**Министерство образования и науки Российской Федерации**

Государственное образовательное бюджетное учреждение

высшего профессионального образования

**«Владимирский государственный университет имени**

**Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»**

**(ВлГУ)**

# Институт информационных технологий и радиоэлектроники

Кафедра радиотехники и радиосистем

Левин Е.К.

Нелинейная и пространственно-временная обработка сигналов в радиоприемных устройствах

Конспект лекций

по дисциплине «Радиоприемные устройства» для студентов ВлГУ,

# обучающихся по направлению 11.03.01 «Радиотехника»

Владимир – 2018 г.

**Содержание**

[Введение 4](#_Toc515357597)

[1. Демодуляторы аналоговых сигналов 4](#_Toc515357598)

[1.1. Последовательный диодный амплитудный детектор 4](#_Toc515357599)

[Анализ амплитудного детектора в режиме сильного сигнала. 5](#_Toc515357600)

[Входное сопротивление детектора 6](#_Toc515357601)

[Нелинейные искажения выходного напряжения амплитудного детектора. 8](#_Toc515357602)

[Нелинейные искажения за счет нелинейности ВАХ диода. 11](#_Toc515357603)

[Диодный детектор в режиме слабого сигнала 11](#_Toc515357604)

[Воздействие помех на амплитудный детектор. 13](#_Toc515357605)

[Основные схемотехнические решения амплитудного детектора 15](#_Toc515357606)

[1.2. Фазовые детекторы 16](#_Toc515357607)

[1.3. Частотные детекторы. 20](#_Toc515357608)

[Частотный детектор на основе преобразования ЧМ сигнала в АМ сигнал 21](#_Toc515357609)

[Частотный детектор на основе преобразования ЧМ сигнала в ФМ сигнал 22](#_Toc515357610)

[ЧД с импульсным преобразованием сигнал 23](#_Toc515357611)

[Воздействие помех на частотный детектор 24](#_Toc515357612)

[Порогопонижающие схемы 28](#_Toc515357613)

[2. Радиоприемные устройства аналоговых сигналов 30](#_Toc515357614)

[2.1. Приемники амплитудно-модулированных сигналов 30](#_Toc515357615)

[Радиовещательный приемник 30](#_Toc515357616)

[Приемники ОБП-сигналов. 32](#_Toc515357617)

[Прием ОБП сигналов с полностью подавленной несущей. 34](#_Toc515357618)

[Сравнение практической схемы приемника амплитудно-модулированных сигналов со схемой оптимального приема 35](#_Toc515357619)

[2.2. Радиовещательный приемник стереофонического звучания 36](#_Toc515357620)

[Схема суммарно-разностного стереодекодера 38](#_Toc515357621)

[Стереодекодер с временным разделением каналов 39](#_Toc515357622)

[Сравнение схем приемника частотно-модулированного сигнала с оптимальным приемником частотно-модулированных сигналов. 40](#_Toc515357623)

[Структура демодулятора ОФМ сигналов 43](#_Toc515357624)

[Формирователи опорного напряжения 43](#_Toc515357625)

[Многопозиционная фазовая манипуляция 44](#_Toc515357626)

[Квадратурная амплитудная модуляция 45](#_Toc515357627)

[3.3. Демодуляторы сигналов с уменьшенной шириной спектра 46](#_Toc515357628)

[Офсетные виды модуляции 46](#_Toc515357629)

[Демодулятор сигналов с минимальным частотным сдвигом 47](#_Toc515357630)

[3.4. Демодуляторы сложных сигналов. 49](#_Toc515357631)

[Системы связи с перестройкой рабочей частоты приема. 51](#_Toc515357632)

[4.2. Подавление помех с помощью антенн, разнесенных в пространстве 55](#_Toc515357633)

[Адаптивная компенсация помех 56](#_Toc515357634)

[Схема адаптивного компенсатора синфазных помех 58](#_Toc515357635)

[Адаптивный компенсатор помех с квадратурными каналами обработки сигналов. 60](#_Toc515357636)

[Адаптивный компенсатор широкополосных помех 61](#_Toc515357637)

[Адаптивные антенные решетки 62](#_Toc515357638)

[Многоэлементные адаптивные антенные решетки. 64](#_Toc515357639)

[Рекомендательный библиографический список 65](#_Toc515357640)

# Введение

В линейном тракте радиоприемного устройства осуществляется выделение сигнала из окружения внеполосных и на фоне внутриполосных помех. Кроме того, обеспечивается необходимый для дальнейшей обработки в нелинейном тракте уровень сигнала.

Нелинейный тракт предназначен для выделения информации из принятого и обработанного в линейном тракте сигнала. Для выделения информации, представленной в аналоговой форме, широко используются простые демодуляторы такие, как амплитудные, фазовые и частотные детекторы. Более сложные демодуляторы используют в своем составе системы фазовой автоподстройки частоты.

Более перспективным является представление информации в цифровой форме. По сравнению с аналоговой формой такое представление обеспечивает большую помехоустойчивость приема и меньшие искажения сигналов за счет использования сложных алгоритмов их обработки. Особенно сильно преимущества цифровой формы представления информации проявляются при организации радиосвязи в условиях города.

В зависимости от вида информации и условий ее передачи применяется множество видов модуляции цифровых сигналов. Соответственно, применяется и множество разнообразных демодуляторов цифровых сигналов.

Использование пространственно-временной обработки сигналов позволяет решать такие задачи, которые "не под силу" приемникам с одной антенной: уменьшить глубину замираний обрабатываемых сигналов, подавить внутриполосные пломехи.

В данном цикле лекций сначала рассматриваются "аналоговые" демодуляторы, затем их использование в составе радиоприемных устройств. Большой объем лекционного материала посвящен анализу работы "цифровых" демодуляторов и особенностям их использования в составе радиоприемников. Заканчивается цикл анализом возможностей пространственно-временной обработки сигналов.

# ****1. Демодуляторы аналоговых сигналов****

# 1.1. Последовательный диодный амплитудный детектор

Диодный амплитудный детектор широко применяется для демодуляции амплитудно-модулированных колебаний, когда уровень сигнала и отношение сигнал – шум достаточно велики. При этом реализуются малые нелинейные искажения демодулированного сигнала и достаточно большое отношение сигнал – шум. Последовательный диодный амплитудный детектор часто является составной частью более сложных демодуляторов (например, частотный демодулятор). Схема диодного детектора представлена на рис.1.



Рис.1.1

Пусть входной сигнал является немодулированным. Поступая на нелинейный элемент – диод, он возбуждает в схеме ток диода, который из-за нелинейности амплитудной характеристики содержит множество спектральных компонентов, в том числе и постоянный ток. Высокочастотные компоненты фильтруются емкостью нагрузки Сн, постоянный ток создает выходное напряжение на сопротивлении Rн. Чтобы получить достаточно большое напряжение на выходе, необходимо повышать сопротивление нагрузки Rн и снижать сопротивление источника сигнала.

Так как точный анализ нелинейной схемы провести очень сложно, то при анализе данной схемы используют два варианта нализа, которые значительно упрощают анализ. Первый вариант анализа – *режим сильного сигнала*. В этом случае считается, что входной сигнал должен быть настолько большим, что диод можно рассматривать как электронный ключ, который находится либо в открытом, либо в закрытом состоянии - так называемый *режим линейного детектирования*. Замена диода ключом упрощает анализ.

Второй вариант – *режим слабого сигнала.* Входной сигнал настолько слабый, что аппроксимация вольтамперной характеристики (ВАХ) диода степенным рядом оказывается достаточно точной при использовании малого количества членов степенного ряда. При этом анализ также упрощается.

Анализ амплитудного детектора в режиме сильного сигнала

Пусть на вход амплитудного детектора подается немодулированный сигнал (рис.2). В момент времени t1 напряжение на входе детектора становится равным напряжению на выходе. И при дальнейшем течении времени напряжение на входе становится меньше напряжения на выходе, в результате диод запирается. Происходит медленный разряд Сн через большое сопротивление Rн до момента времени t2 . В момент времени t2 напряжение на входе сравнивается с напряжением на выходе - диод отпирается - вновь быстро происходит заряд Сн до момента времени t3.



Рис.1.2

Далее вышеописанные процессы заряда и разряда конденсатора повторяются. В установившемся режиме диод практически все время находится в запертом состоянии и открывается лишь в короткие интервалы времени. Ток, протекающий через диод, имеет форму коротких синусоидальных импульсов.

Если произведение S∙Rн достаточно велико (S – крутизна ВАХ диода), то коэффициент передачи амплитудного детектора близок к единице.

,

где UmВХ – амплитуда входного колебания. При дальнейших рассуждениях следует учесть, что напряжение на диоде UД=Uвх – Uн.

Входное сопротивление детектора

Данный параметр необходим при анализе нагрузки УПЧ. Входное сопротивление амплитудного детектора:

,

где UВХ – входное напряжение, Iw –первая гармоника тока диода.

Определим входное сопротивление, используя условие баланса мощностей. Мощность, выделяемая на входном сопротивлении диода и равная сумме мощностей, которые рассеиваются на всех элементах схемы. Так как, в основном, диод находится в запертом состоянии, то на эквивалентной схеме детектора заменим диод обратным сопротивлением RОБР (рис.3).

Общая мощность сигнала, выделяемая на входном сопротивлении Rвх детектора :

,

где P~ , P= - мощности, выделяемые переменным и постоянным токами на сопротивлениях схемы.



Рис.1.3

Так как по переменному току обратное сопротивление Rобр включено параллельно входу амплитудного детектора, то мощность, выделяемая переменным током на этом сопротивлении:

.

Так как по постоянному току обратное сопротивление Rобр через малое сопротивление Rc подключено параллельно сопротивлению нагрузки Rн, то мощность, выделяемая постоянным током, определяется:

,

где , тогда:

.

Если амплитудный детектор работает в режиме сильного сигнала, то , и, следовательно, .

,

следовательно:

.

.

Обычно , поэтому .

Откуда следует, что входное сопротивление амплитудного детектора практически полностью определяется его сопротивлением нагрузки.

Нелинейные искажения выходного напряжения амплитудного детектора.

Основными причинами нелинейных искажений является инерционность нагрузки и нелинейность вольтамперной характеристики (ВАХ) диода. Рассмотрим влияние инерционности нагрузки на нелинейные искажения. На рис.4 представлена осциллограмма амплитудно-модулированного колебания.



Рис.1.4

В случае отсутствия нелинейных искажений, когда нагрузка неинерционна, то выходное напряжениепрактически повторяет изменение амплитуды входного сигнала (UН1(t)). Увеличим в несколько раз сопротивление нагрузки RН. Если постоянная времени разряда очень велика, то выходное напряжение детектора «не успевает» отследить все изменения амплитуды входного сигнала – возникают нелинейные искажения (UН2(t)).

При проектировании детектора возникает задача определения максимально допустимой постоянной времени нагрузки, при которой еще не возникают нелинейные искажения. В момент времени t1 начинается разряд конденсатора через сопротивление RН. Чтобы искажения не возникали, необходимо потребовать, чтобы выполнялось следующее условие: скорость разряда конденсатора должна быть больше или, в крайнем случае, равна скорости изменения амплитуды входного сигнала:

.

Считаем, что модулирующее напряжение является синусоидальным:



Рассмотрим форму напряжения в процессе разряда емкости после момента времени t1:



Найдем производную напряжения:

.

Определим значение производной в момент времени t1:

,

так как , то:

,

.

,

.

Подставим полученные выражения для производных в условие отсутствия нелинейных искажений:

,

.

Видно, что постоянная времени  зависит от момента времени t1, в котором начинается разрядка конденсатора. Необходимо найти такое значение t1, чтобы его правая часть приняла минимальное значение и, исходя из наименьшего значения, будем выбирать .

Обозначим , тогда необходимо, чтобы выполнялось следующее условие: 

.

Примем , тогда

.

Учитывая, что , получим:

, откуда .

Подставим полученное значение  в выражение для выбора постоянной времени τн, при этом значение :

.

Если спектр модулированного сигнала состоит из нескольких спектральных компонентов, то выбор постоянной времени τ1 в детекторе необходимо осуществить, ориентируясь на максимальную частоту  спектрального компонента модулированного сигнала.

.

Из полученного выражения следует, что нельзя использовать коэффициент модуляции m близкий к 1, так как при этом постоянная времени стремится к нулю τ→0, это означает отсутствие емкости в нагрузке, что резко увеличивает уровень высокочастотных компонентов и, самое главное, уменьшает коэффициент передачи, нарушается работоспособность детектора. Поэтому на передатчике глубину модуляции ограничивают, и испытания всех приемных устройств производят при m=0,3.

Нелинейные искажения за счет нелинейности ВАХ диода.

Рассмотрим детекторную характеристику (рис.5). Для того, чтобы искажения отсутствовали, необходимо выполнение следующего условия: , где U1 – аппроксимированная величина, Ummin=Um0(1-m), здесь m – коэффициент модуляции, Um0 – напряжение немодулированного сигнала, .



Рис.1.5

Если коэффициент модуляции m достаточно велик, то для отсутствия нелинейных искажений необходимо обеспечить очень большой уровень сигнала – это нереализуемо. Поэтому ограничивают величину m на передатчике. Следовательно, для обеспечения малого уровня нелинейных искажений следует ограничить сверху коэффициент модуляции *m*.

Диодный детектор в режиме слабого сигнала

Как указывалось выше, в случае слабого сигнала анализ работы детектора проводят разложением в степенной ряд функции входной характеристики диода. Рассмотрим ВАХ диода (рис.6).



Рис.1.6

Получим выражение для выходного напряжения детектора при данной аппроксимации, считая, что входной сигнал детектора является немодулированным.

, .

Ток диода 

Так как сигнал здесь достаточно малый, то ограничимся лишь тремя членами степенного ряда:

, где .

Определим величину напряжения на нагрузке Uн.

.

Выделим постоянную составляющую тока диода iд, для этого рассмотрим выражение:

.

Так как , то постоянная составляющая равна .

Отсюда.

Умножим обе части полученного выражения на Rн и учтем, что Uн=Rн⋅iд, получим:

,

.

Так как коэффициент передачи АД в режиме слабого сигнала намного меньше 1 (КАД<<1), то можно считать: , отсюда следует:

.

Вывод: напряжение на выходе детектора пропорционально квадрату амплитуды входного сигнала. В таком случае говорят о квадратичном детектировании.

Если же детектор работает в режиме сильного сигнала, то выходное напряжение пропорционально амплитуде входного сигнала – говорят о линейном детектировании. Также следует отметить, что из-за квадратичности детектирования в режиме слабого сигнала имеются сильные нелинейные искажения.

Воздействие помех на амплитудный детектор.

Проанализируем важный для практики случай, когда помеха на входе амплитудного детектора намного меньше уровня сигнала. Рассмотрим простейшую ситуацию, когда и сигнал и помеха являются немодулированными гармоническими колебаниями. Условия анализа следующие:

Uвх=Uc+Uп, Uс(t)=Umccosωct, Uп(t)=Umпcosωпt, Umп<<Umc.

Анализ проведем с использованием векторной диаграммы (рис.7).



Рис.1.7

Здесь , , .

Определим длину вектора Umвх, анализируя треугольник векторной диаграммы (Umп, Umc, Umвх).

,

где коэффициент  определяет глубину «паразитной» модуляции сигнала. Для получения аналитического выражения для Umвх представим квадратный корень в виде суммы членов степенного ряда, и так как mб<<1, то можно без большой потери точности анализа ограничиться первыми 3-мя членами степенного ряда.

,







.

Отсюда следует:

1) наличие помехи приводит к появлению в выходном сигнале тока с частотой  и с амплитудой приблизительно равной уровню помехи;

2) появляется дополнительная постоянная составляющая на выходе детектора пропорциональная .

Вышеуказанные рассуждения относились к случаю, когда выходное напряжение отслеживало явление биений. Следовательно, постоянная времени

.

Пусть на выходе амплитудного детектора установлен фильтр нижних частот, который отсекает составляющую спектра входного сигнала биений, остается только постоянная составляющая. Пусть и сигнал и помеха являются амплитудно-модулированными колебаниями, причем частота модуляции находится в полосе пропускания фильтра. В этом случае на выходе ФНЧ наблюдаются продетектированные колебания, как с частотой полезного сигнала, так и с частотой помехи, но уровень колебания помехи по отношению к сигналу ставится меньше, чем аналогичное отношение на входе детектора. Так как , то можно сказать, что при детектировании сильный сигнал подавляет слабую помеху – имеет место явление амплитудной селекции, то есть отношение сигнал-помеха на выходе детектора больше отношения cигнал-помеха на входе детектора.

Выше рассмотрен случай, так называемого, безинерционного амплитудного детектора, который отслеживает частоту биений. Теперь рассмотрим случай инерционного амплитудного детектора, когда условие  не выполняется.

Изменение амплитуды входного сигнала, вызванное биениями, не будет проявляться на выходе детектора. В этом случае детектор реагирует лишь на сумму Umc+Umn. Если и помеха, и сигнал являются амплитудно-модулированными, то на выходе детектора также имеет место изменение амплитуды с частотой модуляции помехи и частотой модуляции сигнала. Отношение помеховых колебаний к амплитуде сигнальных колебаний на выходе детектора такое же, как и отношение коэффициентов модуляции на входе детектора – амплитудной селекции не происходит.

При проектировании целесообразно величину  выбирать так, чтобы частота биений  отслеживалась детектором – имеет место амплитудная селекция. Продетектированные изменения амплитуды за счет биений в дальнейшем подавляются фильтром нижних частот, стоящим после детектора.

Основные схемотехнические решения амплитудного детектора

Наиболее часто используются рассмотренные схемы последовательного диодного амплитудного детектора, однако, в ряде случаев от нее приходится отказываться, так как, во-первых, она требует использования источника сигнала с малым внутренним сопротивлением по постоянному току, во-вторых, коэффициент передачи близкий к единице не всегда удовлетворяет разработчика, требуется повышение коэффициента передачи.

Если источник сигнала имеет большое сопротивление по постоянному току, то используют схему параллельного амплитудного детектора (рис.8).



Рис.1.8

Так же, как и в случае последовательного детектора, в этой схеме присутствуют процесс быстрого заряда конденсатора Ср (Ср играет роль конденсатора нагрузки детектора, Ср=Сн) через малое внутреннее сопротивление открытого диода и Rк. Разряд конденсатора Сн осуществляется через большое сопротивление Rн и сопротивление источника сигнала Rк.

Все процессы заряда и разряда описываются теми же выражениями, что и в случае последовательного амплитудного детектора. Исключением является только выражение для входного сопротивления. Так как диод включен параллельно нагрузке, то следует ожидать уменьшения входного сопротивления, по сравнению со схемой последовательного амплитудного детектора .

Так как Ср имеет малое сопротивление для переменного тока, на выходе детектора присутствует сумма полезного постоянного напряжения и выходного высокочастотного напряжения. Чтобы подавить высокочастотное напряжение, на выходе детектора включают ФНЧ (цепочка RФ CФ).

Транзисторные детекторы используют, когда надо получить коэффициент передачи больше единицы. При детектировании используются нелинейности р-n переходов, так как их две (одна определяется переходом эмиттер-база, другая - коллектор-база), то детектор требует более тщательной регулировки, чтобы обеспечить малый уровень нелинейных искажений на выходе. Недостатки транзисторного детектора: меньший по сравнению с диодным детектором частотный диапазон, высокий уровень нелинейных искажений.

# 1.2. Фазовые детекторы

Используется два основных подхода к построению схем фазовых детекторов (ФД): схемы вектормерного типа; схемы на основе коммутации. В основе работы вектормерного ФД лежит операция перемножения сигналов входного и опорного так же как и в случае преобразования частоты (рис.9).



Рис.1.9

Так как при фазовом детектировании частоты входных сигналов одинаковы, то разностная частота, которая получается в результате преобразования, равна нулю. В результате на выходе ФД выделяется постоянное напряжение, которое соответствует сдвигу фаз. Схемотехника ФД похожа на схемотехнику смесителей, отличия заключается лишь в фильтре, который выделяет выходное напряжение. На выходе ФД устанавливают ФНЧ, в то время как в смесителе испоьзуется ПФ. Схема фазового детектора представлена на рис.10.



Рис.1.10

Схему ФД можно рассматривать как совокупность двух схем амплитудных детекторов (диоды VD1 и VD2), которые по выходу включены встречно. Напряжение на выходе ФД: . Определим выходное напряжение детектора, пользуясь векторной диаграммой (рис.11).



Рис.1.11

Пользуясь треугольником векторной диаграммы, определим вектор UVD1:

.

С целью упрощения анализа считаем UС <<UОГ. Для получения аналитического выражения воспользуемся разложением в ряд функции квадратного корня: .

.

Учитывая, что косинус дополнительного угла  (), получим:

,

.

Детекторная характеристика является нелинейной. Наиболее линейные участки детекторной характеристики, расположены в окрестности  (рис.12).



Рис.1.12

Нулевое напряжение на выходе детектора соответствует разности фаз . Напряжение на выходе детектора не зависит от опорного напряжения генератора UОГ, которое намного больше, чем напряжение Uс. Это объясняется тем, что диоды переходят в ключевой режим работы при большом уровне напряжения опорного генератора, следовательно, в схеме диоды можно заменить электронными ключами, при этом осуществляется переход к схеме коммутационного фазового детектора (рис.13).



Рис.1.13

На рис.14 представлена временная диаграмма работы детектора.



Рис.14

Так же, как и в предыдущей схеме, сигнальное напряжение в противофазе поступает на ключевые элементы, управляющие входы которых подключены к опорному генератору.

При φ=0 постоянная составляющая токов i1 и i2 принимает максимальное значение, поэтому максимальное значение принимает и Uвых, так как именно постоянная составляющая выделяется на выходе схемы.

Так же, как и в случае вектормерного детектора напряжение на выходе при  равно нулю (i1=0 и i2=0 => Uвых=0).

Данная схема реализуется проще в микросхемном исполнении, но имеет меньший частотный диапазон. Чтобы обеспечить независимость выходного напряжения детектора от уровня входного сигнала, перед фазовым детектором, ставят амплитудный ограничитель.

# 1.3. Частотные детекторы

Частотный детектор, как и фазовый детектор, является детектором угловой модуляции. Для всех детекторов данного класса необходимо обеспечить постоянство уровня детектирования сигнала на входе детектора, поэтому, как правило, сигнал перед угловым детектированием пропускают через амплитудное детектирование, либо применяют специальные схемы, которые нечувствительны к изменению уровня входного сигнала.

Частотные детекторы строятся по одному из трех принципов:

1. Входной ЧМ (частотно-модулированный) сигнал предварительно с помощью линейной схемы преобразуется в АМ (амплитудно-модулированный) сигнал, а затем осуществляется его амплитудное детектирование. Закон амплитудной модуляции соответствует частотной модуляции.
2. Входной ЧМ сигнал предварительно с помощью линейной схемы преобразуется в ФМ сигнал (фазомодулированный), после чего осуществляется фазовое детектирование.
3. Входной ЧМ сигнал преобразуется в импульсный сигнал, после чего осуществляется обработка импульсного сигнала.

Частотный детектор на основе преобразования ЧМ сигнала в АМ сигнал

Чтобы преобразовать ЧМ сигнал в АМ сигнал, необходимо сначала пропустить входной сигнал через четырехполюсник, АЧХ которого должна быть линейной (таким свойством обладает дифференцирующее устройство) (рис. 15).



Рис.1.15

Так как реализовать четырехполюсник с требуемой АЧХ сложно, то применяются относительно простые четырехполюсники, АЧХ которых аппроксимирует требуемую частотную характеристику. Наиболее простым четырехполюсником является колебательный контур (рис. 16).



Рис.1.16

При изменении частоты сигнала на входе колебательного контура коэффициент передачи этого контура изменяется во времени по закону модуляции входного сигнала (рис.17), поэтому, если сигнал на входе колебательного контура имеет постоянную амплитуду, то на его выходе сигнал приобретает амплитудную модуляцию.



Рис.1.17

Отметим, что колебательный контур расстроен относительно центральной частоты спектра входного сигнала. Достоинством схемы является низкая стоимость. Недостатком схемы является возникновение сильных нелинейных искажений на выходе детектора, так как АЧХ контура достаточно грубо аппроксимирует требуемую частотную зависимость. Нелинейные искажения несколько меньше, если используются балансные схемы детектирования, также построенные на расстроенных контурах.

Частотный детектор на основе преобразования ЧМ сигнала в ФМ сигнал*.*

Здесь частотный детектор содержит линейный четырехполюсник, ФЧХ которого линейна (рис.18).



Рис.1.18

Такой характеристикой обладает линия задержки: φ=ωτзад. Для получения высокой крутизны преобразования изменения частоты в изменение фазы, необходимо иметь большую величину задержки. Реализовать линию задержки с достаточно большой величиной задержки и большой шириной полосы пропускания сложно, поэтому используют относительно простые линейные четырехполюсники, ФЧХ которых аппроксимирует требуемую АЧХ с достаточно высокой точностью. Примером такого устройства является колебательный контур (рис.19).



Рис.1.19

В полосе пропускания ФЧХ колебательного контура достаточно линейна (рис.20). Если мгновенная частота входного сигнала равна частоте настройки контура, то сдвиг фаз между входными сигналами фазового детектора равен . При этом напряжение на выходе детектора равно нулю. При отклонении частоты сигнала от частоты настройки контура в ту или иную сторону соответствующим образом меняется полярность и уровень напряжения на выходе детектора. Данная схема частотного детектора обеспечивает меньший уровень нелинейных искажений, по сравнению с предыдущей схемой.



Рис.1.20

ЧД с импульсным преобразованием сигнал

Существует несколько вариантов построения частотного детектора. Рассмотрим простейший вариант реализации схемы (рис.21).



Рис.1.21

На рис.22 представлена временная диаграмма работы детектора.



Рис.1.22

Чем выше частота следования коротких импульсов (длительность их и амплитуда постоянны), тем больше постоянная составляющая этой последовательности, которая выделяется ФНЧ. Достоинства: малые нелинейные искажения. Недостатки: малое быстродействие, частотный диапазон в большей степени ограничен сверху по сравнению с предыдущими схемами.

Воздействие помех на частотный детектор

Рассмотрим случай, когда помеха намного меньше по уровню сигнала, и они являются немодулированными колебаниями (рис.23).



Рис.1.23

,.

Из векторной диаграммы видно, что наличие помехи меняет уровень входного сигнала и величину фазы сигнала . Так как перед частотным детектором устанавливают амплитудный ограничитель, то изменение уровня входного сигнала не отражается на работе детектора. Проанализируем изменение угла  при воздействии помехи.

.

Так как , при ,то . Найдем отклонение частоты входного сигнала при воздействии помехи.

.

Откуда максимальная девиация частоты входного сигнала, вызванная действием помехи:

.

Из полученного выражения следует, что с увеличением расстройки помехи относительно сигнала увеличивается степень ее влияния на выходное напряжение детектора. Рассмотрим ситуацию, когда на вход детектора воздействует несколько помех. На рис.24 представлены спектры напряжения на входе и выходе частотного детектора.



Рис.1.24

Из рисунка видно, что уровень помех растет с увеличением расстройки помехи относительно сигнала. Проанализируем воздействие белого шума на вход частотного детектора. Представим белый шум как совокупность множества узкополосных шумовых колебаний, каждое узкополосное колебание будем рассматривать как отдельный компонент. Шум на выходе частотного детектора имеет спектральную плотность мощности, изменяющуюся по квадратическому закону (рис.25).



Рис.1.25

Спектральная плотность мощности шума на выходе частотного детектора подчиняется параболическому закону, так как для шума обычно рассматривают спектр мощности, а не амплитудный спектр, как для гармонических колебаний.

Если модулированный сигнал передатчика имеет широкий спектр, то сигнал, полученный на выходе демодулятора приемника, будет поражен шумом, в основном, в области высокочастотных компонентов. Чтобы обеспечить одинаковое отношение сигнал-шум для всего спектра сигнала, перед модулятором передатчика ставят предыскажающий фильтр, который завышает высокочастотные спектральные компоненты сигнала. При этом спектр демодулированного сигнала имеет одинаковое отношение сигнал-помеха для любой области частотного спектра. Чтобы устранить введенные в сигнал искажения, на выходе демодулятора включают фильтр нижних частот, АЧХ которого обратна АЧХ предыскажающего фильтра в передатчике (рис.26). Параметры предыскажающего и корректирующего фильтров в радиовещании стандартизованы.



Рис.1.26

С увеличением девиации частоты сигнала растет уровень напряжения на выходе демодулятора, уровень же шумов не увеличивается, так как полоса пропускания низкочастотного тракта после демодулятора фиксирована и определяется лишь шириной спектра модулированного сигнала. Поэтому увеличение девиации частоты повышает помехоустойчивость приема.

Рассмотрим воздействие сильной гармонической помехи на сигнал, считая, что уровень помехи сравним с уровнем сигнала (рис.27).



Рис.1.27

При переходе конца вектора напряжения UП от точки А к точке В фаза входного сигнала изменяется наибольшим образом. Скорость изменения фазы достигает наибольшей величины при прохождении от точки А к точке В по нижнему участку траектории. Чем ближе уровень помехи к уровню сигнала, тем больше угол  и тем короче нижний участок траектории от точки А к точке В.

При этом производная  значительно возрастает, и, так как эта производная отражает изменение частоты сигнала под воздействием помехи, то влияние помехи на выходе частотного детектора проявляется в виде мощных коротких импульсов, которые накладываются на спектр демодулированного сигнала. Так как помеха на выходе демодулятора очень мощная, то отношение сигнал-шум на выходе демодулятора быстро уменьшается при росте помехи. В этом случае говорят о проявлении пороговых свойств частотного детектора.

Рассмотрим зависимость отношения сигнал-шум на выходе демодулятора от отношения сигнал-шум на входе демодулятора (рис.28).



Рис.1.28

Здесь  - индекс модуляции.

На графике (рис.28) ясно видна точка излома, которая характеризует пороговые свойства частотного детектора. А именно, если отношение сигнал-шум на входе детектора меньше некоторого порогового уровня, то отношение сигнал-шум на выходе резко снижается. На практике стараются обеспечить работу детектора в надпороговой области.

Порогопонижающие схемы

Для обеспечения эффективной работы частотного детектора при отношении сигнал-шум меньшего порогового значения используют специальные порогопонижающие схемы. Рассмотрим принцип действия этих схем. Одним из вариантов схемы порогопонижения является использование следящего полосового фильтра (рис.29).



Рис.1.29

Корректирующая схема обеспечивает точное слежение настройки полосового фильтра за частотой входного сигнала.

Пусть сигнал на входе полосового фильтра (ПФ) медленно меняет свою частоту в больших пределах. Так как девиация частоты сигнала ∆F очень большая, а частота модуляции очень маленькая, то ширина спектра ЧМ сигнала приблизительно равна удвоенной девиации частоты. Следовательно, полоса пропускания усилителя промежуточной частоты перед полосовым фильтром равна ПУПЧ=2∆F (∆F - девиация частоты). Уровень шума на входе полосового фильтра очень большой, что определяется большой полосой пропускания усилителя промежуточной частоты.

Узкополосный полосовой фильтр медленно меняет свою настройку так, что входной сигнал всегда оказывается в его полосе пропускания. Регулировка полосового фильтра осуществляется с помощью выходного напряжения частотного детектора. Полоса пропускания полосового фильтра определяется скоростью изменения частоты входного сигнала и может быть очень узкой, поэтому уровень шума на выходе полосового фильтра намного меньше уровня шума на его входе, а, следовательно, значительно возрастает отношение сигнал-шум на выходе полосового фильтра – частотный детектор работает в надпороговой области.

Так как реализовать узкополосный перестраиваемый полосовой фильтр сложно, то данная схема на практике не используется. Широкое распространение получила эквивалентная ей схема, которая обеспечивает обратную связь по частоте. Она очень похожа на систему ЧАП (рис.30).



Рис.1.30

Данная структура по сравнению с системой ЧАП имеет намного более широкополосный фильтр нижних частот (ФНЧ), поэтому генератор управляющего напряжения (ГУН) «успевает» следить за быстрыми изменениями частоты входного сигнала.

Средняя частота генератора управляющего напряжения несколько отличается от центральной частоты спектра входного сигнала, поэтому на выходе смесителя формируется сигнал, центральная частота спектра которого равна разности частоты генератора управляемого напряжением и средней частоты спектра входного сигнала. Именно на эту частоту и настроен узкополосный усилитель промежуточной частоты (УПЧ).

Полоса пропускания усилителя промежуточной частоты определяется шириной спектра сигнала на выходе смесителя. Так как из девиации частоты входного сигнала вычитается величина девиации частоты генератора управляемого напряжением, то девиация сигнала на выходе смесителя значительно уменьшается, и индекс модуляции на выходе смесителя меньше единицы. Поэтому ширина спектра, полученного сигнала, приблизительно равна удвоенной частоте модуляции ПСМВЫХ=2FMAX.

В соответствии с величиной спектра полученного сигнала и выбирается полоса пропускания усилителя промежуточной частоты. Полоса пропускания данного усилителя промежуточной частоты намного меньше полосы пропускания усилителя промежуточной частоты перед смесителем, следовательно, снижается мощность шума на выходе узкополосного усилителя промежуточной частоты, а отношение сигнал-шум увеличивается и становится больше порога частотного детектора.

# ****2. Радиоприемные устройства аналоговых сигналов****

# 2.1. Приемники амплитудно-модулированных сигналов

Радиовещательный приемник

Структурная схема приемника амплитудно-модулированного сигнала представлена на рис.2.1.



Рис.2.1

Система АРУ присутствует всегда, тем более, если имеются замирания сигнала. Система АПЧ может отсутствовать, когда абсолютная нестабильность частоты гетеродина невелика по сравнению с полосой пропускания приемника. Достоинства схемы: низкая стоимость. Недостатки схемы:

1) Ширина спектра амплитудно-модулированного сигнала излишне широкая, так как боковые полосы спектра несут одну и ту же информацию (рис.2.2).

2) Низкая помехоустойчивость.

3) Сильные искажения сигнала при селективно-частотных замираниях сигнала (в КВ диапазоне они проявляются как «хрип») (рис.2.3).

Если при селективно-частотных замираниях несущая подавляется сильнее, чем «крылья» спектра, то форма амплитудно-модулированного колебания на выходе приемника существенно искажается, по сравнению с выходом передатчика – возникают сильные нелинейные искажения в выходном сигнале приемника.



Рис.2.2

Следует также учесть, что система АРУ является достаточно инерционной системой, по сравнению со скоростью модуляции сигнала. Она реагирует лишь на изменение уровня несущей, «не обращая» внимания на уровни «крыльев» спектра. Поэтому при малом уровне несущей усиление тракта может быть значительным, и большой уровень составляющих «крыльев» спектра вызывает нелинейные искажения в каскадах приемного тракта. Кроме того, уменьшение уровня несущей приводит к увеличению глубины модуляции на входе приемника, что может вызвать нелинейные искажения за счет инерционности нагрузки и нелинейности ВАХ диода в детекторе.



Рис.2.3

Приемники ОБП-сигналов.

Спектр входного сигнала данного приемника представляет собой спектр обычного амплитудно-модулированного колебания с одной боковой полосой (ОБП) (рис.2.4). Спектр ОБП сигнала содержит одну из боковых полос, кроме того, он может содержать пилот - сигнал, который может располагаться на частотной оси на месте несущей, в высокочастотной части спектра ОБП сигнала. Возможен и третий вариант ОБП сигнала – сигнал с полностью подавленной несущей (рис.2.5 б), в), г) соответственно).



Рис.2.4

При уменьшении уровня несущей, то есть замены ее пилот - сигналом, уменьшается мощность передатчика. При разработке схемы приемника ОБП сигналов основное внимание уделяется восстановлению несущей, которая необходима для демодуляции сигнала. Рассмотрим структуру приемника ОБП сигнала с частично подавленной несущей (рис.2.5).



Рис.2.5

На выходе усилителя промежуточной частоты (УПЧ) спектр ОБП сигнала разделяется на две части. Фильтр боковой полосы (ФБП) выделяет лишь информационную боковую полосу спектра, затем она используется при демодуляции сигнала. Фильтр пилот - сигнала (ФПС) выделяет лишь пилот - сигнал и имеет очень узкую полосу. Выделенный пилот - сигнал усиливается и в дальнейшем используется для организации работы систем ЧАП и АРУ.

Кроме того, усиленный пилот сигнал поступает на вход фазового детектора (ФД) системы ФАПЧ, на другой вход фазового детектора поступают колебания от генератора несущей частоты. Частота колебаний с выхода генератора в точности равна частоте пилот - сигнала. Независимо от уровня пилот - сигнала, уровень восстановленной несущей не меняется. По сравнению со спектром пилот - сигнала, восстановленная несущая имеет намного меньший уровень шума, так как система ФАПЧ по отношению к входному колебанию фазового детектора является узкополосным следящим фильтром. Полоса пропускания ФАПЧ определяется полосой пропускания фильтра нижних частот, стоящего на выходе фазового детектора.

Совокупность перемножителя сигналов и фильтра нижних частот выполняет функцию демодулятора сигнала. При перемножении сигнала входного напряжения и напряжения преселектора, так же, как и при преобразовании частоты, образуются две полосы частот:

- верхняя полоса частот определяется суммой спектра бокового колебания и несущей (эта полоса подавляется ФНЧ);

- нижняя полоса частот определяется разностью частот боковой полосы и несущей, она выделяется ФНЧ и, по сути дела, является спектром звукового колебания – имеет место демодуляция сигнала (рис.2.6).



Рис.2.6

Несмотря на селективно-частотные замирания, сигнал пройдет на выход приемника без искажений. Полоса пропускания приемника в два раза меньше, чем у приемника АМ-сигналов, следовательно, в два раза меньше и уровень шума.

Прием ОБП сигналов с полностью подавленной несущей.

В данном случае для восстановления несущей используется синтезатор частоты. Так как синтезаторы частоты, используемые в передатчиках и приемниках, не синхронизированы, то возможна достаточно большая разность частот между несущей на передатчике и восстановленной несущей в приемнике. Эта разность частот приведет к смещению спектра демодулированного колебания на ту же величину (рис.2.7).

Исследования показали, что если спектр звукового колебания сместить на величину, приблизительно равную 50 Гц, то речь становится неразборчивой для слуха. Для передачи музыкальной информации допустимый сдвиг составляет всего 5Гц. Следовательно, использовать ОБП сигнал с полностью подавленной несущей можно лишь в ограниченном частотном диапазоне, приблизительно равном 25 МГц.

Поскольку при полностью подавленной несущей нет информации о замираниях сигнала в тракте до демодулятора, то детектор АРУ устанавливают на выходе приемника. Постоянную времени АРУ устанавливают достаточно большой (около 10 сек.), поэтому система АРУ не реагирует на быстрые изменения звуковых колебаний, которые несут полезную информацию, а отслеживает лишь медленные изменения, которые характеризуют замирания сигнала.



Рис.2.7

Если диктор допускает большие паузы в речи, то после паузы система АРУ устанавливает максимальное усиление линейного тракта. Поэтому в первые моменты времени после паузы речь становится искаженной. Областью применения приемников ОБП сигналов с полностью подавленной несущей является сфера профессиональной радиотелефонной связи.

Сравнение практической схемы приемника амплитудно-модулированных сигналов со схемой оптимального приема

Из теории оптимального приема известно, что максимальная помехоустойчивость приема обеспечивается при квазикогерентном приеме. Информация о фазе несущей извлекается из принимаемого сигнала. Структурная схема оптимального квазикогерентного приемника представлена на рис.2.8.

Система ФАПЧ формирует несущую. Чем уже полоса фильтра нижних частот, тем чище колебания восстановленной несущей. Приемник ОБП сигналов в максимальной степени приближается к оптимальной схеме приемника. Практическая схема АМ приемника и использование амплитудного детектора дает почти такой же результат в качестве приема, как и оптимальный прием, если уровень сигнала высокий.



Рис.2.8

# 2.2. Радиовещательный приемник стереофонического звучания

Так как частотная модуляция обеспечивает высокую помехоустойчивость, то в радиоприемниках она используется для реализации качественного приема. Структура приемника стереофонического звучания представлена на рис.2.9.



Рис.2.9

Отсутствие АРУ обусловлено тем, что функцию стабилизации уровня сигнала выполняет амплитудный ограничитель (АО).

Для реализации приема с возможностью стереофонического звучания в 1939 году Косцовым была предложена полярная модуляция сигнала, с помощью которой появилась возможность выделить из сигнала звуковые колебания левого и правого канала. До частотного детектора сигнал имеет форму обычного частотно-модулированного сигнала. Форма сигнала после частотного детектора представлена на рис.2.10:



Рис.2.10

Сигнал на выходе частотного детектора называется комплексным стерео сигналом (КСС): в этом сигнале присутствует информация для моно- и стерео сигнала. Простейшая схема стереодекодера представлена на рис.2.11. Эта схема сейчас не применяется, так как имеет низкую степень разделения сигналов (в левом канале прослушивается правый канал, и наоборот);



Рис.2.11

Проанализируем спектр КСС. КСС можно представить как сумму двух сигналов (рис.2.12). Если соблюсти четкую синхронизацию двух сигналов, то при их суммировании получается КСС.



Рис.2.12

Рассмотрим процесс образования сигнала, который несет информацию о левом канале. Его можно представить в виде произведения двух колебаний, колебания поднесущей и колебания модулирующего сигнала левого канала и (рис.2.13):



Рис.2.13

Проводя аналогичные рассуждения о формировании сигнала для правого канала получим выражение для КСС:

,

.

Спектр КСС состоит из двух частей: спектра звукового сигнала (монофоническое колебание), эта часть является суммой звуковых колебаний левого и правого канала, и высокочастотная часть спектра (относительно первой), является АМ колебанием, модулирующий сигнал здесь есть разность левого и правого каналов.

Рассмотрим спектр стереосигнала согласно отечественному стандарту, для которого частота поднесущей составляет 31.25кГц, максимальная частота модуляции равна 15кГц, а минимальная частота модуляции - 30Гц (рис.2.14).



Рис.2.14

Схема суммарно-разностного стереодекодера

Схема изображена на рис.2.15. Полосовой фильтр (ПФ) выделяет ВЧ часть спектра КСС, который является амплитудно-модулированным колебанием. После амплитудного детектора (АД) извлекается информация о разности левого и правого каналов. Фильтр нижних частот (ФНЧ) выделяет монофонический сигнал, который является суммой правого и левого канала. Эта схема обеспечивает лучшее разделение каналов, чем предыдущая, но не удовлетворяет современным потребностям.



Рис.2.15

Стереодекодер с временным разделением каналов

Данная схема (рис.2.16) обеспечивает наивысшую степень разделения каналов. Высокая степень развязки между каналами обеспечивается за счет большого сопротивления закрытого электронного ключа. Главной проблемой данной схемы является обеспечение подачи управляющих импульсов с выхода устройства синхронизации (УУ) на ключ строго синхронно с колебаниями несущей, что реализуется системой ФАПЧ. Наличие ФАПЧ определяет относительно высокую сложность схемы



Рис.2.16

.В Европе используется другой вид модуляции, образующей КСС: спектр комплексного стерео сигнала состоит из двух частей: низкочастотная часть такая же, как при полярной модуляции, а высокочастотная часть отличается тем, что в ней присутствует пилот-сигнал, по которому восстанавливается несущая. Пилот - сигнал имеет частоту равную 19кГц. При восстановлении поднесушей частота пилот - сигнала умножается на два, следовательно, частота поднесущей составляет 38 кГц.

Сравнение схем приемника частотно-модулированного сигнала с оптимальным приемником частотно-модулированных сигналов.

Структурная схема оптимального приемника на основе ФАПЧ представлена на рис.2.17.



Рис.2.17

Частота генератора управляемого напряжением (ГУН) следит за частотой входного сигнала, и, если зависимость частоты ГУН от управляющего напряжения линейна, то выходное напряжение фильтра нижних частот (ФНЧ) пропорционально изменению частоты входного сигнала.

Эта схема напоминает схему порогопонижения для частотного детектирования, следовательно, оптимальный приемник имеет очень низкий порог частотного детектирования, а, следовательно, обеспечивается высокая его помехоустойчивость.

**3. Демодуляторы цифровых сигналов**

**3.1. Демодуляторы сигналов с бинарной фазовой манипуляцией**

Как правило, фазовая манипуляция используется при передаче цифровых сигналов. При передаче цифровых сигналов фаза сигнала принимает фиксированные значения, в этом случае говорят о фазовой манипуляции, а не о модуляции. Наиболее простой является бинарная манипуляция фазой, здесь используется лишь два значения фазы, которые отличаются друг от друга на 1800 (00,1800): Uc1(t)=Umcos(ωct+θ); Uc2(t)=Umcos(ωct+θ+π)=-Umcos(ωct+θ)=-Uc1(t)

Если использовать для демодулятора фазовый детектор, то при точном фазировании опорного генератора с входным сигналом на выходе фазового детектора появляются импульсы различной полярности.

Такой способ приема обеспечивает максимальную помехоустойчивость, если в качестве фильтра нижних частот используется интегратор, после которого устанавливается пороговая схема с нулевым значением порога. Демодулятор при этом выглядит следующим образом (рис.3.1).



Рис.3.1

Генератор тактовой синхронизации (ГТС) формирует последовательность импульсов с периодом следования, равным периоду следования информационных посылок. Тактовые импульсы совмещены во времени с моментами окончания информационных посылок (рис.3.2).



Рис.3.2

Так как на вход демодулятора поступает сумма шума и фазомодулированного колебания, то на выходе перемножителя сигналов формируется совокупность импульсов различной полярности, высокочастотных гармоник, а также шума. После интегратора сигнал принимает форму, представленную рис.3.3. Генератор тактовой синхронизации обеспечивает сброс интегратора в нуль в конце каждой информационной посылки.

Так как линейно-нарастающее напряжение на выходе интегратора, несущее информацию об информационной посылке, принимает наибольшее значение по абсолютной величине к концу информационной посылки, то для получения наиболее правильного решения о принимаемой посылке, сравнение с порогом производится во время окончания информационных посылок.



Рис.3.3

Так как на приемной стороне заранее неизвестна фаза принимаемого колебания, а также фаза импульсной последовательности генератора тактовых импульсов, то возникает задача определения этих параметров в реальных приемниках. Так как эти параметры оцениваются в условиях действия помех, то их значения определяются с некоторой погрешностью, что приводит к увеличению частоты ошибок при приеме информации. Кроме того, фаза опорного колебания может отличаться от нужного значения на 1800. В этом случае имеет место «негативный» прием, то есть логический ноль превращается в логическую единицу, а логическая единица - в логический ноль.

Чтобы устранить явление негативного приема, в 1954 году советский ученый Н. Т. Петрович предложил использовать относительную фазовую манипуляцию (ОФМ). При ОФМ или ОФТ (относительная фазовая телеграфия) фаза текущей информационной посылки «привязывается» к фазе предыдущей информационной посылки. Например, если текущая информационная посылка равна единице, то фаза ее меняется на 1800 по отношению к фазе предыдущей посылки, если же текущая посылка является логическим нулем, то ее фаза не меняется по сравнению с фазой предыдущей посылки (рис.3.4).



Рис.3.4

Структура демодулятора ОФМ сигналов

Структура демодулятора ОФМ сигнала представлена на рис.3.5.



Рис.3.5

Схема сравнения формирует на выходе сигнал логического нуля, если полярности выходного напряжения интегратора в текущий и в предыдущий моменты времени одинаковы. Если же полярности разные, то формируется сигнал логической единицы. Здесь формирователь опорного напряжения (ФОН) и формирователь импульсов синхронизации (ФИС) обеспечивают оценку опорного колебания, а также оценку частоты и фазы импульсной последовательности для тактовой синхронизации.

Демодулятор ОФМ сигнала имеет в два раза большую вероятность ошибки, по сравнению с демодулятором формирователя импульсов сигнала. Это связанно с тем, что схема сравнения дважды подряд принимает неправильное решение, если произошла лишь одна ошибка в определении полярности выходного напряжения интегратора (при последующей посылке вторая ошибка возникает из-за того, что задержанная во времени ошибочная информация, вновь используется при работе схемы сравнения).

Формирователи опорного напряжения

Спектр фазоманипулированного колебания не содержит дискретных линий, он является сплошным, поэтому непосредственно из спектра получить информацию о фазе колебания нельзя. Эту задачу определения фазы опорного колебания решил в 1933 году А. Л. Пистолькорс. Структурная схема формирователя опорного напряжения представлена на рис.3.6.



Рис.3.6

При умножении частоты на два умножается на два и фаза входного колебания. Если фаза входного сигнала равна 00, то при умножении ее на два получится 00, если же фаза равна 1800, то в результате умножения фаза также будет равна 00 (3600→00). Таким образом, после умножения частоты на два фазовая манипуляция исчезает из сигнала. Чтобы вновь привести значение частоты к значению частоты входного сигнала, необходим делитель частоты опорного генератора. Полосовые фильтры необходимы для того, чтобы устранить побочные продукты нелинейных преобразований (нелинейные операции умножения и деления частоты).

Недостатком схемы является малое отношение сигнал-шум. Большой уровень шума обусловлен широкой полосой пропускания фильтров ПФ1 и ПФ2. В частности, полоса пропускания ПФ1 не может быть уже, чем удвоенная абсолютная нестабильность частоты входного сигнала. С целью сужения полосы пропускания фильтров в 1937 году В. И. Сифоров предложил использовать в качестве полосового фильтра систему ФАПЧ (рис.3.7).



Рис.3.7

Если частота входного сигнала за счет нестабильности медленно изменяется, то частота генератора управляемого напряжением (ГУН) также медленно изменяется. Система ФАПЧ работает как следящий полосовой фильтр с очень узкой полосой пропускания, которая определяется полосой пропускания фильтра нижних частот (ФНЧ). Отношение сигнал-шум на выходе схемы намного выше по сравнению с предыдущей схемой.

**3.2. Демодуляторы многопозиционных сигналов**

Многопозиционная фазовая манипуляция

Если уровень помех в канале связи мал, то можно увеличить скорость передачи информации без расширения спектра передаваемого сигнала. Следовательно, можно не увеличивать полосу частот, занимаемую каналом связи. Такое увеличение скорости передачи информации достигается увеличением числа позиций (уровней) передаваемого сигнала. В частности, можно увеличить число фиксированных значений (уровней) фазы фазоманипулированного сигнала.

Для рассмотренной выше двухуровневой фазовой манипуляции начальная фаза может принимать только два значения: 0 и , что соответствует значениям логического нуля и единицы. То есть, одна информационная посылка несет в себе один бит информации. Для многоуровневой фазовой манипуляции начальная фаза может принимать несколько значений. Например, для квадратурной фазовой манипуляции (QPSK) начальная фаза может принимать четыре значения: 0, ,им соответствуют двоичные числа: 00,11; 01,10. Таким образом, одна посылка несет в себе два бита информации. Для данного случая на рис.3.8 изображены возможные положения сигнального вектора на фазовой плоскости.



Рис.3.8

Ограничивающим фактором по увеличению числа уровней фазовой манипуляции является отношение сигнал-шум на входе демодулятора. Из-за наличия шума возможна ошибка в определении уровня фазовой манипуляции.

Квадратурная амплитудная модуляция

Развитие многоуровневой фазовой манипуляции привело к появлению квадратурно-амплитудной модуляции, для которой информационные посылки отличаются не только начальной фазой, но и амплитудой. В этом случае часть точек, отмечающих положение конца сигнального вектора на окружности фазовой плоскости, переносится внутрь окружности, при этом расстояние между соседними сигнальными точками увеличивается, что обеспечивает возможность увеличения скорости передачи информации. Например, сигнальное созвездие для КАМ16 имеет вид, представленный на рис.3.9.

Как видно из рисунка, точки находятся не на одной (как для многоуровневой фазовой манипуляции), а на нескольких окружностях. Таким образом, КАМ16 имеет большую помехоустойчивость по отношению к 16-уровневой фазовой манипуляции, так как расстояние между точками сигнального созвездия для КАМ16 больше.



Рис.3.9

На рис.3.10 представлены структурные схемы модулятора и демодулятора сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией.



Рис.3.10

Скорость передачи информации можно также увеличить, применяя помехоустойчивое кодирование.

# 3.3. Демодуляторы сигналов с уменьшенной шириной спектра

Офсетные виды модуляции

В случае квадратурной амплитудной модуляции при изменении фазы вектора на 1800 расширяется спектр сигнала, и узкополосные полосовые фильтры линейных трактов «не успевают» среагировать на изменение формы сигнала. Амплитуда сигнала на выходе этих фильтров уменьшается, что приводит к уменьшению отношения сигнал-шум на выходе модулятора, а, следовательно, приводит к ошибке. Чтобы избежать резких изменений формы сигнала, при офсетных видах модуляции модулирующие последовательности x и y сдвигают во времени на половину длины информационной посылки, тогда нарушается одновременность изменения информации по квадратурным каналам приема, а, значит, и сдвиг на 1800 исключается (рис.3.11). Вектор максимально может измениться на 900, что в меньшей степени расширяет спектр сигнала и уменьшает длительность переходного процесса.



Рис.3.11

Здесь последовательности символов X и Y модулируют сигналы в квадратурных каналах модулятора.

Демодулятор сигналов с минимальным частотным сдвигом

При проектировании систем связи модуляцию выбирают не только исходя из максимальной скорости, а еще стараются, чтобы спектр сигнала был как можно уже. Сужение спектра сигнала производится также за счет того, что на модулятор передатчика подаются не прямоугольные импульсы, а более похожие на синусоидальные. Примером такого вида модуляции является частотная модуляция с минимальным сдвигом (ЧММС). Пусть F1=1,5 Гц, F2=1 Гц, тогда форма сигнала имеет вид (рис.3.12):



Рис.3.12

Девиация частоты при частотной манипуляции: 

Индекс модуляции: , где Т – длительность информационной посылки. При ЧММС всегда m=0,5. Рассмотрим процесс модуляции (рис.3.13).



Рис.3.13

ПсПП – последовательно-параллельный преобразователь, Г – генератор,

Х – перемножитель сигналов, + - сумматор сигналов, ПФ – полосовой фильтр, СФ – синусоидальный формирователь.

В ПсПП происходит разбивка входной информационной последовательности на четные и нечетные бит-последовательности, причем длительности информационных посылок этих последовательностей в два раза длиннее исходных Т’=2Т (одна из них задерживается на Т). Далее в СФ прямоугольные бит-последовательности преобразуются в синусоидальную форму, после чего в результате перемножения с колебаниями высокочастотного генератора переносятся в высокочастотную область спектра. Затем происходит суммирование двух сигналов - формируется ЧММС-сигнал.

Рассмотрим теперь процесс демодуляции. Структура демодулятора ЧММС-сигнала изображена на рис.3.14.



Рис.3.14

Здесь ПС – пороговая схема, СВН – схема выделения несущей,

ППсП – параллельно-последовательный преобразователь.

# 3.4. Демодуляторы сложных сигналов.

Известно, что, если база сигнала  (где Т – длительность информационной посылки, - ширина спектра), то отношение сигнал-шум на выходе согласованного фильтра в В раз больше, чем отношение сигнал-шум на входе согласованного фильтра: .

У простых сигналов база близка к единице (В=1÷2), у сложных сигналов база много больше единицы (В>>1). Достоинства сложных сигналов:

1) повышенная помехоустойчивость приема;

2) сложные сигналы обеспечивают возможность обслуживания множества абонентов, работающих в одной полосе частот.

Существует несколько способов формирования сложных сигналов. Рассмотрим часто используемый дискретный частотный сигнал. Достоинством дискретных частотных сигналов является возможность реализации большой базы сигнала при относительно простой структуре сигнала. На рис.3.15 представлена частотно-временная матрица сложного сигнала.



Рис.3.15

Здесь Т0 – длительность элементарного импульса, F0 – ширина спектра элементарного импульса. Следовательно, база данного сигнала:

, где В0 – база просто сигнала

При демодуляции сложного сигнала используют семь согласованных фильтров по числу простых сигналов. Так как реакция на выходе каждого элементарного согласованного фильтра возникает в разные моменты времени, то выходы согласованных фильтров подключаются к линиям задержки, которые выравнивают во времени выходы согласованных фильтров. В результате последующего суммирования формируется большой по амплитуде отклик на весь сложный сигнал.

Рассмотрим, каким образом можно реализовать высокую помехоустойчивость. Предположим, что на приемник воздействует узкополосная гармоническая помеха (1). Предположим также, что одновременно на приемник воздействует импульсная широкополосная помеха (2). Воздействие двух помех в данном случае (рис.3.15) поражает всего лишь один элемент сложного сигнала. Если при демодуляции исключить выход соответствующего согласованного фильтра, то результирующая амплитуда после суммирования выходов согласованных фильтров уменьшится ненамного, следовательно, помехоустойчивость приема сохранится на достаточно высоком уровне.

Возможность кодового разделения абонентов, работающих в одной полосе частот, иллюстрируется в данной частотно-временной матрице следующим образом: если заполнять пустые клетки матрицы другими комбинациями из семи импульсов, то, учитывая ортогональность сложных сигналов, можно обеспечить независимую демодуляцию нескольких сложных сигналов, которые отличаются по форме.

Структура демодулятора сложного сигнала представлена на рис.3.16.



Рис.3.16

Выходы согласованных фильтров суммируются с некоторыми весами w1…w7. Чем больше степень поражения элементарного импульса помехой, тем меньше вес суммирования. За счет такого подхода и обеспечивается подавление помех в сложных сигналах. Чтобы управлять весами, необходим анализ отношения сигнал-помеха в каждом канале демодулятора.

Так как различить сигнал от помехи в канале напрямую невозможно, поскольку они находятся в одной полосе частот, то используют приближенные методы оценки отношения сигнал-шум. В частности, рассматривают амплитуду на выходе согласованного фильтра, и, если она велика по сравнению с амплитудой на выходах других согласованных фильтров, то считают, что имеет место помеха, и соответствующий весовой коэффициент уменьшают.

Системы связи с перестройкой рабочей частоты приема.

При реализации приемника сложных сигналов возникают проблемы. Во-первых, очень широкая полоса частот сигнала, затрудняет реализацию линейного тракта приемника. Частотная характеристика УПЧ должна иметь широкую полосу пропускания с малой неравномерностью в этой полосе и очень линейную фазочастотную характеристику. Во-вторых, с ростом числа элементарных сигналов, растет число каналов демодулятора, и увеличивается его стоимость.

Указанные проблемы разрешаются использованием систем связи, где частота передачи и приема скачками меняется во времени. То есть имеет место прием с перестройкой рабочей частоты - ППРЧ (рис.3.17).



Рис.3.17

Пусть на выходе передатчика формируется такой же, состоящий из семи импульсов, сложный сигнал, который был рассмотрен выше. Так как гетеродин приемника меняет свою частоту синхронно с изменением частоты возбудителя передатчика, то все элементарные импульсы сложного сигнала после смесителя (СМ) оказываются на одной промежуточной частоте. Ширина полосы пропускания усилителя промежуточной полосы (УПЧ) определяется шириной спектра одного элемента сложного сигнала. Аттенюатор меняет свое затухание для каждого элементарного импульса с измеренным отношением сигнал-шум для этого импульса. Устройство управления анализирует отношение сигнал-шум, и если оно мало, то элемент подавляется аттенюатором. Здесь полностью реализуется функция весовых коэффициентов демодулятора сложного сигнала. После усилителя промежуточной частоты устанавливается согласованный фильтр, который рассчитан на радиоимпульс длительностью в семь элементарных импульсов с частотой равной промежуточной частоте приемника.

Основной проблемой, связанной с реализацией приема с перестройкой рабочей частоты, является изготовление синтезаторов с быстрой сменой частот. Здесь широко применяются прямые методы синтеза (без кольца ФАПЧ), которые являются дорогостоящими.

Рассмотренный выше метод перестройки рабочей частоты относится к случаю *быстрой перестройки*, когда временной интервал смены частоты меньше периода информационной посылки. С целью упрощения реализации синтезаторов используют метод *медленной перестройки частоты*, когда длительность интервала смены частоты больше периода информационной посылки. Здесь требования к быстродействию синтезатора частоты намного мягче по сравнению с быстрой перестройкой частоты.

В случае медленной перестройки рабочей частоты в системе связи присутствует обратный канал служебной связи. По этому каналу приемник информирует передатчик о низком качестве приема, и передатчик перестраивается на другую частоту, где помеховая обстановка проще. Недостатком такой схемы являются высокие требования к помехоустойчивости к служебному каналу связи.

**4. Пространственно-временная обработка сигналов**

**Использование нескольких разнесенных в пространстве приемных антенн позволяет решать задачи, которые невозможно решить при применении только одной приемной антенны. В частности, появляется возможность принимать сигналы с глубокими замираниями и подавлять внутриполосные помехи.**

**Первая задача решается при использовании антенн достаточно далеко разнесенных в пространстве. Вторая задача решается с использованием более близко расположенных антенн путем применения адаптивных компенсаторов помех и адаптивных антенных решеток.**

**4.1. Уменьшение глубины замираний сигнала с помощью пространственно-разнесенного приема**

Если несколько приемных антенн достаточно далеко разнесены в пространстве, то замирания сигналов в этих антеннах слабо коррелированны. В результате весового линейного сложения сигналов антенн можно уменьшить глубину замираний и повысить отношение сигнал-шум. Рассмотрим простейший случай приема на две разнесенные в пространстве антенны (рис.4.1).



Рис.4.1

Наибольший выигрыш в отношении сигнал-шум проявляется, когда весовые коэффициенты W1 и W2 прямо пропорциональны отношению сигнал-шум в соответствующем канале приема. Определим отношение .

Считаем, что перед суммированием сигналы с выхода антенн сфазированы, а шумы в каналах приема не коррелированы.

, , , .

Следовательно, .

Считаем, что , поэтому , где .

В результате оптимального весового суммирования отношение сигнал-шум на выходе весового сумматора равно сумме отношений сигнал-шум в каждом канале приема. Вероятность глубокого замирания одновременно в обоих каналах намного меньше, чем вероятность появления замирания в каждом из каналов в отдельности. Поэтому вероятность появления глубокого замирания в сигнале на выходе сумматора уменьшается.

Так как отношение сигнал-шум на выходе линейного сумматора больше отношения сигнал-шум в каждом канале, то можно утверждать, что чувствительность системы с пространственно-разнесенным приемом выше чувствительности каждого приемника в отдельности. С увеличением числа приемных антенн уменьшаются глубокие замирания, увеличивается чувствительность, но при этом резко возрастает стоимость приемника.

Основной проблемой реализации весового суммирования является определение отношения сигнал-шум в канале (невозможно отделить шум от сигнала, так как они находятся в одной полосе частот). На практике применяют схемы, которые лишь приближенно реализуют оптимальное весовое суммирование. Простейшей из этих схем является схема автовыбора (рис.4.2).



Рис.4.2

Если сигнал на каком-либо детекторе АРУ больше, чем на другом, то по команде схемы сравнения ключ занимает соответствующее положение, то есть подключается к тому каналу, где сигнал больше. АРУ обеспечивает стабильность уровня сигнала. Данная схема не обеспечивает увеличения отношения сигнал-шум, в отличие от оптимальной схемы.

Более близкой к оптимальному суммированию является схема линейного суммирования (рис.4.3).



Рис.4.3

Система АРУ обеспечивает постоянство уровня сигнала на выходе сумматора, независимо от того, как меняется уровень в каждом из каналов. Чувствительность схемы по сравнению с предыдущей лучше, так как суммирование сигналов происходит в фазе (линейно), а шумы складываются в квадратуре, но хуже оптимальной схемы, так как веса суммирования одинаковы.

Как указывалось выше, стоимость системы с пространственным разнесением приема увеличивается с увеличением кратности разнесения. Так как основные затраты приходятся на реализацию антенных устройств, то вместо пространственного разнесения используют разнесение по частоте или по поляризации.

При разнесении по частоте в разных участках частотного диапазона замирания слабо коррелированны. Частоты гетеродинов линейных трактов подбираются таким образом, чтобы промежуточные частоты были одинаковы, после чего осуществляется пространственно-временная обработка сигнала по одной из рассмотренных выше схем.

При разнесении по поляризации в одном раскрыве антенны устанавливаются облучатели с различным видом поляризации (вертикальной, горизонтальной). Замирания в этом случае также слабо коррелированны. Часто пространственное разнесение комбинируют с поляризационным или частотным разнесением.

# 4.2. Подавление помех с помощью антенн, разнесенных в пространстве

Если в пространстве расположить несколько приемных антенн, и если направление прихода сигнала отличается от направления прихода помехи, то в общем случае, амплитудные и фазовые соотношения для сигнальных компонентов отличаются от аналогичных соотношений для помеховых компонентов.

Если фазы помеховых компонентов изменить таким образом, чтобы при суммировании они взаимно компенсировали друг друга, то в результате такого суммирования помеха подавляется, а сигнальный компонент остается, так как для него имеются иные фазовые соотношения в каналах приема. Рассмотрим простейший случай приема на две разнесенные в пространстве антенны (рис.4.4).



Рис.4.4

Пусть имеет место узкополосное сигнальное колебание, тогда для сигнала сдвиг фаз на приемных антеннах А1 и А2 будет определяться разностью хода лучей сигнала lС. Аналогично, для помехи сдвиг фаз определяется lП.

Видно, что разности хода лучей в общем случае неодинаковы, и, кроме того, знаки разности фаз для сигнала и помехи также отличаются. Если комплексные весовые коэффициенты  и  подобрать таким образом, чтобы на их выходах сдвиг фаз для помеховых компонентов был равен 1800, то при суммировании происходит взаимная компенсация помеховых компонентов, сигнальные же компоненты суммируются с некоторым сдвигом фаз. Чем сильнее отличается направление сигнала и помехи, тем в большей степени осуществляется выигрыш в отношении сигнал-помеха при весовом суммировании.

Адаптивная компенсация помех

Рассмотрим наиболее простой вариант реализации подавления помех на основе использования адаптивного компенсатора помех. Считаем, что антенна А1 направлена на источник помехи и не принимает полезный сигнал, основная антенна А0 направлена на сигнал и по боковому лепестку диаграммы направленности принимает еще и помеху (рис.4.5).



Рис.4.5

Считаем, что присутствует лишь один источник помехи. Блок управления (БУ) так меняет частотную характеристику адаптивного фильтра, что выходной сигнал в фильтре компенсирует помеховые компоненты в сигнале. Считаем, что сигнал и помеха независимы.

n0(jω)= nип(jω)К0(jω), n1(jω)= nип(jω)К1(jω). y(jw)=n1(jw)∙Ф(jw)=h0(jw).

Следовательно, условие компенсации помех, которые поступают на антенны, определяется следующим выражением:

 .

Так как частотная характеристика фильтра при условии полной компенсации помех не зависит от формы помехи, то данная структура подавляет любую помеху, включая и внутриполосные помехи. Проанализируем алгоритм работы блока управления, при котором обеспечивается наиболее полная компенсация помех. Рассмотрим дисперсию выходного сигнала компенсатора :

D**=**2=2+()2+.

Так как источники сигнала и помехи независимы, то их взаимная корреляция равна нулю =0, тогда:

D****=2+

Из полученного выражения следует, что наибольшую степень компенсации помех обеспечивает минимальное значение второго слагаемого полученного выражения, что означает максимальную взаимную компенсацию процессов n0 и y.

Так как не зависит от уровня подавления помехи, то блок управления должен так настроить адаптивный фильтр, чтобы мощность колебаний на выходе вычитающего устройства была минимальна. Рассмотрим простейшую реализацию адаптивного фильтра в виде звена, у которого меняется лишь коэффициент передачи. Найдем оптимальное значение коэффициента передачи w1, при котором дисперсия сигнала  принимает минимальные значения. Найдем производную

-2, ,

ω1опт===,

Здесь - коэффициент взаимной корреляции процессов n0(t) и n(t). Если помехи n0 и n1 одинаковы по форме и отличаются лишь по уровню, то коэффициент корреляции . Если n0 и n1 не коррелированы (помеха определяется лишь собственным шумом линейного тракта), тогда =0 и w1=0. Шум, создаваемый приемным трактом дополнительной антенны А1, не попадает в основной тракт, и чувствительность приемного устройства не снижается.

Если подставить полученные значения оптимального коэффициента передачи w1 в формулу для дисперсии выходного сигнала, то

D****=2+=+2(1-).

Степень подавления помехи определяется разностью (1-). Когда коэффициент взаимной корреляции стремится к единице → 1, происходит полная компенсация помехи.

Схема адаптивного компенсатора синфазных помех

Схема простейшего адаптивного компенсатора помех представлена на рис.4.6.



Рис.4.6

Считаем, что фаза помехи n0 равна фазе помехи n1. Определим величину  и покажем, что найденное значение коэффициента  близко к оптимальному значению.

Совокупность перемножителя П2 и фильтра нижних частот (ФНЧ) образуют коррелятор сигналов n1 и . Инвертор обеспечивает изменение полярности выходного напряжения фильтра нижних частот, что необходимо для реализации вычитания сигнала у из сигнала с помеховым компонентом n0. Усилитель постоянного тока с коэффициентом  имеет достаточно большой коэффициент усиления, что необходимо для наиболее полной компенсации помехи.

Рассмотрим выходное напряжение .

=n0+S+n1; .

Подставим в эту формулу значение :

= μ = -μ(++w’),

=0, так как сигнал и помеха - некоррелированные процессы. Поэтому

w’=-μ()-μ(w’), отсюда: w’==- wопт (при μ>>1).

С точностью до знака полученное значение весового коэффициента  равно значению оптимального коэффициента woпт, которое обеспечивает максимальное подавление помехи, следовательно, эта схема обеспечивает максимально возможное подавление помехи n0.

Адаптивный компенсатор помех с квадратурными каналами обработки сигналов.

Ранее считалось, что помехи n0 и n1 имеют одинаковые фазы. Рассмотрим более реальный случай, когда между этими колебаниями существует произвольный сдвиг фаз. Образуем из колебания помехи n1 колебание со сдвигом фазы на 900. Представим n0 как векторную сумму двух квадратурных компонентов помехи n1 (рис.4.7).



Рис.4.7

Так как помеха  синфазна с помехой n1, то для их взаимной компенсации используют ранее рассмотренную схему. Компонент  синфазен с , следовательно, для их взаимной компенсации можно применить аналогичную схему. В результате для подавления помехи n0 с произвольной фазой относительно n1 можно использовать следующую схему (рис.4.8).

Для сокращения аналитических выражений, описывающих работу данного компенсатора, используют комплексные величины, в частности:

, , .

Можно при анализе ограничиться схемой только одного канала, в котором используются комплексные величины.



Рис.4.8

Адаптивный компенсатор широкополосных помех

Если источник помехи является широкополосным и антенны достаточно далеко разнесены друг от друга, то помеха, приходящая на первую антенну оказывается сдвинутой по времени относительно помехи, приходящей на другую антенну. При достаточно большом временном сдвиге не удается обеспечить глубокой взаимной компенсации помех, используя адаптивные фильтры в виде комплексных весовых коэффициентов. В этом случае приходится использовать трансверсальные фильтры с многоотводными линиями задержки, и в каждом отводе линии задержки используется свой комплексный весовой коэффициент.

Структура компенсатора широкополосных помех представлена на рис.4.9.

В каждом звене адаптивного трансверсального фильтра используется два квадратурных канала с компенсацией. Отражением этого факта является использование комплексных величин при описании каждого звена. Перемножитель П1 обеспечивает следующую операцию: . Здесь величина  является комплексно сопряженной с . Количество элементов задержки определяется той максимальной величиной запаздывания помехи на одной антенне относительно другой. Длительность элемента задержки  определяется требуемой точностью совмещения помех во времени, чем меньше , тем больше точность совмещения и выше степень взаимной компенсации.

Число отводов линии задержки:

.



Рис.4.9

Высокая степень компенсации помех требует использования многоотводной линии задержки в схеме трансверсального фильтра, что увеличивает его сложность.

Адаптивные антенные решетки

Во всех ранее рассмотренных компенсаторах помех подразумевалось, что на одну из антенн приходит только лишь сигнал помехи. Однако часто не удается заранее определить направление на источник помехи. В этом случае приходится использовать всенаправленные приемные антенны. Когда антенн несколько, имеет место адаптивная антенная решетка.

Фазированная антенная решетка на начальной стадии работы настраивается так, чтобы главный лепесток диаграммы направленности соответствовал направлению прихода сигнала. При воздействии помехи, которая поступает на решетку со стороны бокового лепестка диаграммы направленности, в этом лепестке образуется провал, что отражает факт компенсации помехи с данного направления. Рассмотрим простейшую двухэлементную антенную решетку (рис.4.10).

Комплексные коэффициенты  и  выбираются таким образом, что при отсутствии помехи выходы перемножителей имеют такой фазовый сдвиг, что сигнал, приходящий с заданного направления, имеет на выходе сумматора максимальное значение, то есть выходы перемножителей синфазны.



Рис.4.10

Если поступает помеха с какого-либо направления, то выход перемножителя, соответствующий антенне А1 меняет свою фазу так, чтобы обеспечить подавление помехи. Следует учесть, что при этом уменьшается уровень полезного сигнала на выходе сумматора.

Рассмотрим векторные диаграммы при отсутствии и наличии помехи (рис.4.11).



Рис.4.11

Из векторных диаграмм видно, что вектор суммы сигнальных компонентов по модулю меньше суммы модулей этих компонентов, что наблюдалось при отсутствии помехи.

При организации управления антенной решеткой необходимо обеспечивать ее настройку. Сигнальный компонент не должен влиять на настройку адаптивной антенной решетки. Для решения данной задачи используются различия в формах помехи и сигнала. В частности, при использовании антенных решеток в радиолокационных приемниках учитывается, что средняя мощность сигнала, отраженного от цели, много меньше мощности помехи. Причем, помеха обычно непрерывная, в то время, как сигнал – это последовательность импульсов с большой скважностью. Минимум дисперсии сигнала  на выходе решетки достигается, главным образом, за счет подавления помехового компонента.

Многоэлементные адаптивные антенные решетки.

Если увеличить число элементов адаптивных антенных решеток, то, во-первых, увеличивается усиление антенны по основному лепестку диаграммы направленности, во вторых, основной лепесток становится уже, в третьих, уменьшается уровень боковых лепестков, и, кроме того, появляется возможность подавления нескольких помех, поступающих одновременно с нескольких направлений. Можно полагать, что для полного подавления помех с М направлений минимальное количество элементов адаптивной антенной решетки равно: .

Структурная схема многоэлементной антенной решетки представлена на рис.4.11.



Рис.4.11

Здесь набор коэффициентов  и  обеспечивает направление главного лепестка диаграммы направленности антенной решетки. Так как количество элементов решетки очень велико, то компенсация помех, приходящих с иных направлений, незначительно искажает основной лепесток диаграммы направленности.

Многоэлементные адаптивные антенные решетки часто используются для формирования нескольких основных лепестков диаграммы направленности, это позволяет обеспечить одновременную работу различных радиосредств в одном частотном диапазоне без создания взаимных помех.

# Рекомендательный библиографический список

1. Колосовский Е.А. Устройства приема и обработки сигналов [Электронный ресурс] : Учебное пособие для вузов / Колосовский Е.А. - 2-е изд. - М. : 2012.- 453с. <http://www.studentlibrary.ru/book/ISBN9785991202657.html>

2. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А.Радиомониторинг: задачи, методы, средства [Электронный ресурс] / Под ред. А.М. Рембовского. - 3-е изд., перераб. и доп. - М. : Горячая линия - Телеком, 2012 - 640 с. <http://www.studentlibrary.ru/book/ISBN9785991202367.html>

3.Теория передачи сигналов на железнодорожном транспорте: учебник / Г.В. Горелов и др.; под ред. Г.В. Горелова. - М.: ФГБОУ "Учебно-методический центр по образованию на железнодорожном транспорте", 2013. - 532 с.

<http://www.studentlibrary.ru/book/ISBN9785890356642.html>

4. Гадзиковский В.И. Цифровая обработка сигналов [Электронный ресурс] / В.И. Гадзиковский - М. : СОЛОН-ПРЕСС, 2015. - 766 с. - ISBN 978-5-91359-117-3. <http://www.studentlibrary.ru/book/ISBN9785913591173.html>