровой синхронный амплитудный детектор

### 5.3.5 Цифровые фазовые детекторы

- Фазовые детекторы можно разделить на две разновидности:
- с измерением текущей фазы относительно средней фазы принимаемого сигнала. Для этого необходима синхронизация гетеродина детектора от принимаемого сигнала (рисунок 5.37);
  - с измерением фазы сигнала относительно фазы автономного генератора (рисунок 5.38).

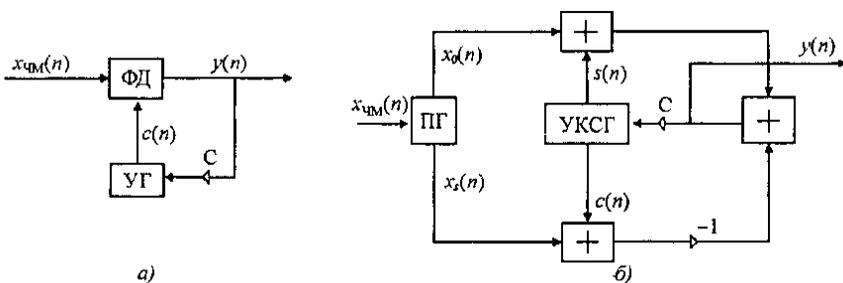


Рисунок 5.37 – Структурная схема цифрового детектора фазы относительно средней фазы принимаемого сигнала

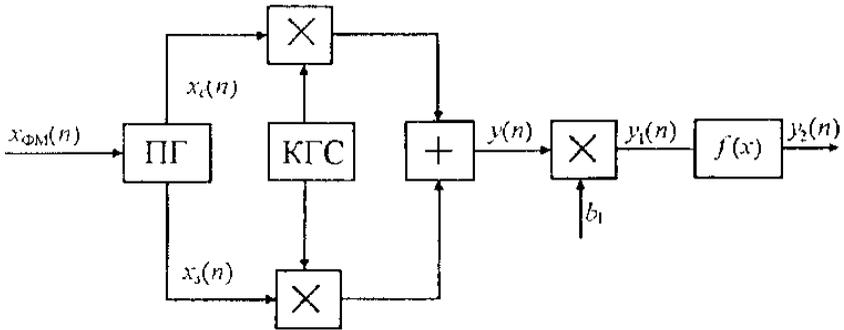


Рисунок 5.38 – Структурная схема детектора фазы относительно фазы автономного генератора

### 5.3.6 Цифровые частотные детекторы

Цифровые частотные детекторы могут быть выполнены по-разному. Ниже представлены два примера.

Структурная схема частотного детектора на расстроенных резонаторах представлена на рисунке 5.39. На рисунке 5.40 представлена структурная схема автокорреляционного частотного детектора.

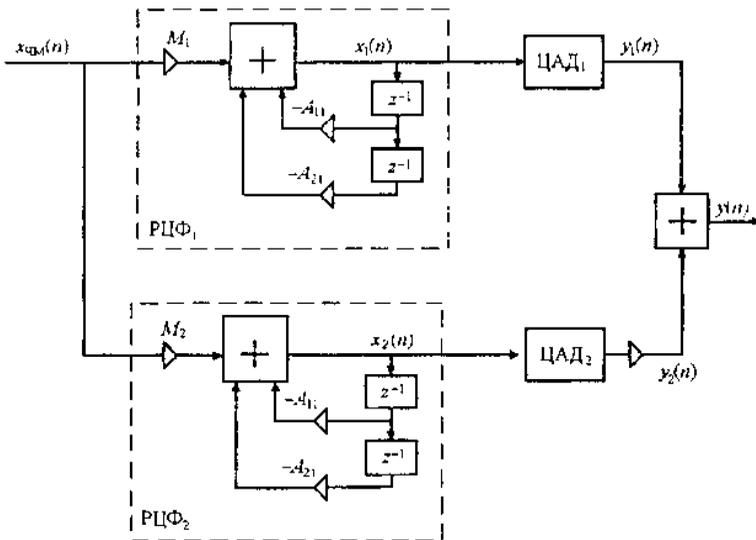


Рисунок 5.39 – Структурная схема цифрового частотного детектора на расстроенных резонаторах

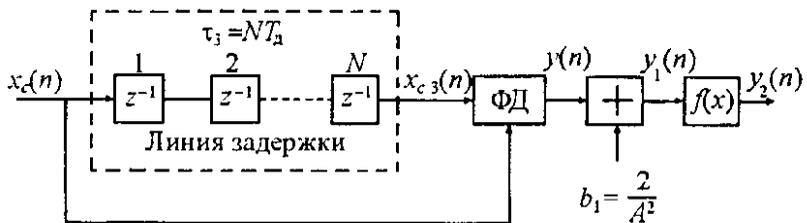


Рисунок 5.40 – Структурная схема автокорреляционного частотного детектора

## 6 Особенности радиоприемников шумоподобных сигналов

### 6.1 Общие особенности систем связи с шумоподобными сигналами

Как правило, информационный символ представляется одиночным видеоимпульсным (или близким к видеоимпульсному) сигналом с длительностью равной интервалу следования символов. При этом верхняя граничная частота такого сигнала равна или незначительно превышает предел Найквиста. В системах с шумоподобными сигналами (ШПС) информационный символ представляется сложным сигналом, имеющим гораздо более широкий спектр.

В результате занимаемый частотный диапазон оказывается «недогруженным» с информационной точки зрения. Конечно, он так или иначе должен быть использован повторно. В зависимости от того, как конкретно это делается, получаем разные варианты исполнения и использования систем с ШПС:

- параллельно информационные символы в этом же диапазоне может передавать тот же абонент (примерно как это делается в OFDM);
- параллельно информацию может передавать другой абонент, используя ортогональные информационные последовательности. Таким образом приходим к системам с кодовым разделением абонентов (CDMA);
- параллельно могут передавать информацию обычные системы связи (для них ШПС выглядит как некоторый дополнительный шум). Этот принцип используется в защищенных системах связи.

### 6.2 Передатчик системы связи с шумоподобными сигналами

Структурная схема передатчика системы с ШПС представлена на рисунке 6.1.

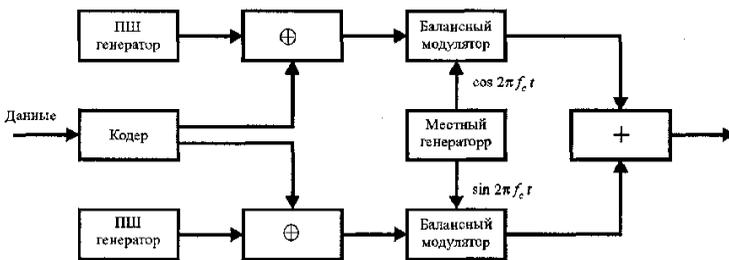


Рисунок 6.1 – Структурная схема передатчика в системе с шумоподобными сигналами

### 6.3 Системы связи с прыгающей частотой

Отдельную разновидность систем с ШПС представляют системы связи с прыгающей частотой. Идея состоит в том, что частота, на которой осуществляется связь, скачкообразно изменяется по некоторой разрешенной сетке (рисунок 6.2). Структурная схема системы связи с прыгающей частотой представлена на рисунке 6.3.

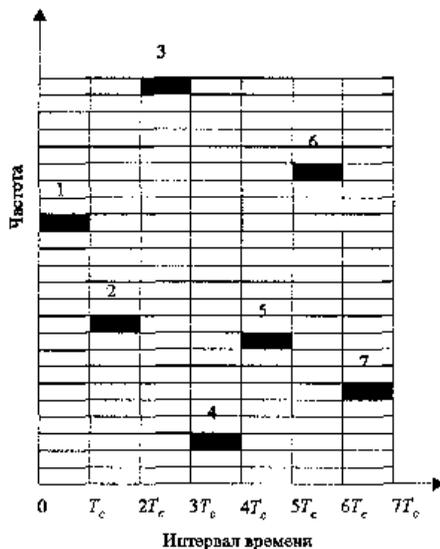


Рисунок 6.2 – Принцип связи с прыгающей частотой

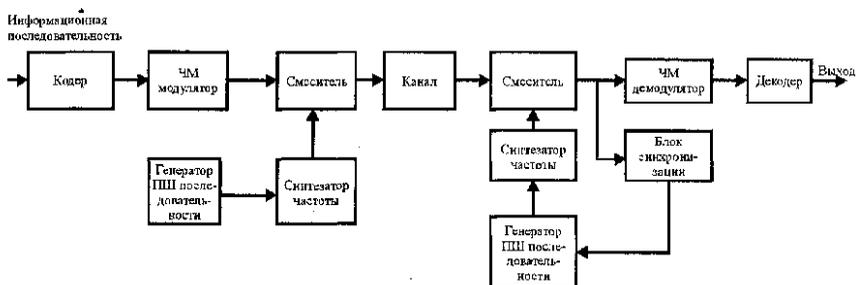


Рисунок 6.3 – Структурная схема системы связи с прыгающей частотой

## 6.4 Разновидности используемых шумоподобных сигналов

Можно выделить следующие разновидности ШПС:

- «аналоговые» сигналы с большой базой (ЛЧМ и подобные);
- цифровые псевдослучайные последовательности (M-последовательности и др.);
- короткие импульсы (Time-Hopping Modulation);
- сигналы с прыгающей частотой.

Таким образом, несущий сигнал вовсе не обязательно выглядит именно как шум. Поэтому часто вместо термина «системы с ШПС» используется термин «системы с расширенным спектром» (spread spectrum).

Структура генератора ШПС зависит от разновидности сигнала. Например, генератор  $m$ -последовательностей (последовательностей максимальной длины сдвигового регистра) выглядит как представлено на рисунке 6.4.

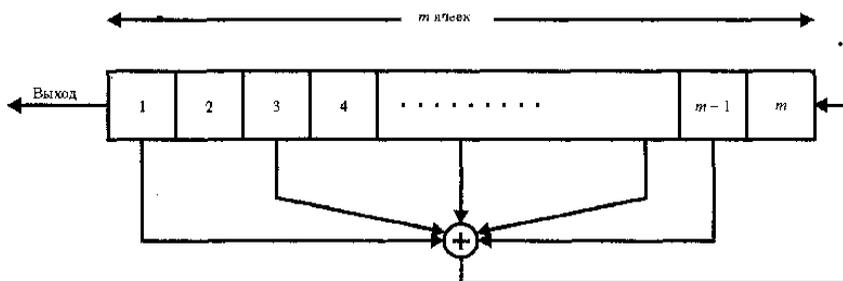


Рисунок 6.4 – Структурная схема генератора  $m$ -последовательности

## 6.5 Демодуляторы шумоподобных сигналов

Демодуляторы ШПС можно разделить на две разновидности:

- асинхронные (согласованные фильтры);
- синхронные (корреляторы).

### 6.5.1 Асинхронные демодуляторы шумоподобных сигналов

Шумоподобный сигнал можно интерпретировать как отклик некоторой цепи с передаточной функцией  $H(\omega)$  на дельта-функцию. Пропустив этот сигнал через цепь с передаточной функцией  $H^*(\omega)$  получим на выходе корреляционную функцию ШПС.

Такие демодуляторы (согласованные фильтры) реализуются, как правило, в виде цифрового фильтра. Преимущество такой схемы состоит в том, что для ее работы не требуется никакой синхронизации с принимаемой последовательностью.

### 6.5.2 Синхронные демодуляторы ШПС

Синхронные демодуляторы ШПС выполняются на основе корреляторов (рисунок 6.5). Недостаток – генератор ШПС должен быть синхронизирован со входным сигналом.

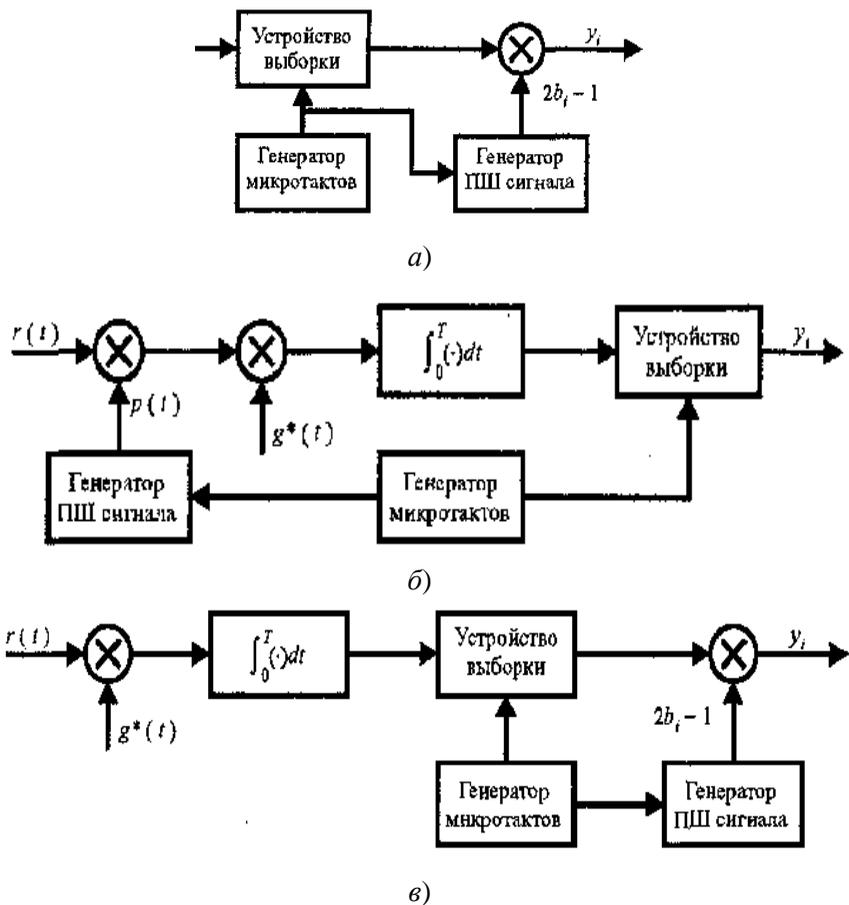


Рисунок 6.5 – Варианты структурных схем синхронных демодуляторов в приемнике шумоподобных сигналов

## 6.6 Обнаружение и отслеживание в системах с шумоподобными сигналами

Синхронизацию в системах с ШПС можно разделить на две фазы:

- начальный поиск (обнаружение);
- отслеживание (после того, как сигнал обнаружен).

### 6.6.1 Обнаружение сигнала с прыгающей частотой

Структурная схема обнаружителя сигнала с прыгающей частотой приведена на рисунке 6.6. В случае если в системе может наблюдаться доплеровский сдвиг частоты, схема обнаружителя должна быть модифицирована в соответствии со схемой, представленной на рисунке 6.7.

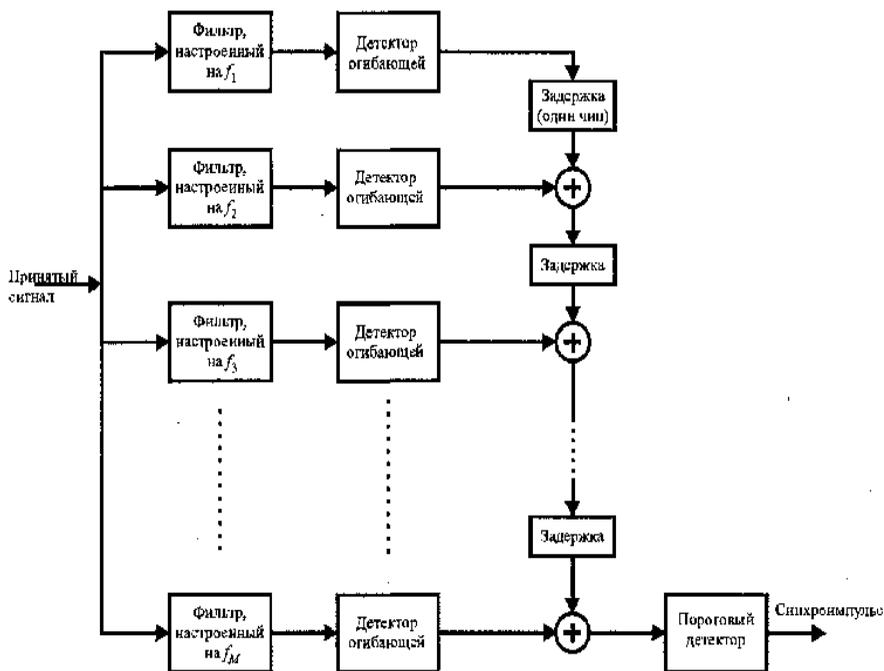


Рисунок 6.6 – Структурная схема подсистемы начального поиска в приемнике сигналов с прыгающей частотой

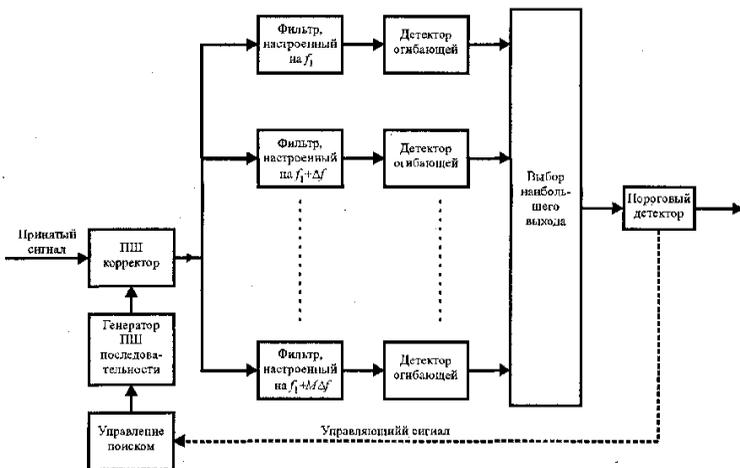


Рисунок 6.7 – Подсистема начального поиска сигнала с прыгающей частотой при наличии доплеровского сдвига частоты

### 6.6.2 Отслеживание в системах с шумоподобными сигналами

На рисунке 6.8 приведена структурная схема системы отслеживания с временной «вилкой» перед коррелятором, а на рисунке 6.9 с «вилкой» после коррелятора.

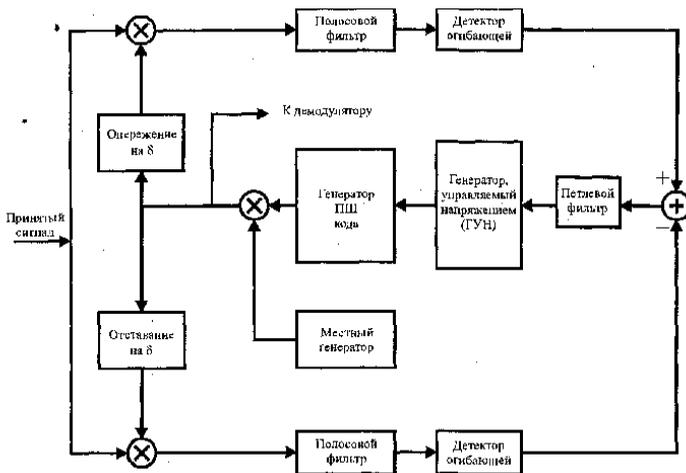


Рисунок 6.8 – Система отслеживания ШПС с временной «вилкой» перед коррелятором

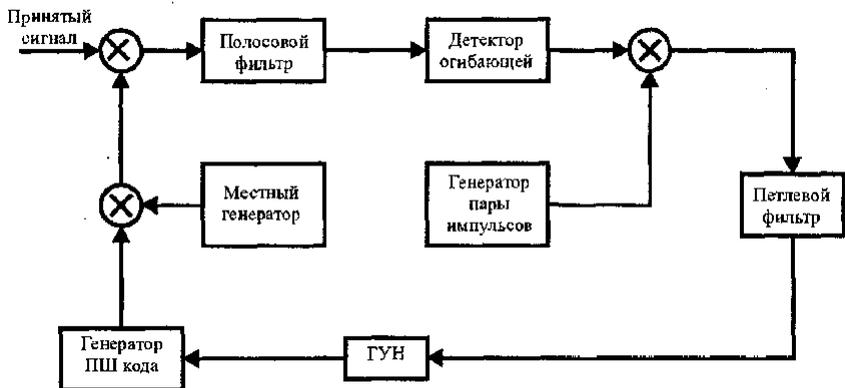


Рисунок 6.9 – Система отслеживания ШПС с временной «вилкой» после коррелятора

## 7 Разнесенный прием

### 7.1 Преимущества и варианты разнесенного приема

Разнесенный прием позволяет уменьшить влияние интерференции при многолучевом распространении. Если комбинировать два независимо (некоррелированно) замирающих сигнала, то вероятность одновременного возникновения замирания в обоих каналах много меньше, чем вероятность возникновения замирания в каждом из каналов.

Классификация способов реализации разнесенного приема приведена на рисунке 7.1.

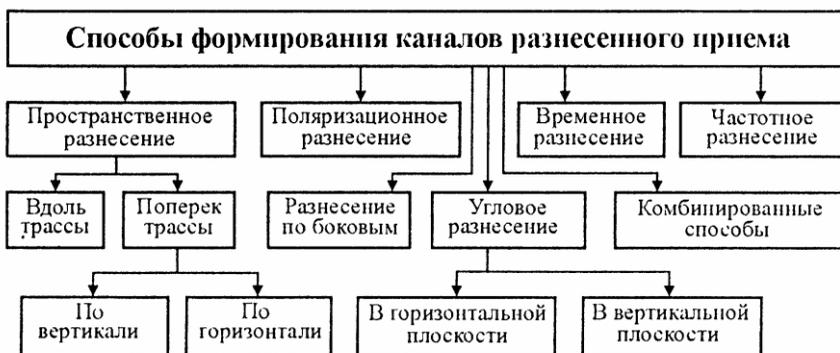


Рисунок 7.1 – Способы реализации разнесенного приема радиосигналов

При пространственном разнесении используется несколько приемных антенн, разнесенных в пространстве. Лучше выполнять разнесение поперек трассы, когда это контролируемо.

Выполнить пространственное разнесение антенн на достаточное расстояние не всегда возможно. В таких случаях можно воспользоваться угловым разнесением. При этом приемные антенны располагаются в одной точке, но их диаграммы направленности направлены в разные стороны.

При поляризационном разнесении используемые антенны также пространственно совмещены, но принимают сигналы в разных плоскостях поляризации. Сигналы, приходящие по различным путям, имеют разную поляризацию в соответствии с угловым расположением отражателей на их пути.

При частотном разнесении имеются в виду методы, при которых используемый частотный ресурс разделяется на части и в них передается информация с большей или меньшей избыточностью. При поражении замиранием одного из частотных участков информации с остальных должно быть достаточно для безошибочной передачи.

При временном разнесении имеется в виду, что замирания сигнала носят случайный, не постоянный во времени характер. При этом информация передается блоками. Длина блока должна выбираться так, чтобы длительность замирания не составляла существенной части от длительности блока.

При разнесении по боковым составляющим учитывается, что нижняя и верхняя боковые полосы испытывают разные (не полностью коррелированные) замирания. При неквадратурных методах модуляции фактически образуется два дублирующих канала передачи.

## 7.2 Методы комбинирования радиосигналов при разнесенном приеме

Классификация методов комбинирования сигналов при разнесенном приеме представлена на рисунке 7.2.



Рисунок 7.2 – Методы комбинирования сигналов при разнесенном приеме

### 7.2.1 Метод переключения

При методе переключения в каждый момент времени используется только один из приемных каналов. Значительная часть полезной энергии, принятой по другим каналам, утрачивается. При данном методе невозможно получить приемлемое отношение сигнал/шум, суммируя несколько сигналов с неприемлемым отношением сигнал/шум.

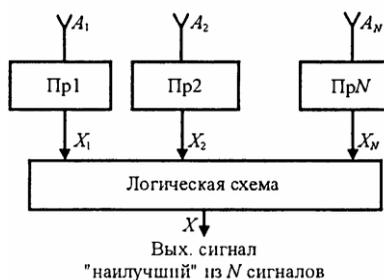


Рисунок 7.3 – Функциональная схема комбинирования сигналов методом переключения

Однако такой подход имеет преимущество при наличии корреляции шумов в каналах, а также при наличии быстрых и глубоких замираний.

### 7.2.2 Метод оптимального сложения

В рамках метода оптимального сложения каждый сигнал получает взвешивающий коэффициент, пропорциональный его отношению сигнал/шум (рисунок 7.4). При этом используется вся принятая полезная энергия.

В данном методе имеются сложности при выработке взвешивающих коэффициентов и управлении усилителями. Схема неоптимальна при наличии корреляции шумов в каналах. Максимальная эффективность получается при наличии медленных рэлеевских замираний.

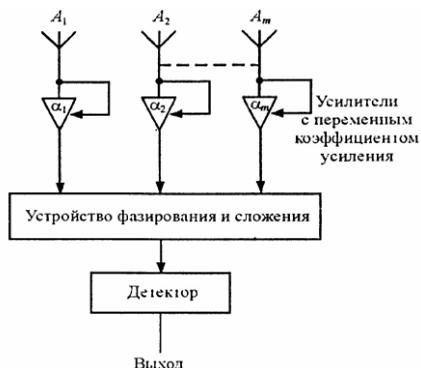


Рисунок 7.4 – Структурная схема комбинирования сигналов методом оптимального сложения

### 7.2.3 Метод линейного сложения

В методе линейного сложения в отличие от метода оптимального суммирования все каналы имеют постоянные весовые коэффициенты. Также используется вся принятая полезная энергия. Отношение сигнал/шум получается несколько хуже, чем при оптимальном суммировании.

В любом случае необходимо при суммировании предпринимать меры по сфазированию полезных сигналов в каналах. Нельзя просто суммировать выходные сигналы антенн. Один из вариантов представлен на рисунке 7.5.

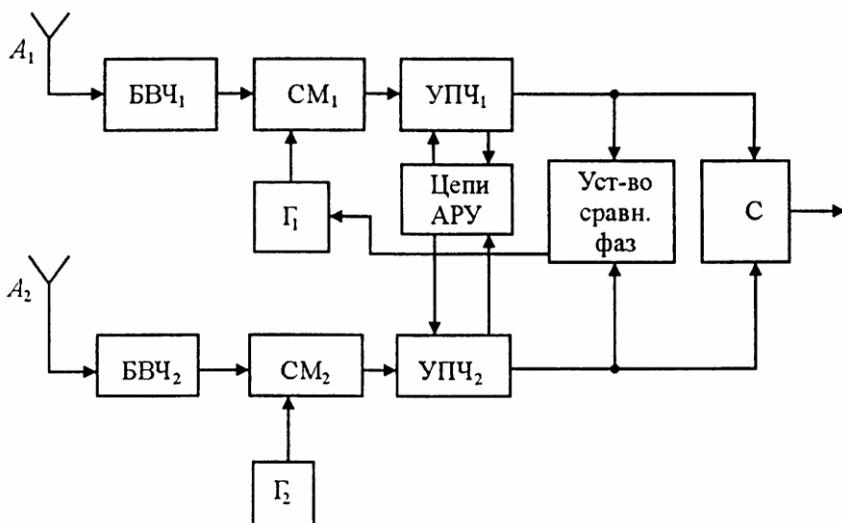


Рисунок 7.5 – Структурная схема приемника сигналов с линейным комбинированием сигналов

### 7.2.4 Мажоритарное сложение

При мажоритарном сложении каналы считаются равноправными. Верным считается тот символ, который принят в наибольшем числе каналов.

### 7.2.5 Комбинированные методы

Комбинированные методы объединения принятых сигналов основаны на выборе между методами переключения и суммирования в зависимости от вида замираний.

### 7.3 Фазирование сигналов при разнесенном приеме

Классификация методов фазирования при разнесенном приеме приведена на рисунке 7.6.

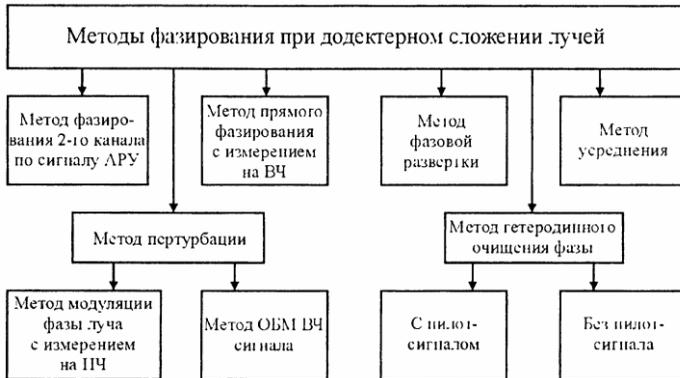


Рисунок 7.6 – Классификация методов фазирования при разнесенном приеме

#### 7.3.1 Метод прямого фазирования

При методе прямого фазирования сложение сигналов выполняется непосредственно на радиочастоте (рисунок 7.7).

К недостаткам метода относится то, что сложно удерживать нулевой фазовый сдвиг непосредственно на несущих (при высокой частоте дискретизации реальная разность фаз может составлять несколько периодов). Определить действительную задержку между каналами только по разности фаз невозможно.

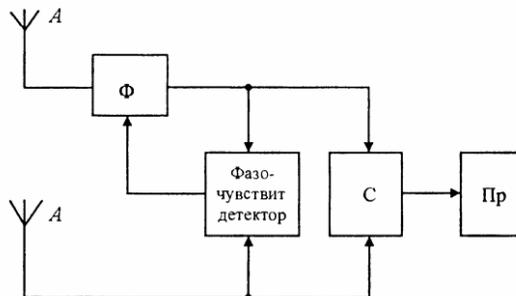


Рисунок 7.7 – Структурная схема сложения радиосигналов методом прямого фазирования

### 7.3.2 Метод пертурбации (возмущений)

Структурная схема сложения радиосигналов методом возмущений представлена на рисунке 7.8.

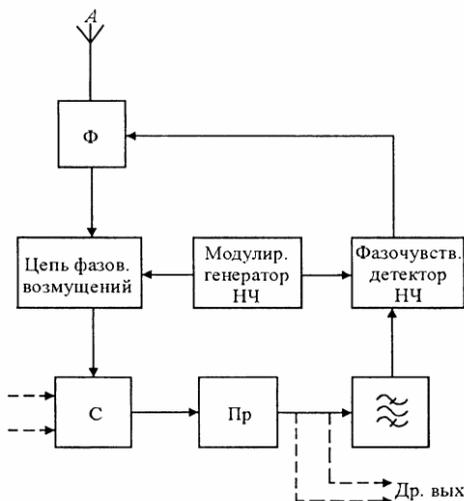


Рисунок 7.8 – Структурная схема сложения радиосигналов методом возмущений

### 7.3.3 Метод фазовой развертки

В рамках метода фазовой развертки (рисунок 7.9) фаза одного из каналов непрерывно изменяется в пределах  $0 \dots 2\pi$  с частотой не менее удвоенной частоты модуляции. В некоторые моменты времени обеспечивается синфазное сложение. Пиковый детектор в этот момент времени обеспечивает отсчет сигнала по Котельникову.

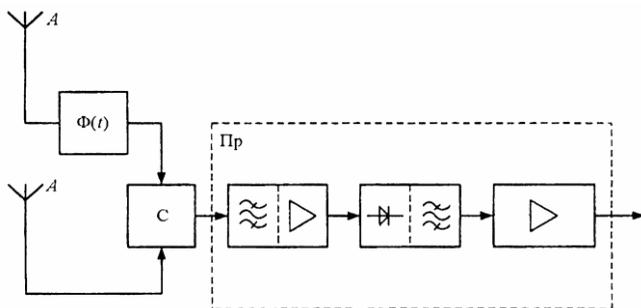


Рисунок 7.9 – Структурная схема сложения радиосигналов методом фазовой развертки

## **Заключение**

В настоящем курсе представлены базовые сведения об аналоговой части радиоприемников и основных особенностях приема цифровых сигналов.

Дополнительные сведения о методах коллективного доступа к эфиру, а также о методах цифровой обработки радиосигналов можно найти в литературе.

## Список литературы

1. Радиоприёмные устройства: учебник для вузов / Н. Н. Фомин, Н. Н. Буга, О. В. Головин и др. ; под ред. Н. Н. Фомина. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 520 с.
2. Онищук А.Г., Забеньков И.И., Амелин А.М. Радиоприемные устройства. – М.: Новое знание, 2006. – 240 с.
3. Колосовекий Е. А. Устройства приема и обработки сигналов. Учебное пособие для вузов. – М: Горячая линия – Телеком, 2007. – 456 с.
4. Румянцев К. Е. Радиоприемные устройства: учебник для студ. сред. проф. образования / К. Е. Румянцев. – М.: Издательский центр «Академия», 2006. – 336 с.
5. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Издание второе, исправленное. – Издательский дом «Вильямс», 2003.
6. Flexible Digital Modulation Analysis Guide (на английском)  
<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/E4440-90351.pdf>
7. ГОСТ 24375-80 Радиосвязь. Термины и определения.