

Министерство образования и науки РФ

**Федеральное государственное бюджетное образовательное  
учреждение высшего профессионального образования  
«ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ»**

Радиотехнический факультет

Кафедра телекоммуникаций и основ радиотехники (ТОР)

**Моделирование процессов и явлений в системах связи**  
методическое пособие для самостоятельной работы магистров направления  
210700.68 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи»

2012

**Моделирование процессов и явлений в системах связи:** методическое пособие для самостоятельной работы магистров направления 210700.68 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» / Ворошилин Е.П.. – ТУСУР. Томск, 2012. - С.

Данное методическое пособие предназначено, для изучения явлений и методов математического моделирования сигналов в телекоммуникационных системах, которые в настоящее время интенсивно развиваются. Рассмотрены вопросы моделирования и помех, в телекоммуникационных системах. Описаны методы построения математических моделей случайных величин.

Методическое пособие предназначено для студентов, магистрантов направления 210700.68 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», специализирующихся в области математического моделирования инфокоммуникационных систем.

© Томский Государственный Университет Систем Управления и Радиоэлектроники, 2012

## Оглавление

1. МЕТОДОЛОГИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ .....	4
1.1 Основные положения .....	4
1.2 Классификация моделей .....	5
1.3 Принципы построения математических моделей .....	8
1.4 Принципы системного подхода в моделировании .....	11
1.5 Понятие о вычислительном эксперименте .....	13
1.5.1 Оценка адекватности .....	14
1.5.2 Оценка устойчивости .....	15
1.5.3 Оценка чувствительности .....	16
2. МОДЕЛИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ .....	17
2.1 Моделирование шумоподобных сигналов .....	17
2.1.1 Основные положения .....	17
2.1.2 Методы приема сигналов с расширенным спектром .....	21
2.1.3 Помехоустойчивость систем передачи сигналов с расширенным спектром .....	27
2.1.4 Обнаружение ШПС при неизвестном законе их формирования .....	29
2.1.5 Приборы функциональной электроники в устройствах обработки информации .....	32
2.2 Моделирование OFDM сигнала .....	37
2.2.1 Ортогональность частот .....	37
2.2.2 Циклический префикс .....	40
2.2.3 Синхронизация в системах с OFDM сигнала .....	42
2.2.4 Тренировочные последовательности .....	42
2.2.5 Структурная схема приемопередатчика OFDM сигнала .....	46
2.2.6 Недостатки OFDM сигналов .....	47
2.2.7 Алгоритмы битлоадинга .....	49
2.3 Моделирование канала связи .....	54
2.3.1 Основные положения .....	54
2.3.2 Замирания в каналах связи .....	55
2.3.4 Многолучевой канал, импульсная характеристика канала .....	56
2.3.5 Числовые характеристики многолучевого канала и классификация искажений .....	58
2.3.6 Имитационное моделирование многолучевого канала с рассеянием по частоте и во времени .....	62
3. МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ MIMO .....	69
3.1 Общие положения .....	69
3.1.1 Принцип работы антенных систем MIMO .....	70
3.1.2 Канал передачи данных для систем с MIMO 2×2 .....	72
3.1.3 Методы оценки сообщения по принимаемому сигналу .....	73
3.1.3 Метод оценки канальной матрицы .....	76
3.2 Адаптивные антенные системы .....	77
3.3 Методы пространственно-временной обработки сигналов .....	80
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	84
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ .....	85

# 1. МЕТОДОЛОГИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

## 1.1 Основные положения

**Моделирование** — это исследование реальных объектов познания на их моделях; построение и изучение моделей реально существующих объектов, процессов или явлений с целью получения объяснений этих явлений, а также для предсказания явлений, интересующих исследователя. Формально моделирование можно рассматривать как замещение исследуемого объекта (оригинала) его условным образом, описанием или другим объектом, именуемым моделью и обеспечивающим близкое к оригиналу поведение в рамках некоторых допущений и приемлемых погрешностей. Безусловно, моделирование оправдано в случае, когда создания модели проще самого оригинала, или если последний невозможно создавать по каким-либо причинам.

Под **моделью** понимается физический или абстрактный объект, свойства которого в определенном смысле сходны со свойствами исследуемого объекта. Требования к свойствам модели определяются решаемой задачей и имеющимися средствами. Существует ряд общих требований к моделям:

- 1) адекватность – достаточно точное отображение свойств объекта;
- 2) полнота – предоставление получателю всей необходимой информации об объекте;
- 3) гибкость – возможность воспроизведения различных ситуаций во всем диапазоне изменения условий и параметров;
- 4) трудоемкость разработки должна быть приемлемой для имеющегося времени и программных средств [1].

Основой успешной методики моделирования должна быть тщательная отработка модели. Начав с простой модели, обычно продвигаются к более совершенной ее форме, отражающей сложную ситуацию более точно. Между процессом модификации модели и процессом обработки данных имеется непрерывное взаимодействие.

Моделирование предполагает 2 основных этапа:

- 1) непосредственно разработка модели;
- 2) исследование модели и получение выводов.

При этом на каждом из этапов решаются разные задачи и используются различные по сути методы и средства. В зависимости от способа реализации, все модели можно разделить на два больших класса: физические и математические.

Математическое моделирование принято рассматривать как средство исследования процессов или явлений с помощью их математических моделей. Под физическим моделированием понимается исследование объектов и явлений на физических моделях,

когда изучаемый процесс воспроизводят с сохранением его физической природы или используют другое физическое явление, аналогичное изучаемому [1, 3]. При этом физические модели предполагают, как правило, реальное воплощение тех физических свойств оригинала, которые являются существенными в конкретной ситуации. В связи с этим физическое моделирование называют также макетированием [1, 3].

Полунатурное моделирование представляет собой исследование управляемых систем на моделирующих комплексах с включением в состав модели реальной аппаратуры [1, 3]. Наряду с реальной аппаратурой в замкнутую модель входят имитаторы воздействий и помех, математические модели внешней среды и процессов, для которых неизвестно достаточно точное математическое описание. Включение реальной аппаратуры или реальных систем в контур моделирования сложных процессов позволяет уменьшить априорную неопределенность и исследовать процессы, для которых нет точного математического описания. С помощью полунатурного моделирования исследования выполняются с учетом малых постоянных времени и нелинейностей, присущих реальной аппаратуре. При исследовании моделей с включением реальной аппаратуры используется понятие динамического моделирования, при исследовании сложных систем и явлений эволюционного, имитационного и кибернетического моделирования [1].

## **1.2 Классификация моделей**

В зависимости от характера отображаемых свойств объекта ММ делятся на функциональные и структурные. *Функциональные модели* отображают процессы функционирования объекта. Они имеют чаще всего форму системы уравнений, *Структурные модели* могут иметь форму матриц, графов, списков векторов и выражать взаимное расположение элементов в пространстве. Эти модели обычно используют в случаях, когда задачи структурного синтеза удается ставить и решать, абстрагируясь от физических процессов, протекающих в объекте. Они отражают структурные свойства проектируемого объекта [3].

По способам получения функциональных ММ различают теоретические и формальные модели. *Теоретические ММ* получают на основе изучения физических закономерностей. Структура уравнений и параметры моделей имеют определенное физическое толкование. *Формальные ММ* получают на основе проявления свойств моделируемого объекта во внешней среде, т.е. рассмотрения объекта как кибернетического «черного ящика».

Теоретический подход позволяет получать модели более универсальные, справедливые для более широких диапазонов изменения внешних параметров, тогда как формальные ММ более точны в точке пространства параметров, в которой производились измерения.

В зависимости от линейности и нелинейности уравнений ММ могут быть *линейные и нелинейные*.

По способу описания бывают *стохастические* и *детерминированные ММ*. В *детерминированных* системах новое состояние зависит только от времени и текущего состояния системы. Другими словами, если имеются условия, определяющие переход системы в новое состояние, то для *детерминированной* системы можно однозначно указать, в какое именно состояние она перейдет. Для *стохастической* системы можно указать лишь множество возможных состояний перехода и, в некоторых случаях, - вероятностные характеристики перехода в каждое из этих состояний.

По форме связей между выходными, внутренними и внешними параметрами различают: *алгоритмические ММ* в виде систем уравнений; *аналитические ММ* в виде зависимостей выходных параметров от внутренних и внешних воздействий; *численные ММ* в виде числовых последовательностей.

В зависимости от учета в модели инерционности физических процессов в объекте различают *статические* или *динамические ММ* [3].

Система называется *статической*, если множество ее состояний содержит один элемент. Если состояний больше одного, или они могут изменяться во времени, система называется *динамической*. Процесс смены состояний называется движением системы.

Различают два основных типа динамических систем [1]:

- с дискретными состояниями (множество состояний конечно или счетно);
- с непрерывным множеством состояний.

Системы с *дискретными состояниями* характеризуются тем, что в любой момент времени можно однозначно определить, в каком именно состоянии находится система. Для такой идентификации обязательно нужно знать тот признак, который отличает одно состояние системы от другого. Например, при исследовании систем массового обслуживания в качестве такого признака обычно используют число заявок в системе. Соответственно, изменение числа заявок в системе интерпретируется как переход системы в новое состояние.

Если же не удастся подобрать такой признак, либо его текущее значение невозможно зафиксировать, то систему относят к классу систем с *непрерывным множеством состояний*. Смена состояний может происходить либо в фиксированные моменты времени, множество которых дискретно (например, поступление новых заявок

на обслуживание), либо непрерывно (изменение температуры атмосферы при смене дня и ночи). В соответствии с этим различают системы с *дискретным временем* переходов (смены состояний) и системы с *непрерывным временем* переходов (точнее, «живущие» в непрерывном времени).

Таким образом, вид математической модели зависит не только от природы реального объекта, но и от задач, поставленных при разработке моделей, а также от требуемой точности их решения.

Целью математического моделирования является анализ реальных процессов (в природе или технике) с использованием имеющихся математических методов. Для выбора метода анализ требуется формализация ММ процесса, подлежащего исследованию. В свою очередь модель может представлять собой математическое выражение, содержащее переменные, поведение которых аналогично поведению реальной системы. Необходимо отметить, что любое описание физического процесса с помощью математического выражения предполагает введение некоторой неточности (погрешности), а значит, подобный факт необходимо учитывать, например, в виде указания условий применимости модели или введения в модель дополнительного слагаемого, отвечающего за случайность процесса.

В общем случае модель представляет собой комбинацию различных составляющих, например, компоненты, переменные, параметры, функциональные зависимости, ограничения, целевые функции [3].

*Компоненты* - составные части, которые при соответствующем объединении образуют систему. Иногда считают компонентами элементы системы или ее подсистемы. Система определяется как группа или совокупность объектов, объединенных некоторой формой регулярного воздействия или зависимости для выполнения заданной функции.

*Параметры* - величины, которые могут выбираться произвольно, в отличие от переменных, которые могут принимать значения, определяемые видом данной функции. Параметры, после того как они установлены, являются постоянными величинами (например, коэффициенты при неизвестных, каждый из которых имеет свой физический смысл).

В моделях также имеются *экзогенные переменные* (входные), которые порождаются вне системы или являются результатом воздействия внешних причин, и *эндогенные переменные*, возникающие в системе либо в результате воздействия внутренних причин (это переменные состояния), либо под воздействием выходных переменных.

*Функциональные зависимости* описывают поведение переменных и параметров или выражают следующие соотношения между компонентами системы: *детерминированные* —

это тождества или определения, которые устанавливают зависимости между определенными параметрами и переменными в случаях, когда процесс на выходе системы однозначно определен; *стохастические* соотношения при данной входной информации дают неопределенный результат.

*Ограничения* - устанавливаемые пределы изменения значений переменных или ограничивающие условия распределения тех или иных средств. Они могут вводиться либо разработчиком (искусственные ограничения), либо самой системой вследствие присущих ей свойств (естественные ограничения).

*Целевая функция* (функция критерия) - отображение целей и задач системы и необходимых правил оценки их выполнения. Цели можно разделить на *цели сохранения*, направленные на сохранение или поддержание каких-либо ресурсов (энергетических) или состояний (безопасности), и *цели приобретения*, связанные с приобретением новых ресурсов или с достижением определенных состояний, к которым стремится руководитель [3].

### **1.3 Принципы построения математических моделей**

Как говорилось ранее, любая модель реальной системы является абстрактным, формально описанным объектом. Модель, описывающая формализованный процесс функционирования системы, в состоянии охватить только основные, характеристики его закономерности, оставляя в стороне несущественные второстепенные факторы.

Для описания любого реального процесса необходимо изучение структуры составляющих его явлений, в результате которого появляется содержательное описание процесса.

*Содержательное описание* - первая попытка четко изложить закономерности, характерные для исследуемого процесса, и поставить задачу. Оно дает сведения о физической природе и количественных характеристиках элементарных явлений процесса, о характере взаимодействия между ними, о месте каждого явления в общем процессе. Содержательное описание может быть составлено после детального изучения процесса.

Кроме описания самого процесса, в содержательное описание включают цели моделирования исследуемого процесса, которые должны содержать перечень искомых величин и их требуемую точность. Данная часть формализации может быть выполнена без участия математиков или соответствующих специалистов по моделированию. На данном этапе прорабатываются компоненты исследуемой системы, а также их взаимосвязи.

Таким образом, при разработке модели необходимо:

- 1) выявить факторы, оказывающие влияние на ход исследуемого процесса или его результаты;



- 2) выбрать из указанных факторов поддающиеся формализации;
- 3) объединить выявленные факторы по общим признакам, сократив их перечень;
- 4) установить количественные соотношения между ними.

В математическом моделировании для преобразования формализованной схемы в математическую модель необходимо записать в аналитической форме все соотношения, которые еще не были записаны, выразить условие в виде системы неравенств, а также придать аналитическую форму другим сведениям, содержащимся в формализованной схеме (например, числовым характеристикам, содержащимся в формализованной схеме в виде таблиц и графиков).

При применении исследуемого объекта в расчетах ЭВМ числовой материал используют в виде аппроксимирующих выражений, удобных для вычислений. Для значений случайных величин выбирают плотность типичных законов распределений [3].

В соответствии с вышеуказанной информацией можно выделить несколько этапов формирования математической модели:

Этап 1. Определяется целевое назначение модели. Поскольку не существует однозначного понятия «модель системы», можно моделировать ее любым способом в зависимости от того, что необходимо получить. Поэтому элементы модели и их взаимосвязи должны быть выбраны в зависимости от спецификации задачи, которую должна решать каждая система. На этом этапе обеспечивается выбор наиболее удачной математической модели, например, с использованием структурных схем, применением системы уравнений и другими математическими приемами.

Этап 2. На этом этапе осуществляется разработка структурной схемы дискретного процесса и приведение системы уравнений к дискретной форме. Этот этап завершается математическим описанием и структурной схемой всей системы.

Этап 3. На данном этапе необходимо строго соблюсти временные соотношения в синтезируемой математической модели.

Этап 4. Этот этап представляет собой испытание, проверку и отладку синтезируемой модели.

После построения модели ее следует подвергнуть проверке. Существует несколько аспектов проверки адекватности: сама математическая основа модели должна быть непротиворечивой и подчиняться всем обычным законам математической логики; справедливость модели определяется ее способностью адекватно описывать исходную ситуацию [3].

В общем случае при формировании математической модели рекомендуется руководствоваться следующими принципами [1]:

1. *Принцип информационной достаточности.* При полном отсутствии информации об исследуемой системе построение ее модели невозможно. При наличии полной информации о системе ее моделирование не имеет смысла. Существует некоторый критический уровень априорных сведений о системе (уровень информационной достаточности), при достижении которого может быть построена ее адекватная модель;

2. *Принцип осуществимости.* Создаваемая модель должна обеспечивать достижение поставленной цели исследования с вероятностью, существенно отличающейся от нуля, и за конечное время;

3. *Принцип множественности моделей.* Данный принцип является ключевым. Речь идет о том, что создаваемая модель должна отражать в первую очередь те свойства реальной системы (или явления), которые влияют на выбранный показатель эффективности. Соответственно при использовании любой конкретной модели познаются лишь некоторые стороны реальности. Для более полного ее исследования необходим ряд моделей, позволяющих с разных сторон и с разной степенью детальности отражать рассматриваемый процесс;

4. *Принцип агрегирования.* В большинстве случаев сложную систему можно представить состоящей из подсистем (агрегатов), для адекватного математического описания которых оказываются пригодными некоторые стандартные математические схемы. Принцип агрегирования позволяет, кроме того, достаточно гибко перестраивать модель в зависимости от задач исследования;

5. *Принцип параметризации.* В ряде случаев моделируемая система имеет в своем составе некоторые относительно изолированные подсистемы, характеризующиеся определенным параметром, в том числе векторным. Такие подсистемы можно заменять в модели соответствующими числовыми величинами, а не описывать процесс их функционирования. При необходимости зависимость значений этих величин от ситуации может задаваться в виде таблицы, графика или аналитического выражения (формулы). Принцип параметризации позволяет сократить объем и продолжительность моделирования. Однако надо иметь в виду, что параметризация снижает адекватность модели.

Степень реализации перечисленных принципов и каждой конкретной модели может быть различной, причем это зависит не только от желания разработчика, но и от соблюдения им технологии моделирования. А любая технология предполагает наличие определенной последовательности действий.

Таким образом, процесс формирования математической модели того или иного физического явления оказывается сложной системой, к которой применяются различные методы системного подхода.

#### **1.4 Принципы системного подхода в моделировании**

Основные положения теории систем возникли в ходе исследования динамических систем и их функциональных элементов. Под **системой** понимают группу взаимосвязанных элементов, действующих совместно с целью выполнения заранее поставленной задачи. Анализ систем позволяет определить наиболее реальные способы выполнения поставленной задачи, обеспечивающие максимальное удовлетворение поставленных требований.

При построении моделей объектов используется системный подход, представляющий собой методологию решения сложных задач, в основе которой лежит рассмотрение объекта как системы, функционирующей в некоторой среде. Системный подход предполагает раскрытие целостности объекта, выявление и изучение его внутренней структуры, а также связей с внешней средой. При этом объект представляется как часть реального мира, которая выделяется и исследуется в связи с решаемой задачей построения модели. Кроме этого, системный подход предполагает последовательный переход от общего к частному, когда в основе рассмотрения лежит цель проектирования, а объект рассматривается во взаимосвязи с окружающей средой [1].

Сложный объект может быть разделен на подсистемы, представляющие собой части объекта, удовлетворяющие следующим требованиям:

- 1) подсистема является функционально независимой частью объекта. Она связана с другими подсистемами, обменивается с ними информацией и энергией;
- 2) для каждой подсистемы могут быть определены функции или свойства, не совпадающие со свойствами всей системы;
- 3) каждая из подсистем может быть подвергнута дальнейшему делению до уровня элементов.

Таким образом, систему можно определить как представление объекта в виде набора подсистем, элементов и связей с целью его создания, исследования или усовершенствования. При этом укрупненное представление системы, включающее в себя основные подсистемы и связи между ними, называется макроструктурой, а детальное раскрытие внутреннего строения системы до уровня элементов – микроструктурой [1]. Соответственно, для системного подхода важным является определение структуры

системы, т.е. совокупности связей между элементами системы, отражающих их взаимодействие.

Существует два подхода применимые при моделировании исследуемых процессов и явлений - структурный и функциональный:

1. При структурном подходе выявляются состав выделенных элементов системы и связи между ними. Совокупность элементов и связей позволяет судить о структуре системы. Наиболее общим описанием структуры является топологическое описание. Оно позволяет определить составные части системы и их связи с помощью графов.

2. Менее общим является функциональное описание, когда рассматриваются отдельные функции, т. е. алгоритмы поведения системы. При этом реализуется функциональный подход, определяющий функции, которые выполняет система.

Независимо от типа модели при ее построении необходимо руководствоваться рядом принципов системного подхода [1]:

- 1) последовательное продвижение по этапам создания модели;
- 2) согласование различных характеристик модели;
- 3) правильное соотношение различных уровней построения модели;
- 4) целостность отдельных стадий проектирования модели.

При разработке или исследовании системы на первом этапе происходит , накапливание информации о данной, или подобной ей, системе. Эта информация далее реализуется в описании системы, которое и является основой для построения её математической модели. Поэтому, прежде всего, рассмотрим классификацию технических систем, моделированию которых посвящено настоящее пособие. Все системы подразделяются на *непрерывные* и *дискретные* [1]. *Непрерывные системы* делятся на системы с сосредоточенными параметрами и системы с распределенными параметрами:

- в системах с *сосредоточенными* параметрами переменные зависят только от времени и не зависят от прочих координат.

- для систем с *распределенными* параметрами переменные зависят как от времени, так и от прочих координат.

В зависимости от задачи одна и та же система может рассматриваться и как система с сосредоточенными параметрами и как система с распределенными параметрами. Например, нельзя указать точные границы для тока в проводе. Что касается классов моделей, то здесь имеется четкая граница. Системы с распределенными параметрами описываются с помощью дифференциальных уравнений (ДУ) в частных производных. Система с сосредоточенными параметрами – с помощью обыкновенных ДУ.

В свою очередь дискретные системы подразделяются на *синхронные* и *асинхронные*. В *синхронных системах* имеются точные метки времени, в которые происходят изменения состояния (например, тактовый генератор ПЭВМ). В *асинхронных системах* смена состояния не привязана ко времени (например, появление заявки или пакета в телекоммуникационной сети). В общем случае система определяется множеством  $\Pi$  признаков (особенностей), элементы которого характеризуют всю совокупность её свойств: алгоритм функционирования, структуру, численные значения параметров, особенности внешней среды, вид ВВ, начальные условия, реакцию системы и показатели качества системы [1]. Все это множество признаков и составляет описание системы.

### **1.5 Понятие о вычислительном эксперименте**

В настоящее время основным способом исследования ММ и проверки ее качественных показателей служит вычислительный эксперимент. *Вычислительным экспериментом* называется методология и технология исследований, основанные на применении прикладной математики и ЭВМ как технической базы при использовании ММ. Вычислительный эксперимент основывается на создании ММ изучаемых объектов, которые формируются с помощью некоторой особой математической структуры, способной отражать свойства объекта, проявляемые им в различных экспериментальных условиях, и включает в себя следующие этапы [4].

1. Для исследуемого объекта строится модель, в которой проводится разделение всех действующих факторов на главные и второстепенные. В рассматриваемом явлении на этапе исследования второстепенные факторы отбрасываются, одновременно формулируются допущения и условия применимости модели. Модель записывается в математических терминах, как правило, в виде дифференциальных или интегродифференциальных уравнений [1].

2. Разрабатывается метод решения сформулированной математической задачи. Эта задача представляется в виде совокупности алгебраических формул, по которым должны вестись вычисления и условия, показывающие последовательность применения этих формул. Совокупность перечисленных формул и условий носит название *вычислительного алгоритма*. Вычислительный эксперимент имеет многовариантный характер, так как решения поставленных задач часто зависят от многочисленных входных параметров. Тем не менее, каждый конкретный расчет в вычислительном эксперименте проводится при фиксированных значениях всех параметров. Чаще всего в результате такого эксперимента часто ставится задача определения оптимального набора параметров. При создании оптимальной установки приходится проводить большое число расчетов

однотипных вариантов задачи, отличающихся значением некоторых параметров. В связи с этим при организации вычислительного эксперимента можно использовать эффективные численные методы;

3. Разрабатываются алгоритм и программа решения задачи на ЭВМ.

Программирование решений определяется теперь не только искусством и опытом исполнителя, а перерастает в самостоятельную науку со своими принципиальными подходами;

4. Проведение расчетов на ЭВМ. Результат получается в виде некоторой цифровой информации, которую далее необходимо будет расшифровать. Точность информации определяется при вычислительном эксперименте достоверностью модели, положенной в основу эксперимента, правильностью алгоритмов и программ (проводятся предварительные «тестовые» испытания).

5. Обработка результатов расчетов, их анализ и выводы. На этом этапе могут возникнуть необходимость уточнения ММ (усложнения или, наоборот, упрощения), предложения по созданию упрощенных инженерных способов решения и формул, дающих возможности получить необходимую информацию более простым способом.

Вычислительный эксперимент приобретает исключительное значение в тех случаях, когда натурные эксперименты и построение физической модели оказываются невозможными.

В науке и технике известно немало областей, в которых вычислительный эксперимент оказывается единственно возможным при исследовании сложных систем.

Пригодность ММ для решения задач исследования характеризуется тем, в какой степени она обладает так называемыми целевыми свойствами, основными из которых являются адекватность, устойчивость и чувствительность.

### **1.5.1 Оценка адекватности**

В общем случае под *адекватностью* понимают степень соответствия модели тому реальному явлению или объекту, для описания которого она строится. Создаваемая модель ориентирована на исследование определенного подмножества свойств этого объекта. Поэтому можно считать, что адекватность модели определяется степенью ее соответствия не столько реальному объекту, сколько целям исследования.

В наибольшей степени это утверждение справедливо относительно моделей проектируемых систем (т. е. в ситуациях, когда реальная система вообще не существует). Тем не менее, во многих случаях полезно иметь формальное подтверждение (или обоснование) адекватности разработанной модели. Один из наиболее распространенных способов такого обоснования – использование методов математической статистики. Суть

этих методов заключается в проверке выдвинутой гипотезы (в данном случае - об адекватности модели) на основе некоторых статистических критериев. При этом следует заметить, что при проверке гипотез методами математической статистики необходимо иметь в виду, что статистические критерии не могут доказать ни одной гипотезы - они могут лишь указать на отсутствие опровержения.

Процедура оценки основана на сравнении измерений на реальной системе и результатов экспериментов на модели и может проводиться различными способами. Наиболее распространенные из них [1]:

- по средним значениям откликов модели и системы;
- по дисперсиям отклонений откликов модели от среднего значения откликов системы;
- по максимальному значению относительных отклонений откликов модели от откликов системы.

### **1.5.2 Оценка устойчивости**

При проверке адекватности модели как существующей, так и проектируемой системы реально может быть использовано лишь ограниченное подмножество всех возможных значений входных параметров (рабочей нагрузки и внешней среды). В связи с этим для обоснования достоверности получаемых результатов моделирования большое значение имеет проверка устойчивости модели [1]. *Устойчивость модели* - это ее способность сохранять адекватность при исследовании эффективности системы на всем возможном диапазоне рабочей нагрузки, а также при внесении изменений в конфигурацию системы. Следует отметить, что универсальной процедуры проверки устойчивости модели не существует. Разработчик вынужден прибегать к методам «для данного случая», частичным тестам и здравому смыслу. Часто полезна апостериорная проверка. Она состоит в сравнении результатов моделирования и результатов измерений на системе после внесения в нее изменений. Если результаты моделирования приемлемы, уверенность в устойчивости модели возрастает. В общем случае можно утверждать, что чем ближе структура модели соответствует структуре системы и чем выше степень детализации, тем устойчивее модель. Устойчивость результатов моделирования может быть также оценена методами математической статистики. Воспользуемся основной задачей математической статистики, которая заключается в проверке гипотезы соответствия свойств исследуемого признака или явления свойствам некоторого множества элементов, называемого генеральной совокупностью (выборки). В генеральной

совокупности исследователя обычно интересуется некоторый признак, который обусловлен случайностью и может иметь качественный или количественный характер.

Для проверки гипотезы об устойчивости результатов может быть использованы различные критерии математической статистики. Выбор конкретного критерия определяет исследователь.

### **1.5.3 Оценка чувствительности**

Очевидно, что устойчивость является положительным свойством модели. Однако если изменение входных воздействий или параметров модели (в некотором заданном диапазоне) не отражается на значениях выходных параметров, то польза от такой модели невелика. В связи с этим возникает задача оценивания чувствительности модели к изменению параметров рабочей нагрузки и внутренних параметров самой системы [1].

Такую оценку проводят по каждому параметру модели в отдельности. Основана она на том, что обычно диапазон возможных изменений параметра известен. Данные, полученные при оценке чувствительности модели, могут быть использованы, в частности, при планировании экспериментов: большее внимание должно уделяться тем параметрам, по которым модель является более чувствительной.



## 2. МОДЕЛИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

### 2.1 Моделирование шумоподобных сигналов

#### 2.1.1 Основные положения

В настоящее время в оптимальных приемниках реализуется один из байесовских критериев, обеспечивающий минимизацию среднего риска, получаемого в результате принятия приемником решений о приеме сигналов. Процедура оптимального обнаружения полностью известного сигнала  $s(t)$  сводится к вычислению отношения правдоподобия и сравнению его с соответствующим значением. Если помеха является нормальным случайным процессом, спектральная плотность которого равномерна (белый шум), то оптимальный приемник вычисляет корреляционный интеграл :

$$z = \int_0^T x(t) \cdot s(t) dt, \quad (2.1)$$

где  $x(t) = n(t) + s(t)$  — сумма помехи и полезного сигнала,  $T$  — интервал определения сигнала.

Значение корреляционного интеграла находится с помощью коррелятора или согласованного фильтра. Общим между коррелятором и согласованным фильтром является равенство выходных напряжений в момент окончания сигнала (времени  $t=T$ ). Основным отличием согласованных фильтров от корреляторов является то, что согласованные фильтры принадлежат к классу линейных инвариантных во времени систем (ЛИВС). Следствием этого является то, что согласованный фильтр инвариантен относительно задержки сигнала и его начальной фазы, а коррелятор не инвариантен.

Исключительная роль согласованного фильтра (или коррелятора) в оптимальном приемнике объясняется тем, что он максимизирует отношение сигнал помеха на своем выходе. Это отношение при действии на входе фильтра белого шума со спектральной плотностью  $N_0$  и сигнала с энергией  $E$  не зависит от формы сигнала и равно [5]

$$q_0 = \sqrt{\frac{2E}{N_0}} \quad (2.2)$$

Этот результат является частным решением более общего случая воздействия на вход фильтра помехи с произвольным спектром. Максимальное значение отношения сигнал/помеха на выходе фильтра для сигнала со спектром  $s(\omega)$  и помехи со спектральной плотностью  $N(\omega)$  определяется выражением [G. J. Foschini]:

$$q_0 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|s(\omega)|^2}{N(\omega)} d\omega} \quad (2.3)$$

Из выражения (2.3) можно заключить, что помехоустойчивость приемника в общем случае зависит от свойств сигнала и помехи. При этом коэффициент передачи согласованного фильтра будет выглядеть следующим образом:

$$k(\omega) = c \frac{S^*(\omega)}{N(\omega)} e^{-j\omega T}, \quad (2.4)$$

где  $c = \text{const}$ . Из (2.4) следует, что модуль коэффициента передачи согласованного фильтра на любой частоте определяется отношением спектральной плотности сигнала к спектральной плотности помехи на соответствующей частоте. Чем больше спектральная плотность сигнала, тем больше модуль коэффициента передачи. С другой стороны, чем больше спектральная плотность помехи, тем меньше модуль коэффициента передачи согласованного фильтра в данном участке спектра.

Таким образом, любая неравномерность спектра помехи позволяет увеличить отношение сигнал/шум на выходе согласованного фильтра, сосредоточив основную энергию спектра сигнала в той области частот, где  $N(\omega)$  минимально или близко к нему.

С другой стороны наиболее опасными помехами являются те помехи, спектр которых повторяет спектр сигнала и наибольшее значение сигнал/помеха в случае, когда помеха подстраивается под сигнал, можно получить, если спектр сигнала будет равномерным.

Данные утверждения полностью согласуются с высказываниями относительно энтропии источников сигнала и помех, характеризующих пропускную способность канала связи. С точки зрения пропускной способности канала связи максимально возможная скорость передачи информации по каналу связи с помехами характеризуется следующим соотношением [Ошибка! Источник ссылки не найден.]:

$$C = R_{max} = \max[H_t(x) - H_t(x/y)], \quad (2.5)$$

где  $H_t(x)$  — энтропия источника сообщений, т.е. количество сведений, создаваемых источником, условную энтропию  $H_t(x/y)$  называют ненадежностью передачи информации. Она характеризует скорость разрушения полезной информации помехами.

Максимально возможная скорость передачи информации по каналу связи с помехами достигается статистическим согласованием источника с каналом, осуществляемым с помощью кодирования. Однако в каналах с помехами задачи кодирования расширяются. Помимо согласования источника с каналом, кодирование должно уменьшить вредное действие помех до необходимого заданного значения. Если избыточность источника сообщений в каналах без помех — свойство нежелательное (приводит к снижению энтропии источника), то в каналах с помехами избыточность

является положительным качеством, очень важным для борьбы с помехами, что дает возможность уменьшить вероятность ошибок при передаче сообщений.

Известно, что в зависимости от условий, налагаемых на источник, его энтропия может достигать максимального значения или при равновероятном или при нормальном распределении. Если задана средняя мощность, то наибольшая энтропия получается при нормальном распределении. Всякое другое распределение при заданной средней мощности обеспечивает меньшее значение энтропии. Очевидно, что применение равномерного распределения вместо нормального энергетически менее выгодно, так как при этом для создания того же количества информации потребуется большая средняя мощность.

К такому же выводу приводит исследование флуктуационных шумов. Флуктуационные шумы при заданной средней мощности  $x^2_{эфф}$  обладают максимально возможной энтропией. Это означает, что такие шумы — самый вредный вид помех, так как при заданной средней мощности они содержат наибольшее количество мешающей информации. С другой стороны, можно утверждать, что чем ближе статистические свойства передаваемых сигналов к свойствам шумов, тем больше энтропия этих сигналов и тем больше информации можно передать с их помощью. Следовательно, в процессе превращения сообщения в сигнал желательна такая обработка, при которой статистические свойства сигналов приближались бы к статистическим свойствам шумов. Детальное исследование этого вопроса показало, что конкретно указанное требование сводится к получению такого сигнала, корреляционная функция которого совпадает или близка к корреляционной функции отрезка шума. Сигналы, обладающие таким свойством, получили название *псевдошумовых* или *шумоподобных*.

Если выразить отношение (2.2) через отношение мощностей сигнала  $P_s = E/T$ , и шума  $P_n = N \cdot F$ , то получим, что

$$q_0^2 = \frac{P_s}{P_n} \cdot 2FT \quad (2.6)$$

Отсюда следует, что отношение сигнал/помеха на выходе согласованного фильтра возрастает по сравнению с отношением сигнал/помеха на его входе в  $2FT$  раз. Таким образом, сложные сигналы, у которых база  $B = FT \gg 1$  больше базы простых сигналов  $B \approx 1$ , позволяют получить большие значения отношения сигнал/помеха. И обратно, чем больше база сложного сигнала, тем меньше отношение сигнал/помеха на входе фильтра можно допустить при заданной ненадежности обнаружения. В этом проявляется одно из преимуществ сложных сигналов перед простыми.

База сигнала растет, если увеличивается или длительность сигнала  $T$ , или ширина его спектра  $F$ . С увеличением  $T$  при заданной энергии  $E$  средняя мощность сигнала  $P_c$

уменьшается, а помеха остается неизменной. Поэтому отношение  $P_s/P_n$  на входе уменьшается, и обнаружение сигнала без знания его формы становится затруднительным, т.е. повышается скрытность передачи сигнала.

Рост полосы частот сигнала при постоянных значениях мощности излучения сигнала, его длительности, а также спектральной плотности шумов приводит к снижению спектральной плотности мощности излучения. Расширение спектра при данных условиях приводит к пропорциональному увеличению мощности шума  $P_n$ . Таким образом, характер роста выигрыша помехозащищенности  $p = q_{\text{вых}}^2/q_{\text{вх}}^2 = 2FT$  оказывается несколько различным при увеличении  $T$  и  $F$ .

На принципиальную возможность своеобразного обмена между полосой пропускания канала и отношением сигнал/шум при сохранении прежней пропускной способности канала указывает формула Шеннона:

$$C = F \cdot \log \left( 1 + \frac{P_s}{P_n} \right) \quad (2.7)$$

Если учесть, что полная мощность шумов в полосе пропускания канала  $P_n = N_0 \cdot F$ , то расширение полосы  $F$  ведет к монотонному увеличению пропускной способности канала и в пределе при  $F \rightarrow \infty$  составляет:

$$\lim_{F \rightarrow \infty} C = 1.443 \frac{P_s}{N_0} \quad (2.8)$$

Рисунок 2.1 показывает, что предельная пропускная способность канала с шумами для бесконечно большой полосы канала в 1,443 раза превышает пропускную способность канала, отношение сигнал/шум для которого равно единице.

Оценка качества работы системы идеальной по Шеннону показывает, что неограниченное увеличение спектра сигнала и применение идеального кодирования ведет также к снижению энергетических затрат на передачу одной двоичной единицы и в пределе составляет 0,693 от энергетических затрат на передачу для случая, когда  $P_s/P_n=1$ .

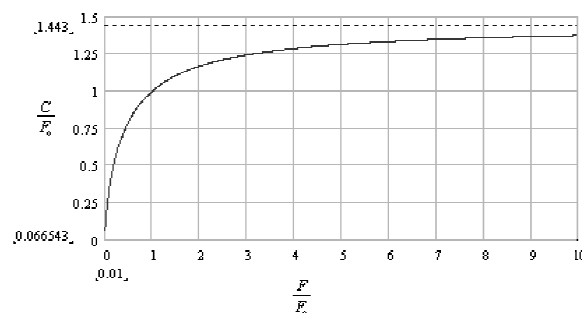


Рис. 2.1 Зависимость пропускной способности канала от его относительной полосы пропускания

Вместе с тем следует отметить, что формула Шеннона (2.7) приводит к выводу о возможности передачи любого количества информации в секунду при помощи сколь угодно слабых сигналов, если помехи отсутствуют. С принципиальной точки зрения такой вывод представляется абсурдным, поскольку, в конечном счете, не помехи, а фундаментальные законы природы устанавливают непреодолимые никакими техническими ухищрениями пределы точности измерений. Указанное обстоятельство тесно связано с тем фактом, что энергетический спектр замкнутой физической системы непременно дискретен, а максимальная энтропия при заданной средней энергии всегда конечна. К примеру, в ансамбле состояний осциллятора с энергией, не превышающей  $E$ , при соблюдении  $\hbar\omega \ll E$ , при соблюдении выше указанных ограничений может существовать примерно не более  $E/\hbar\omega$  физически различимых состояний осциллятора, а, следовательно, количество информации не превысит величины  $\ln(E) - \ln(\hbar\omega)$ . Данный пример свидетельствует о конечности пропускной способности волнового процесса при ограниченной энергии даже в отсутствии шумов. Вместе с тем, в современных системах беспроводной связи именно внешние шумы, помехи и шумы входных каскадов приемников определяют пропускную способность каналов передачи информации, поэтому квантовые эффекты волновых процессов из-за высокого порядка малости, как правило, не учитываются.

Кроме сосредоточенных помех (ширина спектра  $F_n$  равна ширине спектра сигнала  $F_s$ ) на согласованный фильтр могут действовать и другие помехи: структурные, узкополосные, импульсные и т.д. Рассматривая эти помехи, следует учитывать действие собственного шума приемника. Последний нельзя отнести к помехам с конечной мощностью, так как его спектральная плотность  $N_{ш}$  постоянна, а ширина спектра практически бесконечна.

### 2.1.2 Методы приема сигналов с расширенным спектром

Как было показано выше, сигналы широкополосных систем связи обладают большой избыточностью. Прием этих сигналов, как и прием любых сигналов с избыточностью, можно осуществлять поэлементно или в целом.

При поэлементном приеме каждый элемент сигнала обрабатывается отдельно вплоть до регистрации отдельного символа, а затем восстановленная кодовая комбинация декодируется (преобразуется) в сообщение.

Под приемом в целом понимается совместная обработка отрезка сигнала, соответствующего передаче некоторого сообщения (символа), причем предполагается, что последнее может содержать более одной двоичной единицы информации.

Следует отметить, что для широкополосных систем связи с составными сигналами характерен именно прием в целом. Только при обработке составного сигнала в целом возможно, в частности, осуществить отдельный прием лучей при многолучевом распространении сигнала и реализовать полностью другие преимущества составного сигнала. При обработке сигнала в целом удастся наилучшим образом использовать энергию составного сигнала. По помехоустойчивости при флуктуационной помехе поэлементный прием сильно уступает приему в целом. В ряде случаев и поэлементный прием также реализует некоторые преимущества широкополосных систем.

В общей теории оптимальной обработки сигналов различают три метода приема сигналов в целом.

1. *Когерентный метод приема в целом* (прием в целом при полностью известном сигнале).
2. *Некогерентный метод приема в целом с когерентным накоплением элементов.*  
Этот метод приема является оптимальным для случая, когда начальная фаза сигнала неизвестна в месте приема, но одинакова у всех элементов приема.
3. *Некогерентный метод приема в целом с некогерентным накоплением элементов.*  
Этот метод приема является оптимальным для случая, когда начальные фазы элементов неизвестны и изменяются независимо.

Перечисленные методы приема в целом в приложении к широкополосным системам образуют группу так называемых взаимокорреляционных методов приема. Характерной особенностью этой группы методов является то, что в соответствующих приемниках вычисляются коэффициенты корреляции между принятым сигналом и его вариантами (при первых двух методах) или между элементами принятого сигнала и элементами вариантов сигнала (при третьем методе).

Прием в целом при полностью известном сигнале ничем существенно не отличается от когерентного поэлементного приема: для получения алгоритмов приема в целом достаточно заменить в соответствующих алгоритмах поэлементного приема элементарный сигнал составным.

Алгоритм приема последовательного составного сигнала может быть представлен следующим выражением :

$$\int_0^T x(t) f_r(t) s_{0r}(t) dt > \int_0^T x(t) f_q(t) s_{0q}(t) dt, \quad (2.9)$$

где  $x(t)$  — входной (принимаемый) сигнал;  $f_r(t)$  — двоичная (со значениями +1 и -1) последовательность смены знаков элементов составного сигнала;  $s_{0r}(t)$  — функция,

определяющая форму элемента (например, для последовательного одночастотного сигнала  $s_{0r}(t) = \sin(\omega_r t + \varphi_r)$ ).

Блок-схема приемника, реализующего алгоритм (2.9), представлена на рисунке 1.2.2.

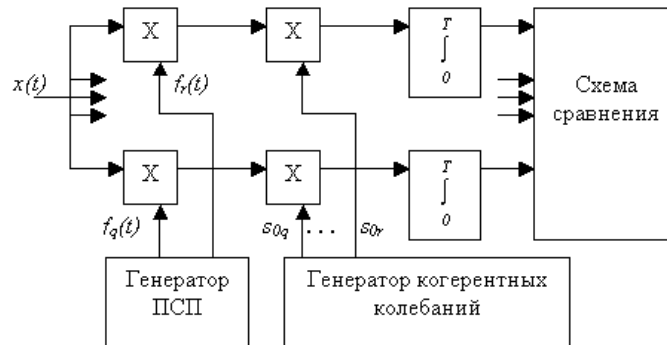


Рис. 2.2 Блок-схема когерентного приемника последовательного составного сигнала

Сущность некогерентного приема в целом с когерентным накоплением заключается в следующем. В приемнике вычисляются проекции каждого элемента принятого сигнала на два ортогональных колебания, соответствующих одному из вариантов сигнала с произвольной начальной фазой (некогерентный прием). Поскольку все элементы сигнала имеют одинаковую фазу, одноименные проекции элементов далее складываются (когерентное накопление). Затем по суммам проекций вычисляется длина вектора принятого сигнала. Считается переданным тот вариант сигнала, в пространстве которого длина вектора принятого сигнала наибольшая.

Математически указанное правило решения записывается следующим образом: решающая схема должна регистрировать символ  $r$ , если при всех  $q \neq r$  ( $q=1, 2, \dots, m$ ),

$$V_r > V_q, \quad (2.10)$$

где  $V_r = \sqrt{\left[ \int_0^T x(t)s_r(t)dt \right]^2 + \left[ \int_0^T x(t)s_r^*(t)dt \right]^2}$  - длина вектора принятого сигнала в

пространстве вариантов составного сигнала  $s_r(t)$ , известного в месте приема с точностью до фазы,  $s_r^*(t)$  — функция, сопряженная по Гильберту с  $s_r(t)$ . Величину  $V_r$  вследствие ортогональности элементов можно представить в виде

$$V_r = \sqrt{\left[ \sum_{k=1}^N \int_0^T x(t)s_{kr}(t)dt \right]^2 + \left[ \sum_{k=1}^N \int_0^T x(t)s_{kr}^*(t)dt \right]^2}. \quad (2.11)$$

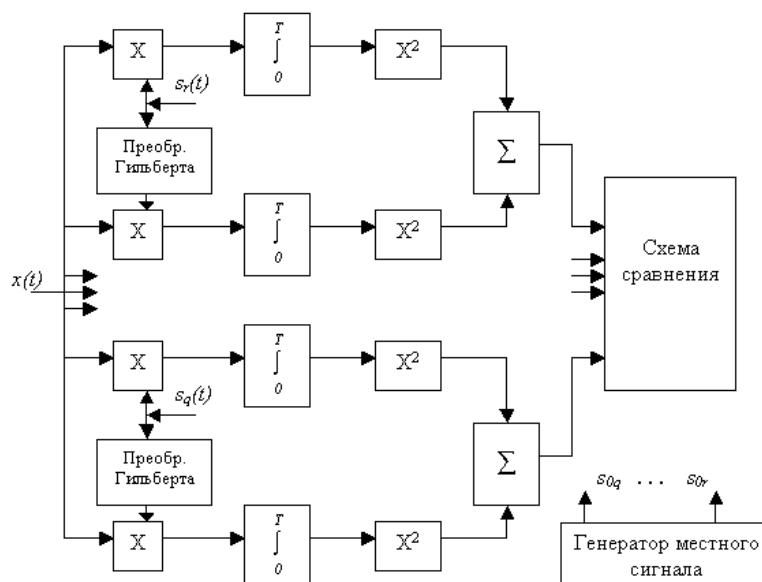


Рис. 2.3. Блок-схема некогерентного приемника с когерентным накоплением

Некогерентный прием с когерентным накоплением можно также реализовать при помощи согласованных фильтров. Величина  $V_r$  пропорциональна максимуму огибающей на выходе согласованного с  $s_r(t)$  фильтра. Таким образом, оптимальная решающая схема должна содержать  $m$  согласованных с каждым вариантом сигнала фильтров,  $m$  детекторов и схему сравнения. Другие варианты модификаций данного алгоритма приема составного сигнала приведены в работе.

При некогерентном приеме в целом с некогерентным накоплением элементы составного сигнала обрабатываются некогерентно вплоть до нахождения длины вектора каждого элемента в пространстве варианта сигнала. Затем значения длин векторов всех элементов складываются (некогерентное накопление). Считается переданным тот вариант сигнала, в пространстве которого сумма длин всех элементов наибольшая.

Указанный метод приема является оптимальным при независимом изменении фаз всех элементов сигнала. Правило решения для системы с активной паузой в этом случае оказывается следующим: должен регистрироваться символ  $r$ , если при всех  $q \neq r$  ( $q=1, 2, \dots, m$ )

$$\sum_{k=1}^N \ln I_0 \left( \frac{2\mu}{N_0} V_{kr} \right) > \sum_{k=1}^N \ln I_0 \left( \frac{2\mu}{N_0} V_{kq} \right), \quad (2.11)$$

где  $N_0$  — спектральная плотность мощности флуктуационной помехи;  $\mu$  — коэффициент передачи канала;  $V_{kr}$  — величина, вычисляемая по формуле (2.11) для отдельного элемента;  $I_0$  — функция Бесселя нулевого порядка.

Для последовательного составного сигнала  $V_{kr}$  определяется выражением:



$$V_r = \sqrt{\left[ \int_{(k-1)\Delta T}^{k\Delta T} x(t) a_k \sin(\varpi_{kr} t) dt \right]^2 + \left[ \int_{(k-1)\Delta T}^{k\Delta T} x(t) a_k \cos(\varpi_{kr} t) dt \right]^2}, \quad (2.12)$$

где  $\Delta T$  — длительность одного элемента.

На практике рассматриваемый метод приема находит применение, когда по условиям формирования затруднительно получить составной сигнал с когерентными элементами. Такими сигналами могут быть параллельный многочастотный сигнал, последовательно-параллельный сигнал и последовательный многочастотный сигнал.

Методы приема сигналов неизвестной формы представлены в работе и объединены в группу *автокорреляционных методов приема*. Для рассмотрения считались известными полоса частот  $F$ , длительность посылки сигнала  $T$  и способ модуляции. Оптимальный алгоритм найден для критерия максимального правдоподобия, согласно которому окончательное решение о регистрации символа  $r$ , если при всех  $q \neq r$  ( $q=1, 2, \dots, m$ ) следует

$$\sum_{k=k_1}^{k_N} V_{kr}^2 > \sum_{k=k_1}^{k_N} V_{kq}^2, \quad (2.13)$$

где  $k_N$  — сколь угодно большое, но конечное число, определяемое спектром помехи.

Полученный оптимальный алгоритм приема сигналов неизвестной формы (2.13) по виду напоминает алгоритм субоптимального некогерентного приема с некогерентным накоплением сигналов известной формы (2.9) при разложении функции Бесселя в степенной ряд при малом аргументе. Отличие заключается в том, что при некогерентном приеме с некогерентным накоплением обработка ведется по реально существующим элементам составного сигнала, а при приеме сигналов неизвестной формы обработка ведется по всем предполагаемым элементам составного сигнала, т.е. по всему базису пространства сигналов в полосе  $F$ . Алгоритм (2.13) справедлив для систем с активной паузой.

Известный алгоритм *автокорреляционного приема* также адекватен указанному алгоритму (1.16). Наиболее важным случаем применения автокорреляционного алгоритма является относительная модуляция и, в частности, фазоразностная. Алгоритм автокорреляционного приема имеет вид

$$\text{sign} I = \text{sign} \left[ \int_0^T x_n(t) x_{n-1}(t) dt \right], \quad (2.14)$$

Другим примером автокорреляционного приема являются системы с т.н. корреляционно-временной модуляцией, в которых в качестве элементарных сигналов используются отрезки реального шума.

Результаты проведенных в настоящем параграфе оптимальных при нормальной флуктуационной помехе методов приема составных сигналов иллюстрируются классификационной таблицей (рис. 2.4).



Рис.2.4 Классификация оптимальных методов приема составных сигналов

При определенных видах модуляции сигнала (например, фазоразностной) алгоритм оптимального приема сигналов неизвестной формы переходит в алгоритм автокорреляционного приема. В случае, когда совокупность элементов составного сигнала образует базис пространства сигналов, алгоритм приема сигналов неизвестной формы совпадает с алгоритмом субоптимального некогерентного приема с некогерентным накоплением.

Следует отметить, что деление методов приема сигналов на взаимокорреляционные и автокорреляционные, условно, так как строго взаимокорреляционными являются *когерентный* прием и *некогерентный с когерентным* накоплением. Характерным признаком этих методов, помимо использования неподверженных действию шума опорных колебаний, является независимость помехоустойчивости от базы сигнала при флуктуационной помехе. Помехоустойчивость всех остальных методов в аналогичных условиях зависит от базы сигнала. По этому признаку некогерентные методы приема с некогерентным накоплением примыкают к группе взаимокорреляционных методов.

В заключение следует отметить, что рассмотренные оптимальные алгоритмы приема составных сигналов при флуктуационной помехе остаются оптимальными для систем с активной паузой в однолучевом канале связи при наличии медленных общих замираний сигнала. Такое заключение следует из того, что оптимальные алгоритмы приема составных сигналов для систем с активной паузой не зависят от величины коэффициента передачи канала  $\mu$  аналогично тому, что имеет место при поэлементном приеме.

### 2.1.3 Помехоустойчивость систем передачи сигналов с расширенным спектром

Возможность уменьшения влияния помех является наиболее важной областью применения ШПС. Общее выражение для определения характеристики помехозащищенности и выигрыша помехозащищенности для широкополосного мешающего сигнала представлено в работах [14]. Если выразить энергию сигнала на бит через среднюю мощность, то:

$$E_b = P_{cp} \cdot T_b = \frac{P_{cp}}{R}, \quad (2.15)$$

где  $R$  — информационная скорость в бит/с.

Спектральная плотность мощности для мешающего сигнала выразится как:

$$J_0 = \frac{J_{cp}}{W}. \quad (2.16)$$

Используя отношения (2.15) и (2.17), отношение  $E_b/J_0$  можно выразить так

$$\frac{E_b}{J_0} = \frac{P_{cp}/R}{J_{cp}/W} = \frac{W/R}{J_{cp}/P_{cp}}. \quad (2.17)$$

Отношение  $J_{cp}/P_{cp}$  — это отношение средней мощности помехи к средней мощности сигнала, которое обычно больше единицы. Отношение полосы сигнала к скорости информационного потока  $W/R = T_b/T_c = B_c$  является показателем расширения полосы частот или, что эквивалентно, число чипов на информационный бит. Это отношение обычно называется *выигрышем обработки широкополосной системы*. Оно представляет преимущество, выигранное относительно помехи, которое получается благодаря расширению полосы частот передаваемого сигнала. Если интерпретировать  $E_b/J_0$  как отношение сигнал/шум, требуемое для достижения заданной вероятности ошибки, а  $W/R$  как допустимый показатель расширения полосы частот, соотношение  $J_{cp}/P_{cp}$  будет иметь смысл помехозащищенности (запаса по помехе) широкополосной системы. Другими словами, помехозащищенность — это наибольшая величина, которую может принять отношение  $J_{cp}/P_{cp}$ , при котором система передачи еще удовлетворяет заданной вероятности ошибки.

В ряде случаев помеховые сигналы могут иметь такую большую мощность, что даже при тех преимуществах, которые дает применение ШПС, радиосвязь нарушается. В таких случаях помехоустойчивость системы улучшают, используя дополнительные методы обработки сигналов. Имеющиеся на сегодняшний день способы борьбы с различными видами помех можно разделить на два основных направления: *адаптивные* и *инвариантные* методы приема. *Адаптивные* методы предусматривают изучение приемником действующей помехи и перестройку процедуры обработки сигнала по

результатам изучения помехи («обучение приемника»). *Инвариантные* методы приема предусматривают применение неперестраиваемых процедур обработки сигнала, обеспечивающих, тем не менее, одинаковую или примерно одинаковую помехоустойчивость приема при действии различных помех.

Создание приемлемых для практической реализации адаптивных методов приема встречает значительные как в теоретическом плане, так и с точки зрения технического построения приемников, реализующих такие методы [11]. Последнее связано с необходимостью существенного усложнения и увеличения объема соответствующей аппаратуры по сравнению с аппаратурой обычных приемников. Как показано выше оптимальным приемником для известного сигнала на фоне аддитивного белого гауссовского шума является параллельный набор согласованных фильтров, количество которых определяется размерностью массива известных сигналов. Если шумы гауссовские, но не «белые», то оптимальный приемник становится значительно более сложным устройством. Для точного определения его структуры требуется решение соответствующего интегрального уравнения. Однако, в частном случае бесконечного времени наблюдения оптимальный приемник представляет собой каскадное соединение предварительного «отбеливающего» фильтра и согласованного фильтра, причем частотная передаточная функция «отбеливающего» фильтра обратна (инверсна) функции спектральной плотности шумов, а согласованный фильтра настроен на принимаемый сигнал. В тех случаях, когда шум не является гауссовским, ситуация еще больше усложняется. В [11] приводятся результаты теоретических и экспериментальных исследований адаптивных фильтров, использующих два метода режекции помех: фильтрация с оцениванием помехи и ее подавления двусторонним трансверсальным фильтром (фильтр предсказания погрешностей), второй путь заключается в применении обработки сигналов с изменением пространства преобразования сигналов. Во втором методе режекция помех осуществляется преобразование Фурье в реальном масштабе времени, производится включение и выключение сигналов для выполнения режекции, после чего обратное преобразование Фурье восстанавливает временную форму сигнала. В работах представлен подробный анализ компенсационного метода подавления структурных помех для каналов связи с CDMA, основанного на знании априорных сведений структуры мешающего сигнала.

Значительно более простой, приближающейся по степени сложности к аппаратуре обычных приемников, может быть аппаратура приемников, реализующих инвариантные методы приема. Это объясняется тем, что такие методы по своей сути базируются на неперестраиваемых процедурах обработки сигнала. Описанию ранговых, асимптотически

оптимальных алгоритмов и метода бинарного квантования импульсных сигналов инвариантных приемников посвящена работа. Однако в настоящее время в связи с математическими трудностями, связанными главным образом с многомерностью задачи, теория построения и оценок качества инвариантных методов приема далека от завершения.

## 2. 1.4 Обнаружение ШПС при неизвестном законе их формирования

Вопросы скрытной работы широкополосных систем передачи информации являются следствием возможности работы таких систем при уровнях мешающих сигналов значительно превосходящих мощность полезного сигнала. Сторона, не располагающая сведениями о законах формирования ШПС, не может осуществлять прием информации, если используются обычные методы приема. В подобном случае для установления факта функционирования системы должна решаться задача оптимального обнаружения сигнала со случайно изменяющейся или флуктуирующей фазой в условиях, когда его мощность много меньше мощности помех. Поскольку закон формирования сложного сигнала неизвестен, то для стороннего приемника он будет представляться пачкой радиоимпульсов малой мощности, длина которой равна длительности наблюдения  $T_H$ . При этом длительность наблюдения может быть много больше, чем длительность сигнала  $T_C$ :

$$s(t, \varphi_s) = \sum_{j=1}^{m_H} a_s S_{0j}(t) \cos(\omega_{s0}t + \varphi_{sj}). \quad (2.18)$$

где  $S_{0j} = 1$  при  $jT_\Delta < t < (j+1)T_\Delta$  и  $S_{0j} \equiv 0$  в другие моменты времени;  $m_H = T_H / T_\Delta$ ,  $\varphi_{sj}$  - выборка фазы. Исходные условия задачи аналогичны задаче нахождения оптимального алгоритма некогерентного накопления в целом с когерентным накоплением, рассмотренным ранее, за исключением того, что задачи обнаружения предполагают, как правило, анализ систем с пассивной паузой. Таким образом, оптимальный алгоритм обнаружения описывается выражением:

$$\sum_{j=1}^{m_H} \ln \left[ I_0 \left( \frac{2v_{xj} a_s}{N_n} \right) \right] > \ln \Pi + \frac{E_H}{N_n}, \quad (2.19)$$

где  $E_H$  — энергия сигнала за время наблюдения;  $N_n$  — спектральная плотность мощности шумов;  $\Pi$  — порог обнаружения, характеризующий ошибки обнаружения первого и второго рода.

Поскольку предполагается обнаружение в режиме слабого сигнала, то условие принятия гипотезы о наличии сигнала можно преобразовать к неравенству:

$$\sum_{j=1}^{m_H} V_{xj}^2 > \frac{N_n \frac{T_H}{2} \left( 1 + \frac{N_n}{E_H} \ln \Pi \right)}{1 - 0.5 \frac{E_s}{N_n}}, \quad (2.20)$$

где  $V^2$  — отклик фильтра согласованного с чипом ШПС (единичным импульсом пачки), прошедший через квадратичный детектор;  $E_s$  — энергия элементарного сигнала (чипа).

Выражение (2.20) используется для синтеза оптимальной схемы, содержащей согласованный фильтр на элемент (СФЭ), квадратичный детектор (Д), интегратор и пороговое устройство (ПУ):

Функциональная схема (рис. 2.5) и алгоритм оптимальной обработки (2.20) совпадает с алгоритмом оптимального амплитудного обнаружителя и оптимального обнаружителя стохастического сигнала.

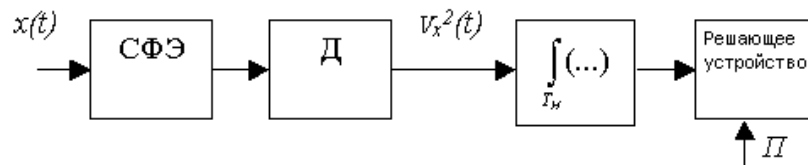


Рис. 2.5. Функциональная схема оптимального обнаружителя ШПС при неизвестном законе его формирования

При определении факта функционирования системы связи используется критерий Неймана-Пирсона. Согласно [Ошибка! Источник ссылки не найден.], выражение для определения времени обнаружения широкополосного сигнала, следующее из (2.21), равно:

$$\sqrt{T_H} = \frac{\sigma_n^2}{P_s} \sqrt{T_s} \{ \arg F[1 - P(\Gamma_s / 0)] + \arg F[1 - P(\Gamma_0 / s)] \}, \quad (2.21)$$

где  $T_s$  — величина обратная полосе пропускания обнаружителя;  $P(\Gamma_s / 0)$ ,  $P(\Gamma_0 / s)$  — вероятности ложной тревоги и пропуска сигнала соответственно;  $\arg F(\bullet)$  — обратная функция от:

$$F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt. \quad (2.22)$$

Отношение  $\sigma_n^2 / P_s$  связано с базой сигнала и допустимой достоверностью приема сигнала. Если для определенности рассматривать случай, когда сторонний обнаружитель находится в условиях, аналогичных приемнику информации, которому закон формирования ШПС известен, то, выразив  $\sigma_n^2 / P_s$  через базу сигнала  $\mathbf{B}$  и достоверность приема  $P_{out}$ , получим [Ошибка! Источник ссылки не найден.]:

$$\sqrt{T_H} = \sqrt{B} \sqrt{T_{\varnothing}} \frac{1}{2 \cdot \ln(1/2 P_{out})} \{ \arg F[1 - P(\Gamma_s / 0)] + \arg F[1 - P(\Gamma_0 / s)] \}. \quad (2.23)$$

Например, при  $P_{out} = 10^{-5}$ ,  $E_s/N_n = 20$ ,  $P(\Gamma_s / 0) = 10^{-5}$  и  $P(\Gamma_0 / s) = 10^{-1}$  получим  $T_H = 625 \cdot B T_s$ . Тогда при  $B = 1300$  на обнаружение надо затратить около  $10^6$  сигналов. Таким образом, увеличивая базу сигнала можно значительно увеличить время, требуемое для обнаружения факта функционирования системы.

Следует отметить, что вышесказанное справедливо для идеальной аппаратуры обнаружителя сигнала неизвестной формы и условий стабильного уровня помех, что в действительности не имеет место.

Поскольку изменение уровня помех влияет несколько по-другому на достоверность приема, чем изменение коэффициента усиления, так как изменения прироста среднего под влиянием сигнала зависит только от отношения реального коэффициента усиления  $\hat{K}_a$  к идеальному  $K_a$ , то учет отклонений реальных значений уровня шума и коэффициента усиления от идеальных можно выразить соотношением  $\frac{\hat{K}_s}{K_s} = \sqrt{\frac{\hat{N}_{n-вх}}{N_{n-вх}}} \cdot \frac{\hat{K}_a}{K_a}$  [Ошибка!

Источник ссылки не найден.]. На рисунке 2.6 представлены результаты расчета зависимости требуемого отношения сигнал/шум  $\hat{P}_s/\sigma_n^2$  на входе приемника от  $T_H/T_s$  при различной дисперсии отклонений  $D(\hat{K}_s/K_s)$  и параметра быстротечности  $\tau_{кк}$ . Пунктиром на графике обозначена зависимость  $P_s/\sigma_n^2$  для идеальной аппаратуры и стабильного уровня помех, вычисленная из (2.23). Характер потерь в обработке объясняется тем, что для более достоверного обнаружения неизвестного ШПС требуется увеличивать время накопления (наблюдения)  $T_H$ . При большом времени накопления увеличивается вероятность того, что, несмотря на наличие точной калибровки (перед началом цикла обнаружения), уровень помех или коэффициент усиления изменится в процессе накопления, и исказятся результаты наблюдения.

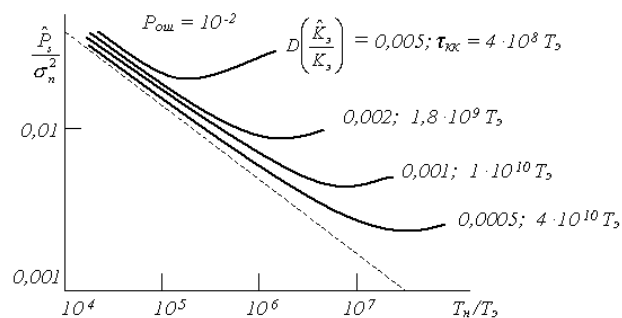


Рис. 2.6 Зависимости требуемого отношения сигнал/шум на входе приемника от длительности накопления при различных условиях приема

Следовательно, в реальных условиях, при нестабильности аппаратуры и уровня помех, увеличение времени наблюдения ухудшает достоверность обнаружения ШПС с большими базами, и могут наблюдаться случаи, когда обнаружение становится малодостоверным.

### **2.1.5 Приборы функциональной электроники в устройствах обработки информации**

Функциональная электроника является одним из направлений твердотельной электроники, охватывающих вопросы использования разнообразных физических явлений в твердых средах для интеграции различных схемотехнических функций в объеме одного твердого тела (функциональной интеграции) и создания электронных устройств с такой интеграцией. В отличие от схемотехнической интеграции функционально простых элементов (резисторов, конденсаторов, диодов, транзисторов и т.п.), которые локализованы в различных участках твердого тела и способны выполнять сложные схемотехнические функции лишь в совокупности, например в составе ИС, включающей в себя также элементы связи (межсоединения), при функциональной интеграции сложные схемотехнические функции и их комбинации могут реализовываться физическими процессами, протекающим во всем рабочем объеме твердого тела. Переход от схемотехнической реализации к функциональной позволяет устранить значительную часть принципиальных и технологических трудностей, связанных с необходимостью формировать в одном кристалле множество мелкоструктурных элементов и межсоединений. В этой связи схемотехническую интеграцию называют также технологической, а функциональную интеграцию — физической.

Функциональная электроника ориентируется на преимущественное использование волновых процессов и распределенного взаимодействия электромагнитных полей с электронами и атомами в твердых средах. При создании устройств функциональной электроники могут быть использованы материалы различной природы — полупроводники, магнитодиэлектрики, пьезоэлектрики, сегнетоэлектрики, а также слоистые гомо- и гетероструктуры из этих материалов. Примерами устройств функциональной электроники являются акустоэлектронные приборы, приборы на волнах пространственного заряда в твердом теле, приборы с зарядовой связью, оптоэлектронные устройства с распределенным взаимодействием и т.п..

*Акустооптические устройства* — устройства, действие которых основано на взаимодействии электромагнитных волн оптического диапазона с акустическими в



твердых телах и жидкостях. Действие акустооптических (АО) устройств основано на использовании дифракции света на ультразвуке в твердых телах. АО устройства позволяют управлять характеристиками оптического излучения (амплитудой, поляризацией, спектральным составом светового сигнала и др.), а также обрабатывать информацию, носителем которой является световая и акустическая волна. Основным элементом акустооптического устройства — акустооптическая ячейка, состоящая из электроакустического преобразователя, возбуждающего акустическую волну, и светозвукопровода, в объеме которого происходит дифракция света на этой волне.

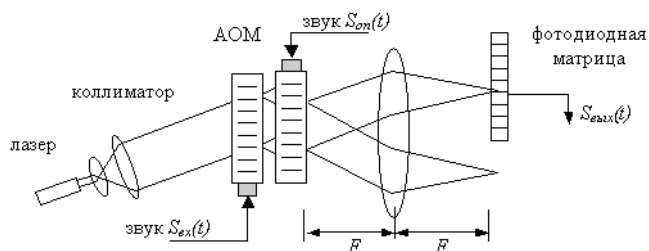
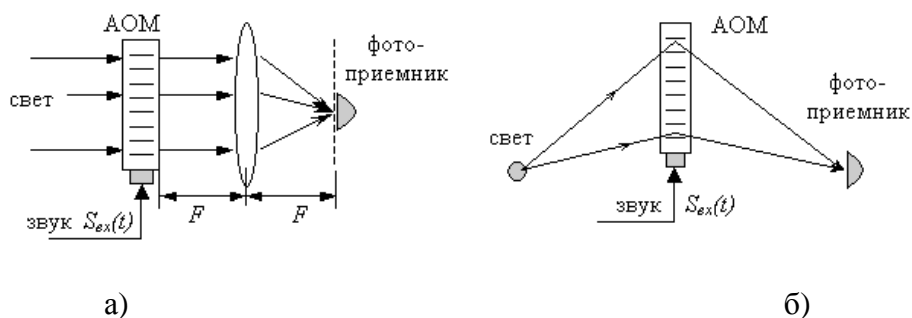


Рис. 2.7 Акустооптический коррелятор



а) анализатор спектра, работающий в режиме дифракции Рамана-Ната;

б) процессор для сжатия импульсного сигнала с линейной частотной модуляцией на основе береговой дифракции;

Рис. 2.8 Акустооптический процессор:

По функциональному назначению различают следующие АО устройства: модуляторы, дефлекторы, фильтры, процессоры и др. Акустооптические процессоры обеспечивают обработку информации в реальном масштабе времени в широком частотном диапазоне (до 10 ГГц), осуществляют такие операции как: преобразование Фурье акустического сигнала, нахождение взаимной корреляции заданной функции с опорной, генерирование сигналов с заданной формой и пр.

Прибор с зарядовой связью (ПЗС) — интегральный полупроводниковый прибор, в основе работы которого лежит принцип хранения локализованного заряда в потенциальных ямах (ПЯ), образуемых в полупроводниковом кристалле под действием внешнего поля, и передачи этого заряда из одной ПЯ в другую при изменении напряжения

на внешних электродах (т.н. принцип зарядовой связи); относится к классу приборов с переносом заряда. При использовании ПЗС в устройствах обработки сигналов (линиях задержки, мультиплексорах, корреляторах трансверсальных и рекурсивных фильтрах) и ЗУ информационный заряд вносится под электроды ПЗС посредством управляемой инжекции (напр., из области смещенного в прямом направлении р-п перехода). Из всех устройств на ПЗС наибольшее распространение получили фоточувствительные интегральные схемы, что сделало такие устройства незаменимыми в устройствах телевидения. Соответственно данные устройства характеризуются такими параметрами, как разрешающая способность, световая чувствительность при соответствующем отношении сигнал/шум, квантовая эффективность, спектральная чувствительность и др. Тактовые частоты ПЗС составляют более  $(2 - 5) \cdot 10^7$  Гц, а при переходе на AsGa вплоть до 1 ГГц и динамический диапазон входных воздействий до 60 дБ.

Принцип действия акустоэлектронных устройств преобразования и аналоговой обработки информации основан на акустоэлектронном взаимодействии. Акустоэлектронные устройства позволяют преобразовывать сигналы во времени (задержка сигналов, изменение их длительности), по частоте и фазе, по амплитуде (усиление, модуляция), а также выполнять такие сложные функциональные преобразования как интегрирование, кодирование и декодирование, получение функций свертки и корреляции сигналов и др. Использование акустоэлектронных устройств в ряде случаев позволяет осуществлять такие преобразования достаточно простым способом и часто бывает более целесообразным из-за меньших габаритных размеров, массы и низкой стоимости по сравнению с другими устройствами, осуществляющими аналогичные функции.

В акустоэлектронных устройствах используются акустические волны в основном ультразвукового и гиперзвукового диапазонов как объемные (от 1 МГц до 20 ГГц), так и поверхностные (от 5 МГц до нескольких ГГц). Большинство акустоэлектронных устройств выполняется на поверхностных акустических волнах (ПАВ). С точки зрения обработки сигналов, ПАВ обладают двумя существенными преимуществами: очень малая скорость распространения (1 - 5 км/с, т.е. на пять порядков ниже скорости электромагнитных волн) и возможность взаимодействия с планарными структурами на поверхности звукопровода, обеспечивающая управляемое изменение характеристик ПАВ устройств.

Первое преимущество позволило создать интегральные линии задержки на ПАВ, второе — возможность создать целую серию самых разнообразных функциональных устройств на ПАВ, в частности фильтров.

Высокая повторяемость фотолиграфического процесса, используемого при изготовлении ПАВ устройств, обеспечивает идентичность характеристик устройств при тиражировании. Это исключает необходимость их настройки в процессе изготовления.

Возможность управляемого изменения условий распространения ПАВ с помощью планарных структур, расположенных между входными и выходными преобразователями, позволяет реализовывать фазовращатели и аттенюаторы на ПАВ. Совмещение операций задержки, разветвления, комплексного (фазового и амплитудного) взвешивания, частотной селекции и суммирования акустических сигналов приводит к созданию универсальных акустических блоков, используемых в сложных многоканальных системах пространственно-временной обработки сигналов.

Планарная конструкция ПАВ устройств делает их легко сопрягаемыми с электронными интегральными схемами. Опираясь на хорошо отработанную планарную технологию, изготовители ПАВ устройств обеспечивают надежный технологический процесс производства.

Устройства на ПАВ в широкополосных системах связи в основном используют для согласованной фильтрации ФКМ-сигналов. Наиболее важные ограничения рабочих характеристик связаны с фазовыми ошибками, вызванными отклонениями скорости ПАВ или изменениями температуры. Помимо ФКМ сигналов в широкополосных системах используют ПАВ фильтры для обработки сигналов с минимальной фазовой модуляцией (МФМ), частотной манипуляцией (ЧМ) и линейной частотной модуляцией (ЛЧМ).

В простейшем случае фильтр на ПАВ (рис. 2.9) имеет на пьезоэлектрической подложке два встречно-штыревых преобразователя (ВШП), один из которых — входной преобразует за счет пьезоэффекта приложенный электрический сигнал в ПАВ, а второй — выходной осуществляет обратное преобразование.

На выходной ВШП, имеющий  $N_2$  электродов, от входного ВШП поступает акустический сигнал  $s(t)$ . При прохождении ПАВ под  $i$ -м электродом на электроде из-за пьезоэффекта наводится заряд  $q_i(t)$  пропорциональный  $s(t)$ . На шинах, соединяющих электроды ВШП, наводимые заряды суммируются, и электрический сигнал на выходном ВШП принимает вид:

$$y(t) = \sum_{i=1}^{N_2} A_i s_i(t), \quad (2.24)$$

где  $s_i(t)$  — сигнал  $s(t)$ , принимаемый  $i$ -м электродом,  $A_i$  — коэффициент, зависящий от материала подложки, геометрии электродов, способа соединения электродов с шиной и др. Из (2.24) следует, что выходной сигнал есть линейная комбинация входного сигнала,

взятого в различные моменты времени с различными весовыми коэффициентами  $A_i$ , т.е. ВШП осуществляет цифровую фильтрацию.

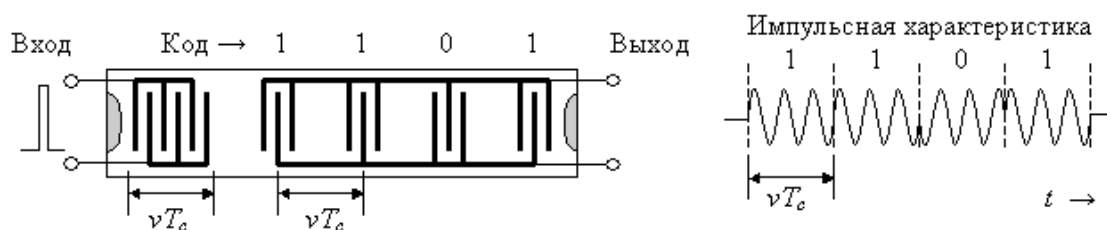


Рис. 2.9 Согласованный фильтр с фиксированной системой кодирования для ФКМ-сигнала

Для большинства ПАВ устройств импульсную характеристику синтезируют с учетом совместного действия обоих преобразователей. Как показано на рисунке 1.4.3, один ВШП является однородным и его длина равна  $\nu T_c$ , где  $\nu$  — скорость ПАВ. Другой ВШП фактически представляет собой решетку, состоящую из коротких однородных преобразователей, подключенных к двум шинам. Эти короткие преобразователи часто именуют отводами. Отводы размещены с одинаковым шагом  $\nu T_c$  и являются идентичными, за исключением того, что некоторые из них включены противофазно в соответствии с требуемым кодом для инвертирования вклада в сигнал с соответствующего отвода. Если ВШП, показанный в левой части рисунка, возбуждается коротким импульсом, то излучаемая ПАВ распространяется вдоль подложки и последовательно возбуждает отводы. Таким образом, формируется двухфазный ФКМ сигнал.

В соответствии со структурой ПАВ формирователя, представленного на рисунке 2.9, согласованный ПАВ фильтр приемного устройства для систем связи с относительной фазовой манипуляцией (ОФМ) показан на рисунке 2.10. В данном случае согласованный фильтр и линия задержки на длительность следования ШПС реализуются на одной подложке.

Приведенная схема декодирования ШПС уникальна тем, что позволяет реализовывать согласованную фильтрацию сложных сигналов непосредственно на радиочастоте и применять квазикогерентные методы детектирования ШПС без использования опорных задающих генераторов.

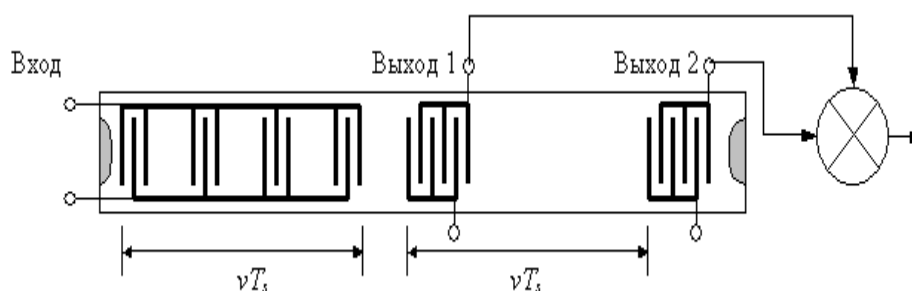


Рис.2.10 Согласованный фильтр ФКМ-сигналов для системы связи с ОФМ

Другими достоинствами схем, реализующих принцип ОФМ, являются их стойкость к начальной неопределенности и инверсии фазы, оптимальность структуры для условия многолучевой интерференции сигнала при неизвестных запаздываниях лучей [Ошибка! Источник ссылки не найден., Ошибка! Источник ссылки не найден.].

Обычная экспериментальная проверка работоспособности устройства состоит в контроле выходного сигнала, когда устройство используется для корреляционной обработки того сигнала, с которым оно согласовано. Относительные уровни корреляционного максимума и боковых лепестков во временной области чувствительны к амплитудным и фазовым ошибкам в отдельных отводах. Обычно отношения уровней главного максимума и бокового лепестка изменяются на 1 — 2 дБ относительно идеального значения.

В основе расчета и конструирования устройств на ПАВ лежит представление об однозначной связи между топологией электродной структуры устройства с его электрическими характеристиками. Для широко используемой на практике модели  $\delta$ -источников устройств на ПАВ и ее модификации предполагается, что каждый электрод или пара электродов встречно-штыревого преобразователя являются независимыми источниками ПАВ, а каждый источник соответствует отсчету (выборке) импульсной характеристики. Такое приближение соответствует модели первого порядка, позволяет рассматривать ВШП как трансверсальный фильтр и использовать для синтеза устройств на ПАВ методы, разработанные ранее в теории цифровых фильтров и антенных решеток.

Однако на практике параметры устройств на ПАВ часто не совпадают с расчетными. Как правило, это объясняется эффектами второго порядка. Под этими эффектами понимают все механизмы и явления, из-за которых происходят отклонения и искажения устройств на ПАВ от вполне однозначных соотношений, описываемых моделью первого порядка [Ошибка! Источник ссылки не найден.]. Эффекты второго порядка влияют на импульсную характеристику, амплитудно- и фазочастотную характеристики (АЧХ и ФЧХ), уровень затухания сигнала и другие параметры устройств на ПАВ.

## 2.2 Моделирование OFDM сигнала

### 2.2.1 Ортогональность частот

Многочастотная модуляция (МСМ) подразумевает под собой использование множества генераторов несущих для формирования сигнала. На рисунке 3.2.1 изображена блок-схема передатчика МСМ сигнала.

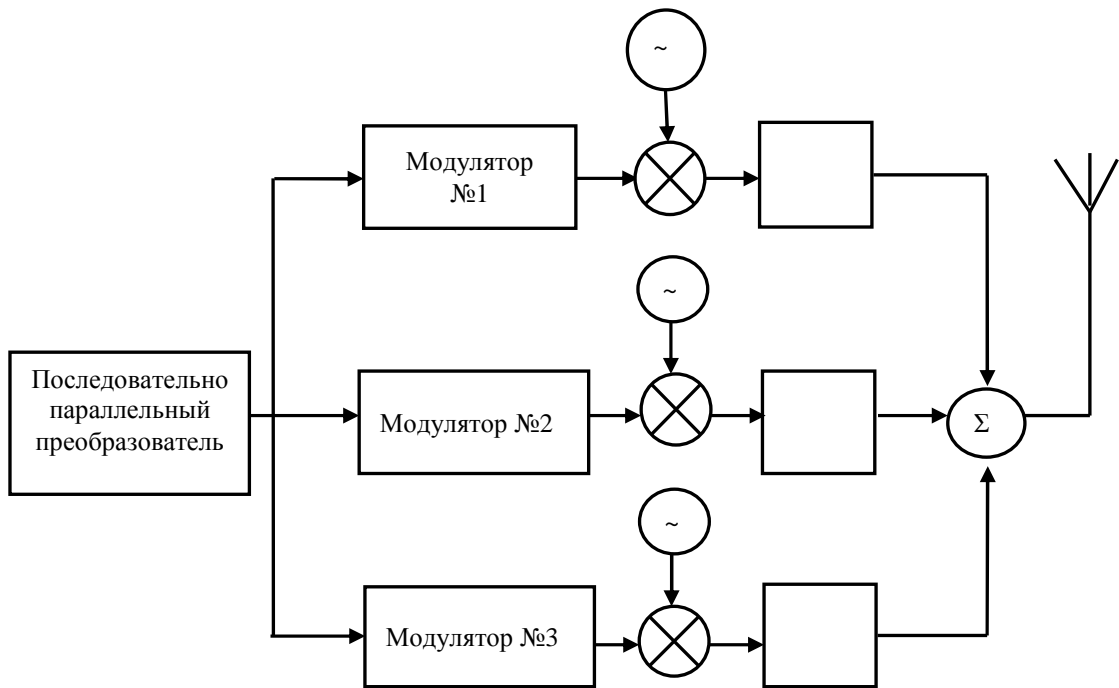


Рис. 2.11 – Блок-схема передатчика MCM

OFDM модуляция является частным случаем MCM. Основная идея OFDM заключается в использовании набора ортогональных несущих.

Два сигнала называются ортогональными на конечном интервале, если выполняется равенство:

$$\int_{-T/2}^{T/2} \Psi_n(t) \Psi_m^*(t) dt = \begin{cases} 0 & (m \neq n) \\ 1 & (m = n) \end{cases}. \quad (2.25)$$

В качестве несущих выберем сигналы вида:

$$\Psi_k(t) = w(t) e^{j2\pi(f_0 + k\Delta f)t}, \quad (2.26)$$

где  $w(t)$  - окно длительностью  $T$ .

В качестве примера выберем самое простое окно – нормированное прямоугольное окно

$$w(t) = \left. \begin{aligned} & \frac{1}{\sqrt{T}}; |t| \leq \frac{T}{2} \\ & 0; \text{в других} \end{aligned} \right\}. \quad (2.27)$$

Принимая во внимание прямоугольное окно и условие ортогональности (2.25), получим

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \int_{-T/2}^{T/2} \Psi_n(t) \cdot \Psi_m^*(t) dt = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} e^{j2\pi\Delta f(n-m)t} dt = \\ &= \frac{e^{j2\pi\Delta f(n-m)(\frac{T}{2})} - e^{-j2\pi\Delta f(n-m)(\frac{T}{2})}}{j \cdot 2\pi \cdot \Delta f(n-m) \cdot T} = \frac{\sin(\pi \cdot \Delta f(n-m) \cdot T)}{\pi \cdot \Delta f(n-m) \cdot T}. \end{aligned} \quad (2.28)$$

Для случая  $m=n$  получаем  $\varepsilon = 1$ . Если принять , то соблюдается условие ортогональности и  $\varepsilon = 0$  для любых . Можно выбрать множество окон, при которых условие ортогональности будет соблюдаться, прямоугольное окно было выбрано лишь для простоты.

Результирующий сигнал на выходе модулятора (Рис. 2.11) может быть представлен как линейная комбинация ортогональных сигналов (2.25):

$$S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} A_k \Psi_k(t) , \quad (2.29)$$

где  $A_k$  - комплексные коэффициенты.

Подставим в (2.29) набор ортогональных сигналов (1.6) с учетом прямоугольного окна (2.27) и с помощью преобразования Фурье приведем сигнал в частотную область:

$$S(f) = \sqrt{T} \sum_{k=0}^{N-1} A_k \frac{\sin\left(\pi T \left(f - f_0 - \frac{k}{T}\right)\right)}{\pi T \left(f - f_0 - \frac{k}{T}\right)} , \quad (2.30)$$

где  $A_k$  – константа определяющая точку созвездия.

С учетом выражения 3.30 спектр OFDM сигнала выглядит.

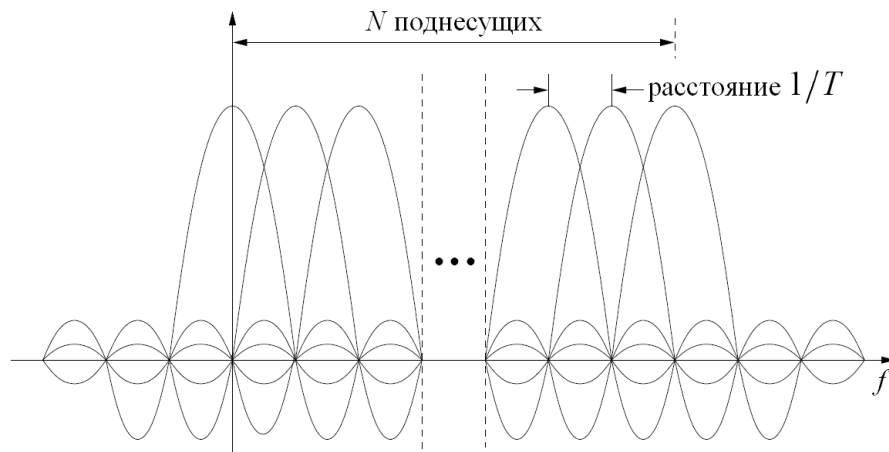


Рис. 2.12 Спектр OFDM сигнала.

Из рисунка 2.12 видно, что спектры поднесущих OFDM сигнала частично перекрываются, что позволяет экономить частотный ресурс и в тоже время поднесущие между собой ортогональны.

Рисунок 2.13 иллюстрирует выигрыш от использования OFDM сигнала по сравнению с классическим MCM сигналом.

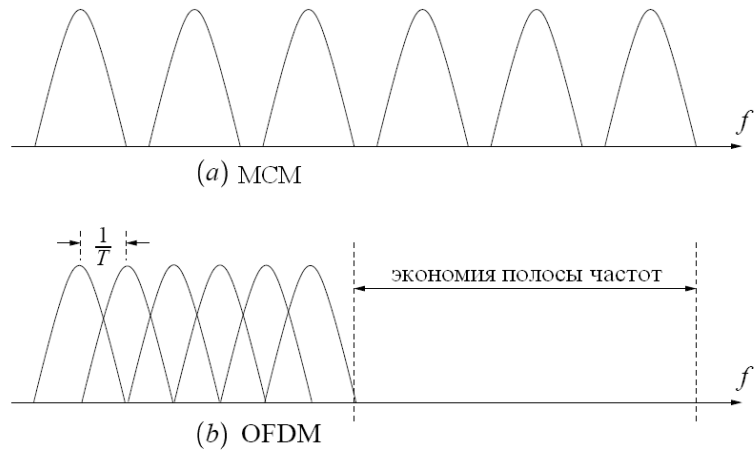


Рис. 2.13 Сравнение MCM и OFDM

### 2.2.2 Циклический префикс

Во временной области OFDM сигнал разделен на символы. Для уменьшения межсимвольной интерференции (ISI – Inter Symbol Interference) каждый OFDM символ снабжается защитным интервалом. Данный защитный интервал представляет из себя копию конца символа (Рис. 2.14).

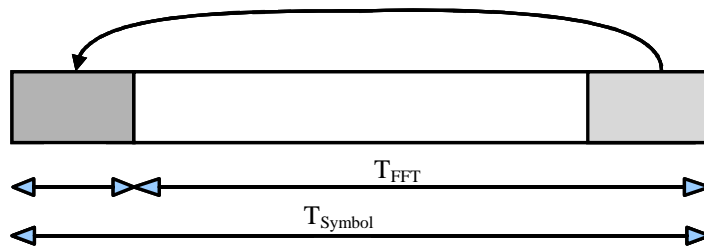


Рис. 2.14 Структура OFDM символа

На рисунке 2.14  $T_{\text{FFT}}$  – длительность символа после преобразования Фурье (интервал ортогональности),  $T_{\text{CP}}$  – длительность защитного интервала. Защитный интервал, изображенный на рисунке, также называется циклическим префиксом.

При многолучевом распространении сигнала на приемник одновременно поступает несколько лучей (Рис. 2.15).

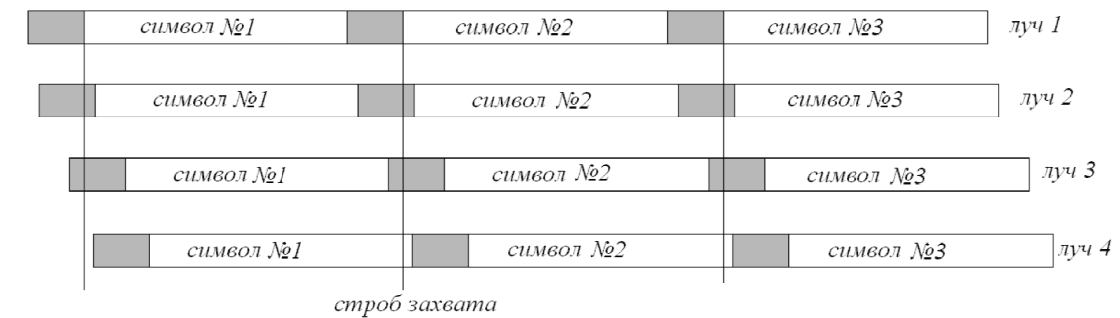


Рис. 2.15 Захват OFDM символа при многолучевом распространении



Приемник, вырабатывая строб временной синхронизации, производит захват сигнала. Таким образом, на входе приемника имеется сигнал

$$s_{\Sigma}(t) = \sum_m A_m s(t - \tau_m) s(t - \tau_m), \quad (2.31)$$

где  $s_{\Sigma}(t)$  - суммарный сигнал на входе приемника;  $s(t - \tau_m)$  -  $m$ -ый луч, задержанный на время ;  $A_m$  - амплитуда  $m$ -го луча.

Принятый сигнал при помощи преобразования Фурье раскладывается по ортогональным функциям. Поскольку данное преобразование линейное, то суммарный сигнал в частотной области также может быть представлен как суперпозиция сигналов

$$S_{\Sigma}(f) = \sum_m A_m * S_m(f)$$

Рассмотрим случай, изображенный на рисунке 2.15.

Поскольку строб начала захвата в приемнике совпадает с концом циклического префикса для первого луча, то будем считать, что задержка первого луча нулевая. Тогда

$$C_1(f) = FT(S_1(t)), \quad (2.32)$$

где FT – преобразование Фурье (Fourier Transform).

Для второго луча:

$$C_2(f) = FT(S_2(t)). \quad (2.33)$$

Поскольку сигнал  $S_2(t)$  есть сигнал  $S_1(t)$ , задержанный на время  $\tau_2$ , то (1.14) может быть записано как

$$C_2(f) = FT(S_2(t)) = FT(S_1(t - \tau_2)) = C_1(f) e^{\frac{-j2\pi f \tau_2}{T}}. \quad (2.34)$$

Таким образом,  $C_2(f)$  представляет собой сигнал  $C_1(f)$  с фазовой добавкой.

Для третьего луча ситуация аналогичная второму лучу (Рис.2.15).

Четвертый луч приводит к появлению помех, так как захват производится вне интервала ортогональности (Рис. 2.15). Данные помехи и являются межсимвольной интерференцией. Таким образом, для случая, изображенного на Рис.2.15, имеется 3 полезных луча и один луч, вносящий искажения в сигнал. Поскольку у четвертого луча задержка максимальна, то следует ожидать у него минимальную энергию при экспоненциальном профиле PDP. Соответственно, чем больше циклический префикс, тем меньше межсимвольная интерференция, но в свою очередь и меньше спектральная эффективность сигнала.

### 2.2.3 Синхронизация в системах с OFDM сигнала

Для синхронизации в системах на основе сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием используют служебную информацию, расположенную внутри информационного потока. К служебной информации относят обучающие последовательности и пилотные поднесущие.

Под пилотными поднесущими понимают поднесущие OFDM сигнала, тип модуляции и передаваемая информация на которых известна. На рисунке 2.16 изображены возможные варианты расположения пилотных поднесущих в сигнале.

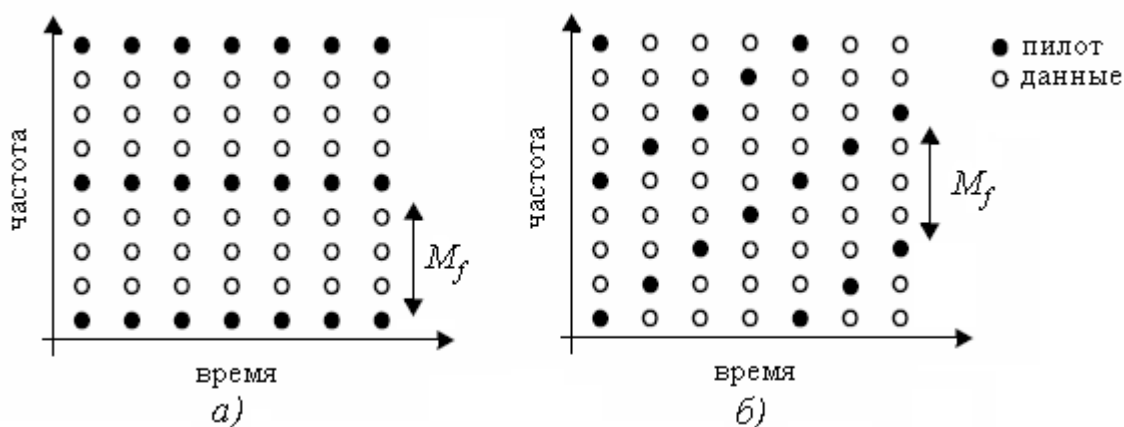


Рис. 2.16 – Расположение пилотных поднесущих в OFDM сигнале

На расположение пилотных поднесущих накладываются ограничения [Креммер И.Я., Владимиров В.И., Карпучин В.И. Модулирующие (мультипликативные) помехи и прием радиосигналов. Под ред. Кремера И.Я. – М.: Сов. радио, 1972. – 480 с.]

$$M_f < \frac{N_c}{2W\tau_{max}}. \quad (2.35)$$

где  $M_f$  – расстояние между пилотными поднесущими,  $N_c$  – число поднесущих системы,  $W$  – ширина полосы системы,  $\tau_{max}$  – максимальная задержка в канале связи.

Если соотношение (2.35) не соблюдается, то амплитудно-фазовые соотношения на соседних пилотных поднесущих становятся некоррелируемыми и восстановление передаточной характеристики канала связи с использованием данных поднесущих не представляется возможным.

### 2.2.4 Тренировочные последовательности

Для осуществления временной и частотной синхронизации в поток вставляются символы, которые принято называть тренировочными последовательностями. Структура данных символов известна как на передающей, так и на приемной стороне, благодаря чему приемник может по данному символу оценить и скомпенсировать временную и

частотную расстройку. Оценки производятся на основе теории оптимального приёма [7-9].

Для того что бы символ удовлетворял требованиям, предъявляемым к нему, необходимо формировать определенную структуру (Рис. 2.17).



Рис. 2.17 – Пример структуры обучающего OFDM символа

На рисунке 2.17 OFDM символ содержит две одинаковых части, отмеченные цифрами 1 и 2, и циклический префикс. Получить такую структуру можно удалением из спектра OFDM сигнала каждой второй поднесущей. Соответственно, для получения четырех повторяющихся частей в OFDM символе необходимо оставить каждую четвертую поднесущую.

Имея подобную структуру тренировочной последовательности для частотной синхронизации используют алгоритм Шмидла и Кокса (SCA - Schmidle and Cox Algorithm) [10]. Суть метода заключается в отслеживании метрики, вычисляемой по следующей формуле:

$$J_n = \sum_{m=0}^{N_{avg}-1} (r_{n+m}^* * r_{n+m+N_d}) \quad (2.36)$$

где  $N_d$  – задержка OFDM символа относительно своей копии;

$N_{avg}$  – глубина усреднения;

$r$  - отсчеты принятого сигнала;

\* - оператор комплексного сопряжения.

Метрика представляет собой функцию автокорреляции. Задержка одной копии принимаемого сигнала относительно другой выбирается, таким образом чтобы отсчеты из части 1 тренировочного символа совпадали с соответствующими отсчетами из части 2 этого же символа (Рис. 2.17). Количество суммируемых элементов выбирается равным длине повторяющихся интервалов. В результате модуль метрики позволяет производить оценку смещения по времени, а фаза метрики - оценку смещения по частоте (Рис. 2.18).

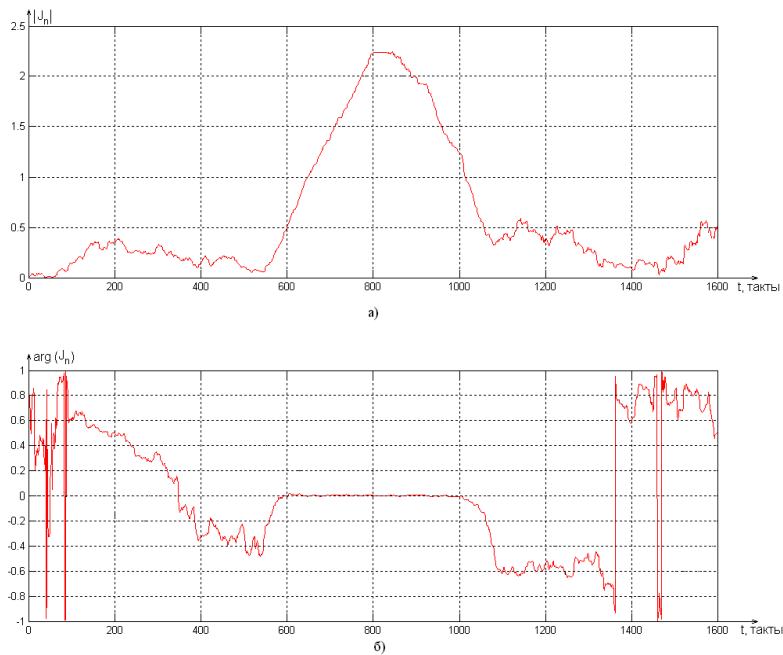


Рис. 2.18 Реакция алгоритма SCA на символ Ref2 стандарта IEEE 802.16

а) нормированный на средний уровень сигнала модуль метрики;

б) нормированная на  $\pi$  фаза метрики.

Согласно алгоритму SCA при максимальном модуле метрики необходимо взять отсчет фазы метрики, который даст смещение частоты принятого сигнала [10].

Если тренировочный символ содержит две повторяющиеся части, то оценка смещения частоты приема и передачи может быть осуществлена в пределах  $\pm 1$  одна поднесущая. Если же тренировочный символ содержит четыре повторяющиеся части, то оценка уже может быть произведена в пределах  $\pm 2$  поднесущие, однако точность данной оценки будет меньше из-за меньшего количества усредняемых отсчетов.

Для оценки временной расстройки может быть использован модуль метрики алгоритма SCA. Однако точность данного метода не всегда приемлема, поэтому для временной синхронизации используют согласованный фильтр. Выход согласованного фильтра можно записать как

$$K_n = \sum_{m=0}^{N-1} (r_m * h_{m-n}^*), \quad (2.37)$$

где  $h$ - отсчеты идеального OFDM сигнала.

Для символа Ref2 стандарта IEEE 802.16 выход согласованного фильтра выглядит (Рис. 2.19).

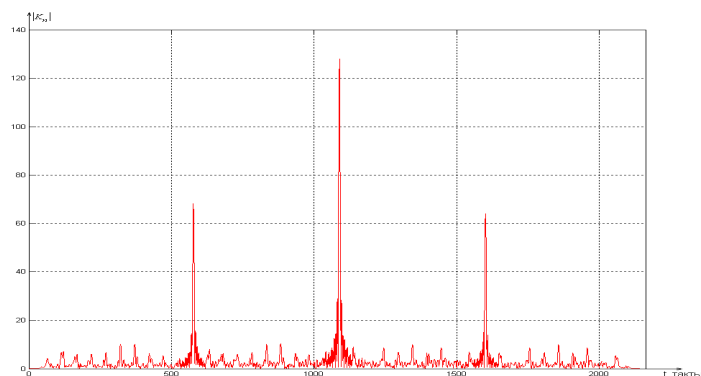


Рис. 2.19 – Отклик согласованного фильтра на символ Ref2 стандарта IEEE 802.16

Отсчет временной синхронизации необходимо брать по максимальному сигналу на выходе согласованного фильтра (Рис. 2.19).

Символ с периодической структурой (Рис. 2.17) с одной стороны позволяет оценивать уход частоты в приемнике, но, с другой стороны, такая структура приводит к появлению дополнительных «пиков» на выходе согласованного фильтра (Рис. 2.19), что усложняет задачу поиска максимума и увеличивает вероятность ложного срабатывания.

Отдельно стоит рассматривать вопрос фазовой синхронизации, поскольку фазовые соотношения с течением времени могут изменяться и корректировка только по тренировочной последовательности недопустима. Различные авторы предлагают разнообразные способы оценки и компенсации ошибки фаз поднесущих. В общем случае все алгоритмы возможно разделить на два класса:

- По *тренировочной последовательности* происходит первоначальная установка фаз поднесущих и затем производится слежение за изменением фаз поднесущих. Сигнал корректировки обычно вырабатывается после детектирования символа. Основной недостаток данных методов состоит в том, что считается наличие точной установки фаз поднесущих по тренировочной последовательности, что невозможно в условиях наличия шумов.

- Оценка фаз основывается на *пилот-сигналах* и производится в каждом символе. Однако получившиеся результаты предполагают вычисления функции арктангенса, что сложно реализовать с достаточно большой скоростью.

Таким образом, вопрос фазовой синхронизации хотя и можно считать широко проработанным, но на сегодняшний день отсутствует достаточно простое решение для ее реализации.

## 2.2.5 Структурная схема преемопередатчика OFDM сигнала

Формирование OFDM сигнала производится при помощи цифровых схем. Формируемый сигнал при этом выражается:

$$S_n = \sum_{k=0}^{N-1} C_k * e^{\frac{j2\pi kn}{N}}, \quad (2.38)$$

где  $S_n$  – отсчеты OFDM сигнала;

$C_k$  – комплексные коэффициенты, отображающие  $m$  бит IQ плоскость;

$n$  – целые положительные числа;

$N$  – количество поднесущих сигнала.

В соответствии с выражением (2.38) структурная схема передатчика и приемника представлена на рис.2.20.

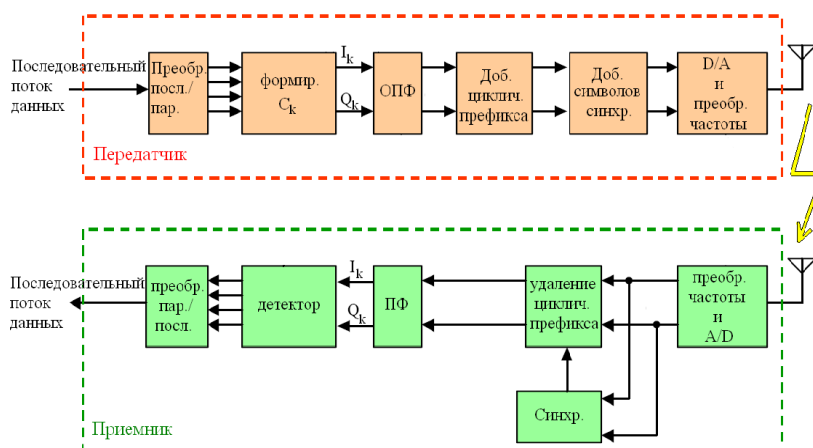


Рис. 2.20 Структурная схема передатчика/приемника OFDM сигнала

На передатчик поступает последовательный бинарный поток. Проходя через последовательно-параллельный преобразователь, данные поступают на блок формирователя  $C_k$ , где происходит отображение бинарного потока на IQ плоскость. После чего формируется отсчеты сигнала  $S_n$ . К полученным отсчетам путем копирования добавляется циклический префикс. Также осуществляется добавление тренировочных последовательностей, которые на приемной стороне используются для синхронизации. Вставка пилотных поднесущих осуществляется на стадии формирования коэффициентов  $C_k$ . В приемнике сигнал проходит обратное преобразование с той лишь разницей, что удаление циклического префикса начинается после обнаружения и выработки синхронизации по сигналу.

Ключевым элементом схемы являются блоки прямого и обратного преобразования Фурье (ПФ/ОПФ). Выполнение дискретного преобразования Фурье в прямом виде слишком сложно, поэтому для уменьшения вычислительной сложности используют

алгоритмы быстрого преобразования Фурье (БПФ). Одним из таких алгоритмов является алгоритм Кули-Тьюки. Данный алгоритм регулярен и реализуется гораздо проще, чем другие алгоритмы БПФ, хотя и не является оптимальным [8, 11, 12].

При реализации прямого вычисления ДПФ требуется  $N^2$  умножений комплексных чисел, при реализации БПФ по алгоритму Кули-Тьюки требуется  $N/2 \cdot \log_2(N)$  умножений комплексных чисел. В табл. 2.1 приведены сравнительные результаты эффективности ДПФ и БПФ по алгоритму Кули-Тьюки.

Таблица 2.1

**Сравнение вычислительной сложности ДПФ и БПФ по алгоритму Кули-Тьюки**

N	Комплексных умножений при ДПФ	комплексных умножений при БПФ	Эффективность при БПФ
256	65 536	1 024	64:1
512	262 144	2 304	114:1
1024	1 048 576	5 120	205:1
2048	4 194 304	11 264	372:1
4096	16 777 216	24 576	683:1

Таким образом, благодаря применению БПФ возможна реализация систем связи на основе OFDM сигналов с большим количеством поднесущих.

**2.2.6 Недостатки OFDM сигналов**

OFDM сигнал не только имеет преимущества, но также отличается некоторыми характерными недостатками. К ним можно отнести:

- чувствительность к межчастотной интерференции (ICI – Inter Carrier Interference);
- большой пик-фактор сигнала;
- сложность аппаратной реализации системы.

Кратко рассмотрим перечисленные недостатки.

***Межчастотная интерференция***

Чувствительность OFDM сигнала к межчастотной интерференции объясняется расположением поднесущих сигнала (Рис. 2.21). При возникновении нескомпенсированной разности частот приема и передачи нарушается ортогональность поднесущих. Вследствие чего возникают помехи, связанные с влиянием одной поднесущей на другую (Рис. 2.21).

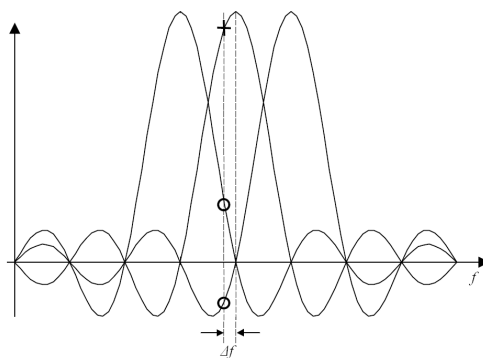


Рис. 2.21 – Влияние смещения частоты на возникновение ICI

На рисунке 2.21 знаком «+» обозначена оценка на поднесущей  $k$ , а знаками «o» обозначены шумовые составляющие от поднесущих  $k-1$  и  $k+1$ .

Таким образом, даже при небольшом некомпенсированном смещении частоты ICI оказывает значительное влияние на оценки квадратурных составляющих на поднесущих. Смещение частот поднесущих может быть вызвано не только погрешностью схемы частотной синхронизации, но и эффектом Доплера, который вызывает смещение частоты на разных поднесущих на различную величину

$$f = f_0 \frac{1}{1 - \frac{V}{c}}, \quad (2.39)$$

где  $f$  – регистрируемая частота;

$f_0$  – частота, испускаемая передатчиком;

$V$  – относительная скорость движения приемника и передатчика;

$c$  – скорость распространения волн в среде.

### **Пик-фактор**

Одним из существенных недостатков OFDM сигнала является его большой пик-фактор по сравнению с другими сигналами. Пик-фактор определяет требования к линейности аналоговых трактов передачи и разрядности ЦАП/АЦП. Соответственно, чем выше пик-фактор, тем сложнее реализация устройств, поддерживающих данный сигнал.

Пик-фактор сигнала определяется выражением (2.40):

$$PAR = \frac{S_{max}}{S_{aver}}, \quad (2.40)$$

где  $PAR$  – пик-фактор;

$S_{max}$  – максимально возможный уровень сигнал;

$S_{aver}$  – средний уровень сигнала.



Для OFDM сигнала максимально возможный уровень сигнала ( $S_{max}$ ) определяется суммой амплитуд всех используемых поднесущих, а средний уровень сигнала ( $S_{aver}$ ) определяется статистическим усреднением на тех же поднесущих. Таким образом, при сотнях и тысячах используемых поднесущих пик-фактор может составлять десятки и сотни.

Для уменьшения пик-фактора предлагаются различные алгоритмы. Самым простым является ограничение сигнала по уровню (Clipping). При ограничении сигнала возникают искажения на поднесущих и увеличивается внеполосное излучение. Дополнительно с ограничением предлагают применять фильтрацию сигнала полосовым фильтром для уменьшения внеполосного излучения. Другим методом является динамическое изменения созвездий на поднесущих. Данный метод эффективен, но требует достаточно сложных расчетов и применяется для созвездий на поднесущих до КАМ-16. Также используются итеративные методы, в которых поднесущие поворачиваются на случайный угол и оценивается полученный сигнал, в результате выносится решение о необходимости еще одного поворота. Итеративные алгоритмы тяжело реализуемы в системах реального времени. Еще одним методом является адаптивное добавление в сигнал поднесущих, предназначенных для формирования защитного интервала. Недостатком данного метода является значительные вычисления, связанные с выбором амплитуды и фазы поднесущих, а также нарушение спектральной маски сигнала.

Таким образом, проблема большого пик-фактора сигнала хоть и имеет решения, однако данные решения имеют ряд недостатков.

#### ***Аппаратная реализация***

Сложность аппаратной реализации систем на основе OFDM-сигналов прежде всего связана со структурой сигнала, который предполагает большие вычисления при генерировании и детектировании сигнала, причем, поскольку OFDM системы целесообразны лишь при больших скоростях передачи данных (десятки и сотни Мбит/с), вычисления должны производиться в реальном масштабе времени и обеспечивать минимальную задержку сигнала по времени.

#### **2.2.7 Алгоритмы битлоадинга**

Недостатками стандартного подхода является то, что каждая поднесущая имеет свой коэффициент затухания сигнала, отличающийся от коэффициентов затухания остальных. При расчетах этот факт не учитывается, и используется одна и та же модуляция на каждой частоте.

При многочастотном методе передачи необходимо учитывать, что в частотно-селективном канале различные частоты имеют различные коэффициенты передачи, т. е. разумно использовать в различных подканалах сигнальные созвездия разных размеров, а также распределять энергию между подканалами неравномерно (*процедура битлоадинга*).

Известно множество алгоритмов, использующих принцип битлоадинга, таких как алгоритмы Хугеса–Хартогса [14], Фишера–Хубера [15], Кронгольда–Рамчандрана–Джонса (KRJ) [16] и т. д.

Алгоритмы битлоадинга можно разделить на две группы:

- 1) алгоритмы минимизации общей мощности передатчика при фиксированной скорости передачи и вероятности ошибки;
- 2) алгоритмы максимизации скорости передачи при фиксированной вероятности ошибки и общей мощности передатчика. [17]

### ***Критерии оптимизации***

В системах, использующих OFDM, благодаря ортогональности поднесущих возможно изменять не только мощность по поднесущим, но и индекс модуляции на каждой поднесущей. Таким образом, распределяя передаваемую мощность и количество бит по поднесущим, можно оптимизировать систему передачи по одному из критериев:

1. Минимизация передаваемой мощности:

$$\begin{aligned} \min P &= \sum_n p_n ; \\ \sum_n b_n &\geq B_{\min} ; \\ P_e &\leq P_{e, \max n} , \end{aligned} \tag{2.41}$$

где  $n$  – номер поднесущей (канала),  $P$  - суммарная передаваемая мощность,  $p_n$  - передаваемая мощность на  $n$ -ой поднесущей,  $b_n$  - количество передаваемых бит на  $n$ -ой поднесущей,  $B$  - скорость передачи системы,  $P_e$  - вероятность битовой ошибки.

2. Максимизация скорости передачи:

$$\begin{aligned} \max B &= \sum_n b_n \\ \sum_n p_n &\geq P_{\max} \\ P_e &\leq P_{e, \max n} , \end{aligned} \tag{2.42}$$

3. Минимизация вероятности битовой ошибки:

$$\min P_e \tag{2.43}$$

$$\sum_n b_n \geq B_{\min}$$

$$\sum_n p_n \geq P_{\max},$$

При моделировании OFDM-сигналов с использованием битлоадинга следует учитывать следующие параметры:

### **Пропускная способность канала**

Суть систем передачи с многими несущими состоит в том, чтобы разделять имеющуюся полосу частот на множество подканалов так, что каждый подканал представляется идеальным. Тогда мощность передаваемого сигнала распределяется по подканалам так, чтобы удовлетворять выражению:

$$\int_W P(f)df \leq P_{\text{Пср}}, \quad (2.44)$$

где  $P_{\text{Пср}}$  – имеющаяся в распоряжении средняя мощность передатчика.

Выражение для пропускной способности неидеального линейного фильтрового канала с аддитивным белым гауссовым шумом принадлежит Шеннону и записывается следующим образом:

$$C = W * \log_2 \left( 1 + \frac{P_{\text{ср}}}{WN_0} \right), \quad (2.45)$$

где  $C$  – пропускная способность в бит/с,  $W$  – полоса канала,  $P_{\text{ср}}$  – средняя мощность переданного сигнала, а  $N_0$  – спектральная плотность мощности аддитивного шума.

В системе с многими несущими, когда  $\Delta f \rightarrow 0$ , мы получаем пропускную способность канала в бит/с:

$$C' = \int_W \log_2 \left[ 1 + \frac{P(f)|H(f)|^2}{N(f)} \right] df, \quad (2.46)$$

где  $P(f)$  и  $N(f)$  – спектральные плотности мощности передаваемого сигнала и аддитивного шума соответственно, а  $H(f)$  – передаточная функция частотно-ограниченного канала связи. Из выражения 2.46 видно, что можно влиять на скорость передачи системы, изменяя распределение мощности по поднесущим  $P(f)$ .

Применяя метод множителей Лагранжа, выражение для  $P(f)$ , максимизирующий пропускную способность  $C'$ , можно представить выражением:

$$P(f) = \begin{cases} K - N(f)/|H(f)|^2 & (f \in W), \\ 0 & (f \notin W), \end{cases} \quad (2.47)$$

где  $K$  – величина, которая выбирается с учетом ограничений на среднюю мощность (2.44).

Интерпретация выражений (2.46) и (2.47) сводится к тому, что мощность сигнала должна быть большой, когда канальное ОСШ  $|H(f)|^2/N(f)$  велико, и наоборот. Если интерпретировать  $N(f)/|H(f)|^2$  как дно чаши (см. рис. 2.22) и налить туда воды, равной  $P_{\text{Исп}}$ , то вода (мощность) сама распределится так, чтобы достичь максимальной пропускной способности канала. Это называется водонаполняемая интерпретация оптимального распределения мощности.

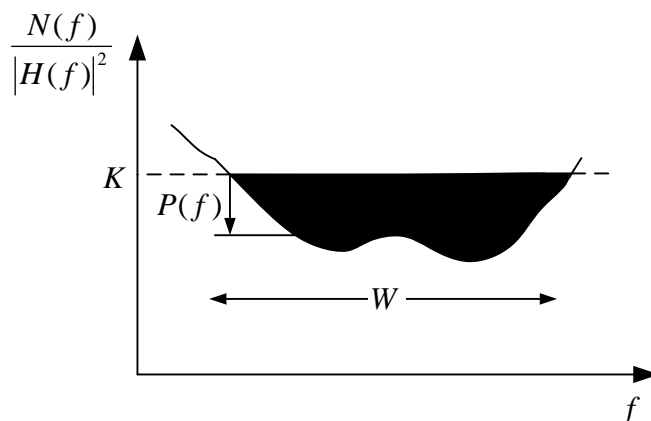


Рис.2.22 Водонаполняемая интерпретация оптимального распределения мощности.

### ***Применение SNR Gap анализа и таблиц SNR***

Для достижения максимальной пропускной способности канала мы должны использовать процедуру битлоадинга по методу “водонаполнения”, чтобы оптимально распределить мощность по поднесущим. Однако данный подход возможен только в теории. На практике мы имеем дело с конечным числом схем модуляции, такими как QAM, AM, PSK и др., где мощность распределяется дискретно и теоретическая пропускная способность не достижима. При требуемой вероятности битовой ошибки и доступной мощности мы можем передавать целое число бит информации. Чтобы применить алгоритм адаптации системы к каналу связи можно воспользоваться двумя методами:

1. SNR Gap анализ
2. Использовать априорные знания (таблицы SNR) о достижимой скорости передачи при заданной BER для различных видов модуляций.

#### ***SNR Gap анализ***

Чтобы достигнуть требуемой скорости передачи при заданной вероятности ошибки при использовании QAM или любой другой модуляции требуется большее значение SNR, чем указано в  $b = \log_2(1 + \text{SNR})$ . Требуемая дополнительная величина мощности и называется SNR\_Gap, которую обозначим как  $\Gamma$ .

Средняя энергия, требуемая для передачи одного QAM символа вычисляется по выражению (2.48) [18]:

$$\varepsilon = \frac{M-1}{6} d^2, \quad (2.48)$$

где  $M = 2^b$  ( $b$  - положительное четное целое число),  $d$  - расстояние между точками созвездия.

Вероятность ошибки квадратичного QAM символа в канале с аддитивным шумом и коэффициентом передачи  $|H(f)|$  аппроксимируется следующим выражением:

$$P_s \leq 4Q\left[\frac{d_{\min}}{2\sigma}\right], \quad (2.49)$$

где  $Q(\cdot)$  - известная  $Q$  - функция,  $d_{\min}$  - минимальная дистанция между точками QAM созвездия на выходе канала, определяемая выражением:

$$d_{\min} = d|H| \quad (2.50)$$

Используя (2.48) и (2.49) запишем выражение для  $M$  :

$$M = 1 + \frac{6\varepsilon|H|^2}{d_{\min}^2} \quad (2.51)$$

Тогда обозначим величину, называемую SNR\_Gap,  $\Gamma$ , или нормированный SNR:

$$3 \cdot \Gamma = \frac{d_{\min}^2}{(2\sigma)^2} \quad (2.52)$$

Взяв логарифм по основанию два от выражения (2.51) и, подставляя выражение (2.52), запишем выражение для количества передаваемых бит QAM модуляцией при заданной вероятности символьной ошибки  $P_e$  :

$$b = \log_2\left(1 + \frac{SNR}{\Gamma}\right), \quad (2.53)$$

где ОСШ на выходе канала  $SNR$  выражается:

$$SNR = \frac{\varepsilon|H|^2}{2\sigma^2} = \frac{P|H|^2}{N} \quad (2.54)$$

Из выражения (2.53) видно, что реальная пропускная способность при использовании QAM модуляции в действительности меньше теоретической ( на величину  $\Gamma$ , отсюда и её название Gap.

Суть алгоритмов битлоадинга, использующих SNR\_Gap анализ, заключается в том, что зная вероятность ошибки мы можем найти допустимую скорость передачи при заданной мощности или количество требуемой мощности для передачи определенного количества бит. Большое количество алгоритмов используют данный метод, однако они

обладают некоторыми недостатками. Во-первых, при расчете  $SNR_{Gap}$  используется символьная вероятность ошибки, а не BER, что неудобно в некоторых случаях. Во – вторых, использование данного метода подразумевает использование только квадратичных QAM. Альтернативой данному методу служит метод, использующий знание таблиц SNR для каждой модуляции.

### **Таблицы SNR**

Для оптимальной адаптации системы к каналу (установление мощности и количества передаваемых бит на каждой поднесущей) требуется знания о том, как цифровые схемы модуляции ведут себя в условиях AWGN канала. То есть, мы должны знать какой максимальный порядок модуляции мы можем установить и какая мощность для этого понадобится, для возможности дальнейшего декодирования с заданной BER. Для этого можно воспользоваться полученными ранее таблицами или графиками, отображающими зависимость BER от SNR для различных видов модуляции в условиях AWGN канала (рис. 2.23). Зная SNR на каждой поднесущей и требуемую BER из графика можно найти валидную схему модуляции и максимальное количество  $b = (1,2,3\dots)$ .

Практической реализация данного метода подразумевает либо хранение данных таблиц в памяти, либо использование линейной аппроксимации зависимости BER от SNR.

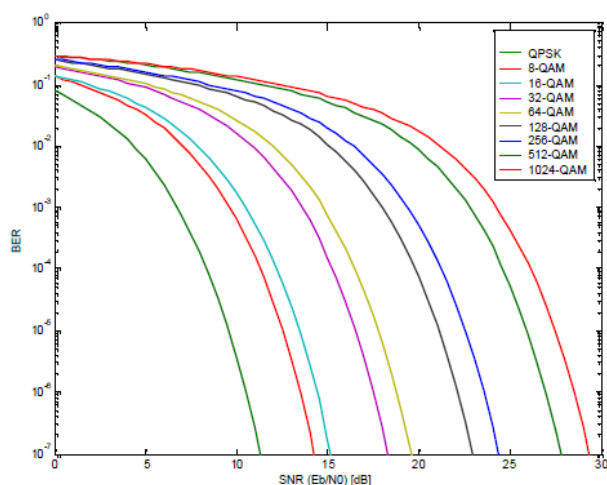


Рис.2.23 BER от SNR для различных QAM.

## **2.3 Моделирование канала связи**

### **2.3.1 Основные положения**

Основными факторами канала распространения радиоволн (РРВ), влияющими на работу системы являются *многолучевость распространения сигнала* и *ослабление сигнала*. Искажения сигналов, вызванные многолучевостью распространения, приводят к значительным погрешностям оценок их параметров. Таким образом, многолучевость канала распространения радиоволн (РРВ) существенно влияет на качество

радиотехнической системы. Характер многолучевости распространения (количество путей, задержки и множители ослабления и т.д.) на приземных трассах в основном определяется отражательной способностью подстилающей поверхности и находящихся на ней объектов, а также взаимной ориентацией диаграмм направленности (ДН) передающей и приемной антенн [19]. Ослабление сигнала в канале РРВ также влияет на работу системы связи, и определяется наличием прямой видимости, рельефом местности и растительным покровом. В данной главе речь пойдет о влиянии канала связи на работу радиотехнической системы, рассмотрены основные характеристики многолучевого канала, такие как рассеяние во времени, рассеяние по частоте, время когерентности. Приведены результаты экспериментальных исследований, проведенных для различных каналов связи.

### **2.3.2 Замирания в каналах связи**

Особенности построения систем мобильного широкополосного доступа связаны с особенностями функционирования таких систем [19-22], а именно:

- зоной действия систем являются, в основном, урбанизированные территории с различной плотностью, характером застройки, интенсивностью движения транспорта и типом подстилающей поверхности;
- канал радиосвязи характеризуется неоднородностью параметров среды распространения радиосигнала, наличием явлений отражения, рассеяния, поглощения излучаемой энергии сигнала;
- мобильная станция (МС) находится, как правило, вне прямой радиовидимости базовой станции;
- движение МС приводит к появлению доплеровского сдвига частоты.

Исходя из вышеперечисленного, канал радиосвязи обладает переменными параметрами и для него характерны замирания сигналов различной природы:

- 1) *Очень медленные*, обусловленные затуханием сигнала с изменением дальности связи и рефракционных свойств атмосферы. Оценку энергopotенциала для этого случая проводят с помощью моделей, разработанных на основе многочисленных экспериментов. Наиболее известной является модель Окамуры – Хата и ее модификации [21].
- 2) *Медленные* замирания, вызванные затенением трассы распространения, рельефом, растительностью и местными предметами. Они проявляются при перемещении МС на значительные расстояния (порядка тысячи длин волн) и связаны с изменением путей прохождения радиоволн. Общепринятой моделью медленных замираний, хорошо согласующейся экспериментальными данными, является логарифмически нормальный

закон распределения. По существу, медленные замирания представляют собой колебания среднего уровня сигнала при перемещении МС, на которое накладываются быстрые замирания, вызванные многолучевостью. Глубина медленных замираний составляет (5-12) дБ.

3) *Быстрые* замирания, обусловленные интерференцией сигналов, пришедших в точку приема по многим путям (лучам). Они проявляются при перемещении МС на малые расстояния (порядка длины волн). Общепринятыми моделями быстрых замираний являются закон распределения Райса в случае наличия прямого луча (прямая видимость), а также закон распределения Релея в случае отсутствия прямого луча (без прямой видимости).

Параметры распределений определяются характером медленных замираний. Глубина быстрых замираний составляет порядка 40db ( $\approx 10$ db выше среднего и  $\approx 30$ db провалы ниже среднего). Рисунок 2.24 поясняет быстрые и медленные замирания сигнала в многолучевом канале.



Рис. 2.24 - Быстрые и медленные замирания сигнала в многолучевом канале

Указанные выше особенности распространения радиоволн накладывают фундаментальные ограничения на скорость и качество передачи информации по каналу.

Основное внимание в дальнейшем будет уделено характеристикам и моделям многолучевого канала с быстрыми замираниями.

### 2.2.4 Многолучевой канал, импульсная характеристика канала

Для пояснения понятия многолучевого канала рассмотрим распространение радиоволн, приведенного на рисунке 2.25.





Рис. 2.25 - Пример многолучевого канала распространения радиоволн

Канал связи принято характеризовать его импульсной характеристикой, которую можно описать выражением:

$$h(t, \tau) = \sum_{i=1}^{p(t)} a_i(t) * e^{-j2\pi f_c * \tau_i(t)} * \delta(\tau - \tau_i(t)), \quad (2.55)$$

где  $h(t, \tau)$  – импульсная характеристика канала связи,  $a_i$  – затухание и  $\tau_i$  – задержка для  $i$ -го пути. Следует помнить, что  $(a_i, \tau_i)$  являются случайными величинами. Данные параметры зависят от относительного движения приемной и передающей антенн, параметров окружающей среды, таких как расположение объектов, температура и т.д. Выражение (2.55) описывает импульсную характеристику канала, состоящую из конечного, переменного числа лучей  $P(t)$ . Если импульсная характеристика состоит из бесконечного числа лучей, то она может быть описана следующим выражением:

$$h(t, \tau) = a_i(t, \tau) * e^{-j2\pi f_c \tau_i(t)} \dots \quad (2.56)$$

Каждая реализация  $a_i(t)$  представляет собой случайную величину. В то же время каждый луч состоит из множества неразрешимых лучей (то есть данные лучи невозможно разделить). Таким образом, согласно центральной предельной теореме,  $a_i(t)$  может быть представлена как случайная величина с комплексным нормальным распределением. В этом случае импульсная характеристика  $h(t, \tau)$  также может быть представлена как нормальная случайная величина от  $t$ .

Если в канале есть луч, значительно превышающий по уровню все остальные, то представляется как процесс Райса (Ricean) от переменной  $t$ . Обычно такая ситуация возникает, если между приемником и передатчиком имеется прямая видимость и сигнал, приходящий без переотражений, доминирует над остальным. Такой канал называют LOS (Line-Of-Sight – зона прямой видимости) каналом. При отсутствии доминирующего луча, в большинстве случаев отсутствия прямой видимости (NLOS канал), представляется процессом Рэлея от переменной  $t$ .

Определим несколько важных параметров канала связи. Предположим, что процесс  $h(t, \tau)$  является в широком смысле стационарным. В этом случае совместная вероятность функций  $h(t_1, \tau), h(t_2, \tau) \dots h(t_k, \tau)$  одинаковая для  $h(t_1 + \Delta t, \tau), h(t_2 + \Delta t, \tau) \dots h(t_k + \Delta t, \tau)$  для любого  $\Delta t$ , любой последовательности временной выборки  $t_1, t_2 \dots t_k$  и любой величины  $k$ . На практике данное требование удовлетворяется на промежутке времени наблюдения сигнала.

Функция автокорреляции может быть вычислена

$$\frac{1}{2} E \{ h^* (t; \tau_1) h (t + \Delta t; \tau_2) \} = \Phi_h (\Delta t; \tau_1) * \delta (\tau_1 - \tau_2). \quad (2.57)$$

Коэффициент  $\frac{1}{2}$  получается из предположения, что  $\tau$  - только положительное.

Выражение (2.57) может быть упрощено, если учесть, что затухание и фаза при  $\tau_1$  и  $\tau_2$  являются независимыми величинами:

$$\frac{1}{2} E \{ h^* (t; \tau_1) h (t + \Delta t; \tau_2) \} = \Phi_h (\Delta t; \tau_1) * \delta (\tau_1 - \tau_2). \quad (2.58)$$

При  $\Delta t=0$  функция характеризует мощность сигнала, прошедшего через канал связи, в зависимости от задержки  $\tau$ . Данную функцию обычно называют PDP (power delay profile). На практике данная функция измеряется передачей широкополосного псевдослучайного сигнала и нахождением корреляции между прошедшим и исходным сигналом. Из функции определяют максимальную задержку  $T_m$ . Для случая экспоненциально убывающей функции (Рис. 2.26)  $T_m$  определяют по уровню 1% от максимального.

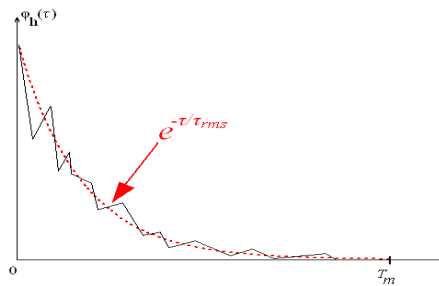


Рис. 2.26 – Экспоненциальный профиль PDP

Величина  $T_m$  дает информацию о ширине полосы канала. Для получения информации о частотных свойствах канала необходимо взять преобразование Фурье от импульсной характеристики  $h(t, \tau)$  по параметру  $\tau$

$$H (t, f) = F_{\tau} \{ h (t, \tau) \}. \quad (2.59)$$

Функция автокорреляции процесса  $H(t, f)$  может быть найдена с помощью выражения (2.57). Сама функция  $\Phi_h(\Delta t, f_1, f_2)$  не зависит от величин  $f_1$  и  $f_2$ , а зависит от их разницы  $\Delta f = f_2 - f_1$  [23]. Более того, автокорреляционная функция  $\Phi_h(\Delta t, \Delta f)$  может быть рассчитана при помощи преобразования Фурье от  $\Phi_h(\Delta t, \tau)$  по  $\tau$ .

## 2.2.5 Числовые характеристики многолучевого канала и классификация искажений

Искажения радиосигнала, вызванные многолучевым распространением, зависят как от свойств канала связи, так и от свойств сигнала [24-26]. Важнейшими числовыми

характеристиками канала являются: интервал рассеяния по времени, полоса когерентности по частоте  $F_k$ , рассеяние по частоте и время когерентности  $T_{\text{ког}}$ :

### ***Рассеяние во времени***

Рассеяние во времени обусловлено разницей длины путей, проходимых лучами относительно луча с минимальной длиной пути. То есть, в качестве начала отсчета времени прихода лучей принят момент прихода первого луча. Наиболее важными характеристиками рассеяния во времени являются среднее значение  $\tau_{\text{ср}}$ , среднеквадратическое значение  $\sigma_\tau$  и максимальное значение задержки  $\tau_{\text{max}}$ .

Определяются указанные характеристики с помощью следующих соотношений:

$$\tau_{\text{ср}} = \frac{\int_0^{\infty} \tau |\dot{h}(\tau)|^2 d\tau}{\int_0^{\infty} |\dot{h}(\tau)|^2 d\tau}; \quad (2.60)$$

$$\sigma_\tau = \sqrt{M[\tau^2] - (\tau_{\text{ср}})^2}, \quad (2.61)$$

где 
$$M[\tau^2] = \frac{\int_0^{\infty} \tau^2 |\dot{h}(\tau)|^2 d\tau}{\int_0^{\infty} |\dot{h}(\tau)|^2 d\tau}.$$

Максимальное значение задержки зависит от свойств канала, а также от порога чувствительности приемника. Пример измерений мощности сигнала во времени для радиоканала внутри здания показан на рисунке 2.27.

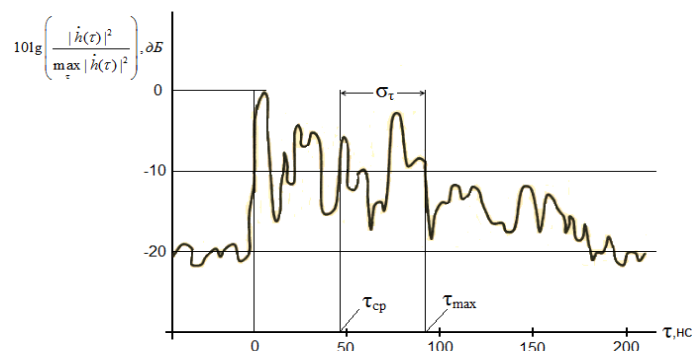


Рис. 2.27 – Пример измерений мощности сигнала во времени для радиоканала внутри здания ( $\sigma_\tau = 45$  нс;  $\tau_{\text{ср}} = 45$  нс;  $\tau_{\text{max}} = 84$  нс при  $P_{\text{пор}} = -10$  дБ).

Рассеяние задержек приводит к межсимвольной интерференции и связанными с ней частотно – селективными замираниями. Результаты экспериментальных измерений рассеяния задержки приведены в табл. 4.3.1.

Таблица 2.2

**Результаты экспериментальных измерений рассеяния задержки**

Условия измерения	Частота, МГц	Рассеяние задержки $\sigma_\tau$ , нс	Примечание
Город	900	Среднее значение 1300 Среднеквадратичное отклонение 600 Максимальное значение 3500	г. Нью-Йорк
	892	10000 - 25000	г. Сан-Франциско (наихудшие случаи)
Пригород	910	200 - 310	Средний типичный случай
	910	1960 - 2110	Средний наихудший случай
Внутри здания	850	Максимальное значение 270	Офис компании
	1900	Среднее значение 70 - 94 Максимальное значение 1470	г. Сан-Франциско

***Полоса когерентности по частоте  $F_k$***

Это статистическая количественная мера интервала частот, в пределах которого частотную характеристику канала можно считать «гладкой». В этой полосе можно считать модуль частотной характеристики постоянным, а фазовую характеристику линейной. Любые две спектральные компоненты сигнала на выходе канала в пределах полосы когерентности имеют высокий коэффициент корреляции амплитуд. Следовательно, в пределах полосы когерентности по частоте нет частотно - селективных замираний.

Полоса когерентности и интервал рассеяния по задержке связаны обратно пропорциональной зависимостью. Так, если потребовать, чтобы в пределах интервала частот коэффициент корреляции любых двух спектральных составляющих был выше 0,9, тогда  $F_k = 1/(50\sigma_\tau)$ . Взяв допустимое значение коэффициента корреляции 0,5, получим  $F_k = 1/(5\sigma_\tau)$ . Поясним наличие этой зависимости следующим образом. Пусть разность задержек лучей в канале равна  $\delta\tau$ . Тогда разность фаз лучей на входе приемника на частоте  $f_1$  равна  $2\pi f_1 \delta\tau$ , а на частоте  $f_2$  равна  $2\pi f_2 \delta\tau$ , то есть результат сложения лучей на разных частотах будет разным. Величина отличия в разностях фаз этих спектральных

составляющих составит  $\Delta\varphi = 2\pi(f_1 - f_2)\delta\tau$ . Если потребовать  $\Delta\varphi \leq \pi/2$  (критерий Релея), тогда  $(f_1 - f_2) \leq 1/4 \delta\tau$ .

### ***Рассеяние по частоте***

Рассмотренные выше параметры характеризуют дисперсионные свойства канала в условиях, когда приемник, передатчик и другие объекты среды распространения неподвижны. В динамическом режиме дисперсионные свойства радиоканалов могут существенно изменяться во времени. Нужно отметить, что возникают и новые эффекты, о которых рассмотренные выше параметры не несут никакой информации. В первую очередь это эффект доплеровского расширения спектра. Известно, что мгновенная частота принимаемого колебания определяется выражением

$$f_{\text{пр}} = f_0 + (V \cos \theta) / \lambda, \quad (2.61)$$

где  $V$  – абсолютная скорость перемещения;  $V_{\text{рад}} = V \cos \theta$  – радиальная скорость перемещения;  $\theta$  – угол между направлением движения и направлением на передатчик;  $\lambda$  – длина волны при частоте несущего колебания  $f_0$ . В реальных условиях на входе приемника присутствует много волн и  $\theta$  может принимать любые значения на интервале  $(-\pi, \pi)$ . Это приводит к доплеровскому расширению спектра на выходе радиоканала на величину  $\Delta F_D = 2F_{D \max}$ , где  $F_{D \max} = V / \lambda$ .

Таким образом, доплеровское расширение спектра является количественной мерой рассеяния сигнала на выходе канала по частоте, обусловленного изменениями свойств канала и является важным параметром многолучевого канала. Например, при  $f_0 = 2.4$  ГГц и  $V = 120$  км/час получаем  $\Delta F_D = 450$  Гц.

Эта величина позволяет оценить скорость, с которой происходят временные замирания.

### ***Время когерентности.***

Время когерентности  $T_{\text{ког}}$  сигнала на выходе радиоканала характеризует скорость изменения свойств канала во временной области и в этом смысле она дуальна доплеровскому расширению спектра. Можно принять [6, 7], что эти параметры связаны обратно - пропорциональной зависимостью

$$T_{\text{ког}} = 2 / \Delta F_D. \quad (2.62)$$

Время когерентности позволяет оценить интервал времени, на котором импульсная характеристика радиоканала остается практически неизменной, а значения огибающей

имеют высокий коэффициент корреляции. Это статистическая характеристика и существуют различные соотношения для ее оценки. При проектировании современных цифровых систем часто используется следующая оценка [26]

$$T_{\text{ког}} = \left[ \frac{36}{16\pi(\Delta F_{\text{д}})^2} \right] \approx \frac{0.846}{\Delta F_{\text{д}}}. \quad (2.63)$$

Если прием осуществляется на несколько антенн с последующей совместной обработкой принятых сигналов, то полезной характеристикой радиоканала служит интервал корреляции по пространству. Это расстояние между точками приема, при котором коэффициент корреляции значений огибающих принятых сигналов в совпадающие моменты не меньше заданного значения.

Искажения сигнала, вызванные многолучевым распространением радиоволн, зависят как от свойств канала связи, так и от характеристик используемого сигнала. Основными характеристиками сигнала с цифровой манипуляцией являются ширина спектра сигнала  $F_c$  и длительность элементарного сигнала  $T_c$ . Следует отметить, что на выходе любого многолучевого канала возникает межсимвольная интерференция, вызванная наложением сигналов различных лучей вследствие рассеяния по задержке. Другой стороной этого явления являются частотно – селективные замирания.

В зависимости от соотношений параметров сигнала и параметров канала различают следующие виды искажений сигнала:

- статические искажения, если параметры канала не изменяются во времени;
- дружные замирания, когда частотную характеристику канала можно считать постоянной в полосе сигнала; очевидно, это возможно, если  $F_c < F_k$ ;
- частотно - селективные замирания, когда частотную характеристику канала нельзя считать постоянной в полосе сигнала; очевидно, это возможно, если  $F_c > F_k$ ;
- медленные замирания; характеристики канала не изменяются за время, равное длительности нескольких элементарных посылок сигнала, то есть выполняется условие  $T_c \ll T_{\text{ког}}$ ;
- быстрые замирания, когда  $T_c > T_{\text{ког}}$ .

## **2.2.6 Имитационное моделирование многолучевого канала с рассеянием по частоте и во времени**

В современных цифровых системах передачи информации оценка качества системы возможна чаще всего при статистическом имитационном компьютерном моделировании. Имитационная модель сигнала на входе приемника должна иметь спектральные и временные характеристики, наиболее близкие к аналогичным характеристикам,

полученным экспериментально. Кратко рассмотрим одну из наиболее распространенных моделей радиоканалов [26], называемую *моделью Кларка*. В этой модели статистические характеристики сигнала на входе приемника формируются в основном эффектами рассеяния. Предполагается, что передатчик неподвижен и излучает немодулированное гармоническое колебание. Каждый луч представляет собой большое количество плоских волн с различными азимутальными углами прихода, произвольными случайными начальными фазами и одинаковыми средними значениями амплитуд.

$$E_z(t) = E_0 \sum_{n=1}^N A_n \cos[2\pi(f_0 + F_{\text{дн}})t + \varphi_n]. \quad (2.64)$$

Предполагается, что радиоволна прямой видимости отсутствует. Углы азимута  $\alpha_n$ , отсчитываемые относительно направления движения, независимы и распределены равномерно на интервале  $[0, 2\pi]$ . Такое же распределение имеют начальные фазы  $\varphi_n$  плоских волн. Расширение спектра сигнала определяется доплеровским смещением частоты и невелико по сравнению с несущей частотой.

При сделанных предположениях сигнал на входе приемника можно считать узкополосным случайным гауссовским процессом, который можно записать через квадратурные составляющие или через огибающую и фазу.

$$E_z(t) = I_c(t) \cos(2\pi f_0 t) - C_s(t) \sin(2\pi f_0 t), \quad (2.65)$$

где синфазная компонента  $I_c(t) = E_0 \sum_{n=1}^N A_n \cos(2\pi F_{\text{дн}} t + \varphi_n)$  и квадратурная компонента  $I_s(t) = E_0 \sum_{n=1}^N A_n \sin(2\pi F_{\text{дн}} t + \varphi_n)$  являются независимыми гауссовскими случайными процессами с нулевыми средними и одинаковыми дисперсиями  $M[I_c^2(t)] = M[I_s^2(t)] = M[E_z^2(t)] = \frac{E_0}{2}$ .

Представление в виде квазигармонического колебания имеет вид

$$E_z(t) = E_{\text{ор}}(t) \cos[2\pi f_0 t - \phi(t)], \quad (2.66)$$

где для огибающей и фазы справедливы представления

$$E_{\text{ор}}(t) = \sqrt{I_c^2(t) + I_s^2(t)} \quad \text{и} \quad \phi(t) = \arccos \left[ \frac{I_s(t)}{I_c(t)} \right]. \quad (2.67)$$

Показано, что фаза распределена равномерно, а плотность распределения огибающей описывается законом распределения Релея:

$$w(e_{or}) = \begin{cases} \frac{e_{or}}{\sigma^2} \exp\left\{\frac{-e_{or}^2}{2\sigma^2}\right\}, & e_{or} \geq 0; \\ 0, & e_{or} < 0. \end{cases} \quad (2.68)$$

Определена спектральная плотность мощности доплеровского спектра, которая определяется выражением:

$$S(f) = \frac{2G_0 P_0}{\Delta F_{D \max} \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_0}{\Delta F_{D \max}}\right)^2}}, \quad |f - f_0| \leq \Delta F_{D \max} \text{ и } S(f) = 0, \quad |f - f_0| > \Delta F_{D \max}. \quad (2.69)$$

Такой доплеровский спектр называют классическим (КЛАСС).

На рисунке 2.28 изображена спектральная плотность мощности для  $\Delta F_{D \max} = 100 \text{ Гц}$ .

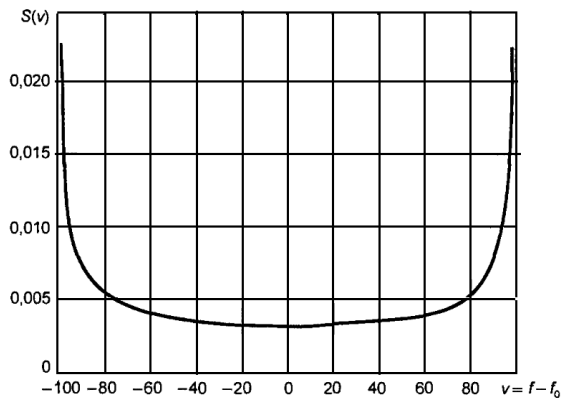


Рис. 2.28 - Доплеровский спектр немодулированного несущего колебания

Комплексная импульсная характеристика многолучевого канала определяется выражением:

$$\dot{h}(t, \tau) = \sum_{i=0}^{n-1} \dot{k}_i(t) \delta(\tau - \tau_i(t)). \quad (2.70)$$

Комплексная огибающая сигнала на входе приемника равна произведению мгновенных значений комплексной огибающей сигнала на входе канала и комплексного коэффициента передачи канала. Так как коэффициент передачи  $\dot{k}(t) = k(t) \cdot \exp\{j\psi(t)\}$  является комплексным, то для каждого луча требуется сформировать два случайных процесса – мнимую и действительную часть  $\dot{k}_D(t) = k(t) \cdot \cos\{j\psi(t)\}$  и  $\dot{k}_M(t) = k(t) \cdot \sin\{j\psi(t)\}$ .

Для моделирования используется следующий способ имитационного моделирования. С помощью двух независимых генераторов формируются реализации двух гауссовских случайных процессов с нулевым математическим ожиданием и



равномерной в полосе доплеровских частот спектральной плотностью мощности. С помощью низкочастотных фильтров из этих процессов формируются процессы  $\dot{k}_M(t)$  и  $\dot{k}_D(t)$  с требуемыми свойствами.

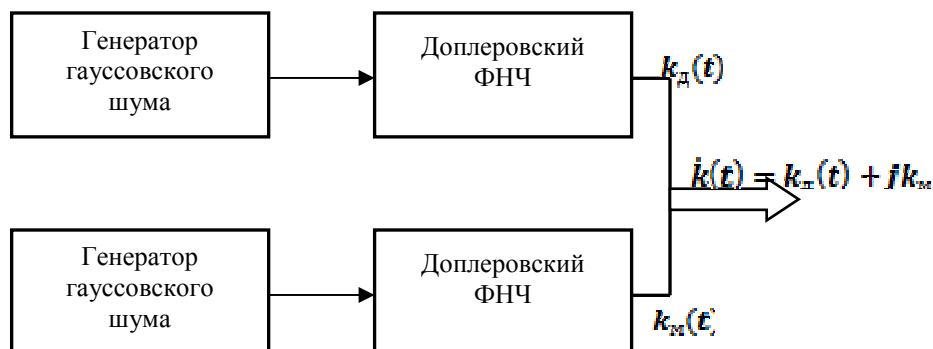


Рис. 2.29 - Имитатор канала с гладкими замираниями

На основе функциональной схемы 2.29 можно построить функциональную схему формирования одного луча многолучевого Релеевского канала с доплеровским рассеянием частоты.

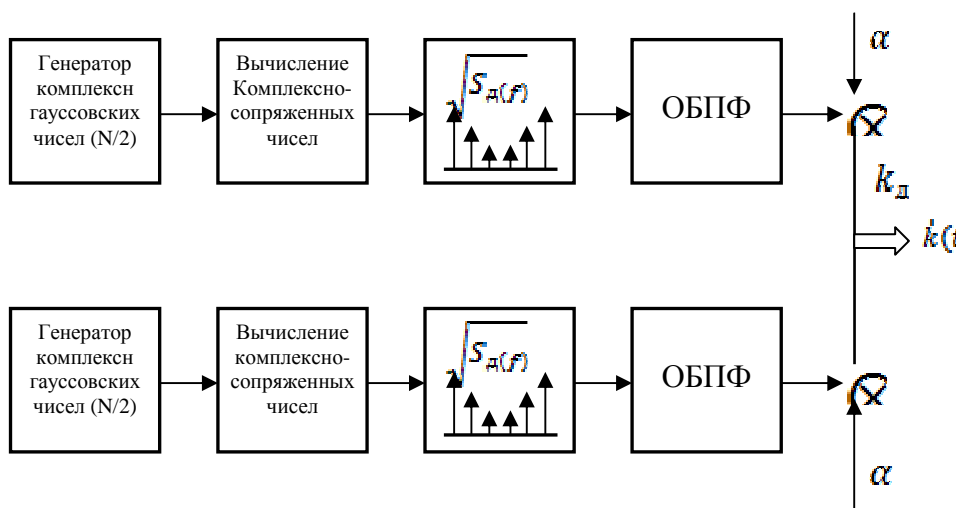


Рис. 2.29 - Цифровой имитатор релейевского канала с гладкими замираниями

Следует отметить, что лучи отличаются друг от друга только величиной задержки и интенсивностью, поэтому функциональная схема цифрового имитатора многолучевого канала примет вид:

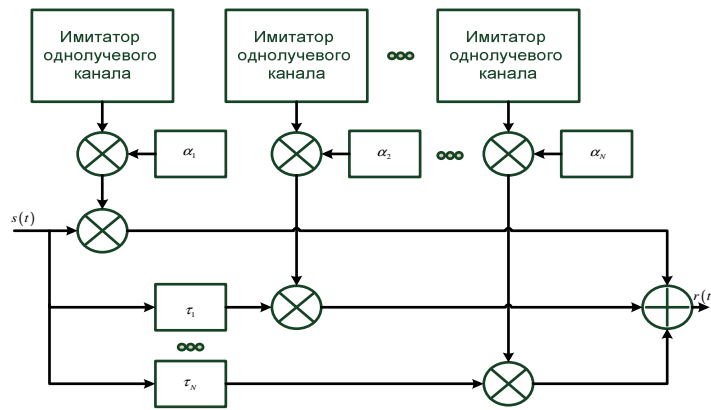


Рис. 2.30 - Цифровой имитатор многолучевого релейского канала с гладкими замираниями.

Предложенная схема позволяет достаточно просто изменить закон распределения огибающих отдельных лучей. Так, если одну из спектральных компонент заменить константой, что эквивалентно появлению регулярной составляющей в сигнале, тогда огибающая соответствующего луча будет иметь закон распределения Райса.

$$w(e_{or}) = \begin{cases} \frac{e_{or}}{\sigma^2} \exp\left\{-\frac{e_{or}^2}{2\sigma^2} + K^2\right\} I_0\left(\frac{e_{or}}{\sigma}\sqrt{2K}\right), & e_{or} \geq 0; \\ 0, & e_{or} < 0, \end{cases} \quad (2.71)$$

где  $K$ -отношение мощности нефлуктуирующего сигнала к средней мощности флуктуаций  $\sigma^2$ ,  $I_0$ -модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка. Спектральная плотность мощности доплеровского спектра примет вид (РАЙС)

$$S(f) = 0,41 / \left(2\pi\Delta F_{D\max} \sqrt{1 - (f/\Delta F_{D\max})^2}\right) + 0,91\delta(f - 0,7\Delta F_{D\max}). \quad (2.72)$$

Стандартом GSM-900 наземных сетей рекомендуется использовать модели с 12 лучами. Для облегчения задач моделирования допускается применение упрощенных моделей, содержащих 6 лучей.

Международным союзом электросвязи (МСЭ) разработаны рекомендации по использованию моделей радиоканалов для наземных сотовых систем третьего поколения. Модели предусматривают три типа условий распространения: внутри зданий; для медленных абонентов(пешеходов) внутри и вне зданий; для транспортных средств. Для каждого типа условий определены две модели: модель А для малого рассеяния задержек и модель В для большого рассеяния задержек (наихудший сценарий). Параметры некоторых моделей приведены ниже в таблицах. В таблицах указана относительная частота появления моделей в реальных условиях.

Таблица 2.3  
Модели МСЭ радиоканалов сотовых систем внутри зданий

Номер луча	Модель А (50%)		Модель В (45%)		Доплеровский спектр
	Задержка, нс	Мощность, дБ	Задержка, нс	Мощность, дБ	
1	0	0	0	0	Равномерный
2	50	-3,0	100	-3,6	То же
3	110	-10,0	200	-7,2	- » -
4	170	-18,0	300	-10,8	- » -
5	290	-26,0	500	-18	- » -
6	310	-32,0	700	-25,2	- » -

Таблица 2.4

**Модели МСЭ радиоканалов сотовых систем для пешеходов**

Номер луча	Модель А (50%)		Модель В (45%)		Доплеровский спектр
	Задержка, нс	Мощность, дБ	Задержка, нс	Мощность, дБ	
1	0	0	0	0	Классический
2	110	-9,7	200	-0,9	То же
3	190	-19,2	800	-8,0	- » -
4	410	-22,8	1200	-7,8	- » -
5	-	-	2300	-18	- » -
6	-	-	2700	-23,9	- » -

Таблица 2.5

**Обычное доплеровское смещение и когерентное время для WiMAX**

Частота несущей, ГГц	Скорость, км/ч	Максимальное доплеровское смещение, Гц	Когерентное время, мс
2,5	2	4,6	200
2,5	45	104,2	10
2,5	100	231,5	4

Таблица 2.6

**Модели МСЭ радиоканалов сотовых систем для транспортных средств**

Номер луча	Модель А (50%)		Модель В (45%)		Доплеровский спектр
	Задержка, нс	Мощность, дБ	Задержка, нс	Мощность, дБ	
1	0	0	0	-2,5	Классический
2	310	-1	300	0	То же

3	710	-9	8900	-12,8	- » -
4	1090	-10	12 900	-10	- » -
5	1730	-15	17 100	-25,2	- » -
6	2510	-20	20 000	-16	- » -

Потери распространения для транспортных средств рекомендуется вычислять следующим образом:  $P(d)=80+ 40*(1-4*10^{-3}*h_6)*lg(d)-18*lg(h_6)+211*lg(f_0)$ ,

где  $f_0$ - несущая частота,  $h_6$  – высота установки антенны базовой станции относительно плоской крыши,  $0<h_6<50$ м.

Дополнительно накладываются случайные потери затенений (медленные замирания). Для них рекомендуется модель в виде логарифмически нормальной случайной величины. Рассеяние составляет (10 - 12) дБ.

### 3. МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ ММО

#### 3.1 Общие положения

В современных системах связи остро стоит проблема повышения пропускной способности, например, в беспроводных системах связи, высокоскоростных локально-вычислительных сетях и др. Пропускная способность может быть увеличена с помощью расширения полосы частот или повышения излучаемой мощности. Тем не менее, применимость этих методов имеет недостатки, так как из-за требований биологической защиты и электромагнитной совместимости повышение мощности и расширение полосы частот ограничено. Если в системах связи возможное повышение излучаемой мощности и расширение полосы частот не обеспечивает необходимую скорость передачи данных, то одним из самых эффективных способов решений этой проблемы может быть применение адаптивных антенных решёток. Системы связи, которые используют такие антенны, получили название ММО систем (Multiple Input Multiple Output).

Основная идея ММО - разбиение потока транслируемых данных между независимыми приемопередатчиками, обеспечивающими связь для одного и того же абонента на одной и той же частоте. В этом случае, по сравнению с обычной системой совокупный поток данных может быть увеличен без дополнительного расширения полосы рабочих частот. Поскольку для потоков данных используется одна и та же частота в одном географическом регионе, потоки необходимо декоррелировать.

Технология ММО призвана увеличить пиковую и среднюю скорость передачи данных, пропускную способность сот в широкополосных беспроводных сетях, прежде всего в условиях работы, где не обеспечиваются условия прямой радиовидимости.

*Декорреляция* обеспечивается в таких системах за счет организации параллельных некоррелированных подканалов. Некоррелированность достигается за счет пространственного разнесения элементов передающей и приемной антенных решеток на расстояния порядка нескольких длин волн несущей частоты, что предопределяет громоздкость традиционных ММО-систем. Для того чтобы минимизировать данный недостаток, наряду с пространственным разнесением, в ММО-системах используется также поляризационное разнесение.

Соответственно, требуется наличие более одного (обычно двух) приемопередающих трактов в составе абонентского оборудования. Декодирование ММО увеличивает сложность оборудования и его цену.

Преимущества от использования ММО:

- Улучшается работа нисходящих линий связи, что проявляется в виде более стабильной и более надежной передачи данных в условиях многолучевого распространения радиоволн. Для восходящих линий связи улучшений нет.

- Увеличивается пропускная способность ММО за счет возможности использования схем модуляции более высокого уровня при одновременной передаче нескольких независимых потоков, что обеспечивает рост пропускной способности примерно на 30% по отношению к системам без ММО.

- Увеличивается стабильность рабочих характеристик ММО систем, особенно при перемещениях абонента.

### 3.1.1 Принцип работы антенных систем ММО

Понятие ММО предполагается как технология связи, которая использует пространственное разделение каналов с помощью нескольких передающих антенн и нескольких приемных. В этой главе, описывается фундаментальное понятие ММО применительно к радиосвязи.

Рассмотрим беспроводную систему связи, состоящую из  $N_t$  передающих (TX) и  $N_r$  приемных (RX) антенн. Идея заключается в том, чтобы передавать разные потоки данных на одной несущей частоте. Поток в  $p$ -ой передающей антенне, как функция времени  $t$ , обозначается  $s_p(t)$ . Во время передачи переданный сигнал из  $p$ -ой передающей антенны TX проходит не только прямой путь, но и несколько отраженных, прежде чем придет в  $q$ -ую RX приемную антенну. Этот эффект называется многолучевое распространение. Предполагается, что ширина полосы частот  $B$  системы будет выбрана так, что задержка времени между прямым и последним отраженным лучом в приемнике значительно меньше чем  $1/B$ . В этом случае система является узкополосной. Для таких систем, все компоненты многолучевого распространения от  $p$ -ой передающей антенны TX до  $q$ -ой приемной антенны RX описываются импульсной характеристикой  $h_{qp}(t)$ . Так как сигнал от всех TX антенн передается на одной частоте, то  $q$ -ая RX антенна не может принять сигнал только от  $p$ -ой TX, а принимает сигналы от всех  $N_t$  передающих антенн. В таком случае сигнал на выходе  $q$ -ой приемной антенны может быть записан в виде (3.1):

$$x_q(t) = \sum_{p=1}^{N_t} h_{qp}(t) s_p(t). \quad (3.1)$$

Для всех приемных антенн  $N_r$  выражение (3.1) может быть записано в матричном виде:

$$s(t) = \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \dots \\ s_{N_t}(t) \end{pmatrix}, x(t) = \begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \dots \\ x_{N_r}(t) \end{pmatrix} \quad \text{и} \quad H(t) = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) & \dots & h_{1N_t}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) & \dots & h_{2N_t}(t) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{N_r1}(t) & h_{N_r2}(t) & \dots & h_{N_rN_t}(t) \end{pmatrix}.$$

$$x(t) = H(t)s(t). \quad (3.2)$$

Обобщенная блок-схема системы связи с использованием технологии MIMO представлена на рисунке 3.1.

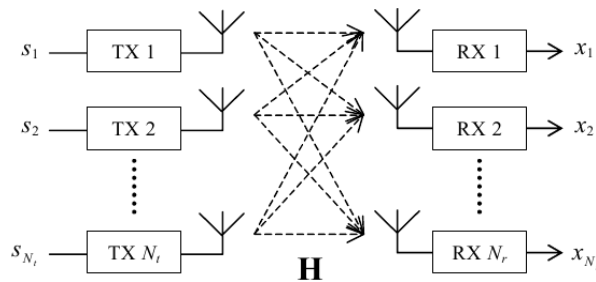


Рис. 3.1 – Обобщенная блок-схема системы связи с MIMO

Математическое описание системы связи с технологией MIMO может быть представлено как набор уравнений с множеством неизвестных. Если каждое уравнение представляет собой линейную комбинацию неизвестных переменных и количество уравнений равняется числу неизвестных, то система данных уравнений имеет решение. Если количество уравнений больше чем число неизвестных, то решение может быть найдено одним из методов, например, методом наименьших квадратов [27]. В литературе по системам связи данный метод также называется *Zero Forcing (ZF)*.

В системе уравнений (3.2) известными являются записи принимаемых сигналов  $X(t)$  и излученные сигналы (преамбулы). Неизвестные коэффициенты собраны в канальной матрице  $H(t)$ . Если число путей распространения сигналов от TX равно числу принятых сигналов RX ( $N_t=N_r$ ), то уравнения можно решить, если существует матрица обратная  $H(t)$ . В таком случае, решение (3.2) может быть найдено путем умножения обеих частей уравнения на матрицу обратную  $H(t)$ :  $H^{-1}(t)x(t) = H^{-1}(t)H(t)s(t) = I_{N_t}s(t) = s(t)$ , где  $I_{N_t}$  – тождественная матрица размером  $N \times N$ .

Таким образом, чтобы оценить переданные сигналы от всех передатчиков в каждом приемнике, необходимо умножить вектор  $x(t)$  на обратную канальную матрицу  $H(t)$ , которая должна быть известна в приемнике. Чтобы оценить канальную матрицу, должна передаваться последовательность, которая известна получателю (в системах mobile WiMax роль этой последовательности выполняет преамбула).

Рассмотрим систему  $2 \times 2$ , с двумя передающими ( $N_t=2$ ) и двумя приемными антеннами ( $N_r=2$ ). Допустим, что получателю информации точно известны параметры канала РРВ (канальная матрица). В таком случае решением системы уравнений (3.2) будут сигналы  $s_1(t)$  и  $s_2(t)$ :

$$s_1(t) = w^1(t)x(t), \quad (3.3)$$

$$s_2(t) = w^2(t)x(t), \quad (3.4)$$

где  $w^i(t)$  - вектор весов, на который умножается принятый сигнал, чтобы оценить  $i$ -ый переданный сигнал ( $i$ -ая строка матрицы  $H^{-1}(t)$ ).

### 3.1.2 Канал передачи данных для систем с ММО $2 \times 2$

Рассмотрим канал для системы связи с ММО  $2 \times 2$ , которая состоит из двух приемных и двух передающих антенн.

1. Предположим, что имеется последовательность  $\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ , которую нужно передать.
2. При нормальной передаче, в первый момент времени посылается  $x_1$ , во второй –  $x_2$ , и так далее.
3. Так как у нас используется 2 антенны для передачи, можно сгруппировать символы в две группы. В первый момент времени посылать  $x_1$  и  $x_2$  из первой и второй антенн, во второй  $x_3$  и  $x_4$  так далее.
4. Когда группируются два символа и посылаются в один момент времени, необходимо только  $n/2$  времени, чтобы передать эти сообщения, скорость передачи удваивается (Рис. 3.2).

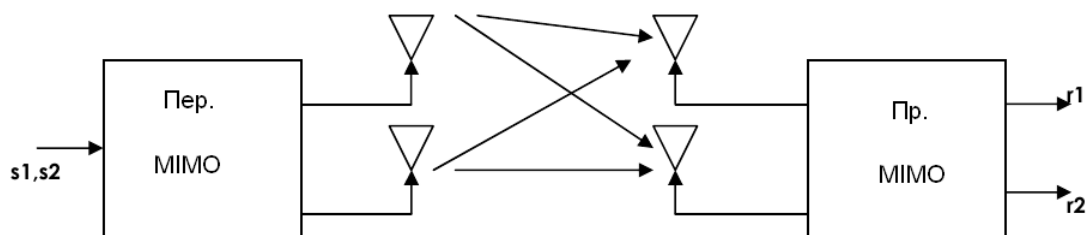


Рис. 3.2 – Схема канала ММО  $2 \times 2$

Для оценки переданного сообщения примем допущения:

- 1) Для любого канала РРВ характерно уменьшение уровня сигнала с увеличением расстояния между передатчиком и приемником. В самом простом случае, многолучевой канал имеет только один отвод в схеме рекурсивного фильтра, что соответствует простому умножению на коэффициент.



2) Для передачи сигнала из  $i$ -ой антенны в  $j$ -ую приемную антенну, каждый переданный символ необходимо умножить на произвольно переменный комплексный коэффициент  $h_{ji}$ .

3) Коэффициенты  $h_{ji}$  между каждой  $j$ -ой приемной и  $i$ -ой передающей антенной должны быть случайными и не коррелированными.

4) В антенне приемника, шум имеет гауссовскую плотность распределения вероятности.

5) Коэффициенты  $h_{ji}$  известны в точке приема.

Принимаемые первой и второй антенной сигналы соответственно равны:

$$y_1 = h_{11}x_1 + h_{12}x_2 + n_1 = [h_{11} \ h_{12}] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + n_1,$$

$$y_2 = h_{21}x_1 + h_{22}x_2 + n_2 = [h_{21} \ h_{22}] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + n_2,$$

где  $y_1, y_2$  - принятые символы в первой и второй антеннах соответственно:

$h_{11}$  - импульсная характеристика канала от первой передающей к первой приемной антенне,

$h_{12}$  - характеристика канала от первой передающей ко второй приемной антенне,

$h_{21}$  - характеристика канала от второй передающей к первой приемной антенне,

$h_{22}$  - характеристика канала от второй передающей ко второй приемной антенне,

$x_1, x_2$  - переданные сообщения,

$n_1, n_2$  - шумы в первой и второй приемных антеннах.

В матричной форме система уравнений может быть представлена следующим образом:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}, \text{ или } \mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}.$$

### 3.1.3 Методы оценки сообщения по принимаемому сигналу

#### *Method zero forcing (ZF)*

Рассмотрим методы оценки принятого сообщения для простейшей системы ММО 2x2 [28]. Чтобы оценить  $x$ , необходимо найти матрицу  $W$ , которая удовлетворяет условию  $WH = I$ . Методом *Zero Forcing* (ZF) для принятых допущений матрица может быть найдена:  $W = (H^H H)^{-1} H^H$ .

Эта матрица называется псевдо-инверсной матрицей для матрицы размера  $M \times N$ .

$$\mathbf{H}^H \mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11}^* & h_{21}^* \\ h_{12}^* & h_{22}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |h_{11}|^2 + |h_{21}|^2 & h_{11}^* h_{12} + h_{21}^* h_{22} \\ h_{12}^* h_{11} + h_{22}^* h_{21} & |h_{12}|^2 + |h_{22}|^2 \end{bmatrix}. \quad (3.5)$$

Используя данный метод, по двум принятым последовательностям  $y_1$  и  $y_2$  могут быть оценены информационные последовательности  $\hat{x}_1$  и  $\hat{x}_2$ .

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}.$$

### ***Method Zero Forcing with Successive Interference Cancellation (ZF-SIC)***

Как следует из названия, в основе данного метода лежит Zero Forcing. Используя оценку сигнала Zero Forcing, описанную выше, возьмем один полученный символ (например  $\hat{x}_2$ ) и вычтем его влияние из принятых в каждом канале сигналов:

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 - h_{12} \cdot \hat{x}_2 \\ y_2 - h_{22} \cdot \hat{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} \cdot x_1 + n_1 \\ h_{21} \cdot x_1 + n_2 \end{bmatrix}. \quad (3.6)$$

В матричном виде выражение (3.6) будет иметь вид:

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} \\ h_{21} \end{bmatrix} x_1 + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{r} = \mathbf{h}x_1 + \mathbf{n}.$$

Полученное выражение является справедливым для случая некоррелированных сигналов в приемнике.

Оценка полученного символа описывается формулой:

$$\hat{x}_1 = \frac{\mathbf{h}^H \mathbf{r}}{\mathbf{h}^H \mathbf{h}}. \quad (3.7)$$

### ***Оптимизированный метод ZF SIC***

В классическом методе SIC, приемник произвольно выбирает один информационный символ для оценивания и вычитает влияние остальных сигналов из полученного сигнала. Оптимизация метода ZF SIC заключается том, что для оценивания выбирается сигнал с более высокой мощностью. Полученная мощность в обеих антеннах, соответствующая переданным символам  $x_1$  и  $x_2$ :

$$\begin{aligned} P_{x_1} &= |h_{11}|^2 + |h_{21}|^2, \\ P_{x_2} &= |h_{12}|^2 + |h_{22}|^2. \end{aligned} \quad (3.8)$$

Если  $P_{x_1} > P_{x_2}$ , тогда приемник принимает решение вычесть влияние  $\hat{x}_1$  из полученных векторов  $y_1$  и  $y_2$ , и тем самым оценить  $\hat{x}_2$ :

$$\begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_1 - h_{11} \cdot \hat{x}_2 \\ y_2 - h_{12} \cdot \hat{x}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{12} \cdot x_2 + n_1 \\ h_{22} \cdot x_2 + n_2 \end{pmatrix}. \quad (3.9)$$

Представим в матричном виде:

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{12} \\ h_{22} \end{bmatrix} x_2 + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{r} = \mathbf{h}x_2 + \mathbf{n}. \quad (3.10)$$

Переоцененный сигнал  $\hat{x}_2$  представляется формулой:

$$\hat{x}_2 = \frac{\mathbf{h}^H \mathbf{r}}{\mathbf{h}^H \mathbf{h}}. \quad (3.11)$$

Если  $P_{x_1} \leq P_{x_2}$ , тогда приемник решает вычесть влияние  $\hat{x}_2$  из полученных векторов  $y_1$  и  $y_2$ , и тем самым переоценить  $\hat{x}_1$ :

$$\begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_1 - h_{12} \cdot \hat{x}_2 \\ y_2 - h_{22} \cdot \hat{x}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} \cdot x_1 + n_1 \\ h_{21} \cdot x_1 + n_2 \end{pmatrix}. \quad (3.12)$$

Представим в матричном виде:

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} \\ h_{21} \end{bmatrix} x_1 + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{r} = \mathbf{h}x_1 + \mathbf{n}.$$

Переоцененный сигнал  $\hat{x}_1$  представляется формулой:

$$\hat{x}_1 = \frac{\mathbf{h}^H \mathbf{r}}{\mathbf{h}^H \mathbf{h}}. \quad (3.13)$$

### ***Метод минимума среднего квадрата ошибки***

Метод минимума среднего квадрата ошибки (МСКО) реализуется путем нахождения коэффициентов  $W$ , используя соответствующий критерий оптимальности:

$$E \{ [Wy - x][Wy - x]^H \}. \quad (3.14)$$

Решение методом (МСКО):

$$W = [\mathbf{H}^H \mathbf{H} + N_0 \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{H}^H. \quad (3.15)$$

Метод (МСКО), отличается от Zero forcing только слагаемым  $N_0 I$ . Когда плотность шума равна нулю, метод (МСКО) сводится к методу Zero forcing.

Используя метод (МСКО), в приемнике можно получить оценку двух переданных символов:

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} = [\mathbf{H}^H \mathbf{H} + N_0 \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{H}^H \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}. \quad (3.16)$$

### Метод максимального правдоподобия

Для того чтобы использовать метод максимального правдоподобия, необходимо чтобы переданные символы были известны получателю, обозначим их  $x = \{x_1, \dots, x_B\}$ . Ясно, что критерием правильной оценки переданного сообщения является максимальная вероятность принятия заранее известного сигнала:

$$\hat{s} = \arg \max_{s \in X^M} P(s_{(nep.)} / r_{(np.)}) = \arg \max_{s \in X^M} \left( \frac{P(r_{(np.)} / s_{(nep.)}) P(s_{(nep.)})}{P(r_{(np.)})} \right). \quad (3.17)$$

Выражение (3.17) известно как максимальная апостериорная вероятность правильного обнаружения [29]. Предположим, что все переданные символы  $s \in X^M$  равновероятностные, тогда  $P(r_{(np.)})$  вероятность переданных символов одинакова и постоянная. Вероятность правильного определения может быть записана:

$$\hat{s} = \arg \max_{s \in X^M} P(r_{(np.)} / s_{(nep.)}). \quad (3.18)$$

Метод, который всегда находит оптимальное решение описанное формулой (3.18) называется *методом максимального правдоподобия* (МП). Если допустить, что аппаратный шум  $n$  является аддитивным белым и гаусовским, то проблема обнаружения решается методом МП, (Рис. 5.1.3) как минимизация квадрата метрики евклидового расстояния принятого вектора значений сигнала на конечном  $M$ -мерном интервале:

$$\hat{s} = \arg \min_{s \in X^M} |r - Hs|^2. \quad (3.19)$$

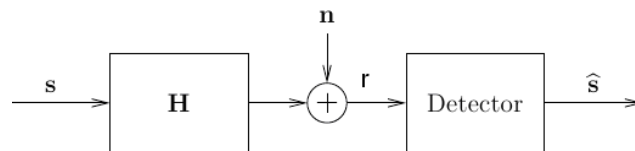


Рис. 3.3 – Простейшая линейная схема системы связи ММО

### 3.1.3 Метод оценки канальной матрицы

Рассмотренные выше алгоритмы оценки информационных сигналов зависят от наличия информации о канале распространения радиоволн. В реальной системе mobile WiMax отсутствует полная информация о канале РРВ, поэтому необходимо проводить оценку его параметров.

#### Метод наименьших квадратов

Для реализации метода наименьших квадратов, необходимо использовать пилотные символы [5]. Известная последовательность передается каждой передающей антенной в начале каждого фрейма. Эта последовательность состоит из пилотных символов,

которые ортогональны для каждого потока данных.  $L \times 1$  известных последовательностей для  $j$ -ой антенны передачи записываются:

$$x_j = [x_j(0), x_j(1) \dots x_j(L-1)]^T. \quad (3.20)$$

$L \times N_t$  ортогональных известных последовательности для всех антенн передачи  $N_t$  представляют собой матрицу:

$$\mathbf{X} = [\mathbf{x}_1; \mathbf{x}_2; \dots; \mathbf{x}_{N_t}], \quad (3.21)$$

где  $x_i^T x_j^T = \begin{cases} L, & i = j; \\ 0, & i \neq j. \end{cases}$

Матрица принятых сигналов в течение периода известной последовательности, описывается формулой:

$$\mathbf{R} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{V}, \quad (3.22)$$

где  $\mathbf{H}$  – канальная матрица,

$\mathbf{X}$  – матрица известной последовательности,

$\mathbf{V}$  – вектор шума.

Оценка методом наименьших квадратов:  $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{R} \cdot \mathbf{X}^\dagger$ .

### 3.2 Адаптивные антенные системы

Важнейшая особенность стандарта IEEE 802.16, принципиально отличающая его, скажем, от стандартов IEEE 802 a/b/g, — это наличие встроенных средств поддержки адаптивных антенных систем (AAS). Разумеется, применение AAS — не обязательное требование стандарта. AAS — это системы с секторными направленными антеннами (метод формирования диаграмм направленности антенн в стандарте не оговаривается), т.е. антенные системы с несколькими антенными элементами. Применение AAS существенно увеличивает потенциальную емкость сети стандарта IEEE 802.16, поскольку в разных секторах БС возможна работа в одних и тех же каналах (частотных и OFDMA). Кроме того, направленные антенны позволяют существенно уменьшать общую излучаемую мощность. В результате снижается и межканальная интерференция. Не менее важно применение многоэлементных антенных систем для улучшения прохождения сигналов в каналах с замираниями, так называемых методов пространственно-временного кодирования (разнесения), STC.

Поддержка ASS в спецификации IEEE 802.16 означает модификацию протоколов на физическом и MAC-уровнях, наличие специальных управляющих и контролирующих сообщений для работы с адаптивными антеннами.

### ***Работа с направленными AAS***

Стандарт допускает в рамках одного кадра транслировать как ненаправленный, так и направленный (посредством AAS) трафик (Рис. 3.4). Для разграничения зон не AAS и AAS-трафика используются специальные сообщения. Принцип работы с AAS в режимах OFDM и OFDMA, равно как и в SCA, достаточно схож. Наиболее полно он описан в стандарте для случая OFDMA [27].



Рис. 3.4 – Структура кадров с зоной AAS

### ***Механизм Diversity-Map Scan***

В режиме OFDMA предусмотрено два метода работы с AAS с распределенными несущими в подканале (FUSC, PUSC) и с последовательными несущими (AMC). Каждый из методов в начале AAS-зоны предусматривает передачу OFDMA-символа преамбулы AAS-зоны и заголовка с префиксом AAS-зоны.

Для передачи этих сообщений в AAS-зоне нисходящего субкадра выделены специальные подканалы (два старших для FUSC/PUSC и четвертый с начала и четвертый с конца подканалы в AMC). Сообщения в этих подканалах могут повторяться несколько раз, с тем что, если используется не широкоэвещательная трансляция, а передача с переключением лучей, сообщения с префиксом дошли бы до всех AC. В префиксе указывается код луча антенны, тип и размеры преамбулы ASS-зоны (в восходящем и нисходящем каналах), область для начальной инициализации/запросов полосы, а также области в кадре для каждого AAS-соединения. Префикс как в штатном режиме передается посредством QPSK со скоростью кодирования  $\frac{1}{2}$  и двукратным повтором (в пределах одного символа). Основное назначение префикса — сообщить AC о том, как будут переданы карты UL/DL-каналов для разделенных по направлениям лучей групп пользователей (очевидно, что распределение канальных ресурсов может происходить независимо в каждом луче). Для работы в режиме AMC-AAS кадры могут объединяться в суперкадр длительностью не менее 20 обычных кадров. В суперкадр входит по крайней мере один широкоэвещательный кадр, содержащий дескрипторы и карты DL/UL-каналов. Смысл такого объединения — обеспечить минимум управляющих сообщений для группы кадров.

### ***Method Direct Signaling***

Перечисленные методы работы с AAS используют так называемый механизм Diversity-Map Scan — сканирование (абонентскими станциями) разнесенных карт

распределения канальных ресурсов. В режиме OFDMA предусмотрен и другой способ работы с AAS — метод прямой сигнализации (Direct Signaling Method). Он использует механизм последовательного распределения несущих.

Особенность метода — в каждом кадре в AAS-зоне выделяется от одного до четырех каналов доступа/распределения ресурсов (BWAA - bandwidth allocation/access). Каждый BWAA-канал состоит из двух субканалов, расположенных в верхней и нижней частях диапазона симметрично относительно центральной частоты (если BWAA-канал один, то он включает самый верхний и самый нижний подканалы). В этом канале передаются префикс нисходящего субкадра (для режима Direct Signaling Method), карты UL-MAP и DL-MAP для каждой из пространственно разделенных AC или групп AC. Благодаря точной пространственной настройке AAS данный метод позволяет в одном кадре передавать сообщения множеству пользователей.

В методе прямой сигнализации предусмотрены четыре специальных кодовых сообщения — обучения обратного соединения RLT (reverse link training), доступа в обратном соединении RLA (reverse link access), обучения прямого соединения FLT (forward link training) и инициирования прямого соединения FLI (forward link initiation). Первые два сообщения использует AC, вторые два — БС. Для начальной инициализации или запроса полосы AC посылает сообщение RLA в канале BWAA. Оно предшествует сообщениям запроса полосы или начального доступа и используется БС для точной настройки своей антенной системы на данную AC. В ответ БС передает сообщение FLI — уникальный код для каждой AC (БС может сама инициировать соединение, послав FLI). FLI транслируется в подканале, выделенном для данной AC. Каждая абонентская станция сканирует все подканалы и, обнаружив по кодовой последовательности адресованное ей сообщение начальной инициализации, отправляет в ответ в том же самом канале (в отведенном для нее временном интервале) последовательность RLT, предназначенную для точной настройки антенн БС на AC в данном подканале. В результате, выполнив все необходимые подстройки, БС и AC устанавливают соединение, в течение которого происходит обмен данными. Причем пакетам данных предшествуют тренировочные последовательности FLT (со стороны БС) и RLT (со стороны AC).

### ***Пространственно-временное разделение***

Особенность применения многоэлементных антенн ММО — это возможность использовать пространственно-временное разнесение передающих каналов (Space-Time Coding, STC) для улучшения прохождения радиосигналов. Идея метода — разнести, пространственно и во времени, источник одного и того же сигнала, т.е. изменить условия

его прохождения. Вероятность безошибочного приема такого сигнала (после соответствующей первичной обработки сигнала в приемнике) существенно возрастает.

В стандарте IEEE 802.16 используется схема пространственно-временное разнесения, предложенная Аламоути [31]. Суть метода проста – выходной поток символов разбивается на два (например, четные и нечетные символы), формируемые параллельно (Рис. 3.5). В передатчике используется два антенных канала, действующих параллельно и использующих общий тактовый генератор (что обеспечивает синхронность). Таким образом, реализуется схема MISO – несколько входов и один выход (по отношению к каналу).

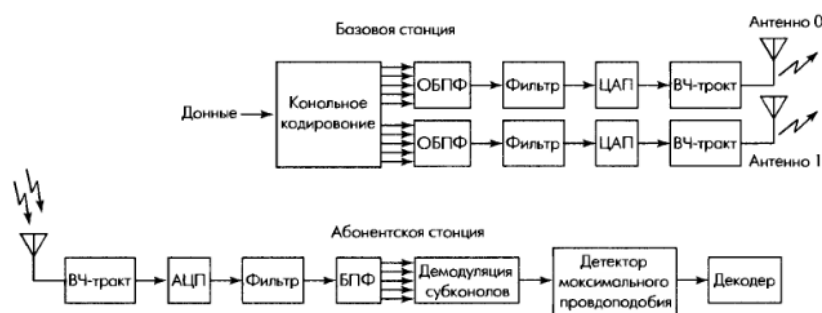


Рис. 3.5– Метод пространственно-временного кодирования по схеме MISO

Сначала антенна 0 транслирует символ  $S_0$ , антенна 1 – символ  $S_1$ . В следующий символьный интервал антенна 0 передает символ  $S_1^*$ , антенна 1 – символ  $S_0^*$  ( $S^*$  означает комплексное дополнение к  $S$ ). Приемник работает с одной антенной и в каждом символьном интервале принимает сигналы  $r_0$  и  $r_1$ . Зная передаточные характеристики каналов ( $h_0$  и  $h_1$ ), в приемнике можно восстановить переданные сигналы  $S_0$  и  $S_1$  по формулам:

$$S_0 = h_0^* r_0 + h_1 r_1^*, \quad (3.23)$$

$$S_1 = h_1^* r_0 + h_0 r_1^*. \quad (3.24)$$

С точки зрения протоколов физического уровня применение STC не требует особых действий. Зона, транслируемая посредством STC, помечается в DL-MAP каждого кадра.

### 3.3 Методы пространственно-временной обработки сигналов.

Наиболее распространенная форма пространственного разделения - это разделение в приемнике, чаще всего используя только две антенны. Такой тип разделения используется почти везде, например, на сотовых базовых станциях и в беспроводных точках доступа LAN. Разделение в приемнике не устанавливает никаких конкретных требований передатчику, но требует приемник, который обрабатывает  $N_r$  принятых потоков и объединяет их некоторым способом (Рис. 3.6).



Рассмотрим два широко используемых алгоритма объединения: выбор антенны с максимальным уровнем сигнала (SC selection combining) и додетекторное суммирование сигналов (maximal ratio combining MRC). Разделение в приемнике очень эффективно как в случае медленных замираний, так и при частотно-селективных замираниях. В данном разделе рассматриваются некоррелированные сигналы принятые каждой антенной с одинаковой мощностью при медленных замираниях.

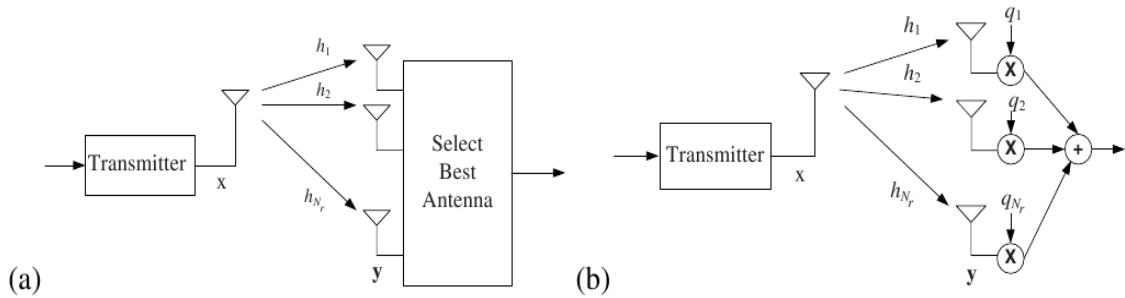


Рис. 3.6 – Схемы разнесенного приема, (а) выбор лучшей антенны, (б) додетекторное суммирование

### Выбор антенны с максимальным уровнем сигнала

Выбор антенны с максимальным уровнем сигнала является самым простым типом разнесенного приема, так, как оценивается только мгновенный уровень каждого из потоков и выбирается поток с наибольшим уровнем сигнала. Поскольку игнорируется полезная информация других потоков, данный метод является субоптимальным, но преимущество метода заключается в простоте реализации.

Выигрыш при использовании метода выбора антенны подтверждается расчетом простой вероятности, определяющейся как вероятность принятых сигналов ниже некоторого установленного порога отношения сигнал шум  $P_{out} = P[\gamma < \gamma_0] = p$ . Предположим, что принятые сигналы некоррелированные, тогда вероятность принятого сигнала можно рассчитать по формуле:

$$P_{out} = P[\gamma_1 < \gamma_0, \gamma_2 < \gamma_0, \dots, \gamma_N < \gamma_0] = P[\gamma_1 < \gamma_0]P[\gamma_2 < \gamma_0] \dots P[\gamma_N < \gamma_0] = P^{N_r} \quad (3.25)$$

Для канала с релейским затуханием отношение сигнал шум можно представить в виде:

$$p = 1 - e^{-\gamma_0 / \bar{\gamma}},$$

где  $\bar{\gamma}$  среднее SNR. Тогда вероятность принятых сигналов будет иметь вид:

$$P_{out} = \left(1 - e^{-\gamma_0 / \bar{\gamma}}\right)^{N_r}. \quad (3.26)$$

В свою очередь среднее отношение сигнал шум (ОСШ) для релейского канала может быть найдено выражением (3.27):

$$\bar{\gamma}_{sc} = \bar{\gamma} \sum_{i=1}^{N_r} \frac{1}{i} = \bar{\gamma} \left( 1 + \frac{1}{i} + \frac{1}{i} + \dots + \frac{1}{i} \right). \quad (3.27)$$

### Додетекторное суммирование сигналов

Метод додетекторного суммирования разделяется на два: метод суммирования сигналов с максимальным коэффициентом и метод равного усиления. Первый метод суммирования сигналов объединяет информацию со всех принятых каналов, для того чтобы увеличить отношение сигнал/шум. При додетекторном суммировании сигналы в каждом приемном канале умножаются на комплексный коэффициент  $q_i = |q_i| e^{j\varphi_i}$ , после чего суммируются. Принятые сигналы каждого канала могут быть записаны как  $x(t)h_i$ , а импульсная характеристика  $i$ -го канала для случая медленных замираний  $h_i = |h_i| e^{j\theta_i}$ . Сигнал на выходе схемы додетекторного суммирования может быть записан с помощью выражения (3.28):

$$y(t) = x(t) \sum_{i=1}^{N_r} |q_i| |h_i| \exp\{j(\varphi_i + \theta_i)\}. \quad (3.28)$$

Если для всех каналов фаза будет равна  $\varphi_i = -\theta_i$ , то ОСШ записывается:

$$\gamma_{MRC} = \frac{\varepsilon_x \sum_{i=1}^{N_r} (|q_i| |h_i|)^2}{\sigma^2 \sum_{i=1}^{N_r} |q_i|^2}, \quad (3.29)$$

где  $\varepsilon_x$  - энергия сигнала.

Продифференцировав выражение (3.29) относительно  $q_i$ , приравняем к нулю и получим оценку максимального значения отношения сигнал/шум в каждом канале  $|q_i^*|^2 = |h_i|^2 / \sigma^2$ . Далее сигнал в каждом канале умножается на вычисленное ОСШ. Использование каналов с лучшей энергией сигнала с большим весовым коэффициентом увеличивает ОСШ, поскольку каналы с более низкими значениями ОСШ умножаются на сравнительно маленький весовой коэффициент. Конечный результат можно записать в виде (3.30)

$$\gamma_{MRC} = \frac{\varepsilon_x \sum_{i=1}^{N_r} |h_i|^2}{\sigma^2} = \sum_{i=1}^{N_r} \gamma_i. \quad (3.30)$$

Результирующее ОСШ достигается простым суммированием сигналов в каждом канале. Отметим что метод MRC применим на практике, но не является оптимальным во

многих случаях, поскольку он игнорирует эффект статистической интерференции, из-за которой сигналы в каналах могут существенно отличаться.

Метод линейного суммирования сигналов равной мощности (EGC), который исправляет только фазу и, следовательно, предлагает что  $|q_i|=1$  и  $\varphi_i = -\theta_i$  для всех каналов суммирования может быть записан в виде (3.31):

$$\mathcal{V}_{EGC} = \frac{\varepsilon_x \sum_{i=1}^{N_r} |h_i|^2}{N_r \sigma^2} \quad (3.31)$$

Наиболее примечательное различие между уравнениями (3.30) и (3.31), что метод EGC учитывает влияние шума, но не требует оценки усиления канала. Следовательно, метод EGC - субоптимальный даже по сравнению с MRC, допуская, что MRC имеет точную оценку  $h$ , особенно когда дисперсия шума велика и есть несколько каналов приема. Для системы с ограниченной интерференцией, такой как WiMAX, использование MRC является предпочтительным по сравнению EGC или SC, несмотря на то, что последние методы просты в реализации. Вероятность битовой ошибки при различных методах MRC и SC показано на рисунке 3.7 для количества приемных антенн  $N_r=1$ .

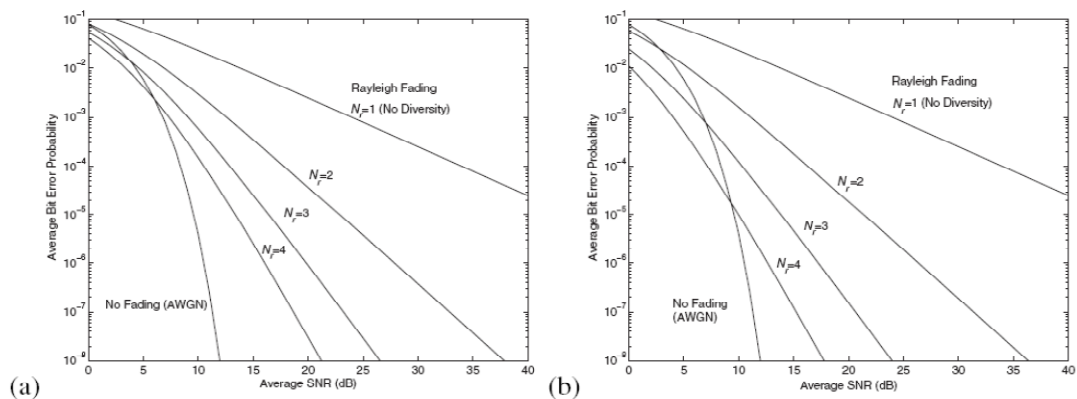


Рис. 3.7 – Зависимость вероятности битовой ошибки от ОСШ при (а) выборе антенны с максимальным уровнем сигнала (SC selection combining) и (б) додетекторном суммировании сигналов (maximal ratio combining MRC)

Из рисунка следует, что использование метода MRC позволяет уменьшить вероятность битовой ошибки по сравнению с выбором лучшего канала. Дополнительное важное преимущество MRC при частотно селективных замираниях – это то, что все частотное разнообразие может быть использовано, поскольку метод позволяет выбрать лучшую антенну в каждом частотном диапазоне и тем самым бороться с глубокими замираниями сигнала.

## **ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

В учебном пособии изложены основы математического моделирования и его применения при описании сигналов и помех в телекоммуникационных системах. Изложение базируется на теории случайных процессов и полей [1]. В пособии представлены основные принципы моделирования различных сигналов, каналов связи, а также систем.

За рамками изложения остались: ряд моделей сигналов и помех в системах связи [1], анализ погрешностей моделирования [32], методы построения многопараметрических моделей по экспериментальным данным, различные методы аппроксимации аналитических (эмпирических) выражений, методы регрессионного анализа и теории планирования эксперимента [4], а также основные методы установления адекватности моделей при помощи статистических критериев согласия [4]. Однако, по мнению автора, методическое пособие можно использовать в качестве пособия для самостоятельной работы магистров направления 210700.68 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Васильев, К. К. Математическое моделирование систем связи : учебное пособие / К. К. Васильев, М. Н. Служивый. – Ульяновск : УЛГТУ, 2008. – 170 с.
2. Хорафас, Д. Н. Системы и моделирование / Д. Н. Хорафас; пер. с англ. Под ред. И. Н. Коваленко. – М. : Мир, 1967. – 418 с.
3. Моделирование информационных систем : учебное пособие / под ред. О. И. Шелухина. – М. : Радиотехника, 2005. – 368 с.
4. Основы научных исследований : учебник для вузов / под ред. В. И. Крутова и В. В. Попова. – М. : Высшая школа, 1989. – 400 с.
5. G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," Bell Labs Technical Journal, vol. 1, no. 2, pp. 41-59, September 1996.
6. Креммер И.Я., Владимиров В.И., Карпухин В.И. Модулирующие (мультипликативные) помехи и прием радиосигналов. Под ред. Кремера И.Я. – М.: Сов. радио, 1972. – 480 с.
7. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Пер. с англ. под ред. В.И. Журавлева. – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
8. Дж. Прокис Цифровая связь. Пер. с англ./ Под ред. Д.Д.Кловского. – М.: Радио и связь. 2000. – 800с.: ил.
9. Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов. – М.: Сов. радио, 1970.– 376 с.
10. Alfonso Luis Troya Chinchilla. Synchronization and Channel Estimation in OFDM: Algorithms for Efficient Implementation of WLAN Systems. zur Erlangung des akademischen Grades Doktor der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.) genehmigte Dissertation vorgelegt von Diplom Ingenieur, 12. Juli 2004.
11. Оппенгейм А.В., Шафер Р.В. Цифровая обработка сигналов: Пер. с англ./Под ред. С.Я. Шаца. - М.: Связь, 1979. -416с., ил.
12. Нуссбаумер Г. Быстрое преобразование Фурье и алгоритмы вычисления сверток: Пер. с англ. - М.: Радио и связь 1985. - 248 с., ил.
13. Блейхут Р. Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов: Пер. с англ. - М.: Мир, 1989. - 448 с., ил.
14. Hughes\_Hartogs D. Ensemble modem structure for imperfect transmission media. US.Patents Nos. 4,679,227. July 1987.
15. Fischer R. H. J. A new loading algorithm for discrete multitone transmission: Proceedings of GLOBECOM'96. Nov. 1996. P. 724–728.
16. Krongold B. J. D., Ramchandran K. Computationally efficient optimal power allocation algorithms for multicarrier communication systems // IEEE Transactions on Communications. 2000. Vol. 48(1). P. 23–27.
17. Вопросы передачи и защиты информации: Сборник статей / Под ред. проф. Е.А. Крука. - СПб.: ГУАП, 2006. - 225 с.

18. Cioffi J.M. A Multicarrier Primer, "Stanford University/Amati TIE1 contribution. IIE1.4/91— 157, November 1991.
19. Волков Л.Н. и др. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики.: Учебное пособие. М.: Эко – Трендз, 2005.
20. Fundamentals of WiMax: understanding broadband wireless networking/ Jtffrey G. Andrews, Arunabha Ghosh, Ria Muyamed. 2007.
21. Комашинский В.И., Максимов А.В. Системы подвижной радиосвязи с пакетной передачей информации. Основы моделирования. М.: Горячая линия – Телеком, 2007.- 176с.
22. Связь с подвижными объектами в диапазоне СВЧ/Под. ред. К. Джейкса; Пер с англ. – М.: Связь, 1979.-520 с.
23. S. B. Weinstein, P. M. Ebert, Data Transmission of Frequency Division Multiplexing Using The Discrete Frequency Transform, IEEE Transactions on Communications, COM-19(5), pp. 623-634, October 1971.
24. Кулемин Г.П. Рассеяние миллиметровых радиоволн поверхностью земли под разными углами / Г.П. Кулемин, В.П. Рассказовский. – Киев: Наукова думка, 1987. – 220 с.
25. Векторный генератор сигналов R&S SMBV100A. Генерация сигналов, отвечающих требованиям настоящего и будущего [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.linetest.ru/public/files/smbv100a.pdf>, свободный (дата обращения 15.05.2012).
26. Векторный анализатор спектра R&S FSL18 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.tinvest.ru/catalog/info/?id=625>, свободный (дата обращения 16.05.2012).
27. G.Strang, Linear Algebra and its Applications, Third Edition, San Diego, Harcourt Brace Jovanovich, Publishers, 1988.
28. Efficient maximum likelihood detection for communication over multiple input multiple output channels. Cambridge University Engineering Department, University of Cambridge, Karen Su, February 2005.
29. Channel Estimation Strategies for Coded MIMO Systems. Rose Trepkowski. 2004 Blacksburg, Virginia.
30. Широкополосные беспроводные сети передачи информации, В.М. Вишневецкий, А.И. Ляхов, С.Л., Портной, И.В. Шахнович, Техносфера, М. 2005г. 595 с.
31. S. M. Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 16(8):1451–1458, October 1998.
32. Шалыгин, А. С. Прикладные методы статистического моделирования / А. С. Шалыгин, Ю. И. Палагин. – Л. : Машиностроение, 1986. – 320 с.