

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования

«ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ» (ТУСУР)

ФАКУЛЬТЕТ ДИСТАНЦИОННОГО ОБУЧЕНИЯ (ФДО)

А. С. Вершинин, Я. В. Крюков

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ

Учебное пособие

Томск
2022

УДК 621.396.2.001.57(075.8)

ББК 32.88.02я73

В 370

Вершинин А. С., Крюков Я. В.

В 370 Моделирование систем беспроводной связи : учебное пособие /
А. С. Вершинин, Я. В. Крюков. – Томск : ФДО, ТУСУР, 2022. – 166 с.

Учебное пособие предназначено для изучения методов математического моделирования сигналов в телекоммуникационных системах, которые в настоящее время интенсивно развиваются. Рассмотрены вопросы моделирования сигналов и помех, имеющих место в телекоммуникационных системах, а также основные сведения о системах передачи информации.

Для студентов и магистрантов, специализирующихся в области моделирования инфокоммуникационных систем.

© Вершинин А. С.,
Крюков Я. В., 2022
© Оформление.
ФДО, ТУСУР, 2022

Оглавление

Введение	5
1 Методологические основы моделирования	7
1.1 Основные положения.....	7
1.2 Классификация моделей	9
1.3 Принципы построения математических моделей.....	12
1.4 Принципы системного подхода в моделировании.....	15
1.5 Понятие о вычислительном эксперименте.....	18
1.5.1 Оценка адекватности	19
1.5.2 Оценка устойчивости	20
1.5.3 Оценка чувствительности.....	21
2 Моделирование каналов связи	22
2.1 Цифровой канал связи.....	22
2.2 Модели физических каналов.....	26
2.2.1 Линейный фильтрующий канал.....	27
2.2.2 Линейный фильтрующий канал с переменными параметрами.....	28
3 Моделирование сигналов в системах передачи информации.....	30
3.1 Представление полосовых сигналов	30
3.2 Комплексная огибающая. Векторное представление сигнала	32
3.3 Квадратурный модулятор.....	33
3.4 Межсимвольная интерференция. Фильтр Найквиста	34
3.4.1 Формирующий фильтр Найквиста для устранения МСИ.....	38
3.4.2 Физически реализуемый формирующий фильтр «приподнятого косинуса».....	41
3.4.3 Формирующий фильтр для согласованного приема сигналов. Фильтр «корень из приподнятого косинуса».....	43
3.4.4 Квадратурная фазовая модуляция (<i>QPSK</i>)	45
3.4.5 Структурная схема <i>QPSK</i> -модулятора.....	47
3.5 Моделирование спектра <i>QPSK</i> -сигнала с помощью фильтров Найквиста.....	50
3.6 Модуляция $\pi/4$ <i>DQPSK</i>	53
3.7 Ортогональная модуляция	56
3.7.1 Биортогональные сигналы	57
3.7.2 Демодуляция (корреляционный прием) ортогональных сигналов	57

3.7.3	Оценки помехоустойчивости при когерентном приеме	59
3.8	Ортогональное частотное мультиплексирование данных (<i>OFDM</i>).....	60
4	Моделирование каналов со множественным доступом	65
4.1	Множественный доступ с частотным разделением.....	67
4.2	Множественный доступ с временным разделением	71
4.3	Множественный доступ с кодовым разделением.....	74
4.4	Множественный доступ с ортогональным частотным мультиплексированием (<i>OFDMA</i>).....	77
5	Моделирование сигналов с расширением спектра	85
5.1	Псевдослучайные последовательности и их свойства	87
5.2	Линейные последовательности максимальной длины (<i>m</i> -последовательности)	90
5.3	Последовательности Голда (<i>g</i> -последовательности)	95
5.4	Последовательности Касами (<i>k</i> -последовательности)	96
6	Моделирование пространственно-временного кодирования	107
6.1	Канал передачи данных для систем <i>MIMO</i> 2×2	109
6.2	Методы оценки сообщения по принимаемому сигналу	111
7	Моделирование систем мобильной связи третьего поколения	115
8	Моделирование радиорелейных систем связи	149
8.1	Построение пролетов ЦРРЛ.....	151
8.2	Расчет уровней сигналов	159
	Заключение.....	163
	Литература.....	164
	Глоссарий.....	166

Введение

Современная наука широко использует математическое моделирование, суть которого состоит в замене исходного объекта его образом – математической моделью – и дальнейшем изучении модели с помощью реализуемых на компьютерах вычислительно-логических алгоритмов. Этот метод сочетает в себе достоинства как теории, так и эксперимента, поскольку работа не с самим объектом (явлением, процессом), а с его моделью дает возможность относительно быстро и без существенных затрат исследовать его свойства и поведение в различных ситуациях. В то же время вычислительные эксперименты с моделями объектов позволяют, опираясь на мощь современных вычислительных методов и технических средств информатики, подробно и глубоко изучать объекты в достаточной полноте, недоступной чисто теоретическим подходам.

Вышесказанное является актуальным в условиях постоянного роста требований к эффективности устройств, применяемых в системах передачи и обработки информации, к сокращению сроков исследования и разработки новых телекоммуникационных систем и сетей.

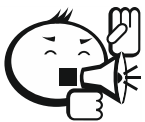
Учебное пособие посвящено методам математического моделирования сигналов в телекоммуникационных системах, которые в настоящее время интенсивно развиваются.

Соглашения, принятые в учебном пособии

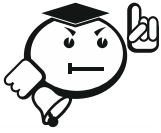
Для улучшения восприятия материала в данном учебном пособии используются пиктограммы и специальное выделение важной информации.



.....
Эта пиктограмма означает определение или новое понятие.



.....
 Эта пиктограмма означает «Внимание!». Здесь выделена важная информация, требующая акцента на ней. Автор может поделиться с читателем опытом, чтобы помочь избежать некоторых ошибок.



.....
 В блоке «На заметку» автор может указать дополнительные сведения или другой взгляд на изучаемый предмет, чтобы помочь читателю лучше понять основные идеи.



.....
 Эта пиктограмма означает совет. В данном блоке можно указать более простые или иные способы выполнения определенной задачи. Совет может касаться практического применения только что изученного или содержать указания на то, как немного повысить эффективность и значительно упростить выполнение некоторых задач.



.....
Контрольные вопросы по главе

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 [1].

.....

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 создание модели проще самого оригинала или если последний невозможно создать 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 [1].

.....



.....

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) приемлемая трудоемкость разработки 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 два основных этапа:

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

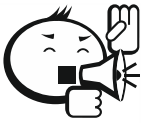
При этом на каждом из этапов решаются разные задачи и используются различные по сути методы и средства. В зависимости от способа реализации все модели можно разделить на два больших класса: физические и математические.

Математическое моделирование принято рассматривать как средство исследования процессов или явлений с помощью их математических моделей (ММ). 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, 2]. 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, 2].

Полунатурное моделирование представляет собой исследование управляемых систем на моделирующих комплексах с включением в состав модели реальной аппаратуры [1, 2]. 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 математического моделирования ММ делятся на функциональные и структурные. Функциональные модели отображают процессы функционирования объекта. Чаще всего они имеют 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 удастся 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 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 анализа 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 рождаются 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 яв-

ления 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 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.



.....

Существуют 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]:

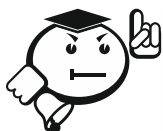
- 1) последовательное продвижение по этапам создания модели;
 - 2) согласование различных характеристик модели;
 - 3) правильное соотношение различных уровней построения модели;
 - 4) целостность отдельных стадий проектирования модели.
-

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 признаков (особенностей), элементы которого характеризуют всю совокупность её свойств: алгоритм функционирования, структуру, численные значения параметров, особенности внешней среды, вид внешнего воздействия, 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 называются 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 интегро-дифференциальных 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, т. к. 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 ставится задача определения оптимального набора параметров.

При создании оптимальной установки приходится проводить большое число расчетов однопериодных 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, оно 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 интересует некоторый признак, который обусловлен случайностью и может иметь качественный или количественный характер.

Для проверки гипотезы об устойчивости результатов могут 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.



..... Контрольные вопросы по главе 1

1. Назовите общие требования, предъявляемые к математическим моделям.
2. Какие основные этапы формирования математической модели вы знаете?
3. Перечислите этапы формирования математической модели.
4. Что такое вычислительный эксперимент?
5. Перечислите этапы вычислительного эксперимента.

2 Моделирование каналов связи

2.1 Цифровой канал связи

Системы связи предназначены для передачи информации, создаваемой источником, до некоторого места назначения. Обобщенная структурная схема цифровой системы связи представлена на рисунке 2.1. Источники информации могут принимать множество различных форм. Например, в радиовещании источник излучает звуковой сигнал (речь или музыку). В телевизионном вещании выходом источника кроме звука является подвижное изображение. Выходы этих источников представляют собой аналоговые сигналы, и поэтому они называются аналоговыми источниками. В противоположность этому компьютеры и устройства хранения информации, такие как магнитные или оптические диски, имеют дискретный выход (обычно двоичные или ASCII символы), и поэтому их называют дискретными источниками.

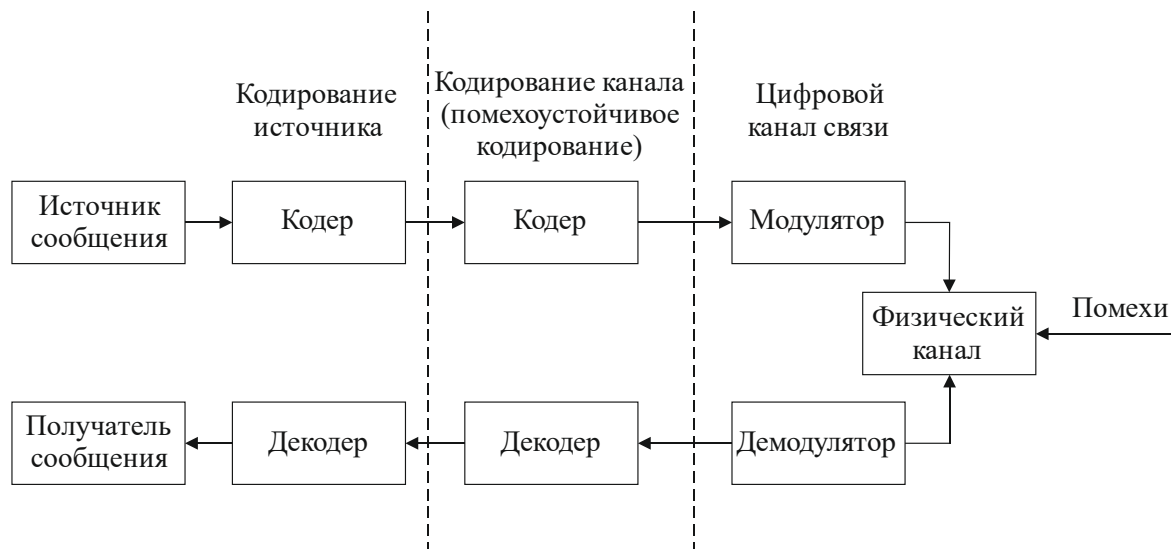
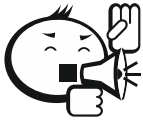


Рис. 2.1 – Структурная схема цифровой системы связи

В то время как источники являются аналоговыми или дискретными, цифровая система связи предназначается для передачи информации в цифровой форме. Следовательно, выход источника должен быть преобразован в формат, который может быть передан как цифровой по каналу связи. В системе цифровой связи сообщения, выданные источником, преобразуются в последовательность двоичных символов. Сигналами, используемыми для передачи двоичных символов, обычно являются импульсы тока или напряжения, для которых существуют

широкий набор различных преобразований. Одно из таких преобразований, в котором участвуют группы символов, называется «кодирование».



.....

В цифровой связи используются следующие виды кодирования: *кодирование источника и помехоустойчивое кодирование*.

.....

Кодирование источника используется с целью сокращения избыточности, содержащейся в сигнале, т. е. представление сигнала в наиболее экономном виде так, чтобы в конечном итоге произведение его длительности на занимаемую полосу частот было минимальным. Таким образом, если k – количество символов на входе кодера и n – количество символов на выходе кодера, то за счет минимального использования n символов на выходе кодера в итоге оказывается $n < k$. Результат этого кодирования – повышение скорости передачи информации [5].

Далее последовательность двоичных символов от кодера источника поступает на *кодер канала*. Назначение кодера канала состоит в том, чтобы в процессе приема появилась возможность обнаружить и исправить большую часть ошибок, возникших в результате влияния помех и интерференции. Для этого управляемым способом вводят некоторую избыточность в информационную двоичную последовательность. Данное кодирование, называемое *помехоустойчивым*, является эффективным средством повышения достоверности передачи информации при сохранении неизменными скорости передачи и энергетических параметров канала связи или снижения отношения сигнал/шум (SNR), требуемого для обеспечения заданной достоверности приема информации.

Двоичная последовательность на выходе кодера канала поступает на цифровой модулятор. Модуляция является процедурой записи цифровой информации в параметры физического сигнала, адаптированного для передачи в физической среде, т. е. служит своего рода интерфейсом к каналу связи.



.....

Канал связи – это физическая среда, которая используется для передачи данных от источника к получателю. При беспроводной связи каналом может быть атмосфера (свободное пространство).

.....

С другой стороны, телефонные каналы обычно используют ряд физических сред, включая линии проводной связи, волоконно-оптические кабели и бесприволочные линии (например, микроволновую радиопередачу). Для любой физи-

ческой среды, используемой для передачи информации, существенно, что передаваемый сигнал подвержен случайным искажениям через такие механизмы, как воздействие аддитивного теплового шума, генерируемого электронными устройствами, воздействие промышленных помех (например, автомобильные помехи от системы зажигания), воздействие атмосферных помех (электрические разряды молнии во время грозы) и т. п. [5].

На приёмной стороне системы цифровой связи цифровой демодулятор обрабатывает искажённый каналом передаваемый сигнал и преобразует его в последовательность чисел, которые представляют оценки переданных данных (двоичных или M-позиционных). Эта последовательность чисел поступает на канальный декодер, который пытается восстановить первоначальную информационную последовательность, используя знание канального кода и избыточности, содержащейся в принятых данных.

Конкретные методы помехоустойчивого кодирования и модуляции образуют сигнально-кодую конструкцию (СКК), которая определяет энергетическую и спектральную эффективность канала связи.

Введем понятие «объем сообщения источника» [5]. Объем сообщения вычисляется независимо от статистических свойств последовательностей символов, переносящих эти сообщения. Он всегда больше или равен объему информации на символ или производительности источника. В качестве единицы измерения *объема сообщения* сохраняют *бит*: количеством бит оценивается просто количество переданных двоичных чисел, независимо от статистики их поступления. Объем сообщения вводится потому, что при передаче по каналу связи существующие внутри сообщения статистические связи, как правило, не используются и требования к каналу определяются только объемом транслируемого сообщения.

В отличие от количества информации объем сообщения может меняться при тех или иных его преобразованиях, как уже было упомянуто, при кодировании источника объем сообщения уменьшается за счет сокращения его избыточности, а при помехоустойчивом кодировании увеличивается за счет введения избыточности. Поэтому понятие объема передаваемого по каналу связи сообщения является неоднозначным, и следует всегда опираться на объем сообщения на входе рассматриваемых устройств.

В соответствии с вышесказанным структурная схема формирования СКК приведена на рисунке 2.2.

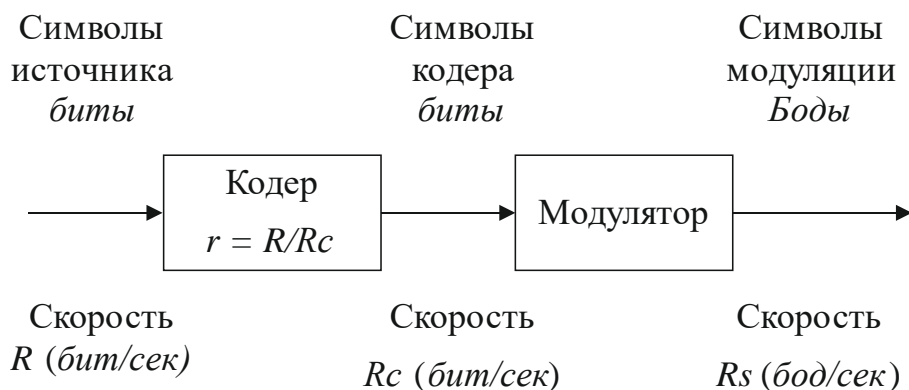


Рис. 2.2 – Структурная схема формирования сигнально-кодовой конструкции

Символ модуляции носит название бод, в один символ модуляции может быть записан один или несколько символов кода (бит кода), в последнем случае модуляция называется многопозиционной. Скорость передачи символов определяется как R_s (бод/с). На вход модулятора поступают символы (биты) кодера со скоростью R_c (бит/с), которая связана со скоростью передачи символов модуляции соотношением:

$$R_c = nR_s,$$

где n – количество бит кода, записанных в один символ модуляции.

Кодер характеризуется параметром r , называемым скоростью кодирования.

$$r = \frac{R}{R_c}, \quad r \leq 1,$$

где R – скорость источника.

Скорость передачи символов модуляции связана со скоростью источника соотношением:

$$R = r \cdot n \cdot R_s, \quad R \geq R_s. \quad (2.1)$$

Еще одним параметром, часто используемым в цифровой связи, является отношение средней мощности сигнала к средней мощности шума S/N . Этот параметр необходим для обеспечения заданной вероятности ошибки в приеме бита информации. Чаще используют понятие нормированного отношения сигнал/шум E_b/N_0 , где E_b – энергия бита, а N_0 – спектральная плотность шума. Формула для расчета E_b/N_0 от S/N :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{N} \left(\frac{F}{R} \right), \quad (2.2)$$

где F – ширина полосы; R – скорость передачи бит в источнике.

Из формулы (2.2) можно выделить еще один показатель спектральной эффективности СКК как отношение реализованной в данной системе скорости передачи информации R к ширине полосы занимаемых рабочих частот F :

$$\gamma = \frac{R}{F}.$$

Эта величина именуется удельной скоростью передачи информации и измеряется в $\frac{\text{бит/с}}{\text{Гц}}$.

Если в системе связи нет помехоустойчивого кодирования, то СКК определяется только видом модуляции, и тогда приведенные показатели эффективности применимы для соответствующего вида модуляции.

При синтезе систем связи для передачи информации через физические каналы мы используем математические модели, которые отображают наиболее важные характеристики среды передачи. Затем математическая модель канала используется для синтеза кодера и модулятора в передатчике и демодулятора и декодера в приёмнике. Ниже мы приводим краткое описание моделей каналов, которые часто используются для отображения многих физических каналов, с которыми мы сталкиваемся на практике.

2.2 Модели физических каналов

Самая простая математическая модель для канала связи – это канал с аддитивным шумом, проиллюстрированный на рисунке 2.3. В этой модели передаваемый сигнал $s(t)$ подвержен воздействию лишь аддитивного шумового процесса $n(t)$. Физически аддитивный шум возникает от посторонних электрических помех, электронных компонентов и усилителей в приёмнике систем связи, а также из-за интерференции сигналов [5].

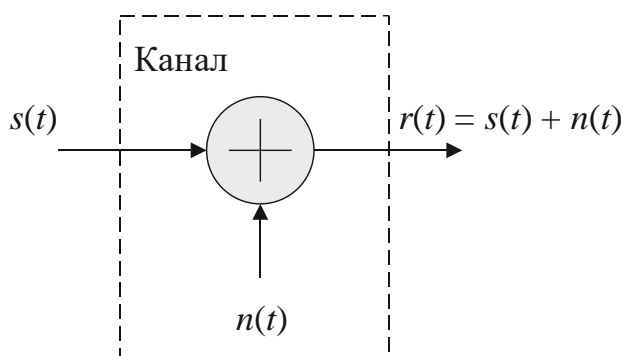


Рис. 2.3 – Канал с аддитивным шумом



.....
 Если шум обусловлен в основном электронными компонентами и усилителями в приёмнике, его можно описать как тепловой шум.

Этот тип шума характеризуется статистически как *гауссовский шумовой процесс*. Как следствие, результирующую математическую модель обычно называют *каналом с аддитивным гауссовским шумом*. Поскольку эта модель применима к широкому классу физических каналов связи и имеет простую математическую интерпретацию, она является преобладающей моделью канала при анализе и синтезе систем связи. Затухание каналов легко включается в модель. Если при прохождении через канал сигнал подвергается ослаблению, то принимаемый сигнал:

$$r(t) = \alpha s(t) + n(t), \quad (2.3)$$

где α – коэффициент затухания линейного канального фильтра.

2.2.1 Линейный фильтрующий канал

В некоторых физических каналах, таких как проводные телефонные каналы, фильтры используются для того, чтобы гарантировать, что передаваемые сигналы не превышают точно установленные ограничения на ширину полосы и, таким образом, не интерферируют или не мешают друг другу. Такие каналы обычно описываются математически как линейные фильтрующие каналы с аддитивным шумом, что иллюстрируется на рисунке 2.4. Следовательно, если на вход канала поступает сигнал $s(t)$, на выходе канала имеем сигнал:

$$r(t) = s(t) * c(t) + n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau) \cdot s(t - \tau) + n(t), \quad (2.4)$$

где $c(t)$ – импульсная характеристика линейного фильтра, а $*$ обозначает свертку.

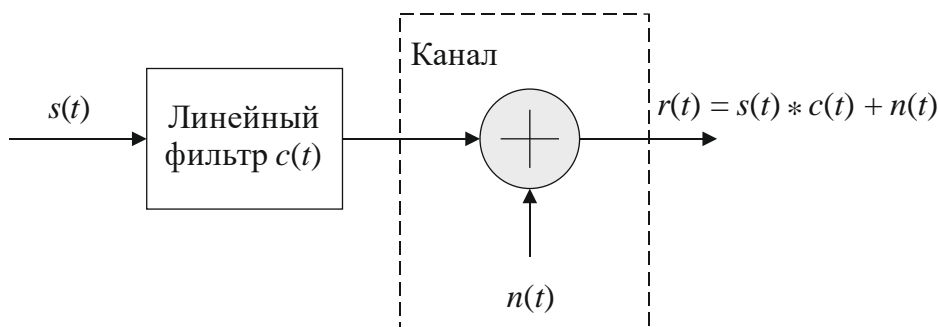


Рис. 2.4 – Линейный фильтрующий канал с аддитивным шумом

2.2.2 Линейный фильтрующий канал с переменными параметрами

Физические каналы, такие как подводные акустические каналы и ионосферные радиоканалы, которые возникают в условиях меняющегося во времени многолучевого распространения передаваемого сигнала, могут быть описаны математически как линейные фильтры с переменными параметрами. Такие линейные фильтры характеризуются меняющейся во времени импульсной характеристикой канала $c(\tau, t)$, где $c(\tau, t)$ – отклик канала в момент времени t на δ -импульс, поданный ко входу в момент $t - \tau$. Таким образом, τ представляет собой «ретроспективную» переменную или переменную, обращающуюся назад. Линейный фильтрующий канал с переменными параметрами и аддитивным шумом иллюстрируется на рисунке 2.5.

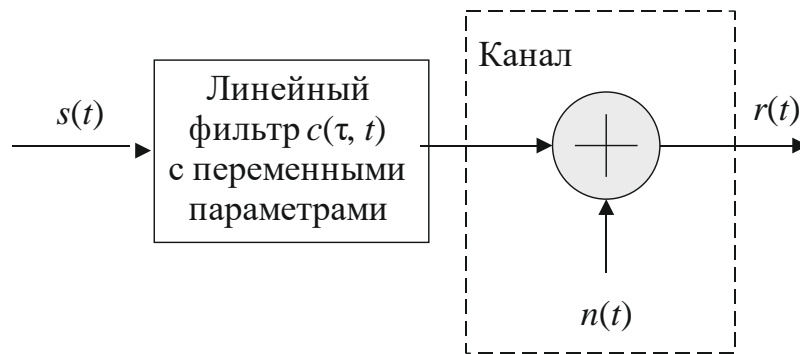


Рис. 2.5 – Линейный фильтрующий канал с переменными параметрами и аддитивным шумом

Для входного сигнала $s(t)$ выходной сигнал канала:

$$r(t) = s(t) * c(\tau; t) + n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau; t) \cdot s(t - \tau) d\tau + n(t). \quad (2.5)$$

Хорошей моделью для многолучевого распространения волн через физические каналы типа ионосферы (на частотах ниже 30 МГц) и каналы подвижной сотовой радиосвязи является частный случай (2.5), когда переменная во времени импульсная характеристика канала имеет вид:

$$c(\tau; t) = \sum_{k=1}^L a_k(t) \delta(\tau - \tau_k), \quad (2.6)$$

где $a_k(t)$ определяет возможные меняющиеся во времени коэффициенты затухания для L путей распространения; τ_k – соответствующие им времена задержки. Если (2.6) подставить в (2.5), то принимаемый сигнал:

$$r(t) = \sum_{k=1}^L a_k(t) s(\tau - \tau_k) + n(t). \quad (2.7)$$

Следовательно, полученный сигнал состоит из L компонентов распространения, где каждый компонент умножается на $a_k(t)$ и запаздывает на τ_k .

Математические модели, описанные выше, адекватно характеризуют большинство физических каналов, с которыми сталкиваются на практике.



Контрольные вопросы по главе 2

1. Какие основные блоки входят в цифровой канал связи?
2. Дайте характеристику каждому блоку цифрового канала связи.
3. Назовите простейшую математическую модель для канала связи.
4. Что такое канал связи?
5. Назовите цель использования помехоустойчивого кодирования.

3 Моделирование сигналов в системах передачи информации

Многие сигналы, порожденные цифровыми сообщениями, передаются посредством какого-либо вида модуляции несущей. Необходимость использования модуляции при передаче сообщений обуславливается следующим образом. Передача электромагнитного поля через пространство выполняется с помощью антенн. Размер антенны зависит от длины волны λ и текущей задачи. Для переносных телефонов размер антенны обычно равен $\lambda / 4$, а длина волны c / f , где c – скорость света, $3 \cdot 10^8$ м/с. Рассмотрим передачу низкочастотного сигнала (скажем, имеющего частоту $f = 3\,000$ Гц), поступающего прямо в антенну без использования несущей. Теперь рассчитаем требуемую длину антенны для сигнала $3\,000$ Гц $3 \cdot 10^8 / 3\,000 \cdot 4 = 2,5 \cdot 10^4$ м = 25 км. Таким образом, для передачи сигнала с частотой $3\,000$ Гц без модулирования несущей требуется антенна размером 25 км. При этом если низкочастотная информация модулируется несущей более высокой частоты, например 900 МГц, размер антенны будет составлять порядка 8 см. Приведенные вычисления показывают, что модулирование несущей частоты – это этап, необходимый для всех систем, использующих радиопередачу [6].

3.1 Представление полосовых сигналов

При передаче информации в радиотехнике используются полосовые радиосигналы [7]. Модулирующим сигналом $s_m(t)$ будем называть низкочастотный информационный сигнал (речь, цифровая информация и т. д.), который требуется передать на частоте $\omega_0 \gg \omega_b$, где ω_b – верхняя частота спектра модулирующего сигнала. Полосовыми сигналами назовем сигналы, чьи спектры сосредоточены в некоторой полосе F около несущей частоты ω_0 . На рисунке 3.1 наглядно приведены спектры вещественного модулирующего (сплошной) и полосового (пунктир) сигналов.

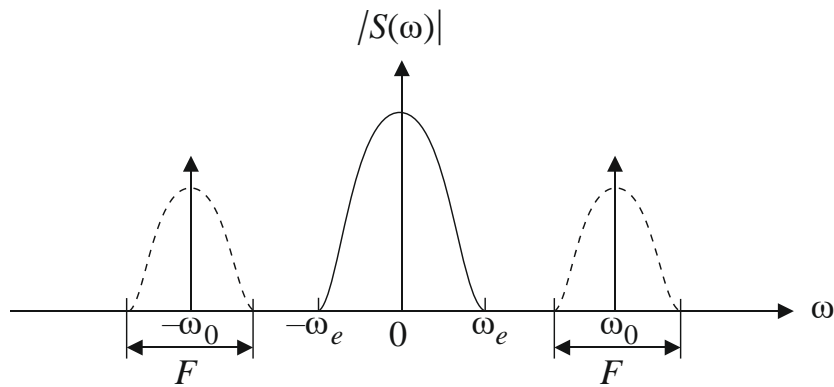


Рис. 3.1 – Спектр модулирующего и полосового сигналов

Поскольку сигналы вещественные, то их спектры симметричны относительно нулевой частоты. Перенос модулирующего сигнала $s_m(t)$ на несущую частоту ω_0 называется *модуляцией*.

Рассмотрим способы модуляции, для этого рассмотрим несущее колебание $s_{\text{нес}}(t)$:

$$s_{\text{нес}}(t) = a \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \phi), \quad (3.1)$$

где a – амплитуда несущего колебания; ϕ – начальная фаза. Также можно ввести понятие полной фазы несущего колебания:

$$\Phi(t) = \omega_0 \cdot t + \phi, \quad (3.2)$$

а также мгновенной частоты сигнала как производной от полной фазы:

$$\omega(t) = \frac{d}{dt} \Phi(t). \quad (3.3)$$



.....

Мгновенная частота несущего сигнала – постоянная величина, равная ω_0 . Таким образом, при модуляции мы можем управлять всего двумя параметрами несущего колебания: амплитудой и полной фазой. При управлении только амплитудой получим амплитудную модуляцию и все ее производные, при управлении полной фазой получим угловую модуляцию (фазовая и частотная). При управлении и амплитудой, и полной фазой можно получить все известные виды модуляции.

.....

Теперь можно рассмотреть общую запись полосового сигнала:

$$s(t) = a(t) \cdot \cos(\Phi(t)) = a(t) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \phi(t)), \quad (3.4)$$

где $a(t)$ – закон изменения амплитуды несущего колебания, а $\phi(t)$ – изменение фазы несущего колебания в соответствии с модулирующим сигналом.

3.2 Комплексная огибающая.

Векторное представление сигнала

Введем понятие комплексной огибающей и векторного представления сигнала. Для этого рассмотрим комплексный сигнал [8]:

$$z(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \phi(t)) + j \cdot a(t) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \phi(t)). \quad (3.5)$$

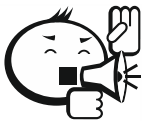
Из выражения (3.5) можно заметить, что $\operatorname{Re} [z(t)] = s(t)$, т. е. реальная часть комплексного сигнала совпадает с полосовым радиосигналом. По формуле Эйлера можно представить:

$$z(t) = a(t) \cdot \exp(j \cdot (\omega_0 \cdot t + \phi(t))) = \exp(j\omega_0 \cdot t) \cdot \overbrace{a(t) \cdot \exp(j \cdot \phi(t))}^{z_m(t)}. \quad (3.6)$$

Таким образом:

$$z(t) = z_m(t) \cdot \exp(j\omega_0 \cdot t). \quad (3.7)$$

Выделенный сигнал $z_m(t) = a(t) \cdot \exp(j \cdot \phi(t))$ носит название комплексной огибающей сигнала $z(t)$. Рассмотрим свойства этого сигнала. Сигнал $z_m(t)$ является комплексным, с изменяющимися во времени амплитудой и фазой, причем изменение амплитуды сигнала $z_m(t)$ полностью совпадает с изменением амплитуды радиосигнала $s(t)$, а изменение фазы полностью совпадает с изменением фазы радиосигнала $s(t)$. Однако отсутствие множителя $\exp(j\omega_0 \cdot t)$ говорит о том, что сигнал $z_m(t)$ представляет собой «перенесенный на нулевую частоту комплексный сигнал $z(t)$ ». Комплексная огибающая сигнала существенно упрощает анализ сигнала.



Любое комплексное число можно представить в виде точки на комплексной плоскости или вектора, выходящего из 0 до этой точки, а комплексный сигнал можно трактовать как комплексную функцию времени, т. е. вектор, который описывает на комплексной плоскости некоторую траекторию в течение времени, как это показано на рисунке 3.2, где траектория соответствует жирной линии.

Тогда комплексную экспоненту $\exp(j\omega_0 \cdot t)$ на комплексной плоскости можно представить вектором единичной амплитуды, поворачивающимся за одну секунду на угол ω_0 , совершая при этом $f_0 = \omega_0 / (2 \cdot \pi)$ оборотов в секунду. Таким

образом, при наблюдении за $\exp(j\omega_0 \cdot t)$ мы увидим окружность единичного радиуса, которую вычерчивает вектор с частотой f_0 . При этом единичная окружность будет искажаться сигналом $z_m(t) = a(t) \cdot \exp(j \cdot \phi(t))$, а именно в течение времени вектор $z(t)$ будет менять амплитуду в соответствии с $a(t)$ и скорость вращения в соответствии с $\phi(t)$. Таким образом, комплексная амплитуда позволяет нам остановить вращение вектора с частотой f_0 и посмотреть, как меняются его амплитуда и фаза во время вращения.

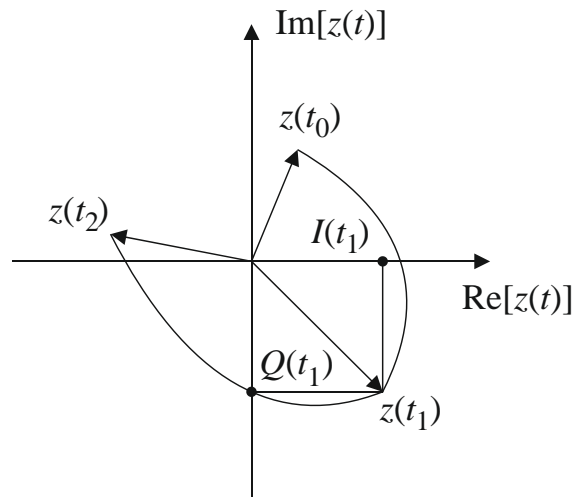


Рис. 3.2 – Векторное представление комплексного сигнала

Теперь вернемся к рассмотрению комплексной огибающей. Сигнал $z_m(t)$ можно представить в виде реальной и мнимой частей:

$$z_m(t) = a(t) \cdot \exp(j \cdot \phi(t)) = \underbrace{a(t) \cdot \cos(\phi(t))}_{I(t)} + j \cdot \underbrace{a(t) \cdot \sin(\phi(t))}_{Q(t)}, \quad (3.8)$$

где $I(t) = a(t) \cdot \cos(\phi(t))$ – синфазная составляющая комплексной огибающей (или координата по оси абсцисс), $Q(t) = a(t) \cdot \sin(\phi(t))$ – квадратурная составляющая (или координата по оси ординат, как это показано на рисунке 3.2 на примере $z(t_1)$).

3.3 Квадратурный модулятор

Если вернуться к выражению (3.7) и подставить в него $z_m(t)$ согласно выражению (3.8), то получим:

$$z(t) = (I(t) + j \cdot Q(t)) \cdot \exp(j\omega_0 \cdot t),$$

$$z(t) = I(t) \cdot \cos(\omega_0 t) - Q(t) \cdot \sin(\omega_0 t) + j(I(t) \cdot \sin(\omega_0 t) + Q(t) \cdot \cos(\omega_0 t)). \quad (3.9)$$

Таким образом, из выражения (3.9) выражение для полосового сигнала выглядит следующим образом:

$$s(t) = \operatorname{Re}[z(t)] = I(t) \cdot \cos(\omega_0 t) - Q(t) \cdot \sin(\omega_0 t). \quad (3.10)$$

Следовательно, если имеется модулирующий сигнал, из которого сформированы синфазная и квадратурная компоненты комплексной огибающей сигнала, то можно перенести ее на любую частоту при помощи схемы универсального квадратурного преобразователя, представленной на рисунке 3.3 [9].

Поскольку исходный модулирующий сигнал является низкочастотным, то формирование комплексной огибающей можно производить в цифровом виде. Способ формирования комплексной огибающей в зависимости от модулирующего сигнала определяет вид модуляции. Схема, представленная на рисунке 3.3, подходит для всех цифровых и аналоговых видов модуляций.

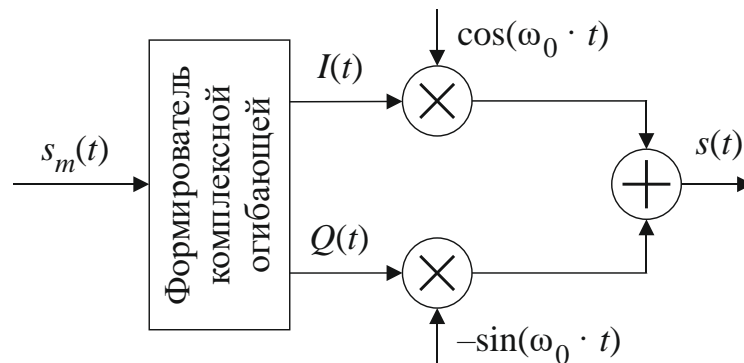


Рис. 3.3 – Универсальный квадратурный модулятор

3.4 Межсимвольная интерференция. Фильтр Найквиста

При передаче данных по радиоканалу очень остро стоит проблема необходимости сужения спектра сигналов, т. к. использовать весь спектр сигнала достаточно дорогое удовольствие. В результате сужения спектра возникает эффект межсимвольной интерференции, которая ухудшает качество передачи информации [8].

При рассмотрении *BPSK*-сигналов мы говорили о том, что в качестве исходного модулирующего сигнала выступает последовательность прямоугольных биполярных импульсов $b_0(t)$, причем импульс положительной амплитуды соответствует передаваемой единице, а отрицательный – нулю, как это показано на рисунке 3.4 для входного битового потока «10110100...».

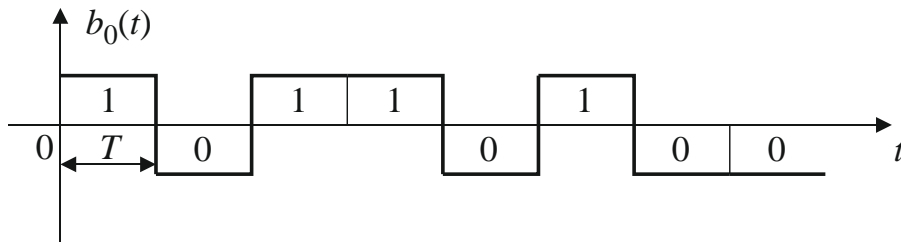
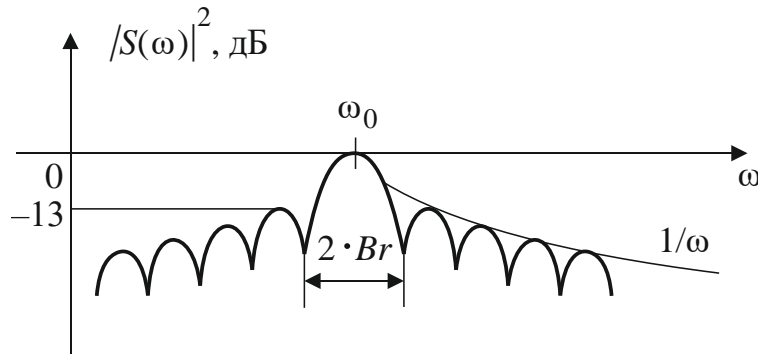


Рис. 3.4 – Последовательность биполярных импульсов

Однако такой модулирующий сигнал является идеальным и обладает спектром с очень низкой скоростью затухания боковых лепестков. Спектр *BPSK*-сигнала на основе модулирующего сигнала $b_0(t)$, показанный на рисунке 3.5, обладает шириной главного лепестка $F = 2 \cdot B_r$ (где B_r – скорость передачи цифровой информации (бит/с)), уровнем максимального бокового лепестка (-13 дБ) и скоростью затухания боковых лепестков как $1/\omega$.

Рис. 3.5 – Спектр *BPSK*-сигнала

Если же мы ограничим полосу исходного модулирующего сигнала, это, в свою очередь, приведет к более компактному спектру *BPSK*, но в результате фронты импульсов расширятся, и получим следующую картину (рис. 3.6).

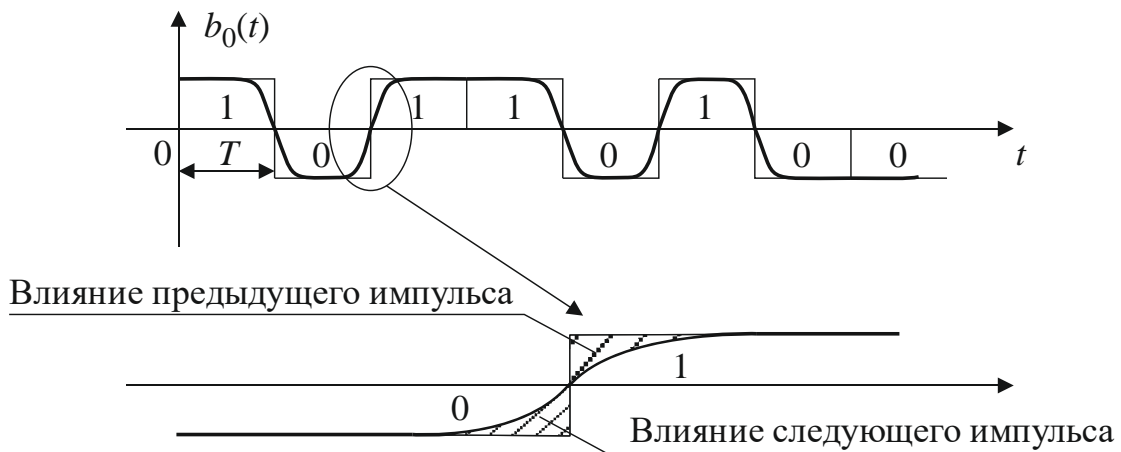


Рис. 3.6 – Межсимвольная интерференция при сглаживании фронта импульса

Сглаживание фронтов приводит к тому, что следующий и предыдущий импульсы начинают перекрываться во времени и скачок переходит в непрерывную кривую. При сглаживании предыдущий импульс начинает влиять на следующий, а следующий на предыдущий, и оба искажаются (заштрихованная область на рисунке 3.6). Этот эффект называется межсимвольной интерференцией (МСИ, в англоязычной литературе – *intersymbol interference, ISI*), он ухудшает качество передачи информации, но позволяет более компактно представить сигнал в частотной области.

Для того чтобы произвести сглаживание фронтов импульсов, необходимо ограничить полосу, другими словами, произвести фильтрацию. Тогда исходный модулирующий сигнал $b_d(t)$ можно представить как выход формирующего фильтра с импульсной характеристикой $h(t)$. Фильтр $h(t)$ должен возбуждаться сигналом, соответствующим передаваемой информации, как это показано на рисунке 3.7.

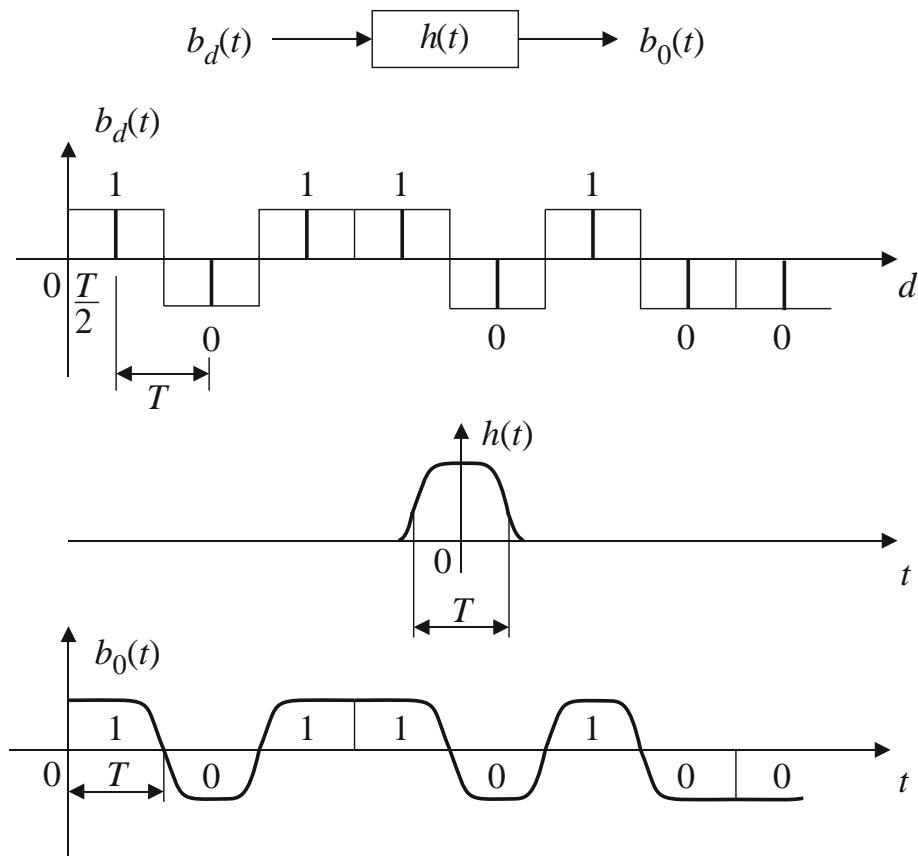


Рис. 3.7 – Формирующий фильтр, возбуждаемый импульсами информации

Поясним следующим образом, сигнал $b_d(t)$ – набор дельта-импульсов, отнесенных к центру информационного импульса, отстоящих на длительность информационного импульса T (верхний график, серым показана исходная информационная последовательность бит):

$$b_d(t) = \sum_i d_i \cdot \delta\left(t - i \cdot T - \frac{T}{2}\right), \quad (3.11)$$

где $d_i = 1$, если i -й информационный бит равен 1, и $d_i = -1$, если i -й информационный бит равен 0. Тогда, пропустив сигнал $b_d(t)$ через фильтр с импульсной характеристикой $h(t)$, получим модулирующий сигнал $b_0(t)$ как свертку $b_d(t)$ и $h(t)$:

$$b_0(t) = \int_{-\infty}^{\infty} b_d(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau. \quad (3.12)$$

Подставив (3.11) в (3.12), поменяв местами интегрирование и суммирование и применив фильтрующее свойство дельта-функции, получим:

$$\begin{aligned} b_0(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} d_i \cdot \delta\left(\tau - i \cdot T - \frac{T}{2}\right) \cdot h(t - \tau) d\tau = \dots \\ &\dots \sum_i d_i \int_{-\infty}^{\infty} \delta\left(\tau - i \cdot T - \frac{T}{2}\right) \cdot h(t - \tau) d\tau = \dots \\ &\dots = \sum_i d_i \cdot h\left(t - i \cdot T - \frac{T}{2}\right). \end{aligned} \quad (3.13)$$



.....

Таким образом, $b_0(t)$ полностью определяется импульсной характеристикой $h(t)$ и передаваемой информацией. Это очень важно, поскольку в случае с *BPSK* $b_0(t)$ полностью определяет спектральные характеристики радиосигнала. Значит, вывод, который мы должны сделать, следующий: меняя импульсную характеристику $h(t)$ формирующего фильтра, мы можем сужать или расширять полосу *BPSK*-сигнала.

.....

3.4.1 Формирующий фильтр Найквиста для устранения МСИ

Сигнал $b_d(t)$ представляет собой последовательность дельта-импульсов, соответствующих значениям бит передаваемой информации и отстоящих друг от друга на интервал $T = 1 / Br$.

Тогда их можно трактовать как дискретные отсчеты сигнала $b_0(t)$, взятые с частотой Br . При прохождении формирующего фильтра $h(t)$ очень важно, чтобы $b_0(t)$ в моменты $t = T / 2 + k \cdot T$ (т. е. в узлах дискретизации) было равно d_k , как это показано на рисунке 3.8.

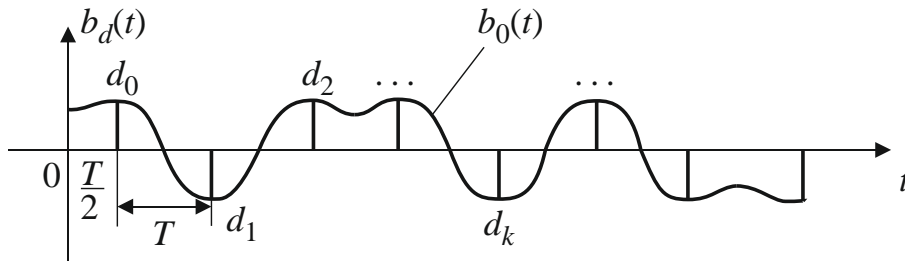


Рис. 3.8 – Исключение МСИ при декодировании

Тогда при демодуляции и декодировании можно исключить влияние МСИ, если производить оценку передаваемого бита точно в моменты времени $t = T / 2 + k \cdot T$, где $b_0(T / 2 + k \cdot T) = d_k$ точно соответствует передаваемой информации для всех бит. Другими словами, внося искажения в исходный модулирующий сигнал $b_0(t)$ с целью сужения его полосы, мы тем не менее оставляем в определенные моменты времени его значения неизменными и равными d_k (значениям передаваемой информации), чтобы на приемной стороне в эти моменты декодировать d_k без искажений.

Рассмотрим, какими свойствами должна обладать $h(t)$, чтобы $b_0(T / 2 + k \cdot T) = d_k$. Исходя из (3.13) можно записать:

$$\begin{aligned} b_0\left(\frac{T}{2} + k \cdot T\right) &= \sum_i d_i \cdot h\left(\frac{T}{2} + k \cdot T - i \cdot T - \frac{T}{2}\right) = \dots \\ &= \sum_i d_i \cdot h((k - i) \cdot T), \quad i = 0, 1, 2, 3, \dots \end{aligned} \quad (3.14)$$

Тогда для исключения МСИ необходимо, чтобы выполнялось равенство:

$$d_k = \sum_i d_i \cdot h((k - i) \cdot T), \quad i = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (3.15)$$

Из которого следует, что $h(t)$ должна удовлетворять условию:

$$h((k-i) \cdot T) = \begin{cases} 1, & \text{если } k = i; \\ 0, & \text{если } k \neq i. \end{cases} \quad (3.16)$$

Графически условие (3.16) показано на рисунке 3.9.

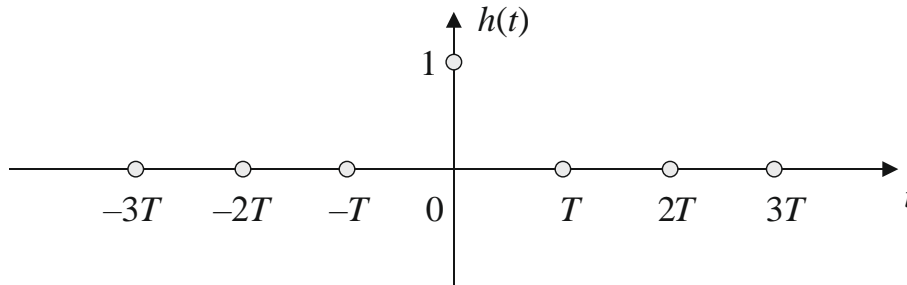


Рис. 3.9 – Условия импульсной характеристики формирующего фильтра для исключения МСИ при декодировании



.....
 Разумеется, можно подобрать бесконечное число импульсных характеристик $h(t)$, которые будут проходить через указанные точки, но нам нужна одна, которая будет при этом обеспечивать минимальную ширину полосы сформированного сигнала.

Таковой импульсной характеристикой формирующего фильтра является:

$$h(t) = \operatorname{sinc}\left(\pi \cdot \frac{t}{T}\right) = \frac{\sin\left(\pi \cdot \frac{t}{T}\right)}{\pi \cdot \frac{t}{T}}, \quad (3.17)$$

показанная на рисунке 3.10 (верхний график), которая соответствует идеальному ФНЧ с полосой $B_r = 1/T$ (нижний график).

Импульсная характеристика (3.10) является физически нереализуемой, ввиду бесконечных «хвостов», затухающих во времени как $1/t$, но она позволяет сформулировать теоретический предел передачи информации без МСИ. Так, при передаче по каналу связи цифровой информации со скоростью B_r без МСИ требуется полоса $F \geq B_r$. Или, как еще говорят, для передачи информации без МСИ требуется не менее 1 Гц полосы на 1 бит/с скорости передачи информации. Например, в полосе 1 МГц без МСИ можно передать цифровой поток со скоростью не более 1 Мбит/с.

Сигнал на выходе формирующего фильтра можно представить как отклик формирующего фильтра на входные дельта-импульсы, соответствующие входному битовому потоку, что наглядно показано на рисунке 3.11.

На верхнем графике рисунка 3.11 каждый символ информации d_k умножается на импульсную характеристику (3.17), тогда в узлах дискретизации импульсные характеристики от других информационных импульсов равны нулю и МСИ в моменты взятия d_k отсутствует. По сути, мы получили интерполятор в виде идеального ФНЧ, который «соединяет» d_k плавной кривой, при этом сами d_k не искажает.

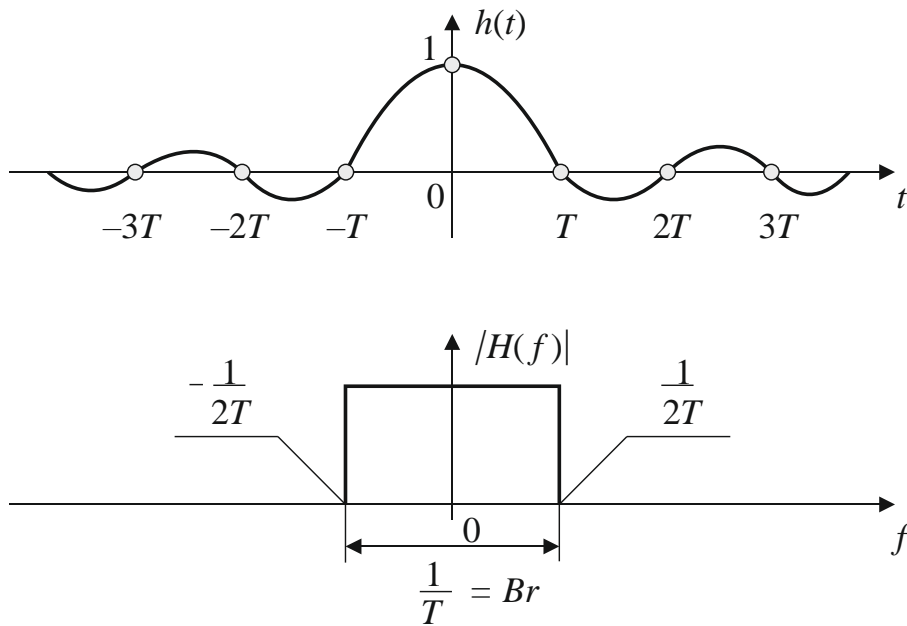


Рис. 3.10 – Импульсная характеристика формирующего фильтра

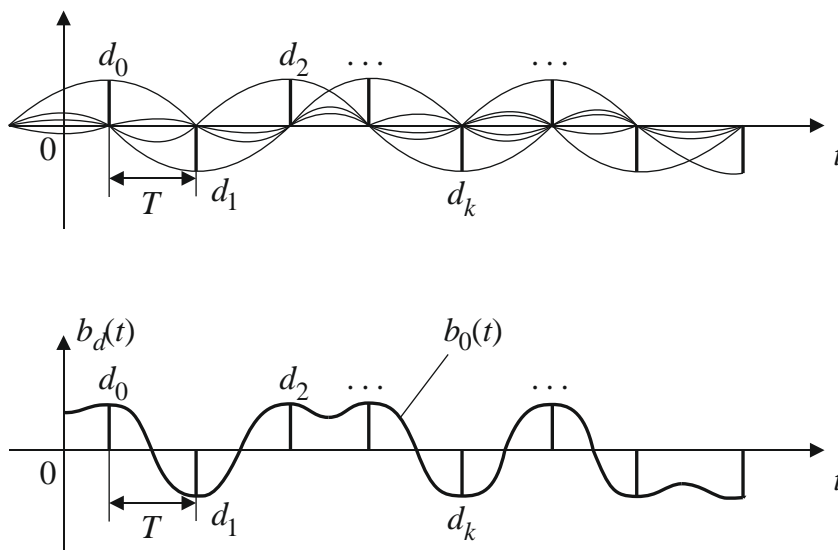


Рис. 3.11 – Сигнал на выходе формирующего фильтра

3.4.2 Физически реализуемый формирующий фильтр «приподнятого косинуса»

Импульсная характеристика (3.17) нереализуема. Поэтому на практике бесконечную $h(t)$ приходится усекавать по длительности, при этом формирующий фильтр перестает быть идеальным интерполятором. На рисунке 3.12 показана усеченная импульсная характеристика $h(t_n)$ формирующего фильтра в зависимости от нормированного времени $t_n = t/T$ ($t_n = 1$ соответствует одному символу передаваемой информации). Импульсная характеристика $h(t_n)$ усечена до 4 символов передаваемой информации, т. е. $h(t_n) = 0$ при $|t_n| > 4$. Также на рисунке 3.12 показан квадрат АЧХ $|H(f_n)|^2$ формирующего фильтра, соответствующего усеченной $h(t_n)$. АЧХ строилась в зависимости от нормированной частоты $f_n = f \cdot T = f / Br$.

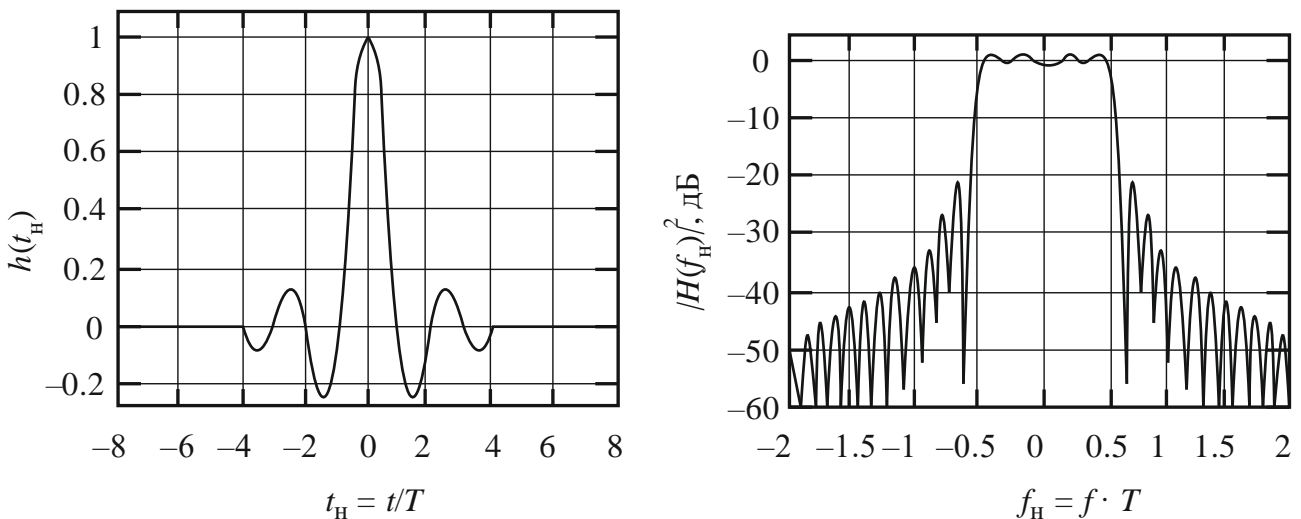


Рис. 3.12 – Усеченная импульсная характеристика и АЧХ формирующего фильтра

Как видно из рисунка 3.12, усечение импульсной характеристики приводит к появлению боковых лепестков в АЧХ формирующего фильтра. При этом уровень боковых лепестков получается очень высоким, а скорость спада очень низкой. Кроме того, появляется неравномерность в полосе пропускания фильтра. Этот эффект называется эффектом Гиббса. Для его уменьшения Найквистом было предложено произвести сглаживание фронта АЧХ идеального фильтра, расширив его, но в отличие от усечения $h(t)$ это расширение полосы фильтра можно сделать регулируемым, как это показано на рисунке 3.13.

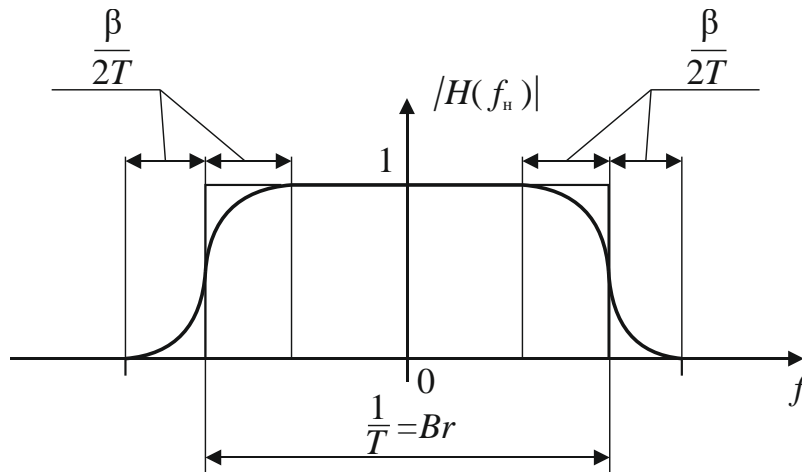


Рис. 3.13 – Формирующий фильтр Найквиста при аппроксимации фронта АЧХ приподнятым косинусом

АЧХ фильтра становится кусочной и описывается выражением:

$$|H(f)| = \begin{cases} 1, & \text{если } |f| < \frac{1-\beta}{2 \cdot T}. \\ \frac{1}{2} \cdot \left(1 + \cos \left(\frac{\pi \cdot T}{\beta} \cdot \left[|f| - \frac{1-\beta}{2 \cdot T} \right] \right) \right), & \text{если } \frac{1-\beta}{2 \cdot T} < |f| < \frac{1+\beta}{2 \cdot T}. \\ 0, & \text{если } |f| > \frac{1+\beta}{2 \cdot T}. \end{cases} \quad (3.18)$$

Вблизи фронта идеальная АЧХ аппроксимируется функцией приподнятого косинуса. Параметр β , который изменяется от 0 до 1, задает интервал на котором происходит аппроксимация. При $\beta = 0$ имеем идеальный ФНЧ, при $\beta = 1$ имеем формирующий фильтр с АЧХ в виде приподнятого косинуса:

$$|H(f)| = \begin{cases} \frac{1}{2} \cdot (1 + \cos(\pi \cdot T \cdot f)), & \text{если } |f| < \frac{1}{T}. \\ 0, & \text{если } |f| > \frac{1}{T}. \end{cases} \quad (3.19)$$

Сглаживание фронта в частотной области согласно теореме о свертке соответствует умножению импульсной характеристики (3.17) на весовое окно:

$$w(t) = \frac{\cos\left(\pi \cdot \beta \cdot \frac{t}{T}\right)}{1 - 4 \cdot \beta^2 \cdot \frac{t^2}{T^2}}; \quad h(t) = \text{sinc}\left(\pi \cdot \frac{t}{T}\right) \cdot w(t). \quad (3.20)$$

На рисунке 3.14 показаны импульсные характеристики $h(t_n)$ фильтра Найквиста при различном β , в зависимости от нормированного времени $t_n = t/T$, а также их АЧХ $|H(f_n)|$ в зависимости от нормированной частоты $f_n = f \cdot T$.

Из рисунка 3.14 видно, что β регулирует степень сглаживания фронта АЧХ идеального фильтра, что соответствует уровню боковых лепестков импульсной характеристики $h(t_n)$. При $\beta = 1$ АЧХ фильтра $|H(f_n)|$ принимает вид приподнятого косинуса, а импульсная характеристика $h(t_n)$ имеет минимальные боковые лепестки. Можно заметить, что полоса фильтра Найквиста по уровню 0,5 (–3 дБ) остается постоянной и равна $1/T$.

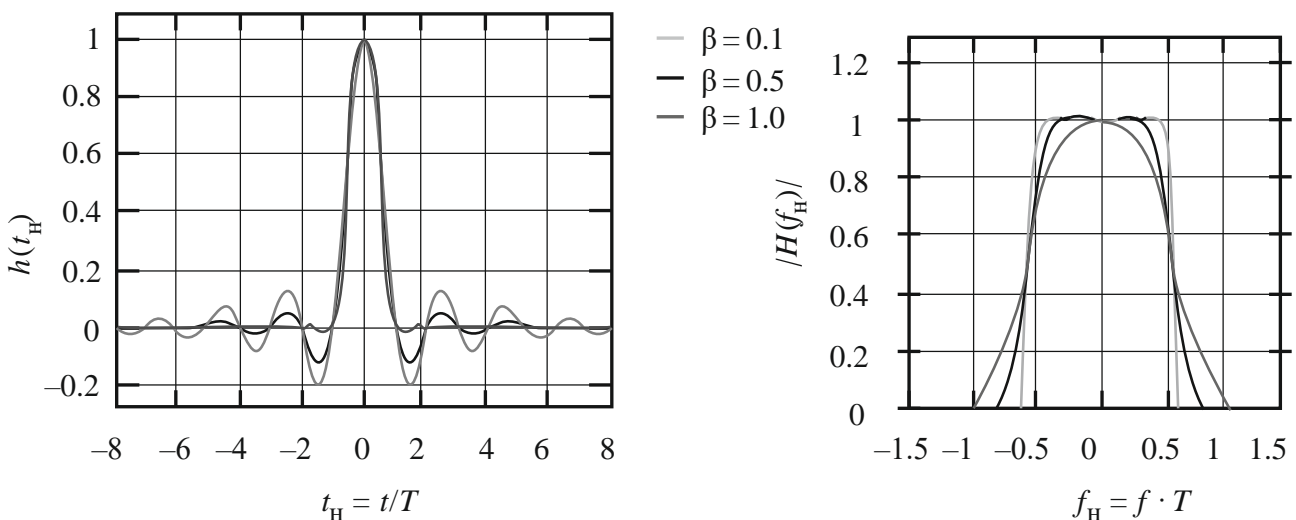
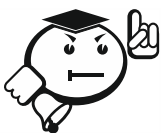


Рис. 3.14 – Импульсная характеристика и АЧХ фильтра Найквиста

3.4.3 Формирующий фильтр для согласованного приема сигналов.

Фильтр «корень из приподнятого косинуса»

На рисунке 3.15 показана укрупненная схема системы передачи цифровой информации.



На практике прием и декодирование, как правило, осуществляется при помощи согласованного фильтра $G(f)$.

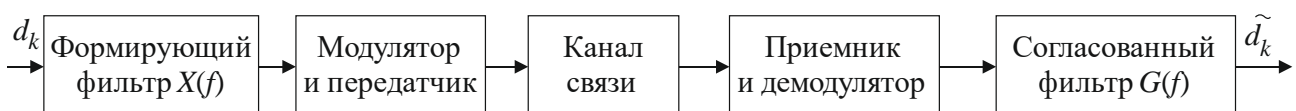


Рис. 3.15 – Укрупненная структурная схема системы передачи информации

Предположим, что модулятор и передатчик, а также приемник и демодулятор идеальные, т. е. сигнал на входе согласованного фильтра $G(f)$ равен сигналу на выходе формирующего фильтра $X(f)$ (ниже будет понятно, зачем обозначили другой буквой) плюс аддитивный белый гауссов шум (AWGN). Тогда общая частотная характеристика $H(f)$ равна произведению $H(f) = G(f) \cdot X(f)$. Для исключения МСИ необходимо, чтобы $H(f)$ удовлетворяла (3.18). При этом можно заметить, что $G(f)$ должен быть согласован с исходным сигналом на выходе формирующего фильтра $X(f)$, что означает, что $G(f) = \overline{X(f)}$ (комплексно-сопряженная с формирующим фильтром). Тогда можно сказать, что $|X(f)|^2 = H(f)$, а $X(f) = \sqrt{H(f)}$.

При использовании согласованного фильтра для декодирования его частотная характеристика должна быть комплексно-сопряженной частотной характеристике формирующего фильтра. Тогда если частотная характеристика формирующего фильтра будет представлять собой корень из приподнятого косинуса, то каскад из формирующего и согласованного фильтров будет давать как раз фильтр Найквиста, который позволит устранить МСИ при декодировании.

На рисунке 3.16 показана импульсная характеристика и АЧХ фильтра «приподнятого косинуса» $h(t_H)$, $t_H = t/T$ и фильтра «корень из приподнятого косинуса» $x(t_H)$ при $\beta = 0,5$. Также показаны АЧХ данных фильтров $|H(f_H)|$ и $|X(f_H)|$ в зависимости от нормированной частоты $f_H = f \cdot T$.

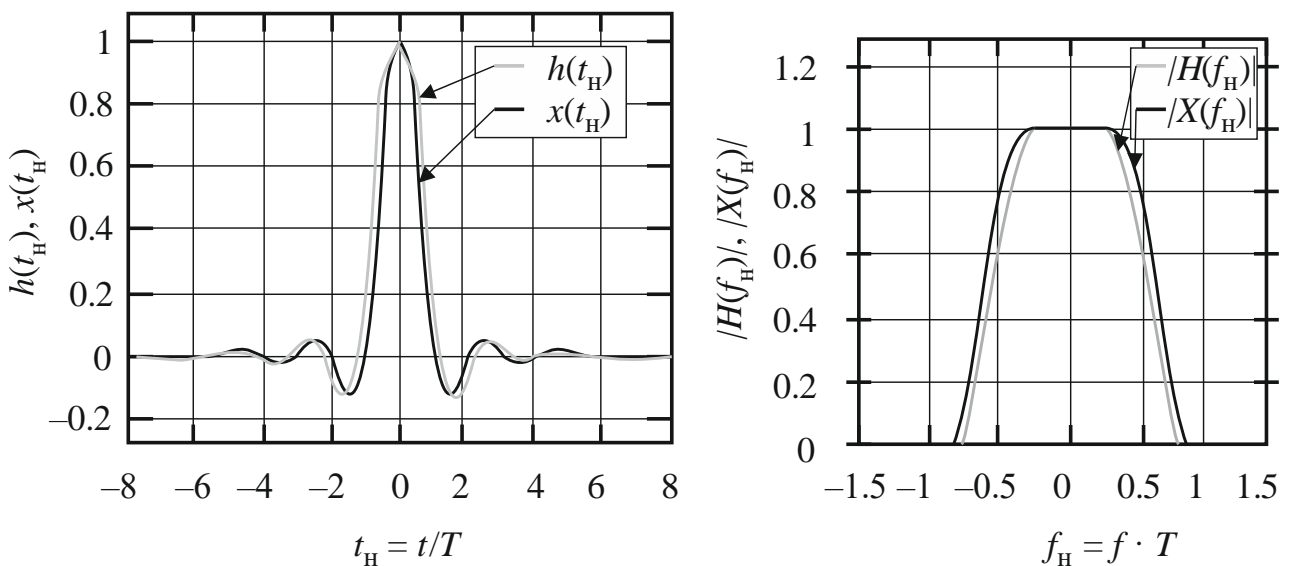
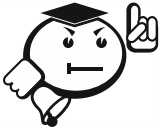


Рис. 3.16 – Импульсная характеристика и АЧХ фильтра «корень из приподнятого косинуса»



.....

Можно заметить, что фильтр «корень из приподнятого косинуса» не удовлетворяет условию отсутствия МСИ (рис. 3.9), однако если поставить последовательно два таких фильтра, то МСИ устраняется.

.....

3.4.4 Квадратурная фазовая модуляция (QPSK)



.....

*Отображение символов обычно осуществляется посредством специальных символов сообщения (слово), которые содержат от одного до n бит. Сигнал с записанным символом сообщения называется **символом модуляции**, или **бодом**. Если в символ модуляции отображается один **бит** сообщения, то модуляция называется **двухпозиционной**, в противном случае – **многопозиционной**.*

.....

Рассмотрим случай, когда одним символом передается сразу 2 импульса, а именно QPSK [8].

QPSK-модуляция строится на основе кодирования двух бит передаваемой информации одним символом. При этом символьная скорость в два раза ниже скорости передачи информации. Для того чтобы понять, как один символ кодирует сразу два бита, рассмотрим рисунок 3.17.

На рисунке 3.17 показаны векторные диаграммы BPSK- и QPSK-сигналов, где один символ BPSK кодирует один бит информации, при этом на векторной диаграмме BPSK всего две точки на синфазной оси $I(t)$, соответствующие нулю и единице передаваемой информации. Квадратурный канал $Q(t)$ в случае с BPSK всегда равен нулю. Точки на векторной диаграмме образуют созвездие фазовой манипуляции. Для того чтобы осуществить кодирование одним символом двух бит информации, необходимо, чтобы созвездие состояло из четырех точек, как это показано на векторной диаграмме QPSK рисунка 3.17. Тогда мы получим, что и $I(t)$, и $Q(t)$ отличны от нуля, все точки созвездия расположены на единичной окружности. Тогда кодирование можно осуществить следующим образом: разбить битовый поток на четные и нечетные биты, тогда $I(t)$ будет кодировать четные биты, а $Q(t)$ – нечетные. Два последовательно идущих друг за другом бита информации кодируются одновременно синфазным $I(t)$ и квадратурным

$Q(t)$ сигналами. Это наглядно показано на осциллограммах, приведенных на рисунке для информационного потока «1100101101100001».

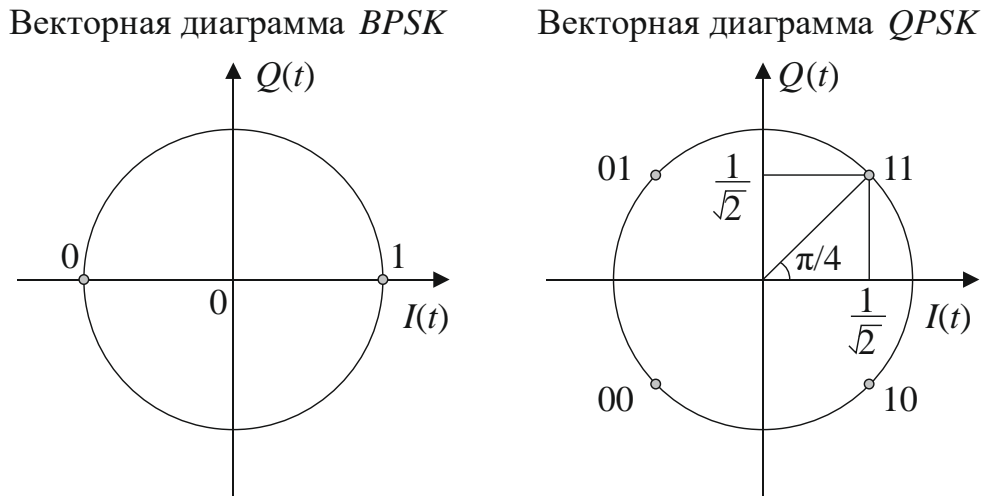


Рис. 3.17 – Векторная диаграмма *BPSK*- и *QPSK*-сигнала

Рассмотрим пример *QPSK*-модуляции, который представлен на рисунке 3.18. Входной поток разделен на пары бит, соответствующих одной точке созвездия *QPSK*, показанного на рисунке 3.17. На втором графике показана осциллограмма $I(t)$, соответствующая передаваемой информации. $I(t) > 0$, если четный бит равен 1 (обратите внимание, что биты нумеруются с нуля, а не с единицы, поэтому первый в очереди бит имеет номер 0, а значит, он четный по порядку), и $I(t) < 0$, если четный бит 0 (т. е. $b_0(t) > 0$). Аналогично строится квадратурный канал $Q(t)$, но только по нечетным битам. Длительность одного символа $T = 1 / S_r$ в два раза больше длительности одного бита исходной информации. Устройство, выполняющее такое кодирование $I(t)$ и $Q(t)$ согласно созвездию *QPSK*, условно показано на рисунке 3.19.

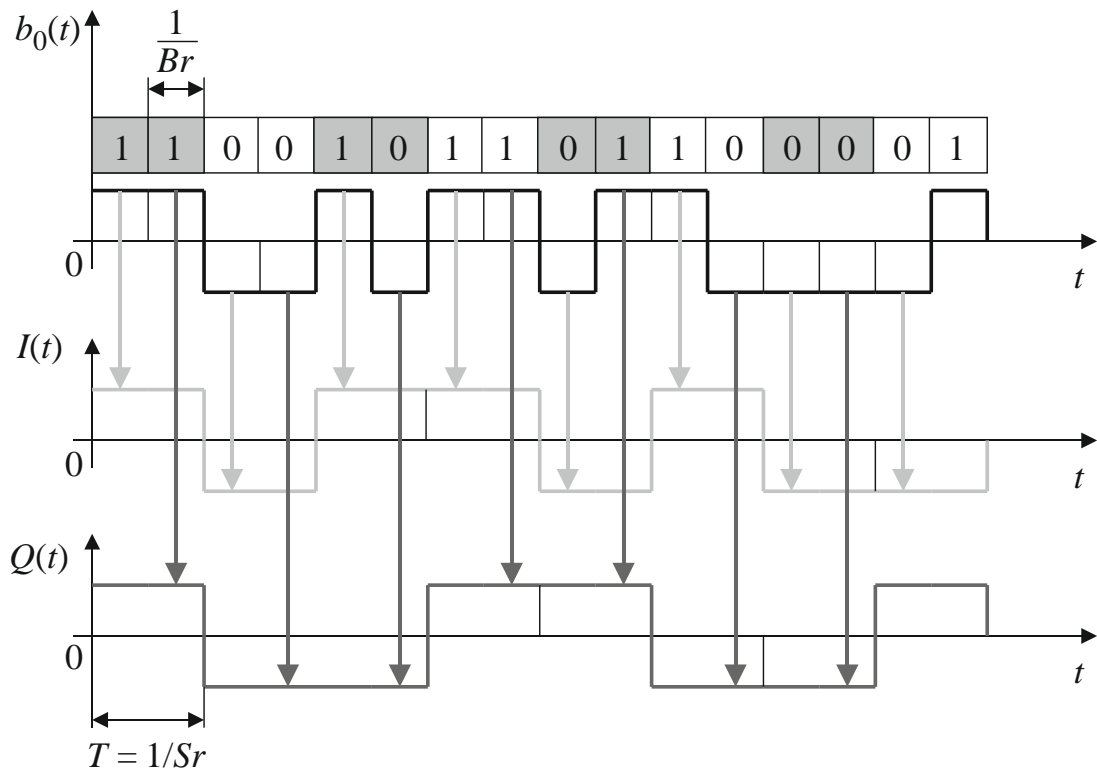


Рис. 3.18 – Синфазная и квадратурная составляющие *QPSK*

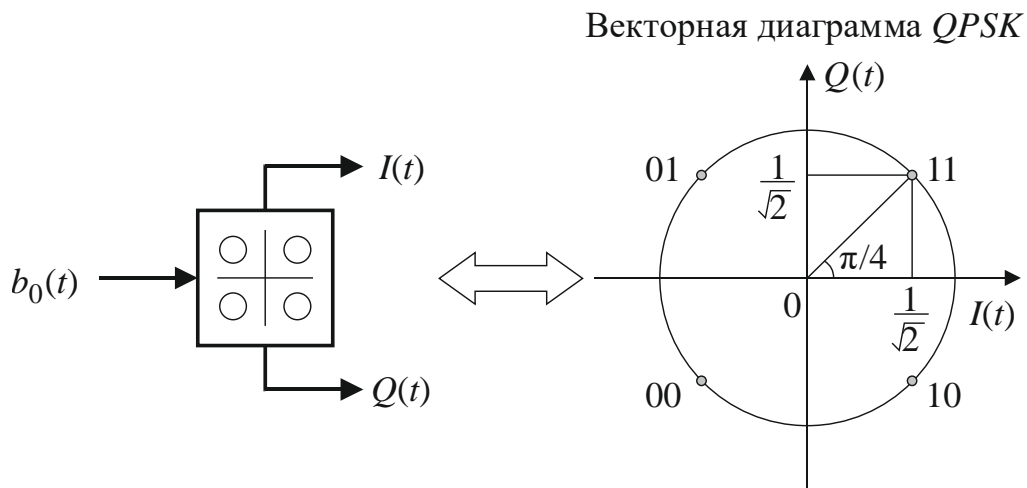
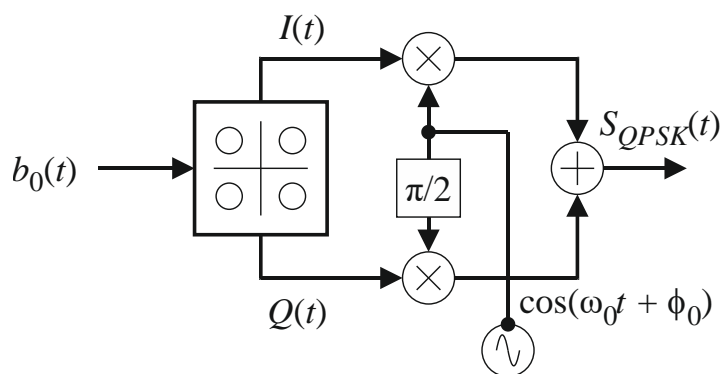


Рис. 3.19 – Устройство кодирования синфазной и квадратурной составляющих на основе созвездия *QPSK*

В зависимости от пары бит $b_0(t)$ на входе и на выходе получаем постоянные в пределах длительности этой пары бит сигналы $I(t)$ и $Q(t)$, значение которых зависит от передаваемой информации.

3.4.5 Структурная схема *QPSK*-модулятора

Структурная схема *QPSK*-модулятора на основе универсального квадратурного модулятора показана на рисунке 3.20.

Рис. 3.20 – Структурная схема $QPSK$ -модулятора

Сигнал $S_{QPSK}(t)$ имеет вид:

$$S_{QPSK}(t) = I(t) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \phi_0) - Q(t) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \phi_0). \quad (3.21)$$

Синфазная $I(t)$ и квадратурная $Q(t)$ составляющие – это не что иное, как реальная и мнимая части комплексной огибающей $QPSK$ -сигнала $z(t) = I(t) + j \cdot Q(t)$, которые являются входными сигналами квадратурного модулятора. Тогда можно представить $S_{QPSK}(t)$ через его комплексную огибающую $z(t)$:

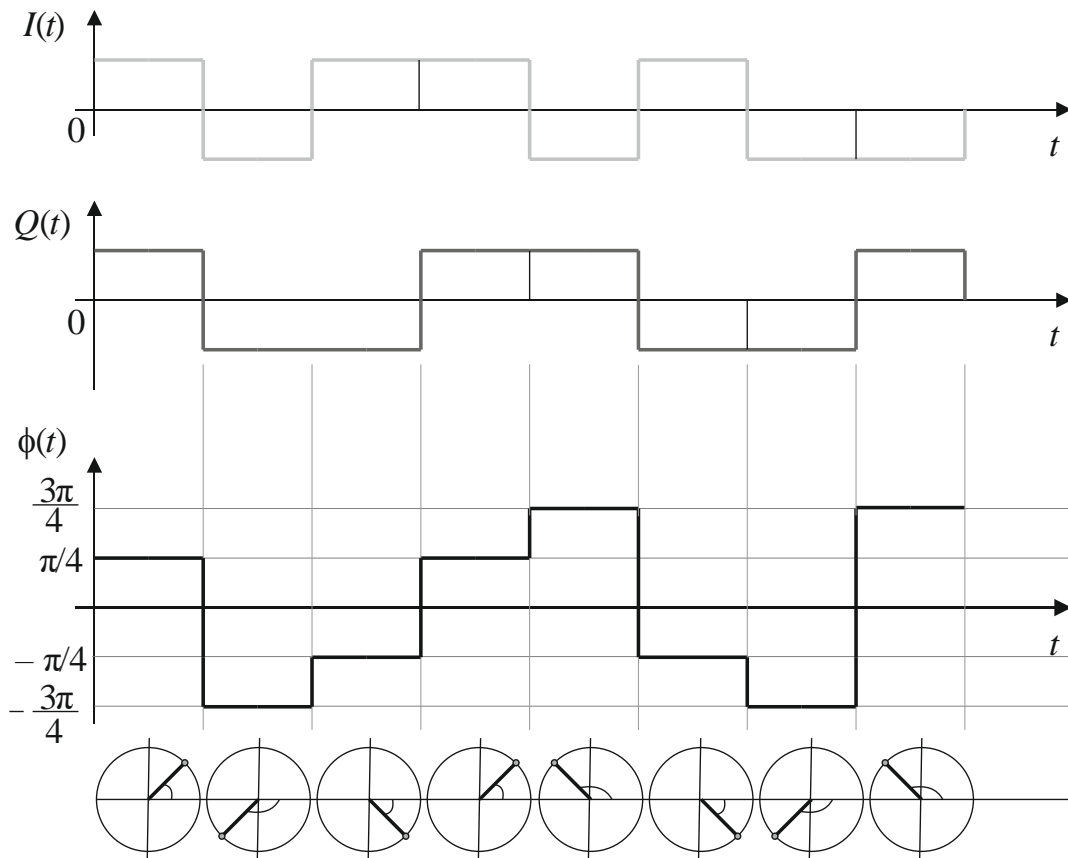
$$S_{QPSK}(t) = \text{Re}[z(t) \cdot \exp(j \cdot \omega_0 \cdot t)]. \quad (3.22)$$

Из комплексной огибающей можно выделить фазовую огибающую:

$$\phi(t) = \arctan\left(\frac{\text{Im}[z(t)]}{\text{Re}[z(t)]}\right) = \arctan\left(\frac{Q(t)}{I(t)}\right). \quad (3.23)$$

Важно отметить, что арктангенс должен вычисляться с учетом четверти комплексной плоскости (функции арктангенс 2). Вид фазовой огибающей $\phi(t)$ для информационного потока «1100101101100001» показан на рисунке 3.21.

Фазовая огибающая представляет собой ступенчатую функцию времени, претерпевающую разрывы в моменты смены символа $QPSK$ (напомним, что один символ $QPSK$ несет два бита информации). При этом в пределах одного символа векторная диаграмма $QPSK$ находится всегда в одной точке созвездия, как это показано внизу, а при смене символа – скачкообразно переходит в точку, соответствующую следующему символу. Поскольку у $QPSK$ всего четыре точки в созвездии, то фазовая огибающая может принимать всего четыре значения: $\pm\pi/4$ и $\pm3 \cdot \pi/4$.

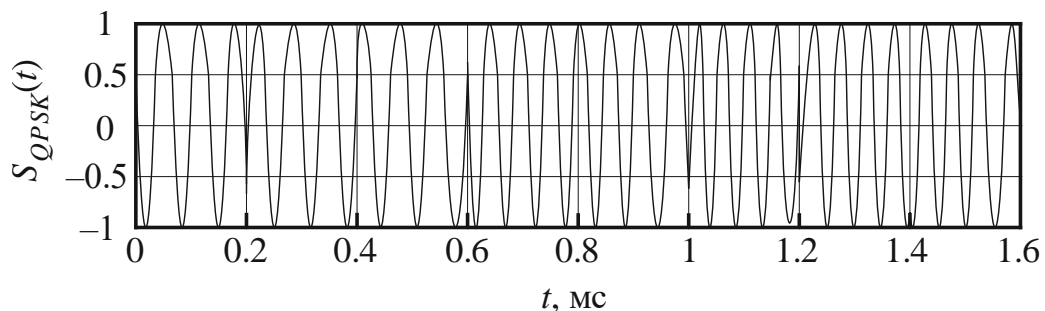
Рис. 3.21 – Фазовая огибающая *QPSK*-сигнала

Амплитудная огибающая *QPSK*-сигнала $a(t)$ также может быть получена из комплексной огибающей $z(t)$:

$$a(t) = \sqrt{I^2(t) \cdot Q^2(t)}. \quad (3.24)$$

Отметим, что амплитудная огибающая *QPSK*-сигнала равна единице всюду, за исключением моментов смены передаваемых символов, т. е. в моменты перескока фазы и перехода к очередной точке созвездия.

Пример осциллограммы *QPSK*-сигнала при входном битовом потоке «1100101101100001» при скорости передачи информации $B_r = 10$ кбит/с и несущей частоте 20 кГц показан на рисунке 3.22.

Рис. 3.22 – Осциллограмма *QPSK*-сигнала

Обратим внимание, что фаза несущего колебания может принимать четыре значения: $\pm\pi/4$ и $\pm 3\cdot\pi/4$ радиан. При этом фаза следующего символа относительно предыдущего может не измениться или измениться на $\pm\pi/2$ или на $\pm\pi$ радиан. Также отметим, что при скорости передачи информации $Br = 10$ кбит/с мы имеем символьную скорость $Sr = Br/2 = 5$ кбит/с и длительность одного символа $T = 1/Sr = 0,2$ мс, что отчетливо видно на осциллограмме (скачок фазы происходит через 0,2 мс).

На рисунке 3.23 показан спектр $BPSK$ $|S_{BPSK}(f)|^2$ - и спектр $QPSK$ $|S_{QPSK}(f)|^2$ - сигналов при $Br = 10$ кбит/с и несущей частоте 100 кГц. Можно заметить, что ширина главного лепестка, а также боковых лепестков $QPSK$ -сигнала вдвое меньше, чем у $BPSK$ -сигнала, при одной скорости передачи информации. Это обусловлено тем, что символьная скорость Sr $QPSK$ -сигнала вдвое меньше скорости передачи информации Br , в то время как символьная скорость $BPSK$ равна скорости передачи информации. Уровни боковых лепестков $QPSK$ и $BPSK$ равны.

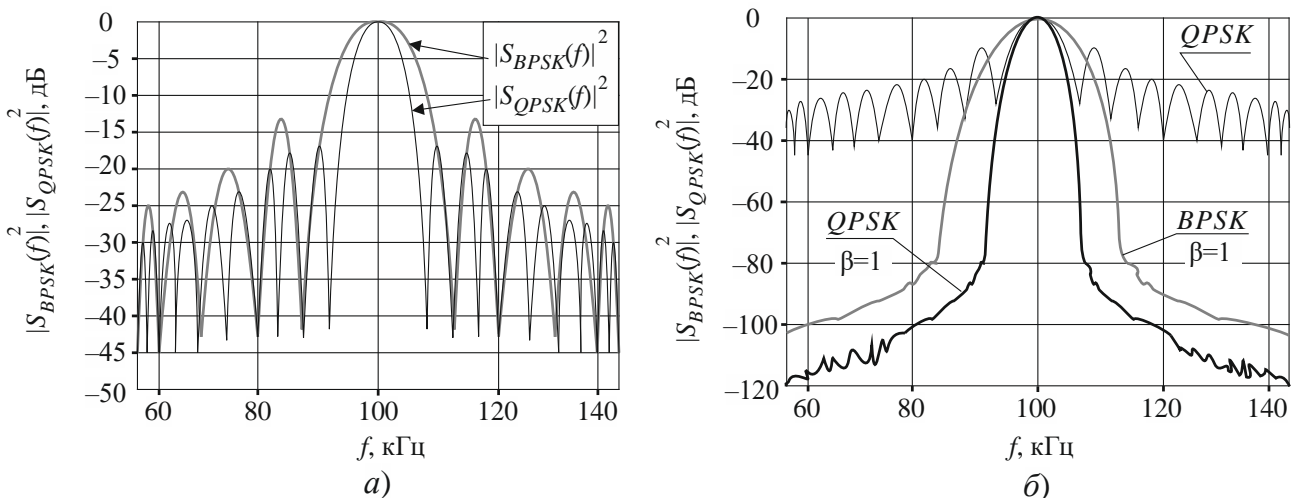


Рис. 3.23 – Спектр $QPSK$ -сигнала: а) без использования фильтра Найквиста; б) с использованием фильтра Найквиста

3.5 Моделирование спектра $QPSK$ -сигнала с помощью фильтров Найквиста

Формирующие фильтры позволяют обеспечить передачу $BPSK$ -сигнала со скоростью 1 бит/с на 1 Гц полосы сигнала при исключении межсимвольной интерференции на приемной стороне. Однако такие фильтры нереализуемы, поэтому на практике применяют формирующие фильтры, обеспечивающие

0,5 бит/с на 1 Гц полосы сигнала. В случае с *QPSK* скорость передачи B_r информации вдвое больше символьной скорости S_r , тогда использование формирующих фильтров дает нам возможность передавать 0,5 символа в секунду на 1 Гц полосы, или 1 бит/с цифровой информации на 1 Гц полосы при использовании фильтра с АЧХ вида приподнятого косинуса. Мы говорили, что импульсная характеристика $h(t)$ формирующего фильтра Найквиста зависит от параметра $0 \leq \beta \leq 1$ и имеет вид:

$$h(t) = \operatorname{sinc}\left(\pi \cdot \frac{t}{T}\right) \cdot w(t); \quad w(t) = \frac{\cos\left(\pi \cdot \beta \cdot \frac{t}{T}\right)}{1 - 4 \cdot \beta^2 \cdot \frac{t^2}{T^2}}. \quad (3.25)$$

На рисунке 3.23 показаны спектры $|S_{BPSK}(f)|^2$ и $|S_{QPSK}(f)|^2$ при использовании формирующих фильтров Найквиста с параметром $\beta = 1$. Черным показан спектр *QPSK*-сигнала без использования формирующего фильтра. Видно, что применение фильтра Найквиста позволяет полностью подавить боковые лепестки как в спектре *BPSK*-, так и в спектре *QPSK*-сигналов. Структурная схема *QPSK*-модулятора при использовании формирующего фильтра показана на рисунке 3.24.

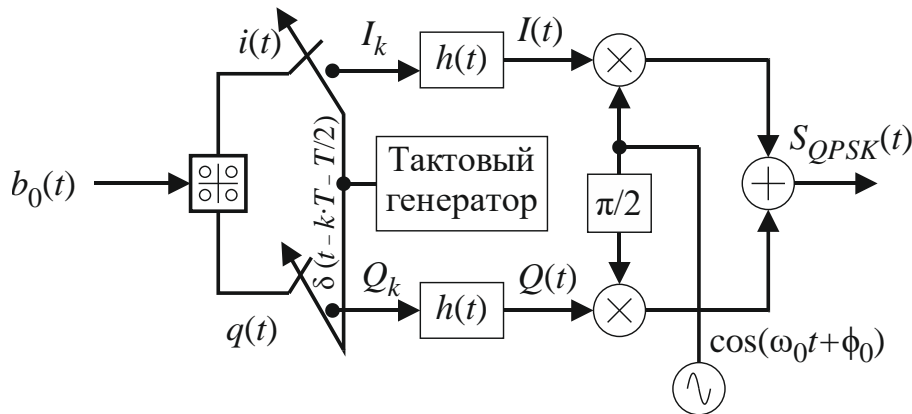


Рис. 3.24 – Структурная схема *QPSK*-модулятора с использованием формирующего фильтра

Графики, поясняющие работу *QPSK*-модулятора, показаны на рисунке 3.25.

Цифровая информация поступает со скоростью B_r и преобразуется в символы $i(t)$ и $q(t)$ в соответствии с созвездием *QPSK*, длительность одного передаваемого символа равна $T = 1 / S_r = 2 / B_r$. Тактовый генератор выдает последовательность дельта-импульсов с периодом T , но отнесенных к центру импульса

$i(t)$ и $q(t)$, как это показано на четвертом графике. Импульсы тактового генератора стробируют $i(t)$ и $q(t)$ при помощи ключей и получают отсчеты I_k и Q_k , показанные на двух нижних графиках, которые возбуждают формирующий фильтр интерполятор с импульсной характеристикой $h(t)$ и на выходе имеют синфазную $I(t)$ и квадратурную $Q(t)$ составляющие комплексной огибающей, которые подаются на универсальный квадратурный модулятор.

На выходе модулятора получаем $QPSK$ -сигнал с подавлением боковых лепестков спектра.

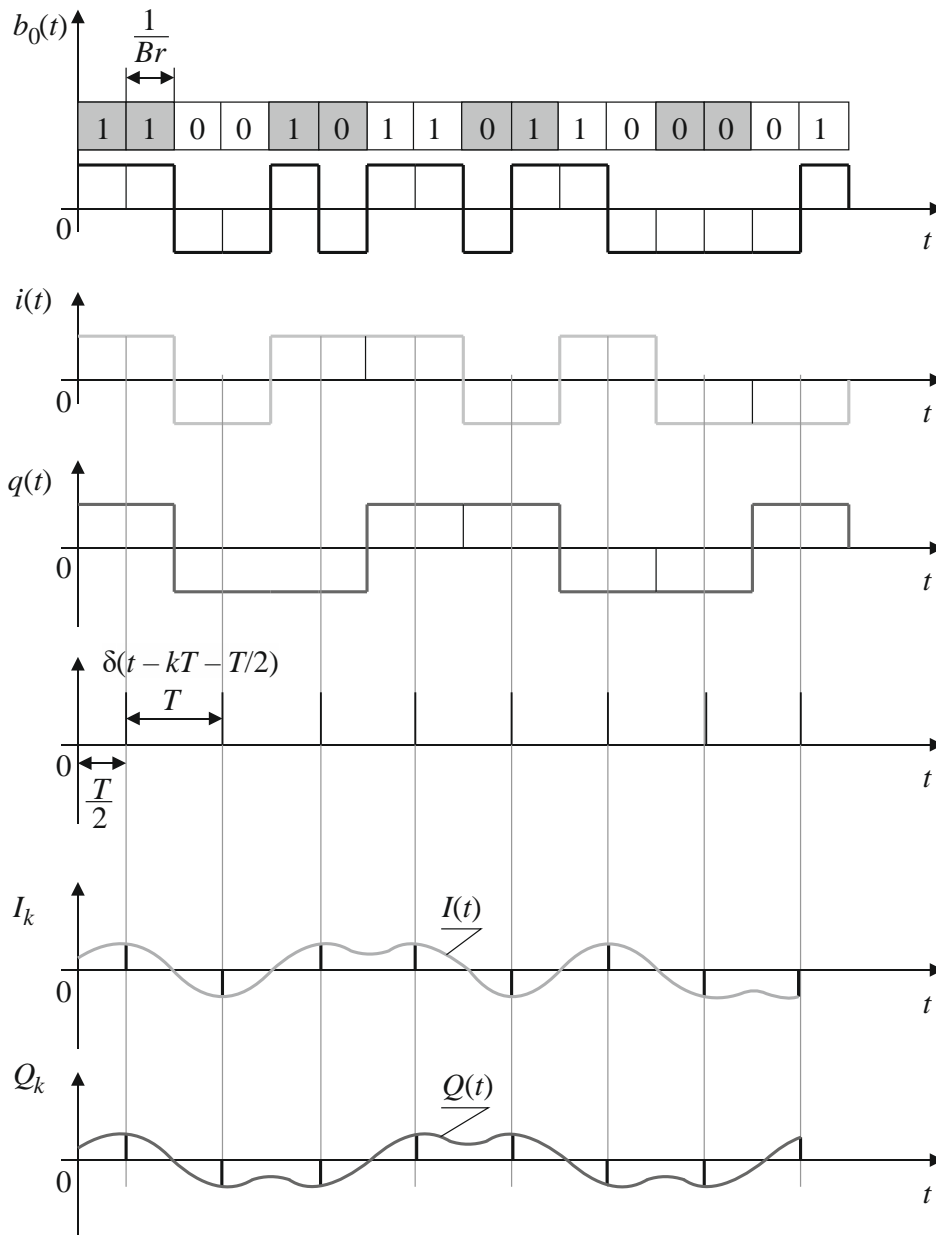


Рис. 3.25 – Алгоритм формирования $QPSK$ -сигнала

При непрерывном движении вектора комплексной огибающей его амплитуда начинает меняться во времени, значит, у $QPSK$ -сигнала при использовании

формирующего фильтра начинает меняться амплитудная огибающая $a(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}$, что наглядно демонстрируется осциллограммой $QPSK$ -сигнала, показанной на рисунке 3.26.

Видно, что фильтр Найквиста приводит к появлению паразитной амплитудной модуляции. При этом в точках, когда и синфазная $I(t)$ и квадратурная $Q(t)$ составляющие комплексной огибающей равны нулю, амплитуда $a(t)$ $QPSK$ -сигнала также падает до нуля и фаза поворачивается на π радиан. Важно отметить, что при непрерывных $I(t)$ и $Q(t)$ фазовая огибающая (3.23) также становится непрерывной функцией времени и перестает меняться скачкообразно, а плавно перетекает от символа к символу, что и приводит к сужению спектра $QPSK$ -сигнала при использовании формирующего фильтра.

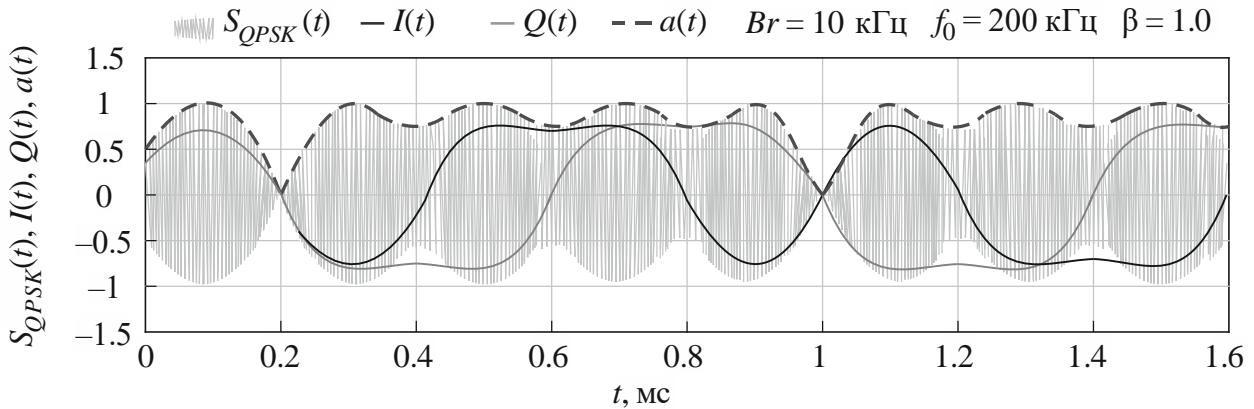


Рис. 3.26 – Осциллограмма $QPSK$ -сигнала при использовании формирующего фильтра Найквиста

3.6 Модуляция $\pi/4$ -DQPSK

Дифференциальная квадратурная фазовая манипуляция (*Differential Quadrature Phase Shift Keying – DQPSK*) с фазовым сдвигом $\pi/4$ – это метод модуляции, в котором используется алфавит из четырех символов $\{\pi/4, 3\pi/4, -\pi/4, -3\pi/4\}$, каждому из которых ставится в соответствие два бита данных $\{00, 01, 10, 11\}$. Точки модулированного сигнала $QPSK$ со сдвигом фазы $\pi/4$ выбираются поочередно из одного из двух созвездий $QPSK$, повернутых относительно друг друга на 45° ($\pi/4$). На рисунке 3.27 показаны точки этих созвездий, а также объединенное созвездие и возможные траектории переходов точек созвездия. Поочередный выбор точек одного из двух созвездий обеспечивает обязательное наличие сдвига фазы между соседними символами, при этом

сдвиг фазы будет кратен $\pi / 4$. Изменение фазы от символа к символу облегчает восстановление тактовой частоты и синхронизацию приемного тракта. Максимальный сдвиг фазы сигнала $\pi / 4DQPSK - 135^\circ$ (у $QPSK - 180^\circ$). Поэтому при ограничении полосы частот сигнал $\pi / 4-QPSK$ имеет более постоянную огибающую, чем сигнал $QPSK$. Основным достоинством $\pi / 4-QPSK$ является возможность некогерентной демодуляции, т. к. не требуется знание значения фазы несущей частоты [8].

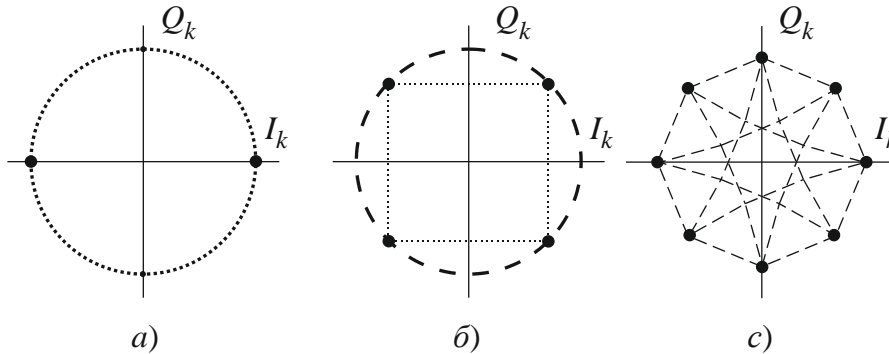


Рис. 3.27 – Точки созвездия $\pi / 4-QPSK$: а) возможные состояния для θ_k при $\theta_{k-1} = n\pi / 4$; б) возможные состояния для θ_k при $\theta_{k-1} = n\pi / 4$; в) все возможные состояния [8]

Передача данных осуществляется следующим образом. Входной битовый поток $m(t) = m_k$, $k = 1, 2, \dots$ разбивается как при $QPSK$ на два потока $m_I(t) = m_{I,k}$, и $m_Q(t) = m_{Q,k}$, период символов в которых равен удвоенному периоду символа потока $m(t)$. k -е квадратурная и синфазная составляющие созвездия, обозначаемые как I_k и Q_k для $kt < t < (k+1)T$, задаются предыдущими значениями I_{k-1} и Q_{k-1} , θ_k , обозначающей сдвиг фазы, определяемый входным дибитом (пар битов). То есть θ_k является функцией от текущего дибита $m_{I,k}$, $m_{Q,k}$

Таким образом, фаза текущего символа Φ_k является функцией θ и фазы предыдущего символа Φ_{k-1} .

I_k и Q_k представляют собой прямоугольные импульсы на периоде символа с амплитудами, описываемыми уравнениями:

$$I_k = \cos \phi_k,$$

$$Q_k = \sin \phi_k,$$

где $\phi_k = \phi_{k-1} + \theta_k$. Окончательно сигнал $\pi / 4DQPSK$ задается уравнением:

$$S(t)_{\pi/4-QPSK} = I_k \cos(\omega_c t) - Q_k \sin(\omega_c t),$$

в котором не учтены масштабируемые коэффициенты \sqrt{E} и $\sqrt{2/T}$.

Таблица 3.1 – Дибиты, отображаемые в сдвиге фазы между соседними символами

Дибит $m_{I,k}, m_{Q,k}$	θ_k
11	$\pi / 4$
01	$3\pi / 4$
00	$-3\pi / 4$
10	$-\pi / 4$

Реализация $\pi/4$ -QPSK осуществляется путем выполнения следующих шагов:

1. Входной битовый поток разбивается на дибиты.
2. k -й дибит $[m_{I,k}, m_{Q,k}]$ проецируется на сдвиг фазы θ_k в соответствии с таблицей 3.1.
3. Определяется абсолютное значение фазы несущей по формуле $\phi_k = \phi_{k-1} + \theta_k$.
4. Определяются синфазная I_k и квадратурная Q_k составляющие точки созвездия по формулам $I_k = \cos \phi_k$ и $Q_k = \sin \phi_k$.
5. Генерируется сигнал в соответствии с уравнением:

$$S(t)_{\pi/4-QPSK} = I_k \cos(\omega_c t) - Q_k \sin(\omega_c t).$$

Информация о дибите в сигнале $\pi/4$ -QPSK полностью содержится в сдвиге фазы между соседними символами θ_k .

Сигналы $\pi/4$ -QPSK широко используются в системах сотовой и транкинговой связи, беспроводных телефонах, особенно в странах Азии и Северной Америки.

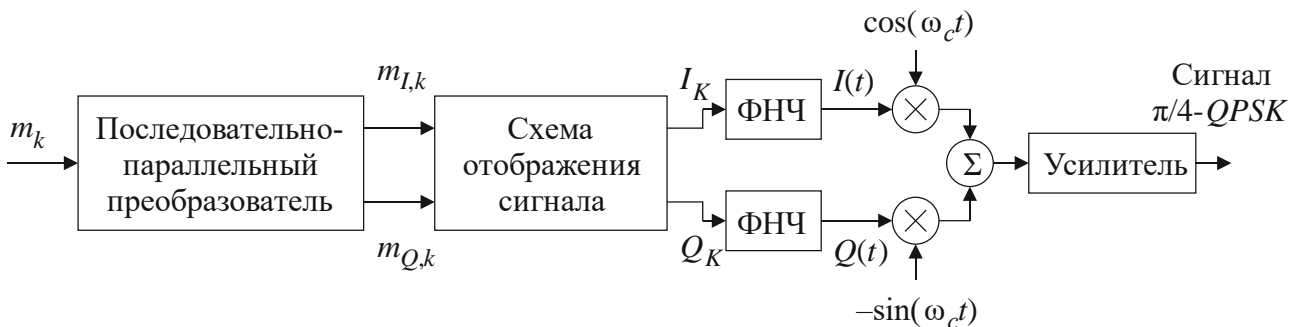


Рис. 3.28 – Блок-схема модулятора $\pi/4$ -QPSK

3.7 Ортогональная модуляция

При ортогональной модуляции для сигналов ансамбля S_M выполняется условие ортогональности [9]:

$$\int_T s_i(t)s_j(t)dt = 0 \text{ при } i \neq j. \quad (3.26)$$

Операция кодирования состоит в отображении блока из последовательных независимых двоичных символов в один из $M = 2^n$ подлежащих передаче сигналов, т. е. происходит переход от передачи символов двоичного алфавита к передаче символов модуляции M -ичного алфавита. Причем символы M -ичного алфавита должны приниматься целыми пачками символов.

Известны различные алгоритмы построения ансамблей (множеств) ортогональных цифровых сигналов. Рассмотрим достаточно универсальный метод построения ансамбля ортогональных сигналов в виде двоичных кодовых последовательностей Уолша [9].

Ансамбль таких последовательностей строится на основе матриц Адамара. Матрица Адамара первого порядка $\{k = 1, M = 2\}$ имеет следующий вид [9]:

$$H_1 = \begin{vmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{vmatrix}.$$

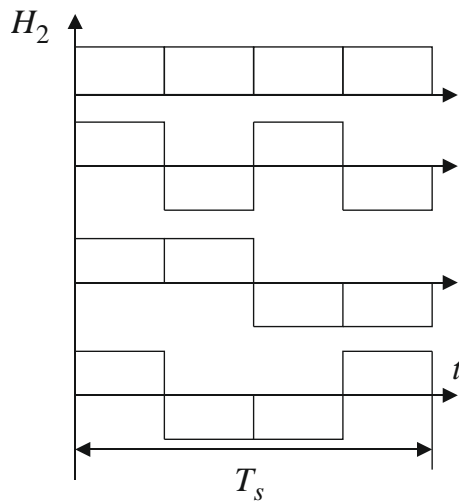
Матрица Адамара второго порядка $\{k = 2, M = 4\}$:

$$H_2 = \begin{vmatrix} H_1 & H_1 \\ H_1 & -H_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{vmatrix},$$

где все элементы матрицы $-H_1$ противоположны элементам матрицы H_1 . По аналогии с построением матриц H_1 и H_2 строится матрица Адамара $k + 1$ -го порядка:

$$H_{k+1} = \begin{vmatrix} H_k & H_k \\ H_k & -H_k \end{vmatrix}. \quad (3.27)$$

Строки матриц, построенных во времени по правилам (3.26), представляют собой ансамбль n ортогональных сигналов (рис. 3.29). Для любой пары ортогональных кодовых слов из ансамбля половина двоичных символов совпадает, половина противоположна.

Рис. 3.29 – Ансамбль 4 ортогональных сигналов H_2

3.7.1 Биортогональные сигналы

Ансамбль из $M = 2^k$ биортогональных сигналов может быть построен из некоторого множества, содержащего 2^{k-1} ортогональных сигналов, путем добавления к нему 2^{k-1} сигналов, противоположных сигналам исходного ансамбля, и имеет следующий вид:

$$H_k = \begin{vmatrix} H_{k-1} \\ -H_{k-1} \end{vmatrix}. \quad (3.28)$$

Так, для $k = 3$ ансамбль из восьми биортогональных сигналов будет выглядеть по формуле (3.28):

$$H_3 = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 \end{vmatrix}.$$

3.7.2 Демодуляция (корреляционный прием) ортогональных сигналов

При корреляционном приеме все вспомогательные параметры сигнала предполагаются в точности известными на приемной стороне [9].

Применительно к данному случаю будем говорить, что по рассматриваемой линии связи на k -м тактовом интервале, т. е. на отрезке времени от $t_k = t_0 + kTs$ до $t_{k+1} = t_0 + (k+1)Ts$, передается сигнал $s_k(t)$, который может принять одно из M состояний ($k = 1, 2, \dots, M$) в зависимости от значения очередного транслируемого символа сообщения.

Для наблюдателя, принимающего сигнал $z(t)$, выбор номера k передаваемого сигнала является случайным. Заранее (априори) предполагаются известными лишь вероятности P_j ($j = 1, 2, \dots, M$) выбора того или иного значения подлежащего передаче символа сообщения и, следовательно, того или другого сигнала. После анализа принятого на рассматриваемом тактовом интервале напряжения $z(t)$ у наблюдателя на приемной стороне появляются дополнительные сведения о выбранном в действительности сигнале.

В случае помехи в виде полосно-ограниченного белого шума равенства априорных вероятностей P_j и равенства энергии всех сигналов структурная схема приемника, реализующая алгоритм максимального правдоподобия, приведена на рисунке 3.30.

В первом приближении принимаемый сигнал $z(t)$ можно представить в виде:

$$z(t) = s_i(t) + n(t),$$

где $n(t)$ – полосно-ограниченный белый шум.

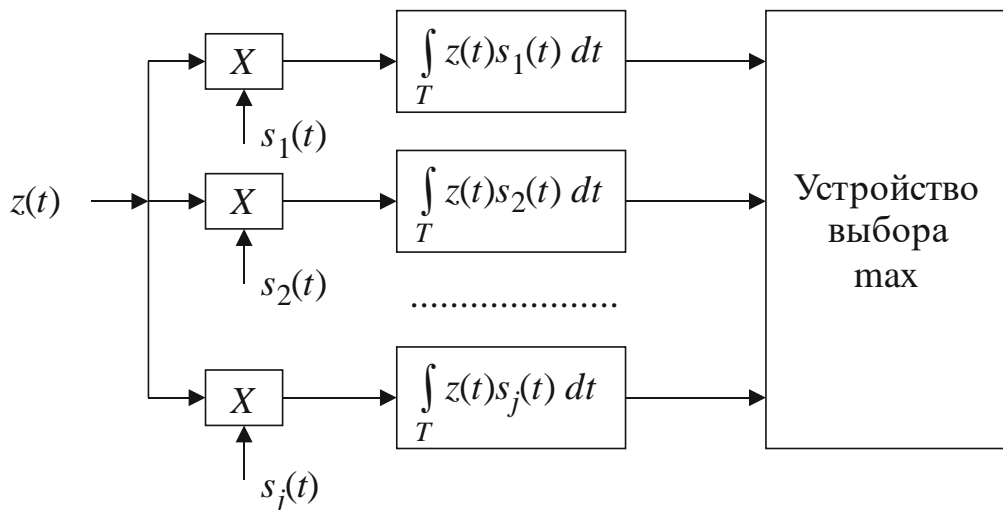


Рис. 3.30 – Корреляционный приемник ортогональных сигналов

Предполагается, что в приемнике есть копии сигналов из ансамбля и точно известно время поступления очередного символа модуляции. Тогда на выходе интеграторов имеем:

$$\lambda_j = \int_T [s_i(t) + n(t)] s_j(t) dt = \int_T s_i(t) s_j(t) dt + \int_T n(t) s_j(t) dt. \quad (3.29)$$

При $i = j$ первый интеграл d (3.29) равен энергии i -го символа E_i , а при $i \neq j$ он равен нулю в силу условия ортогональности. Второй член суммы (3.29) определяет взаимную энергию (корреляцию) помехи и j -го символа модуляции и, ввиду их статистической независимости, даст равные значения в каждом канале приемника. *Устройство выбора* определяет канал с максимальным уровнем сигнала, идентифицирует переданный символ модуляции и ставит ему в соответствие символ сообщения. Приемник, приведенный на рисунке 3.30, называется *корреляционным* приемником.

3.7.3 Оценки помехоустойчивости при когерентном приеме

При анализе помехоустойчивости ортогональной модуляции следует учитывать два обстоятельства, по-разному влияющие на итоговый показатель помехоустойчивости:

- энергия символа модуляции E_M в M раз больше энергии бита, это ведет к повышению помехоустойчивости;
- при использовании двоичных сигналов ошибка приведет к тому, что вместо передаваемого символа 1 (0) можно принять только ему альтернативный 0 (1). При равновероятной передаче одного из символов M -ичного алфавита ошибка может привести к приему с равной вероятностью любого из $(M - 1)$ оставшихся символов. Это ведет к снижению помехоустойчивости.

Для количественной оценки помехоустойчивости при M -ичном кодировании и приеме по критерию максимального правдоподобия воспользуемся без вывода рядом известных результатов. Каждый из принимаемых при такой передаче сигналов декодируется в k информационных бит.

$$P_b = \frac{M}{2(M-1)} \left\{ 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-x^2/2} \left[\Phi \cdot \left(x + \sqrt{\frac{2e_M}{N_0}} \right) \right]^{M-1} dx \right\}, \quad (3.30)$$

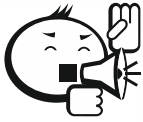
где $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-y^2/2} dy$ – функция ошибок.

Вычисления по формуле (3.30) возможны только численными методами.

В частном случае, когда $k=1$, а $M=2$, из выражения (3.30) следует широко известное выражение:

$$P_b = 1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right). \quad (3.31)$$

3.8 Ортогональное частотное мультиплексирование данных (OFDM)



Ортогональное частотное мультиплексирование данных (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM*) представляет собой специальный случай одновременной передачи потока цифровых данных по многим частотным каналам. Одним из привлекательных свойств данной технологии считается относительно высокая устойчивость по отношению к частотно-селективным замираниям и узкополосным помехам.

По сути, *OFDM* является частным случаем техники передачи данных с использованием множества несущих (*Multi Carrier Modulation – MCM*). Главный принцип *MCM* заключается в том, чтобы разделить основной поток бит на ряд параллельных подпотоков с низкой скоростью передачи и затем использовать их для модуляции нескольких несущих (поднесущих). При этом, вообще говоря, к каждой из поднесущих может быть применена любая техника модуляции [10].

При формировании *OFDM*-сигнала необходимо обеспечить ортогональность поднесущих. Поэтому сначала исходя из характера входных данных определяются требуемый частотный спектр и необходимая схема модуляции. Каждая поднесущая связывается со своим подпотокком данных. Амплитуда и фаза поднесущей вычисляются на основе выбранной схемы модуляции. В качестве такой схемы может выступать бинарная фазовая манипуляция (*Binary Phase Shift Keying, BPSK*), квадратурная фазовая манипуляция (*Quadrature Phase Shift Keying, QPSK*) или квадратурная амплитудная модуляция (*Quadrature Amplitude Modulation, QAM*). Затем с помощью обратного преобразования Фурье (*IFT*) ам-

плитуда как функция частоты преобразуется в функцию от времени (преимущественно используется вариант обратного быстрого преобразования Фурье – *IFFT*). Принимающая аппаратура с помощью прямого быстрого преобразования Фурье (*FFT*) преобразует амплитуду сигналов как функцию от времени в функцию от частоты, формируя при этом набор ортогональных синусоид [10].

За счёт применения преобразований Фурье частотный диапазон делится на поднесущие, спектры которых перекрываются (рис. 3.31, б), но остаются ортогональными.

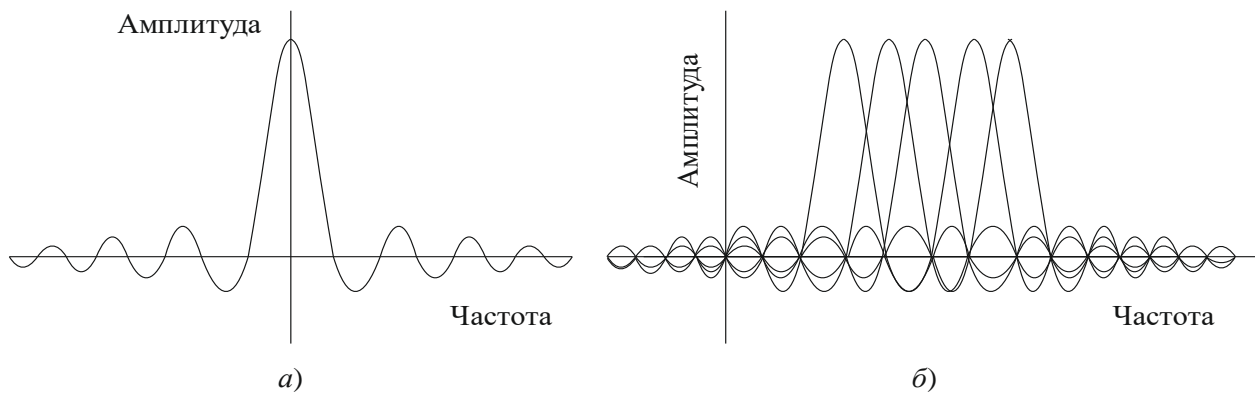


Рис. 3.31 – Частотное представление *OFDM*-символа

Выражение, описывающее *OFDM*-сигнал в идеальных условиях, имеет вид [11]:

$$p(t) = \text{rect}(t) \sum_{m=0}^{M-1} A_m \exp(j\phi_m) \exp(j2\pi m \Delta f t), \quad (3.32)$$

где $\text{rect}(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T, \\ 0, & \text{в остальных случаях;} \end{cases}$ A_m – амплитуда поднесущей с частотой f_m ; ϕ_m – начальная фаза поднесущей с частотой f_m ; M – количество поднесущих в *OFDM*-сигнале; $T = \frac{1}{\Delta f}$ – длительность *OFDM*-сигнала; Δf – расстояние между поднесущими.

В дискретном виде, во временном представлении *OFDM*-сигнал записывается как

$$p(n) = \sum_{m=0}^{N-1} A_m \exp(j\phi_m) \exp\left(j2\pi m \frac{n}{N}\right), \quad n = \{0, 1, 2, \dots, N-1\}, \quad (3.33)$$

с учётом $t = n \frac{T}{N} = \frac{n}{N \Delta f}$, где n – номер дискретного отсчета времени; N – число отсчетов сигнала на интервале времени T .

В дискретном виде, в частотном представлении *OFDM*-сигнал записывается как

$$q(k) = \sum_{m=0}^{N-1} p(n) \exp\left(-j2\pi m \frac{n}{N}\right), k = \{0, 1, 2, \dots, N-1\}, \quad (3.34)$$

где $q(k)$ – спектр *OFDM*-сигнала; k – номер поднесущей.

Подставляя выражение (3.33) в (3.34), получим развернутое представление *OFDM*-сигнала в частотной области:

$$q(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} A_m \exp(j\phi_m) \exp\left(-j2\pi(m-k) \frac{n}{N}\right). \quad (3.35)$$

При распространении радиочастотного сигнала в радиоканале происходит рассеивание и переотражение сигнала от неоднородностей канала. В системах связи для борьбы с эффектами, вносимыми многолучевым каналом распространения, применяется защитный интервал, называемый циклическим префиксом. Он представляет собой копию отсчетов сигнала из окончания *OFDM*-символа. Длина циклического префикса выбирается в соответствии с максимально возможной задержкой сигнала в канале *PPB*.



Циклический префикс является избыточной информацией и в этом смысле снижает полезную (информационную) скорость передачи, но именно он служит защитой от возникновения межсимвольной интерференции, появляющейся из-за нарушения ортогональности между символами.

Указанная избыточная информация добавляется к передаваемому символу в передатчике и отбрасывается при приеме символа в приемнике. На рисунке 3.32 приведена временная структура *OFDM*-символа [11].

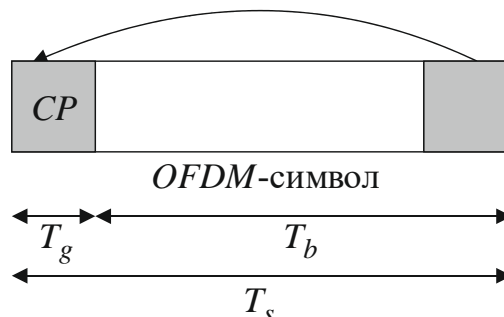


Рис. 3.32 – Временная структура *OFDM*-символа

Однако этот механизм не предотвращает внутрисимвольную интерференцию – наложение сигналов с одним и тем же символом, пришедших с фазовой задержкой. В результате информация может полностью исказиться или (например, при фазовом сдвиге 180°) просто исчезнуть [11]. Для предотвращения потери информации при пропадании отдельных символов или их фрагментов стандарт IEEE 802.16–2009 предусматривает эффективные средства канального кодирования.

Обратимся теперь к вопросу о практической реализации ансамбля ортогональных многочастотных сигналов.

Прямой способ формирования, вытекающий непосредственно из описания сигналов, представлен на рисунке 3.33.

Формирователь состоит из преобразователя последовательного потока данных в параллельный, синтезаторов C формы сигналов, обеспечивающих заданный вид огибающей, совокупности умножителей (преобразователей частоты), позволяющих перенести спектр сигналов на заданные частоты f_1, \dots, f_K , и, наконец, сумматора Σ , на выходе которого и формируется многочастотный сигнал $S(t)$.

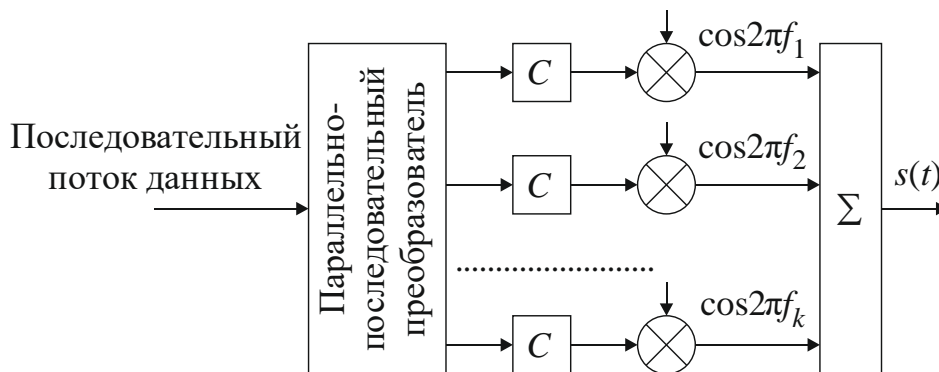


Рис. 3.33 – Структурная схема прямого формирования *OFDM*-сигналов

При всей очевидности представленного на рисунке 3.33 метода формирования *OFDM*-сигналов следует признать его непрактичность, поскольку он предполагает одновременную работу K сфазированных генераторов, что при достаточно больших значениях K представляется бесперспективным.



.....
Контрольные вопросы по главе 3
.....

1. Из каких основных узлов состоит универсальный квадратурный модулятор?
2. Что такое межсимвольная интерференция?
3. Какой подход используют для того, чтобы избавиться от межсимвольной интерференции?
4. На основании чего строится модуляция *QPSK*?
5. Перечислите ортогональные сигналы.
6. Назовите отличие между модуляцией *QPSK* и *DQPSK*.

4 Моделирование каналов со множественным доступом



.....

Ресурс связи (Communications Resource – CR) представляет время и ширину полосы, доступные для передачи сигнала в определенной системе.

.....

Графически ресурс связи можно изобразить на двухмерном графике, где ось абсцисс представляет время, а ось ординат – частоту. Для создания эффективной системы связи необходимо спланировать распределение ресурса между пользователями системы, чтобы время/частота использовались максимально эффективно. Результатом такого планирования должен быть равноправный доступ пользователей к ресурсу [6].

С проблемой совместного использования ресурса связи связаны термины «уплотнение» и «множественный доступ». Разница между этими понятиями минимальна. При использовании термина уплотнение требования пользователя к совместному использованию ресурса связи постоянны либо (в большинстве случаев) изменяются незначительно. Распределение ресурса выполняется априорно, а совместное использование ресурса обычно привязывается к локальному устройству (к примеру, монтажной плате).



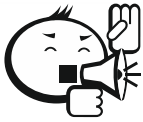
.....

Применение множественного доступа, как правило, требует удаленного совместного использования ресурса, как, например, в случае спутниковой связи. При динамической схеме множественного доступа контроллер системы должен учитывать потребности каждого пользователя ресурса связи. Время, необходимое для передачи соответствующей управляющей информации, устанавливает верхний предел эффективного использования ресурса связи.

.....

Существует три основных способа увеличения пропускной способности (общей скорости передачи данных) ресурса связи. Первый состоит в увеличении эффективной изотропно-излучаемой мощности (*Effective Isotropic Radiated Power – EIRP*) передатчика или в снижении потерь системы, что в любом случае приведет к увеличению отношения сигнал/шум. Второй способ – это увеличение

ширины полосы канала. Третий способ заключается в повышении эффективности распределения ресурса связи. Одна из возможных реализаций этого способа – множественный доступ. Пример: спутниковый транспондер, который должен эффективно распределить ограниченный ресурс связи между большим количеством пользователей, обменивающихся цифровой информацией. При этом пользователи могут требовать различных скоростей передачи данных и иметь разные рабочие циклы.



.....

Основные способы распределения ресурса связи:

- *Частотное разделение (frequency division – FD)*. Распределяются определенные поддиапазоны используемой полосы частоты.
- *Временное разделение (time division – TD)*. Пользователям выделяются периодические временные интервалы. В некоторых системах пользователям предоставляется ограниченное время для связи. В других случаях время доступа пользователей к ресурсу определяется динамически.
- *Кодовое разделение (code division – CD)*. Выделяются определенные элементы набора ортогонально (либо почти ортогонально) распределенных спектральных кодов, каждый из которых использует весь диапазон частот.
- *Пространственное разделение (space division – SD), или многолучевое многократное использование частоты*. С помощью точечных лучевых антенн радиосигналы разделяются и направляются в разные стороны. Данный метод допускает многократное использование одного частотного диапазона.
- *Поляризационное разделение (polarization division – PD), или двойное поляризационное многократное использование частоты*. Для разделения сигналов применяется ортогональная поляризация, что позволяет использовать один частотный диапазон.

.....

Ключевым моментом во всех схемах уплотнения и множественного доступа является то, что при использовании ресурса различными сигналами интер-

ференция не дает неуправляемых взаимных помех, которые делают невозможным процесс детектирования. Интерференция допустима до тех пор, пока сигналы одного канала незначительно увеличивают вероятность появления ошибок в другом канале. Избежать взаимных помех между разными пользователями позволяет использование в разных каналах ортогональных сигналов, при котором выполняется условие согласно формуле (3.10).

4.1 Множественный доступ с частотным разделением

Ресурс связи представлен на рисунке 4.1 в виде частотно-временной зависимости. Спектральное распределение по каналам является примером технологии *FDM* или *FDMA*. Здесь распределение сигналов или пользователей по диапазону частот является *долгосрочным* или *постоянным*. Ресурс связи может одновременно содержать несколько сигналов, разнесенных в спектре. Первый частотный диапазон содержит сигналы, которые используют промежуток частот между f_0 и f_1 , второй – между f_2 и f_3 и т. д. Области спектра, находящиеся между используемыми диапазонами, называют защитными полосами частот. Защитные полосы являются своеобразным буфером, который позволяет снизить интерференцию между соседними (по частоте) каналами [6].

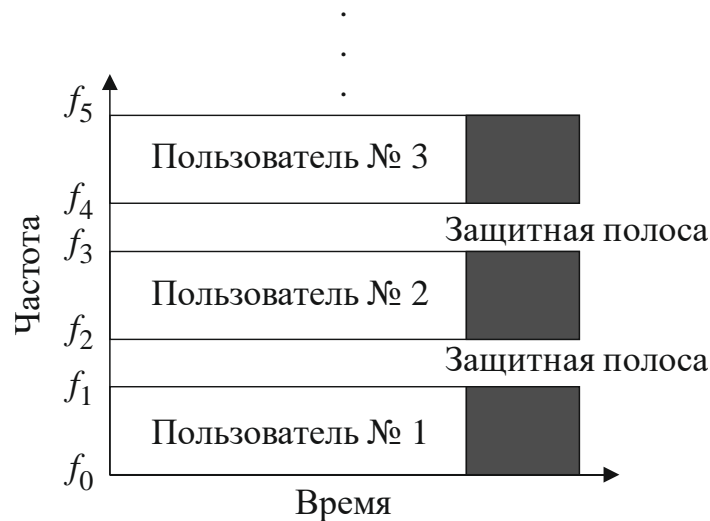


Рис. 4.1 – Уплотнение с частотным разделением

Может возникнуть вопрос: как преобразовать немодулированный сигнал так, чтобы он использовал более высокий диапазон частот? Ответ: при помощи *наложения или смешивания (модуляции)* информационного сигнала и синусоидального сигнала фиксированной частоты.

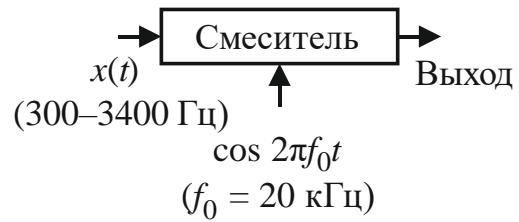
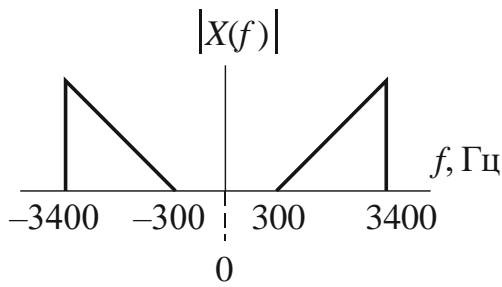
Если два модулируемых входных сигнала описываются синусоидами с частотами f_A и f_B , их смешение или перемножение дает частоты f_{A+B} и f_{A-B} . Процесс модуляции описывается следующим тригонометрическим равенством:

$$\cos A \cos B = \frac{1}{2} [\cos (A + B) + \cos (A - B)]. \quad (4.1)$$

На рисунке 4.2, *а* показано модулирование типичного голосового телефонного сигнала $x(t)$ (частоты немодулированного сигнала принадлежат диапазону 300–3 400 Гц) синусоидальным сигналом с частотой 20 кГц. Двусторонний спектр немодулированного сигнала $|X(f)|$ показан на рисунке 4.2, *а*. Может ли смеситель сигналов быть линейным устройством? Нет. Выходной сигнал линейного устройства будет иметь те же составляющие частоты, что и входной сигнал. Различие может быть лишь в амплитуде и/или фазе.

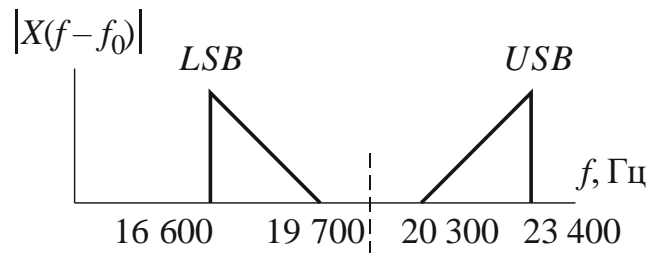
На рисунке 4.2, *б* представлен односторонний спектр $|X(f - f_0)|$ на выходе смесителя. В результате смешивания, описанного в уравнении (4.1), спектр смещается в сторону более высоких частот, по сравнению с немодулированным спектром, и центрирован теперь на частоте 20 кГц. Данный спектр называют двухполосным (*double-sideband – DSB*), поскольку информация находится в двух различных диапазонах частот. На рисунке 4.2, *в* показана нижняя боковая полоса (*lower sideband – LSB*), которой принадлежат частоты 16 600–19 700 Гц. Иногда нижнюю боковую полосу называют *инвертированной боковой полосой*, поскольку частотные составляющие этой полосы расположены в обратном порядке, по сравнению с немодулированным сигналом. Подобным образом фильтрация может использоваться для выделения верхней боковой полосы (*upper sideband – USB*), которой, как показано на рисунке 4.2, *г*, принадлежат частоты 20 300–23 400 Гц. Данную боковую полосу иногда называют *прямой*, поскольку частотные составляющие этой полосы расположены в том же порядке, что и в немодулированном сигнале. Обе боковые полосы спектра *DSB* содержат одну и ту же информацию. Таким образом, для восстановления исходных данных немодулированного сигнала необходима лишь одна боковая полоса – верхняя или нижняя.

Входной немодулированный
голосовой спектр

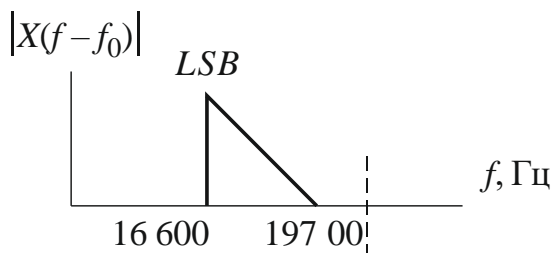


a)

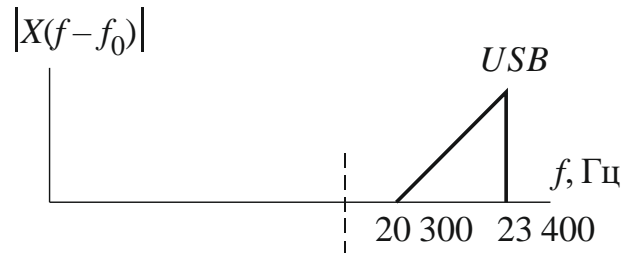
Выходной двухполосный спектр



б)



в)



г)

Рис. 4.2 – Смешивание сигналов: а) процесс смешивания; б) выходной спектр смесителя; в) нижняя боковая полоса; г) верхняя боковая полоса

На рисунке 4.3 приведен простейший пример технологии *FDM*. В данном случае реализована схема с тремя каналами передачи речи. В канале 1 голосовой сигнал из диапазона 300–3 400 Гц модулируется сигналом с частотой 20 кГц. В каналах 2 и 3 аналогичный голосовой сигнал модулируется сигналами с частотами 16 и 12 кГц. В приведенном примере сохраняются лишь нижние боковые полосы. Результатом смешивания и фильтрации (для удаления верхних боковых полос) являются сдвинутые по частоте сигналы, показанные на рисунке 4.3. Суммарный выходной сигнал есть сумма трех сигналов и принадлежит диапазону 8,6–19,7 кГц.

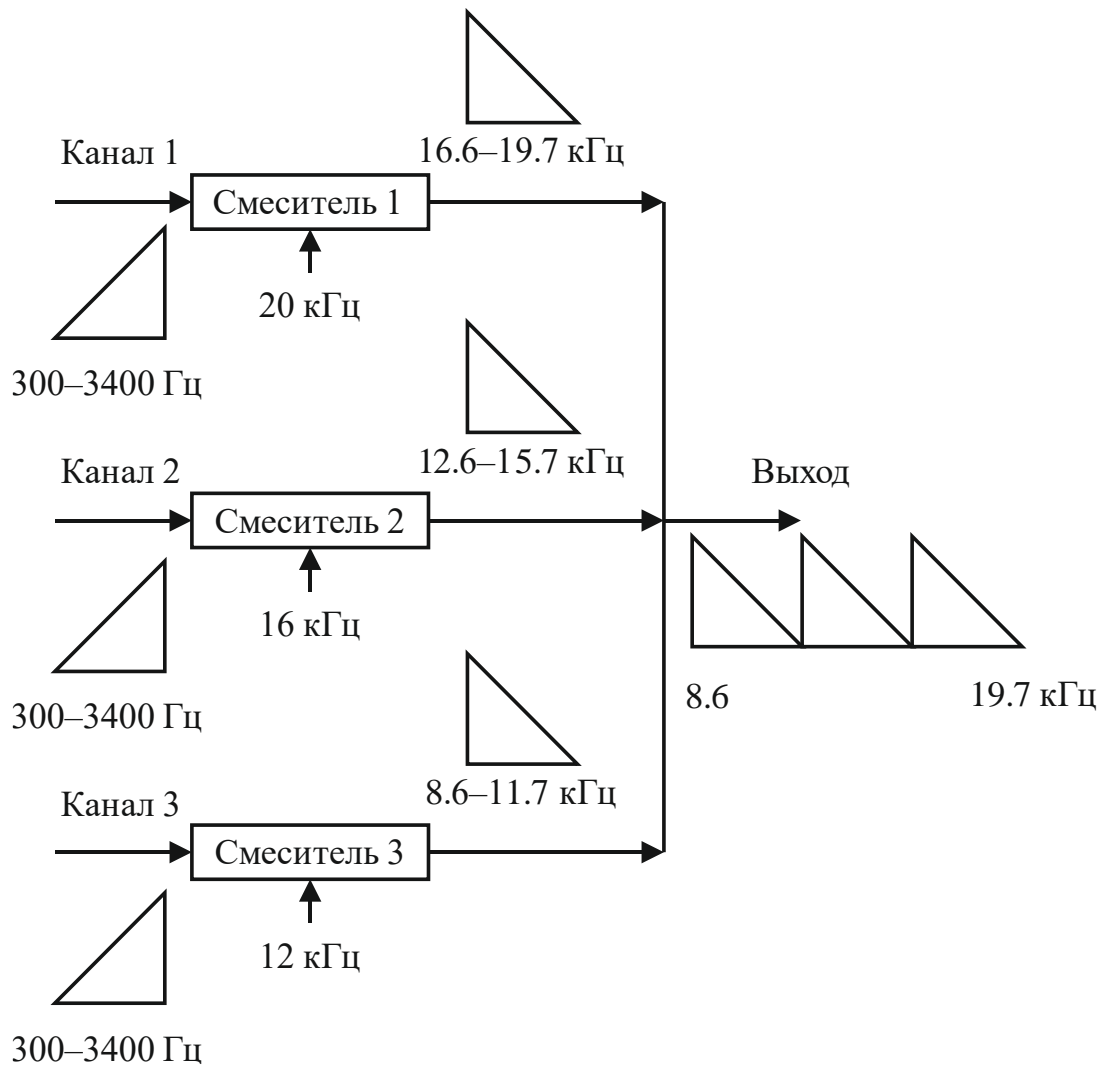


Рис. 4.3 – Простейший пример *FDM*.
Три сдвинутых по частоте канала передачи речи

На рисунке 4.4 представлены два наиболее низких уровня иерархии уплотнения телефонных каналов с использованием *FDM*. Первый уровень состоит из *группы* 12 каналов, модулируемых поднесущими с частотами из диапазона 60–108 кГц. Второй уровень, состоящий из пяти групп (60 каналов), называют *супергруппой*. Супергруппа модулируется поднесущими с частотами из диапазона 312–552 кГц. Уплотненные каналы теперь рассматриваются как составной сигнал, который может передаваться по кабелю или модулироваться несущей с целью последующей радиопередачи.

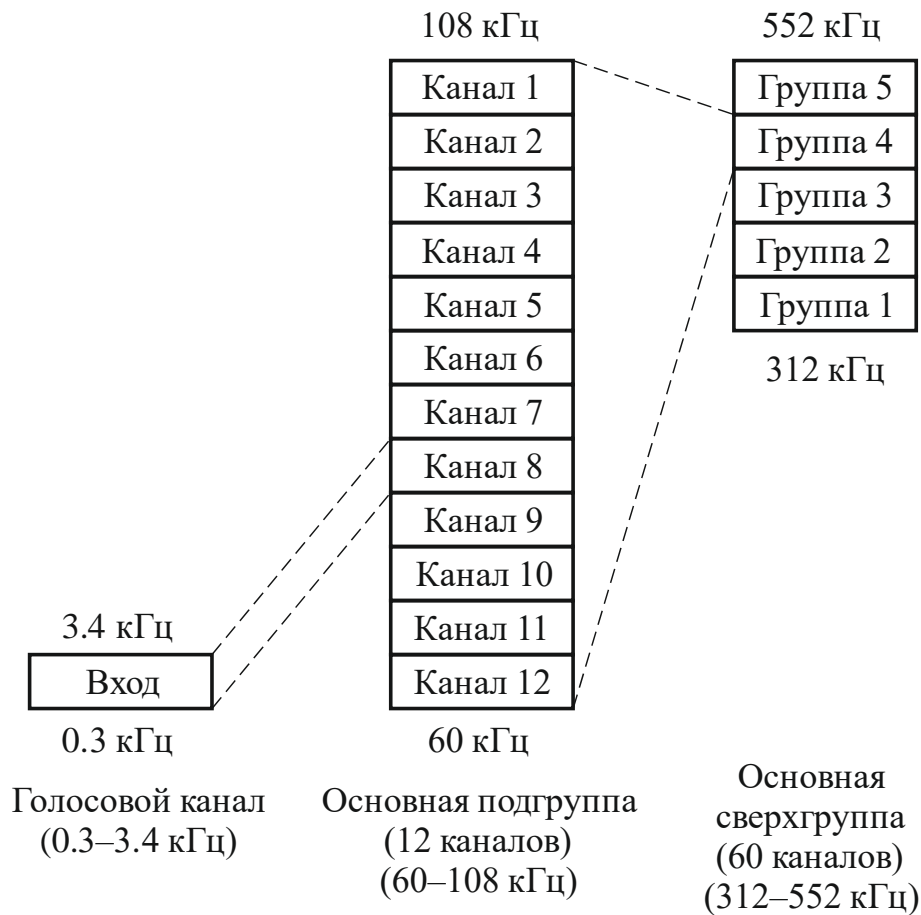


Рис. 4.4 – Схема модулирования типичной системы уплотнения с частотным разделением

4.2 Множественный доступ с временным разделением

На рисунке 4.1 показано совместное использование ресурса связи, выполняемое посредством распределения частотных диапазонов. На рисунке 4.5 тот же ресурс связи распределен путем предоставления каждому из M сигналов (или пользователей) всего спектра в течение небольшого отрезка времени, называемого *временным интервалом* (*time slot*). Промежутки времени, разделяющие используемые интервалы, называются *защитными интервалами* (*guard time*). Защитный интервал создает некоторую временную неопределенность между соседними сигналами и выступает в роли буфера, снижая тем самым интерференцию. На рисунке 4.6 приведен пример использования технологии *TDMA* в спутниковой связи. Время разбито на интервалы, называемые *кадрами* (*frame*). Каждый *кадр* делится на *временные интервалы*, которые могут быть распределены между пользователями. Общая структура кадров периодически повторяется, так что передача данных по схеме *TDMA* – это один или более временных интервалов, которые периодически повторяются на протяжении каждого кадра. Каждая наземная передающая станция транслирует информацию в виде пакетов таким

образом, чтобы они поступали на спутник в соответствии с установленным расписанием. После принятия транспондером такие пакеты ретранслируются на Землю вместе с информацией от других передающих станций. Принимающая станция детектирует и разуплотняет уплотненные данные соответствующего пакета, после чего информация поступает к соответствующим пользователям [6].

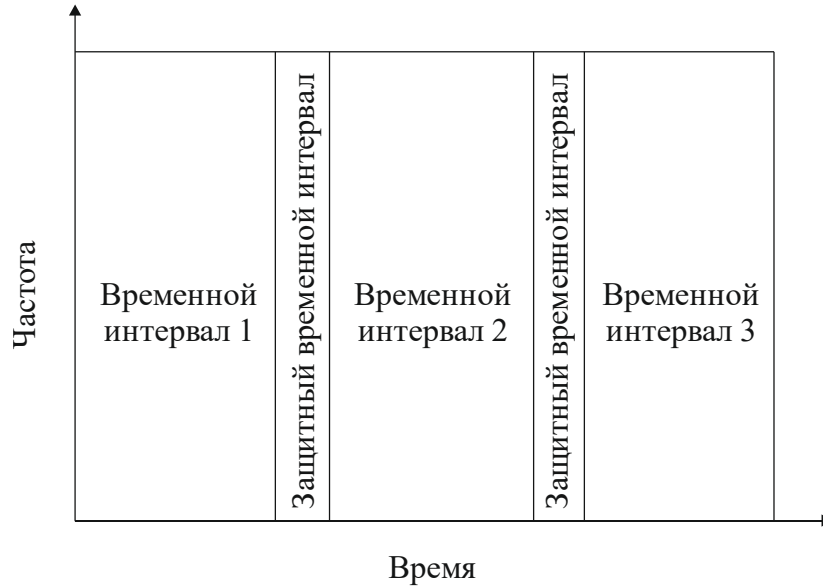


Рис. 4.5 – Уплотнение с временным разделением

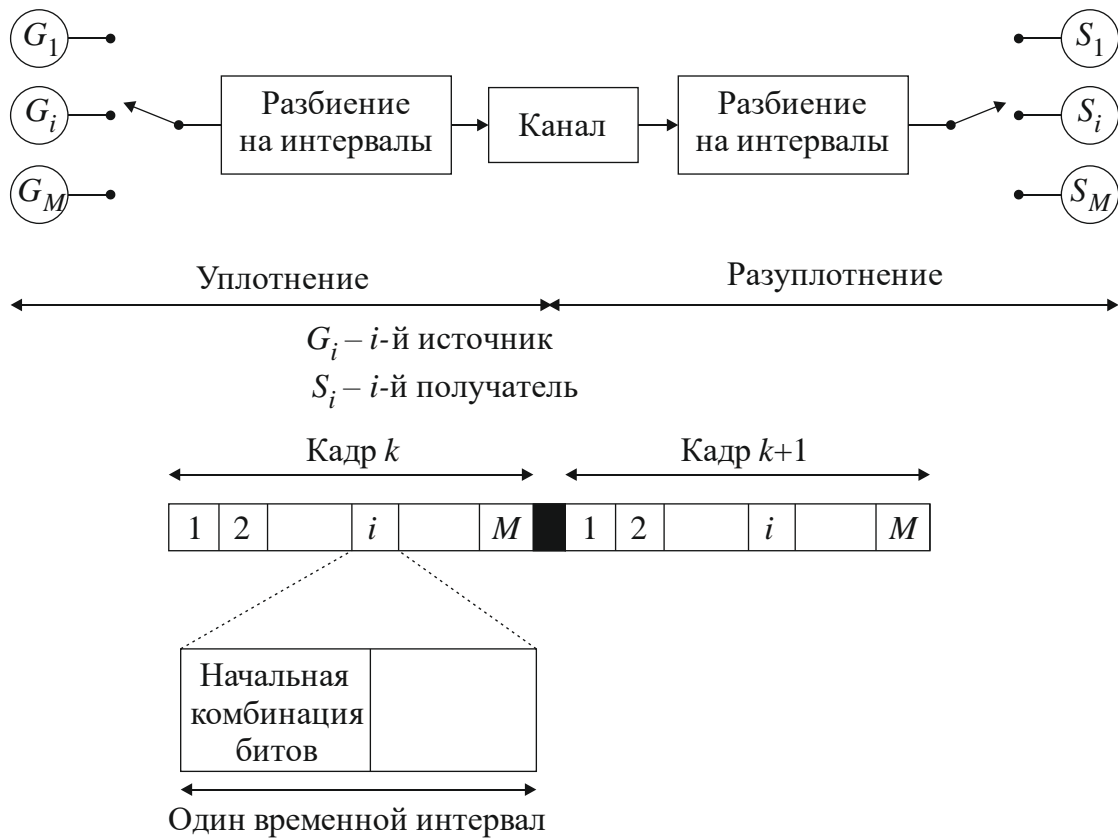
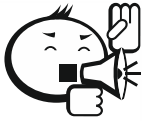


Рис. 4.6 – TDM с фиксированным распределением



Простейшая схема *TDM/TDMA* именуется *TDM/TDMA с фиксированным распределением*. При использовании такой схемы M временных интервалов, составляющих кадр, заранее распределены между источниками сигнала на достаточно длительный промежуток времени.

На рисунке 4.7 в виде блок-схемы показана работа такой системы. Операция уплотнения состоит в предоставлении каждому источнику возможности использовать один или более интервалов. Разуплотнение – это распознавание интервалов с последующим распределением данных между соответствующими пользователями.



Рис. 4.7 – *TDM* с фиксированным распределением и система

Два коммутирующих ключа на рисунке 4.6 должны быть синхронизированы таким образом, чтобы сообщение, соответствующее источнику 1, попадало на выход канала 1 и т. д. Само по себе сообщение в общем случае состоит из начальной комбинации битов (*preamble*) и собственно информационной части. Начальная комбинация обычно состоит из элементов, которые отвечают за синхронизацию, адресацию и защиту от ошибок.

Схема *TDM/TDMA* с фиксированным распределением является чрезвычайно эффективной, когда требования пользователя можно предвидеть, а поток данных значителен (т. е. временные интервалы практически всегда заполнены). В случае же пульсирующего или случайного потока данных указанный метод себя не оправдывает. Рассмотрим простой пример, представленный на рисунке 4.7. Здесь кадр составляют четыре интервала, каждый из которых закреплен за пользователями *A*, *B*, *C* и *D*. На рисунке 4.7, *а* изображены схемы активности четырех пользователей.

На протяжении первого интервала передачи кадра пользователь *C* не отправляет данных, пользователь *B* не передает данных в течение второго интервала, а *A* – в течение третьего. В случае использования *TDMA* с фиксированным распределением все интервалы кадра распределены заранее. Если «владелец» интервала не передает данных в течение указанного промежутка времени, данный интервал не используется. На рисунке 4.7, б показан поток данных и неиспользованные интервалы. Если требования пользователей непредсказуемы, как в приведенном выше примере, то должны применяться более эффективные методы с использованием динамического распределения интервалов. Таких методов существует несколько – применение систем с коммутацией пакетов, статистических мультиплексоров или концентраторов. Данные системы позволяют достигнуть результата, изображенного на рисунке 4.7, в, где пропускная способность системы остается постоянной благодаря использованию всех доступных временных интервалов.

4.3 Множественный доступ с кодовым разделением

В случае *FDMA* (рис. 4.1) плоскость ресурса связи была разделена на горизонтальные отрезки, соответствующие частотным диапазонам. Та же плоскость на рисунке 4.5 была разбита по вертикали на временные интервалы *TDMA*. Эти два подхода являются наиболее распространенными в приложениях множественного доступа. На рисунке 4.8 приводится иллюстрация метода множественного доступа, являющегося результатом совмещения *FDMA* и *TDMA*.

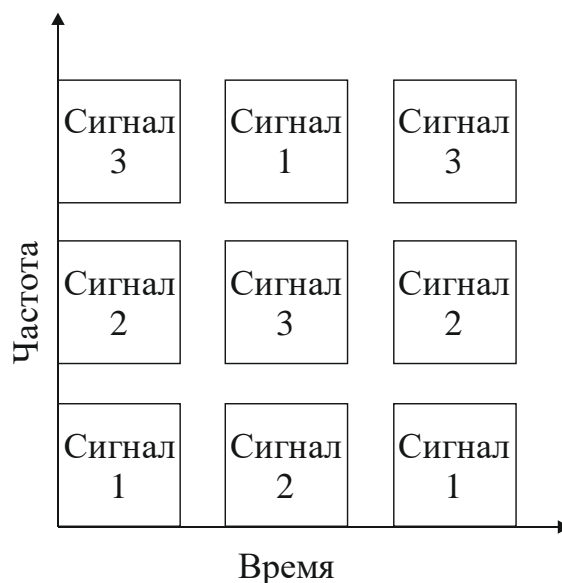


Рис. 4.8 – Уплотнение с кодовым разделением



.....

Этот метод называется **множественным доступом с кодовым разделением** (*code-division multiple access – CDMA*) [6]. *CDMA* является практическим приложением методов **расширения спектра** (*spread-spectrum – SS*), которые можно разделить на две основные категории: **расширение спектра методом прямой последовательности** (*direct sequence – DS*) и **расширение спектра методом скачкообразной перестройки частоты** (*frequency hopping – FH*).

.....

В данном разделе будет рассмотрена схема *CDMA* с перестройкой частоты (*FH-CDMA*). Простейший пример *CDMA* с перестройкой частоты, кратковременное распределение частотного диапазона для различных источников сигнала, изображен на рисунке 4.8. В каждом из коротких временных интервалов происходит перераспределение частотных диапазонов. Как показано на рисунке, в течение интервала 1 сигнал 1 использует диапазон 1, сигналы 2 и 3 – диапазоны 2 и 3. Во время интервала 2 сигнал 1 «перескакивает» в диапазон 3, сигнал 2 – в диапазон 1, сигнал 3 – в диапазон 2 и т. д. Таким образом, ресурс связи используется полностью, причем диапазоны пользователей перераспределяются в каждый последующий момент времени. Каждому пользователю присваивается псевдошумовой (*pseudonoise – PN*) код, который указывает последовательность перестройки частоты. Псевдошумовые коды ортогональны друг другу (или близки к ортогональным).

На рисунке 4.9 представлена существенно упрощенная модель схемы *CDMA* с перестройкой частоты, поскольку в приведенном примере из требований симметрии вытекает, что каждый сигнал изменяет частоту синхронно со всеми остальными сигналами. Однако *в действительности этого не происходит*. Одним из преимуществ схемы *CDMA* в сравнении с *TDMA* является то, что группы пользователей не нуждаются в синхронизации (синхронизироваться должны только передатчики и приемники каждой группы).

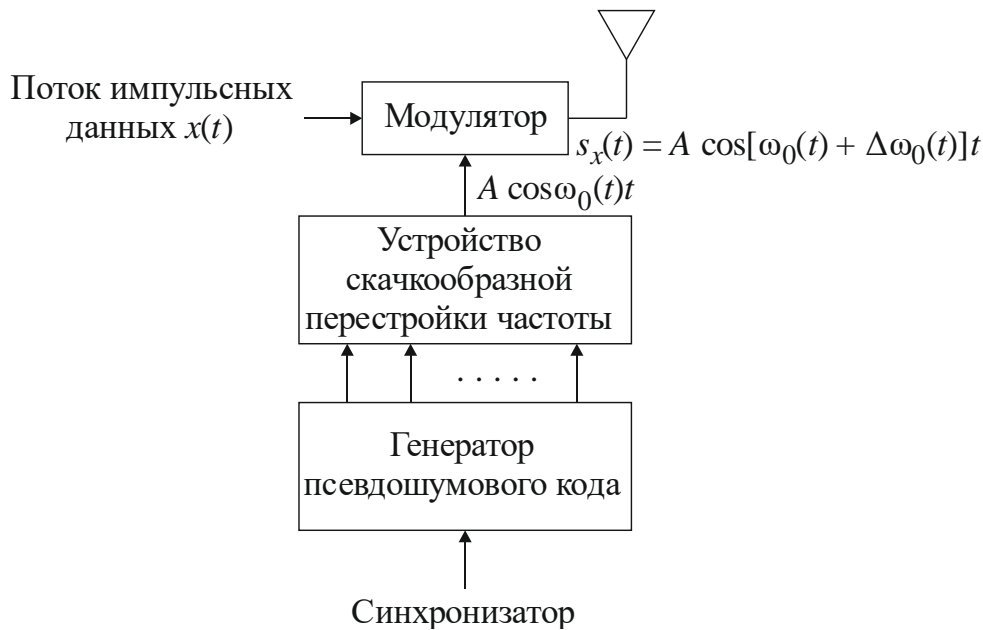
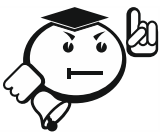


Рис. 4.9 – Модулятор с кодовым разделением каналов

На блок-схеме, представленной на рисунке 4.9, показан процесс модуляции с использованием перестройки частоты. Во время каждого изменения частоты генератор псевдошумовой последовательности направляет кодовую последовательность на *устройство скачкообразной перестройки частоты*. Данное устройство выдает одну из допустимых для скачка частот. Допустим, что используется M -мерная частотная манипуляция (*M-ary frequency shift keying – MFSK*). При обычной системе *MSFK* данные модулируют несущую волну с фиксированной частотой. В случае *MFSK* с перестройкой частоты (*FH-MFSK*) частота несущей скачет по всему диапазону частот. *FH*-модуляцию на рисунке 4.9 можно рассматривать как процесс, состоящий из двух этапов: модуляции данных и модуляции перестройки частоты. Указанные действия могут быть совмещены – в этом случае модулятор на основе псевдошумового кода и собственно данных генерирует тон передачи.



.....

Может возникнуть вопрос: если схемы *FDMA* и *TDMA* достаточно эффективны при распределении ресурса связи, какой смысл в использовании смешанного метода? Ответом могут служить уникальные преимущества *CDMA*:

- *Конфиденциальность*. Если код группы пользователей известен лишь разрешенным членам этой группы, *CDMA* обеспечивает конфиденциальность связи, поскольку несанкционированные лица,

не имеющие кода, не могут получить доступ к передаваемой информации.

- *Каналы с замираниями.* Если для определенной части используемого спектра характерно замирание, сигналы в данной части будут ослабленными. При использовании схемы *FDMA* пользователь данной части спектра может испытывать постоянные затруднения со связью. При схеме *FH-CDMA* пользователь будет испытывать аналогичные проблемы только при изменении частоты в соответствующую часть спектра. Таким образом, возможные проблемы со связью равномерно распределяются между всеми пользователями.

- *Сопrotивляемость подавлению.* В течение времени между изменениями частоты полоса сигнала идентична полосе обычной схемы *MFSK*. В то же время в течение нескольких временных интервалов система совершает скачки в диапазоне частот, ширина которого намного превышает ширину полосы данных. Такое использование полосы называется расширением спектра.

- *Гибкость.* Наиболее важным преимуществом *CDMA*, по сравнению с *TDMA*, является отсутствие необходимости синхронизации одновременно передающих устройств. Разные передачи не влияют на ортогональность процессов передачи с различными кодами.

.....

4.4 Множественный доступ с ортогональным частотным мультиплексированием (*OFDMA*)

Рассмотрим технологию ортогонального частотного мультиплексирования каналов как технологию мультиплексирования данных. Структура подканала *OFDMA* (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*) содержит три типа поднесущих частот [12], как показано на рисунке 4.10:

- поднесущие частоты для передачи данных;
- поднесущие частоты для передачи пилот-сигналов;
- нулевые поднесущие частоты, используемые для защитных интервалов.

Активные поднесущие частоты (информационные и пилот-сигналов) сгруппированы в наборы поднесущих частот, называемые подканалами. Рекомендуется, чтобы поднесущие частоты для одного подканала были смежными,

но не обязательно. Подканалы используются для передачи данных и сигналов управления.

Пилот-сигналы распределяются в зависимости от способа использования поднесущих (режимы *FUSC* и *PUSC*) и направления потока данных (*UpLink* или *DownLink*).

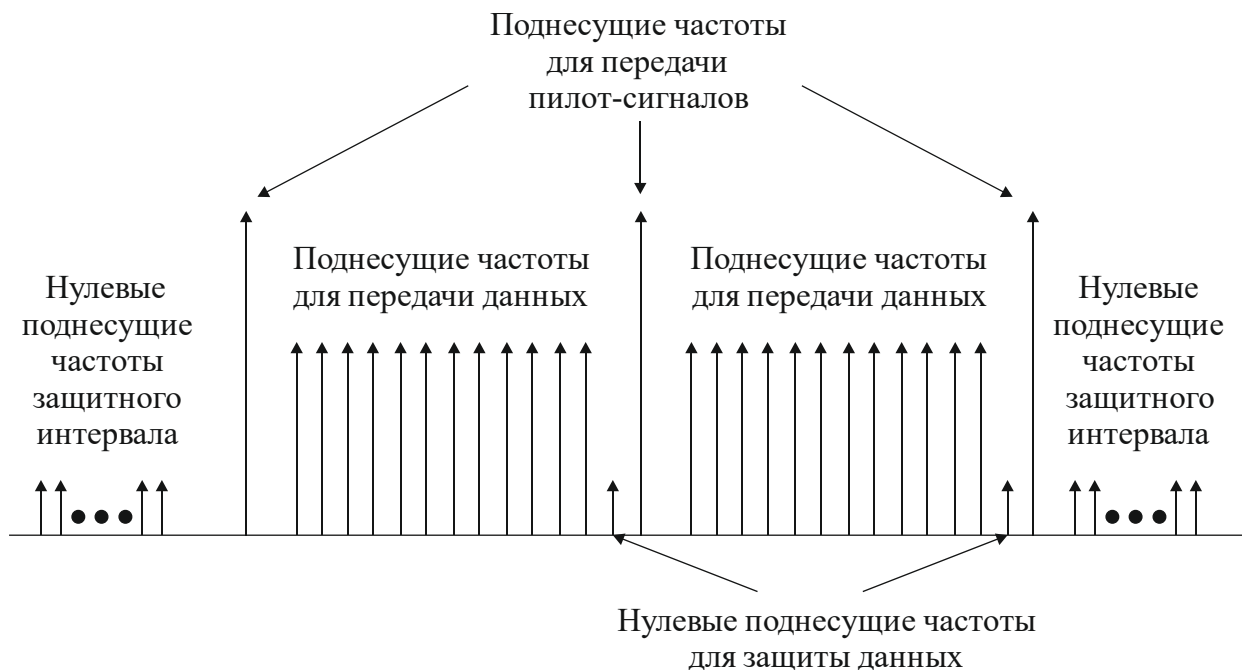


Рис. 4.10 – Пример распределения поднесущих частот

При формировании подканалов при направлении передачи «вниз» (*DownLink*) применяются следующие способы [13]:

- каналообразование с частичным использованием поднесущих частот (*Partly Used Subcanalization – PUSC*);
- каналообразование с полным использованием поднесущих частот (*Fully Used Subcanalization – FUSC*);
- смежные перестановки поднесущих (режим адаптивной модуляции и кодирования (*Adoptive Modulation and Coding – AMC*)).

Каналообразование с частичным использованием поднесущих частот означает, что из всего набора доступных поднесущих для одной абонентской станции выбирается только часть доступной полосы.

Существует два типа подканалов, формируемых из поднесущих частот:

- смежные;
- с разнесением.

В первом случае при формировании подканала выбираются смежные поднесущие. При формировании подканала с разнесением номера поднесущих, входящих в состав подканала, определяются псевдослучайной последовательностью.

Режим передачи информации согласно стандарту IEEE 802.16e [13] основан на концепции наращиваемого (масштабируемого) *OFDMA* – *S-OFDMA* (*Scalable OFDMA*). Он поддерживает широкий диапазон перестройки пропускной способности системы.

Наращивание пропускной способности (числа передаваемых единиц информации) поддерживается регулировкой числа шагов быстрого преобразования Фурье (БПФ, *Fast Fourier Transform* – *FFT*). Параметры *S-OFDMA* приведены в таблице 4.1.

Рассмотрим процедуру формирования подканала с полным использованием поднесущих частот при направлении передачи «вниз». Каждый канал состоит из слотов. Слот является минимальной частотно-временной единицей формирования канала (состоит из 48 поднесущих). Эта единица поддерживается физическим уровнем в обоих направлениях.

Таблица 4.1 – Параметры *S-OFDMA*

Параметр	Значение			
Ширина канала, МГц	1,25	5	10	20
Частота опроса f_p , МГц	1,4	5,6	11,2	22,4
Размер преобразования Фурье N_{FFT}	128	512	1024	2048
Число подканалов	2	8	16	32
Интервал между поднесущими, кГц	10,94			
Длительность полезного символа $T_b = 1 / f$, мкс	91,4			
Защитный интервал $T_g = T_b / 8$, мкс	11,4			
Длительность <i>OFDMA</i> -символа $T_s = T_b + T_g$, мкс	102,9			

В таблице 4.2 приводится пример распределения поднесущих частот в режиме полного использования (*FUSC*) при передаче данных от базовой станции к абонентской (*DownLink*).

Таблица 4.2 – Распределение поднесущих в режиме полного использования частот при направлении передачи «вниз» (*DL FUSC*)

Параметр	Значение			
Ширина полосы частот, МГц	1,25	5	10	20
Размер преобразования Фурье	128	512	1024	2048
Число защитных поднесущих частот	22	86	173	345
Число используемых поднесущих частот	106	426	851	1703

Число поднесущих частот данных	96	384	768	1536
Число поднесущих частот пилот-сигнала	9	42	83	166
Число подканалов	2	8	16	32

Количество информационных поднесущих в канале и количество защитных (нулевых) поднесущих определяется полосой частот, которую занимает сигнал (см. табл. 4.2). Защитные поднесущие распределяются примерно на два равных поднабора – один в начале, другой в конце спектра сигнала.



При формировании *OFDMA*-символа в режиме полного использования поднесущих частот и направлении передачи данных «вниз» сначала по поднесущим частотам распределяются пилот-сигналы, а оставшиеся поднесущие заполняются подканалами данных.

Рассмотрим процедуру распределения поднесущих в режиме частичного использования при направлении передачи «вниз». При использовании режима *DL PUSC* для каждой пары символов *OFDMA* поднесущие частоты сгруппированы в кластеры, содержащие по 14 непрерывных поднесущих частот в каждом символе [12, 13]. Пилот-сигналы и данные распределены в каждом кластере с учетом четных и нечетных символов, как показано на рисунке 4.11.

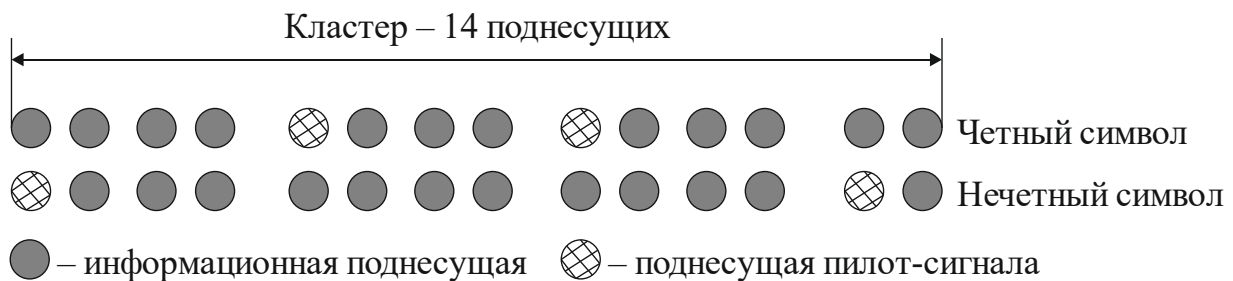


Рис. 4.11 – Структура кластеров для четных и нечетных символов *OFDM*

Результат распределения поднесущих частот приведен в таблице 4.3. В ней выделены поднесущие защитного интервала. Зная число поднесущих в одном кластере и общее количество поднесущих в *OFDM*-символе, можно определить максимальное число кластеров (минимальное число показано через черту). По количеству кластеров в сигнале определяется число поднесущих для передачи данных и пилот-сигналов.

Таблица 4.3 – Распределение поднесущих в режиме полного использования частот при направлении передачи «вниз» (*DL FUSC*)

Параметр	Значение			
Ширина полосы частот, МГц	1,25	5	10	20
Размер преобразования Фурье	128	512	1024	2048
Число защитных поднесущих частот	43	91	183	367
Число используемых поднесущих частот	85	421	841	1681
Число кластеров/подканалов	6/3	30/15	60/30	120/60
Число информационных поднесущих частот	72	360	720	1440
Число поднесущих частот пилот-сигнала	12	60	120	240

Последовательные физические кластеры перенумеровываются в «логические» в соответствии с формулой:

$$\text{LogicalCluster} = \text{renumberingSequence} \left[(\text{PhysicalCluster} + 13\text{IDcell}) \bmod 120 \right],$$

где IDcell – соответствующий элемент приведенной в стандарте IEEE 802.16 последовательности перестановок [6]; $\text{renumberingSequence}(x)$ – определяемый на MAC-уровне идентификатор отдельного сегмента БС (задаваемая базовой станцией целая переменная в диапазоне 0–31).

Эта операция фактически означает перемежение – распределение последовательных групп поднесущих по всему диапазону физического канала. Далее логические кластеры разбиваются на шесть групп (0–23, 24–39, 40–63, 64–79, 80–103, 104–119) (для 2048 поднесущих) по 24 и 16 кластеров. Большие группы соответствуют большим сегментам – группе подканалов (по умолчанию группа 0 соответствует сегменту 0, группа 2 – сегменту 1, группа 4 – сегменту 2). В каждом кластере определяются «пилотные» поднесущие – для четных символов это 5-я и 9-я поднесущие, для нечетных – 1-я и 13-я.

Таким образом, набору подканалов в пределах сегмента или нескольких сегментов оказывается поставленным в соответствие набор несущих (для 12 подканалов – 336 несущих, из них 24 пилотные и 288 информационных). Информационные несущие в сегменте нумеруются подряд, не учитывая пилотные частоты.

Теперь рассмотрим процедуру распределения поднесущих при направлении передачи «вверх». В данном случае для организации подканалов используется элемент, называемый «фрагмент» (*tile*). Фрагмент может состоять из 12 или 9 поднесущих. В каждый фрагмент входят поднесущие трех символов OFDMA по 4 или 3 соответственно, как показано на рисунке 4.12.

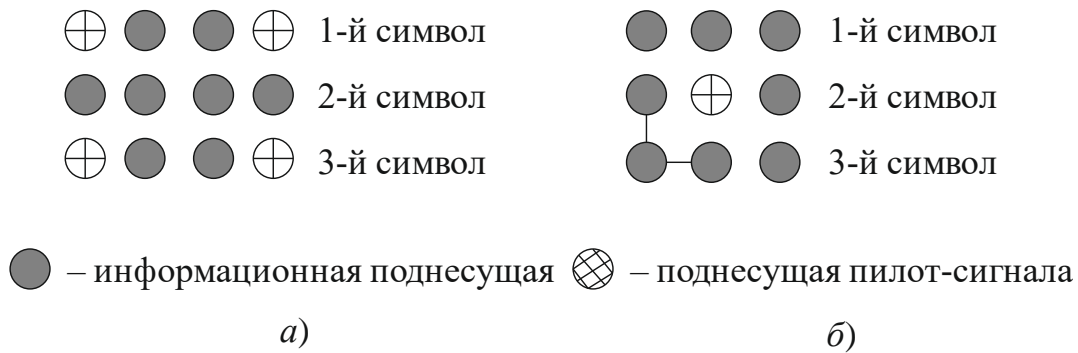


Рис. 4.12 – Структура фрагмента: а) 3 символа с помощью 4 поднесущих; б) 3 символа с помощью 3 поднесущих

Каждый подканал содержит 6 фрагментов. Таким образом, один подканал состоит из 72 (6×12) либо 54 (6×9) поднесущих, среди которых 48 – для передачи данных и 24 – пилот-сигналов.

Результат распределения поднесущих частот приведен в таблице 4.4.

Таблица 4.4 – Распределение поднесущих при направлении передачи «вверх» (UL)

Параметр	Значение			
	1,25	5	10	20
Ширина полосы частот, МГц	128	512	1024	2048
Размер преобразования Фурье	31	103	183	367
Число защитных поднесущих частот	97	409	841	1681
Число используемых поднесущих частот	24	102	210	420
Число подканалов	4	17	35	70

При распределении поднесущих при направлении передачи «вверх» возможно использование фрагментов, приведенных на рисунке 4.12, б, которые содержат 9 поднесущих на фрагмент, что увеличивает число подканалов.

Пример: для распределения фрагментов по подканалам нужно разбить 420 фрагментов на 6 групп по 70 фрагментов (для числа поднесущих 2048). В каждый подканал включается по одному фрагменту из каждой группы в соответствии с формулой:

$$\begin{aligned}
 \text{Tiles}(s, n) = & N_{\text{subchannels}} n + \\
 & + \left(Pt \left[(s + n) \bmod N_{\text{subchannels}} \right] + UL_PermBase \right) \bmod N_{\text{subchannels}},
 \end{aligned}$$

где $N_{\text{subchannels}}$ – количество используемых подканалов; n – индекс фрагмента $0 \dots 5$ в подканале; Pt – правило перестановки фрагментов; s – количество подканалов в диапазоне $0 \dots N_{\text{subchannels}} - 1$; $UL_PermBase$ – целочисленная переменная, значение которой присваивается базовой станцией.

После распределения по подканалам происходит нумерация информационных несущих в каждом фрагменте – всего их в трех символах 48. Информационные частоты в подканале формируются начиная с поднесущей фрагмента с наименьшим индексом – сначала в первом символе, затем во втором и третьем. Затем информационные поднесущие перенумеровываются следующим образом:

$$subcarrires(n, s) = (n + 13s) \bmod 48,$$

где s – номер подканала; $n = 0 \dots 47$.

То есть происходит циклический сдвиг нумерации информационных поднесущих на $13s$ в каждом подканале s .

Рассмотрим процедуру распределения поднесущих с помощью смежных перестановок. Смежная перестановка группирует блок поднесущих частот, чтобы сформировать подканал. Блоки представляют собой наборы кодовых комбинаций системы адаптивной модуляции и кодирования (*Adaptive Modulation and Coding* – *AMC*) для направлений передачи «вниз» (*DL*) и «вверх» (*UL*), которые имеют одну и ту же структуру, и содержат контейнеры, включающие в себя передаваемые символы. Контейнер состоит из 9 смежных поднесущих частот в символе. Из этих поднесущих восемь предназначены для передачи данных и одна для передачи пилота-сигнала.

Слот в *AMC* определен как совокупность контейнеров типа ($N \times M = 6$), где N – число смежных контейнеров и M – число смежных символов. Таким образом, возможны следующие комбинации: 6 контейнеров, 1 символ; 3 контейнера, 2 символа; 2 контейнера, 3 символа; 1 контейнер, 6 символов.

После распределения поднесущих проводится их нумерация. Нумерация позволяет разместить логические поднесущие по физическим, при этом проводится перемежение. Поскольку мобильный *WiMax* предусматривает работу с несколькими антеннами, нумерация допускает распределение поднесущих по разным антеннам с применением пространственного кодирования.

Частичное или полное распределение поднесущих частот предпочтительно использовать в мобильных приложениях, в то время как смежные перестановки лучше использовать в приложениях с фиксированным местоположением или низкой подвижностью.



.....
Контрольные вопросы по главе 4
.....

1. Назовите основные способы распределения ресурса связи.
2. Поясните множественный доступ с временным разделением.
3. Поясните множественный доступ с частотным разделением.
4. Поясните множественный доступ с кодовым разделением.
5. Зачем нужны пилот-сигналы в *OFDM*-сигнале?

5 Моделирование сигналов с расширением спектра



.....

Главным преимуществом систем связи с широкополосной передачей, по сравнению с другими системами, является наиболее устойчивая связь в условиях многолучевого распространения.

.....

Методы расширения спектра позволили осуществить разделение нескольких лучей с различным запаздыванием и тем самым устранить эффект замирания сигналов, вызванный многолучевым распространением. В специальных системах методы расширения спектра позволяют организовать устойчивую передачу информации в условиях действия преднамеренных помех, мощность которых на входе приемника может превышать мощность полезных сигналов в сотни и тысячи раз. Кроме того, использование методов расширения спектра позволяет затруднить средствам радиоразведки обнаружение факта передачи такой системы, т. е. повысить ее скрытность. В сотовых и спутниковых системах связи методы расширения спектра позволяют обеспечить одновременную работу многих пользователей в общей полосе частот, т. е. реализовать метод многостанционного доступа, основанный на разделении сигналов по форме.

В системах радиолокации использование методов расширения спектра позволяет повысить точность измерения дальности до цели при прочих равных условиях, а также преодолеть известное противоречие между дальностью действия локатора и его разрешающей способностью.

Среди методов расширения спектра в цифровых системах связи наибольшее распространение получили два метода. *Первый метод* расширения спектра основан на использовании псевдослучайных последовательностей (ПСП). Такие сигналы обычно называют широкополосными (ШПС), или шумоподобными. Наиболее полное изложение теории и техники шумоподобных сигналов можно найти в работах Л. Е. Варакина [14].



Рис. 5.1 – Модель цифровой системы связи с ШПС

Генераторы ПСП на передающей и приемной сторонах идентичны. Именно они сначала применяются для расширения спектра передаваемых по каналу связи сигналов, а затем перед демодуляцией для его сжатия. Для расширения спектра в такой схеме применяют фазовую манипуляцию, а получаемые при этом сигналы, как это отмечено выше, нередко называют ФМ ШПС. Информационная манипуляция также фазовая, хотя возможна и произвольная. В модуляторе сначала осуществляется перемножение кодированных символов с ПСП (расширение спектра), а затем непосредственно фазовая манипуляция [12].

Второй часто используемый метод широкополосной передачи основан на псевдослучайной перестройке рабочей частоты сигнала (ППРЧ).

Укрупненная функциональная схема (модель) цифровой системы связи с ППРЧ приведена на рисунке 5.2 [12].

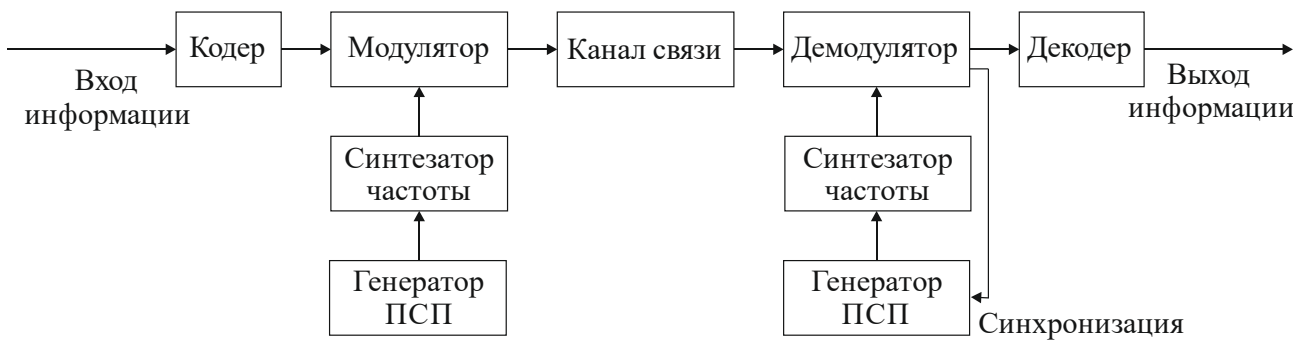
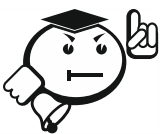


Рис. 5.2 – Модель цифровой системы связи с ППРЧ

Отличаются две схемы тем, что во второй расширение спектра осуществляется не за счет перемножения кодированной информации с ПСП, а за счет вырабатываемой синтезатором и перестраиваемой по псевдослучайному закону рабочей (несущей) частоты модулятора.

На приемной стороне производится обратное преобразование, что приводит к сжатию спектра перед демодуляцией. При ППРЧ информационная манипуляция также может быть произвольной, хотя следует отметить, что в этом случае в моменты смены частот могут наблюдаться случайные скачки начальной фазы несущей, поэтому может потребоваться некогерентная демодуляция, а это заметно снижает эффективность кодирования.



.....
Отметим, что сжатие спектра принимаемого сигнала происходит только в том случае, когда система синхронизации приемника

совместит по времени и по частоте принимаемый сигнал и опорный сигнал, вырабатываемый местным генератором ПСП.

.....

5.1 Псевдослучайные последовательности и их свойства

Как следует из модели цифровой системы связи с ШПС, расширение спектра передаваемых в канал связи сигналов осуществляется за счет перемножения или, что то же, сложения по модулю 2 кодированной (или некодированной, если кодирование не используется) информации с ПСП.

Псевдослучайная последовательность $a(k)$ и комплексная огибающая $U(t)$ образованного на ее основе ШПС связаны следующим соотношением [14]:

$$U(t) = \sum_{k=0}^{N-1} u_0(t - k\tau_0) \exp\{i\pi a(k)\}, \quad (5.1)$$

где $u_0(t)$ и τ_0 – огибающая и длительность элементарного символа сигнала; N – длина, т. е. количество элементарных символов ПСП, укладываемых на длительности кодированного символа. Для упрощения изложения будем полагать, что элементарные символы имеют прямоугольную форму и амплитуду, равную единице.



.....

*Наибольшее распространение в действующих системах получили двоичные ПСП, символы которых принимают значения 0 и 1. Введем параметр, который используется в широкополосных системах, называемый **база сигнала B**.*

.....

База определяет степень расширения спектра сигнала и количественно определяется числом символов ПСП, укладываемых на длительности информационного (или кодированного) символа, или, что то же, произведением полосы F , занимаемой спектром ШПС, на длительность информационного (или кодированного) символа T : $B = F \cdot T$. Для ШПС $B \gg 1$, в то время как в системах без расширения спектра $B \approx 1$, а сигналы называют простыми, или узкополосными.

Основное требование, которому должны удовлетворять ПСП в широкополосных системах, вытекает из их названия. Это псевдослучайность, или шумоподобность. Такие свойства ПСП, например, как «хорошая» автокорреляционная функция (АКФ), т. е. АКФ с малыми боковыми лепестками, или наиболее равномерный амплитудный спектр, являются производными от их псевдослучайности.

Таковыми же свойствами обладает достаточно длинная реализация белого гауссовского шума. Ее АКФ представляется в виде δ -функции Дирака, энергетический спектр – равномерный.

Апериодическая и периодическая АКФ комплексной огибающей ШПС, построенного с использованием двоичной ПСП $a(k)$, в дискретных точках $\tau = k\tau_0$ могут быть представлены в следующем виде:

$$R(m) = \begin{cases} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-m-1} e^{in[a(k)-a(k+m)]} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-m-1} d(k)d(k+m), & \text{апериодическая} \\ \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{in[a(k)-a(k+m)]} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} d(k)d(k+m), & \text{периодическая,} \end{cases} \quad (5.2)$$

где последовательность $d(k) = \begin{cases} +1, & \text{если } a(k) = 0; \\ -1, & \text{если } a(k) = 1 \end{cases}$, а сумма $(k+m)$ вычисляется

по модулю $N(\text{mod } N)$.

Рассмотрим, каким требованиям должны удовлетворять ПСП, чтобы их можно было использовать в качестве основы для построения ШПС.

В общем случае к ПСП, используемым для расширения спектра сигналов, предъявляются следующие требования:

- большой объем ансамбля последовательностей, формируемых с помощью единого алгоритма;
- «хорошие» авто- и взаимно-корреляционные свойства последовательностей, входящих в состав ансамбля;
- сбалансированность структуры;
- максимальный период для заданной длины регистра сдвига, формирующего последовательность;
- непредсказуемость структуры последовательности по ее неискаженному сегменту ограниченной длины.

В соответствии с алгоритмами формирования различные ПСП можно классифицировать на *линейные, нелинейные, комбинированные* и *каскадные*.

Закон формирования линейных ПСП определяется линейным рекуррентным соотношением:

$$a_j = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^n c_i a_{j-i} = a_{j-1}c_1 + a_{j-2}c_2 + \dots + a_{j-n}c_n, \quad (5.3)$$

где умножение и сложение производятся по модулю 2 ($\text{mod } 2$), а коэффициенты c_i принимают значения 0 или 1 и определяются характеристическим многочленом:

$$f(x) = x^n + c_{n-1}x^{n-1} + \dots + c_1x + 1. \quad (5.4)$$

Структурная схема генератора линейной ПСП в виде регистра сдвига с обратной связью через сумматоры по модулю 2 ($\text{mod } 2$) изображена на рисунке 5.3.

Для формирования нелинейных ПСП имеются следующие возможности:

- использование внешней нелинейной логической функции для комбинирования элементов ПСП с периодом $L = 2^n - 1$, получаемой с помощью регистра сдвига с линейной обратной связью (РСЛОС);
- использование регистров сдвига (РС) с нелинейной логической функцией в цепи обратной связи (внутренней логической функцией), позволяющей получать ПСП с периодом $L = 2^n$ (последовательности де Брейна) [14].

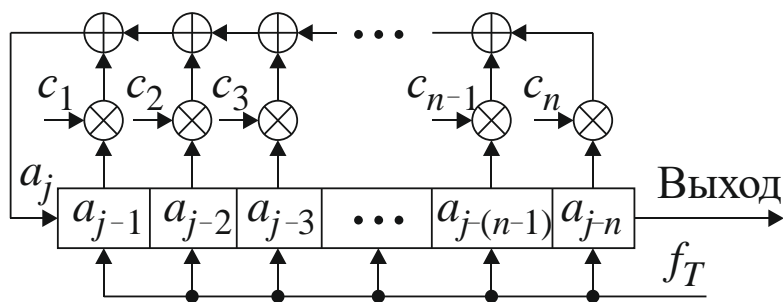


Рис. 5.3 – Структурная схема генератора линейной ПСП в виде регистра сдвига с линейной обратной связью

Структурные схемы генераторов с внешней и внутренней логическими функциями изображены на рисунках 5.4 и 5.5.

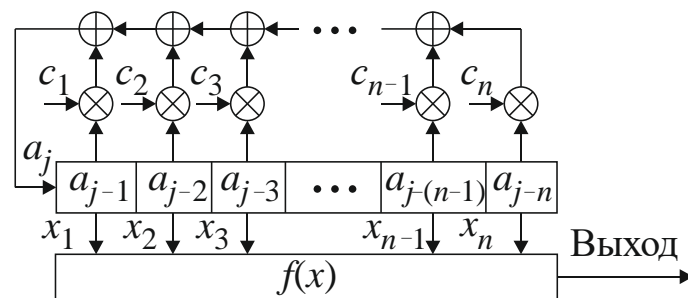


Рис. 5.4 – Структурная схема генератора нелинейной ПСП с внешней логической функцией

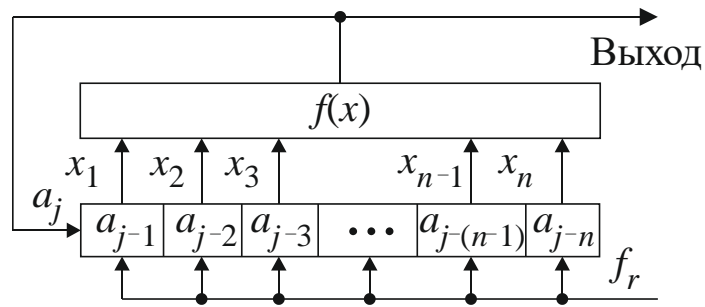
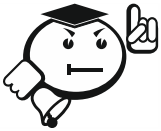


Рис. 5.5 – Структурная схема генератора нелинейной ПСП с внутренней логической функцией



Комбинированные последовательности представляют собой результат объединения по определенному правилу двух или нескольких линейных ПСП.

5.2 Линейные последовательности максимальной длины (m -последовательности)

Последовательностями максимальной длины (m -последовательностями) называются последовательности, формируемые регистрами сдвига с линейной обратной связью и имеющие период $L = 2^n - 1$, n – длина регистра. Наиболее важная особенность m -последовательностей состоит в том, что их периодическая автокорреляционная функция является оптимальной в классе возможных автокорреляционных функций двоичных последовательностей длиной $L = 2^n - 1$. Оптимальность здесь понимается в смысле минимума максимального значения боковых выбросов автокорреляционной функции. Именно хорошие автокорреляционные свойства m -последовательностей и простота их формирования обусловили широкое их применение в системах связи [15].

Необходимым условием получения m -последовательности с помощью характеристического многочлена $f(x)$ является его неприводимость. Многочлен $f(x)$ степени n называется неприводимым, если он не может быть разложен на многочлены-сомножители меньшей степени. Примитивность многочлена $f(x)$ является необходимым и достаточным условием получения m -последовательности. Примитивные многочлены существуют для всех $n > 1$. Их количество определяется следующим выражением:

$$N_p(n) = \frac{\Phi_p(L)}{n} = \frac{1}{n} \prod_{i=1}^k (p_i - 1) \cdot p_i^{n_i - 1}, \quad (5.5)$$

где $\Phi_p(L)$ – функция Эйлера, определяющая количество целых чисел, взаимно простых и не превышающих L ; p_i – сомножители чисел $2^n - 1$, т. е.

$$2^n - 1 = \prod_{i=1}^k p_i^{n_i}, \quad n_i - \text{целые числа.}$$

Например, при $n = 6$ имеем $L = 63$. Это число может быть представлено в виде произведения $3 \cdot 3 \cdot 7 = 63$, причем $p_1 = 3$, $n_1 = 2$, $p_2 = 7$, $n_2 = 1$. Поэтому количество примитивных многочленов $N_p(n) = (1/6) [(3^{2-1} - 1)(3 - 1)] [(7^{1-1})(7 - 1)] = 6$.

На рисунке 5.6 приведена структурная схема генератора m -последовательности, соответствующего характеристическому многочлену $f(x) = x^3 + x^2 + 1$, которому соответствует рекуррентное соотношение $a_j = a_{j-2} \oplus a_{j-3}$.

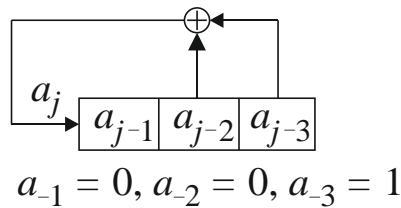


Рис. 5.6 – Схема генератора m -последовательности в виде регистра сдвига с линейной обратной связью

Номера отводов регистра для цепи обратной связи соответствуют ненулевым коэффициентам m -последовательности многочлена. При начальных условиях $a_{-3} = 1, a_{-2} = 1, a_{-1} = 0$ формируется последовательность $a = \{1011100, 1011100, 101, \dots\}$ с периодом $L = 7$.

Перечислим *некоторые из важнейших свойств m -последовательностей*.

Балансное свойство. Каждая m -последовательность содержит 2^{n-1} символов 1 и $2^{n-1} - 1$ символов 0.

Свойство полноты состояний. Состояние разрядов регистра сдвига, формирующего m -последовательность, можно представить полным набором n -разрядных двоичных чисел за исключением числа, содержащего нули во всех разрядах. Состояние «все нули» является запрещенным.

Свойство серий. В периоде m -последовательности половина серий имеет длину 1, одна четверть – длину 2, одна восьмая – длину 3 и так до тех пор, пока это продолжение имеет смысл. Под серией здесь понимается набор следующих

друг за другом одинаковых символов 0 или 1. Исключение составляют серии, длина которых равна n и $(n-1)$.

Свойство циклического сдвига при сложении. Сложение по mod 2 m -последовательности и некоторого ее циклического сдвига дает в результате другой циклический сдвиг той же самой последовательности.

Свойство децимации. Последовательность, образованная из взятых через один символов исходной m -последовательности, по структуре совпадает с исходной, но имеет в два раза ниже тактовую частоту. Здесь средняя последовательность представляет собой T -последовательность с тактовой частотой f_T и периодом, равным 15 . Верхняя последовательность образована из четных символов исходной m -последовательности с увеличением их длительности вдвое. Нижняя последовательность образована из нечетных символов исходной m -последовательности с увеличением их длительности вдвое. Нетрудно убедиться, что эти последовательности являются циклическими сдвигами исходной m -последовательности, но с тактовой частотой $f_T / 2$. Сдвиг между ними равен $7,5$ тактовым интервалам или половине длины последовательности. Этот принцип может быть распространен для индексов децимации более высокого порядка. Например, при индексе децимации R (R является степенью 2) можно получить R подпоследовательностей с тактовой частотой f_T / R . При четном индексе децимации R , но не равным степени 2, и если длина исходной m -последовательности есть простое число, то исходная m -последовательность может быть децимирована на R подпоследовательностей, являющихся ее зеркальными отображениями.

Корреляционные свойства. Если m -последовательность поэлементно сравнивать с любым ее циклическим сдвигом в течение периода, то количество совпадений отличается от количества несовпадений не более чем на единицу. Из этого следует, что автокорреляционная функция m -последовательности, определяется выражением:

$$r(j) = \begin{cases} 1, & j = 0 \bmod L, \\ -\frac{1}{L}, & j \neq 0 \bmod L. \end{cases} \quad (5.6)$$

Для систем *CDMA* представляют интерес не только авто-, но и взаимно-корреляционные свойства m -последовательностей. Взаимно-корреляционная функция двух последовательностей a и b при произвольном сдвиге j определяется выражением:

$$r_{ab}(j) = \frac{L - 2d_{ab}(j)}{L},$$

где $d_{ab}(j) = \sum_{k=1}^L a(k) \oplus b(k+j)$ – количество совпадений.

На рисунке 5.7 приведены авто- и взаимно-корреляционные функции m -последовательностей. Для ансамбля m -последовательностей объемом M и периодом L получена нижняя граница для значений взаимно-корреляционной функции любой пары, входящей в ансамбль:

$$r_{ab}(j) = \sqrt{\frac{M-1}{ML-1}} \approx \frac{1}{\sqrt{L}}. \quad (5.7)$$

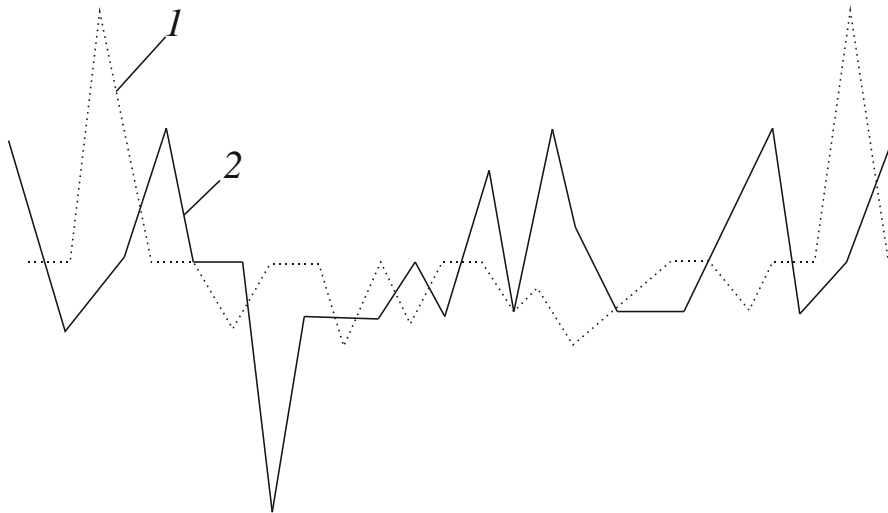


Рис. 5.7 – Корреляционные свойства последовательностей регистра сдвига с линейной обратной связью (не максимальной длины):

- 1 – автокорреляционная функция m -последовательности регистра сдвига с линейной обратной связью;
- 2 – взаимно-корреляционная функция m -последовательностей регистра сдвига с линейной обратной связью

Спектральные свойства. Спектральная плотность биполярного псевдослучайного сигнала $U_{\text{ПСП}}(t)$, образованного из импульсов прямоугольной формы, определяемая как преобразование Фурье корреляционной функции $r(\tau)$, имеет вид, изображенный на рисунке 5.8.

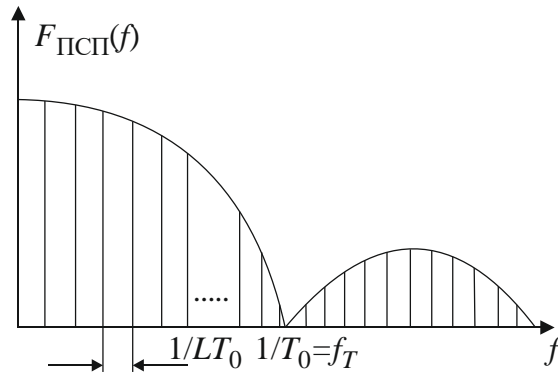


Рис. 5.8 – Спектральная плотность биполярного псевдослучайного сигнала

Как следует из выражения (5.6), спектр биполярного псевдослучайного сигнала содержит постоянную и дискретные спектральные составляющие, следующие через интервал $\Delta f = \frac{1}{LT_0}$.

Огибающая дискретных спектральных составляющих определяется функцией $\sin^2(x)$, поэтому амплитуда спектральных составляющих равна нулю на частотах $f = k / T_0$. Путем увеличения периода m -последовательности можно уменьшить интервал между спектральными составляющими, сделав спектр практически сплошным. При этом спектральная плотность в пределах полосы частот, равной $2 / T_0$, становится почти равномерной. Эти свойства спектральной плотности псевдослучайного сигнала позволяют широко использовать его в системах связи в качестве тестового и для получения аналогового шумового процесса с характеристиками, близкими к гауссовскому шуму [12].

Криптоустойкость. Структура m -последовательности легко может быть раскрыта по ее неискаженному сегменту, содержащему $2L$ символов. Действительно, каждый символ сегмента удовлетворяет линейному рекуррентному соотношению, поэтому можно записать следующую систему линейных уравнений:

$$n \left\{ \begin{array}{l} a_j = a_{j-1}c_1 + a_{j-2}c_2 + \dots + a_{j-n}c_n \\ a_{j+1} = a_jc_1 + a_{j-1}c_2 + \dots + a_{j-n+1}c_n \\ \dots \\ a_{j+n} = a_{j+n-1}c_1 + a_{j+n-2}c_2 + \dots + a_jc_n \end{array} \right.$$

← n →

относительно неизвестных коэффициентов c_1, c_2, \dots, c_n . Эта система уравнений может быть решена с помощью так называемого алгоритма Берлекампа – Мэсси

[16], и в результате решения найдены номера отводов регистра сдвига, участвующих в формировании сигнала обратной связи.

5.3 Последовательности Голда (g -последовательности)

Результаты анализа взаимно-корреляционных свойств m -последовательностей показали, что только небольшое количество из всего ансамбля m -последовательностей с заданным периодом обладает удовлетворительными корреляционными свойствами. Конечно, это не может удовлетворить потребности систем *CDMA*, когда речь идет об использовании порядка тридцати последовательностей и более.

Попытки найти ансамбли последовательностей с периодом $L = 2^n - 1$ большого объема, которые имели бы приемлемые максимальные значения взаимно-корреляционных функций, привели к появлению важного класса периодических псевдослучайных последовательностей, так называемых последовательностей Голда или g -последовательностей [17].

Рассмотрим алгоритмы формирования g -последовательностей. Пусть имеется m -последовательность a с периодом L и последовательность a' , полученная путем децимации последовательности a с индексом g , $a' = a[q]$. Это означает, что для получения последовательности a' берется каждый g -й символ последовательности a . Последовательность a' имеет период L , если НОД $(L, g) = 1$. НОД – это наибольший общий делитель. Любая пара m -последовательностей с периодом L может быть связана соотношением $a' = a[q]$ при некотором q . Две m -последовательности образуют *предпочтительную пару*, если выполняются следующие условия [12].

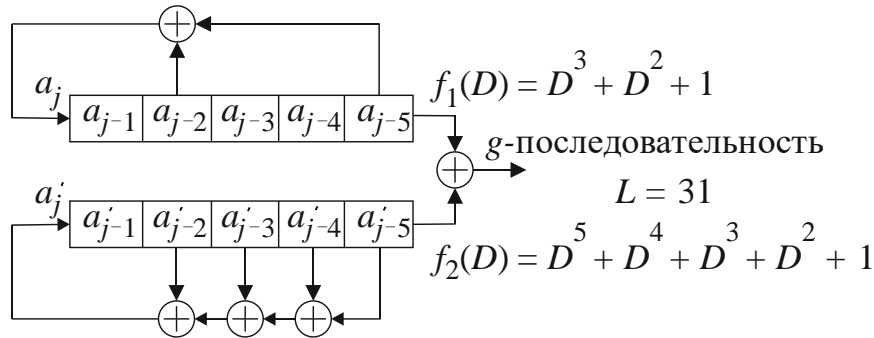
Взаимно-корреляционная функция предпочтительной пары m -последовательностей имеет три значения: $-t(n)$, -1 , $t(n) - 2$, причем:

$$t(n) = \begin{cases} 1 + 2^{n+1/2} & \text{для нечетного } n, \\ 1 + 2^{n+2/2} & \text{для четного } n. \end{cases}$$

Для построения ансамбля g -последовательностей необходимо знать предпочтительные пары m -последовательностей. Пусть a и a' есть предпочтительная пара m -последовательностей, тогда множество последовательностей $\{a, a', a \oplus a', a \oplus Da', a \oplus D^2a', \dots, a \oplus D^{L-1}a'\}$ образуют ансамбль g -последовательностей. Любая пара g -последовательностей, входящих в ансамбль объемом

$L + 1$, как и предпочтительная пара, обладает трехуровневой взаимно-корреляционной функцией. За исключением последовательностей a и a' , g -последовательности не являются последовательностями максимальной длины, поэтому их автокорреляционные функции являются не двухуровневыми, а трехуровневыми, такими же, как и взаимнокорреляционные функции. Максимальные значения боковых выбросов взаимнокорреляционных функций g -последовательностей для больших L при нечетном n в $\sqrt{2}$, а при четном n в 2 раза превышают границу, определяемую выражением (5.7).

На рисунке 5.9 показана структура генератора g -последовательностей с периодом $L = 31$, построенная в виде двух регистров сдвига с линейной обратной связью и позволяющая формировать ансамбль g -последовательностей объемом $M = 32$.



$$\begin{aligned}
 a &= \{11111000110111010100001001011100\}, \\
 a' &= \{11111001001100001011010100011110\}, \\
 g_1 &= \{0000000111101101111101110100010\}, \\
 g_2 &= \{0000101010111100001010000110001\}, \\
 &\dots \\
 g_{30} &= \{1000010001000101000110001101011\}.
 \end{aligned}$$

Рис. 5.9 – Структурная схема генератора g -последовательностей

5.4 Последовательности Касами (k -последовательности)

Последовательности Касами относятся к одному из важных классов двоичных псевдослучайных последовательностей с хорошими корреляционными свойствами [18]. Существуют два различных множества k -последовательностей: большое и малое. Для получения k -последовательностей, принадлежащих малому множеству, используется алгоритм, аналогичный алгоритму формирования g -последовательностей.

Малое множество состоит из $M = 2^{n/2}$ двоичных последовательностей с периодом $L = 2^n - 1$, где n – четное число. Алгоритм состоит в следующем. Сначала формируется m -последовательность a . Затем в результате ее децимации с индексом $2^{n/2} + 1$ получается последовательность a' , которая является m -последовательностью с периодом $L = 2^{n/2} - 1$. Например, при $n = 10$ период a равен 1 023, а период a' равен 31. Поэтому на периоде последовательности a укладывается 33 периода последовательности a' . Последовательности малого множества Касами получаются путем посимвольного сложения по модулю 2 (mod 2) последовательностей a и a' всех $2^{n/2} - 2$ циклических сдвигов последовательности a' . Включая исходную последовательность a , получаем $2^{n/2}$ двоичные последовательности с периодом $L = 2^{n/2} - 1$. Если m -последовательность a имеет характеристический многочлен $f(D)$, а m -последовательность a' – многочлен $f'(D)$, то характеристический многочлен k -последовательности равен $f(D)f'(D)$. Авто- и взаимно-корреляционные функции k -последовательностей относятся к классу трехуровневых и принимают значения $\{-1, -(2^{n/2} + 1), (2^{n/2} - 1)\}$. Следовательно, максимальные значения выбросов взаимно-корреляционных функций k -последовательностей удовлетворяют нижней границе (5.7) для ансамбля последовательностей объемом $M = 2^{n/2}$ и периодом $L = 2^{n/2} - 1$. Поэтому малое множество k -последовательностей является оптимальным.

Большое множество k -последовательностей состоит из малого множества k -последовательностей и множества g -последовательностей с периодом $L = 2^{n/2} - 1$, где n – четное число. Пусть a' и a'' являются m -последовательностями, полученными путем децимации m -последовательности a с индексами $2^{n/2} + 1$ и $2^{(n/2)/2} + 1$ соответственно. Тогда последовательности, получаемые путем посимвольного сложения по mod 2 последовательностей a , a' , a'' и всех циклических сдвигов последовательностей a' , a'' , образуют большое множество k -последовательностей. Объем ансамбля k -последовательностей большого множества равен $M = 2^{3n/2}$, если $n = 0$, или $M = 2^{3n} / 2 + 2^{n/2}$, если $n = 2$. Авто- и взаимно-корреляционные функции k -последовательностей большого множества являются пятиуровневыми и могут принимать значения $\{-1, -(-1 \pm 2^{n/2}), (-1 \pm 2^{n/2} + 1)\}$. Таким образом, максимальное значение модуля боковых выбросов взаимно-корреляционных функций k -последовательностей

большого множества не превышает значения $|R_{ab}(j)|_{\max} \leq 2^{(n+2)/2}$ и не удовлетворяет нижней границе (5.7). Характеристический многочлен k -последовательности большого множества равен произведению характеристических многочленов m -последовательностей $a, a', a'' : f_k(D) = f(D)f'(D)f''(D)$.

Канал при воздействии помехи. К числу наиболее важных параметров, характеризующих системы передачи информации, в том числе и системы связи, относятся помехоустойчивость и помехозащищенность.



.....
 Помехоустойчивость и помехозащищенность – это способность систем связи обеспечить требуемое качество связи при воздействии помех. В чем же их отличие?



.....
 Под **помехоустойчивостью** понимают способность приемника обеспечить в процессе демодуляции требуемое качество связи при воздействии помех естественной природы типа аддитивного белого гауссовского шума.

Количественно помехоустойчивость определяется величиной отношения E_b / N_0 , которое необходимо для обеспечения заданного качества связи, например заданной вероятности ошибки в приеме бита. Та система будет более помехоустойчивой, которая обеспечивает заданное качество связи при меньшем значении E_b / N_0 при прочих равных условиях [12].

Здесь отметим только один фундаментальный результат, полученный основателем теории потенциальной помехоустойчивости В. А. Котельниковым: *при воздействии помех типа аддитивного белого гауссовского шума помехоустойчивость оптимального приемника зависит от отношения энергии сигнала E_b к спектральной плотности шума N_0 , коэффициентов корреляции между сигналами и не зависит от формы сигналов.* Следовательно, помехоустойчивость приема простых сигналов и широкополосных (и ШПС, и ППРЧ) при прочих равных условиях всегда одинакова [12].



.....

Под помехозащищенностью понимают способность систем связи обеспечить требуемое качество связи при воздействии преднамеренных помех, т. е. помех, специально создаваемых средствами радиопротиводействия.

.....

Помехозащищенность количественно определяется как отношение мощности полезного сигнала к мощности преднамеренных помех в полосе полезного сигнала $P_C / P_{\text{пом}}$, при котором еще обеспечивается требуемое качество связи.

Коэффициент усиления системы. Предположим, что в канале связи, кроме обычного теплового шума, имеющего одностороннюю спектральную плотность N_0 , Вт/Гц, действует помеха мощностью P_j , которая распределена в пределах полосы F_j . После сжатия спектра ширина полосы полезного сигнала снова становится равной R_b , а спектральная плотность помехи – равной $N_j = P_j / F_j$. При этом спектральная плотность теплового шума останется неизменной. Отношение энергии сигнала, приходящейся на бит сообщения, к спектральной плотности эквивалентного шума определяется выражением:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{E_b}{N_0 + N_j} = \frac{\frac{P_s}{R_b}}{N_0 + \frac{P_j}{F_{ss}}} \quad (5.8)$$

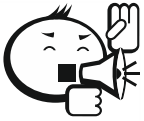
Если мощность помехи намного больше мощности теплового шума, то $N_j \gg N_0$, и можно представить в следующем виде:

$$\frac{E_b}{N_0} + \frac{E_b}{N_j} = \frac{P_s F_j}{P_j R_b} = \eta G_p, \quad (5.9)$$

$$\eta = \frac{P_s}{P_j},$$

где P_s / P_j – отношение мощностей полезного сигнала и помехи, а $F_j / R_b = G_p$ – коэффициент расширения полосы или выигрыш при обработке сигналов системы.

Так как при оптимальной демодуляции сигналов вероятность ошибки зависит только от значения отношения E_b / N_0 , то максимально допустимое превышение мощности помехи над мощностью сигнала полностью определяется значением выигрыша при обработке G_p .



.....

Если учесть возможные энергетические потери L_s при реализации системы связи, то максимально допустимое превышение мощности помехи над мощностью сигнала, выраженное в децибелах, будет определяться так называемым коэффициентом помехозащищенности:

$$M_j = G_p - L_s - \frac{E_b}{N_0}. \quad (5.10)$$

.....

Например, при $R_b = 5$ кбит/с, $F_{ss} = 20$ МГц, $F_b / N_0 = 20$ и $L_s = 2$ коэффициент помехозащищенности $M_j = 36$ дБ $- 13$ дБ $- 3$ дБ $= 20$ дБ, т. е. мощность помехи может превышать мощность сигнала в 100 раз.

Эффективность использования отведенной полосы частот. Еще до недавнего времени использование широкополосных систем связи в многоканальных спутниковых или сотовых системах подвижной связи считалось нецелесообразным, поскольку при асинхронной работе им свойственны взаимные (системные) помехи, а это приводит к снижению пропускной способности системы, т. е. числа одновременно действующих каналов связи при неизменной скорости передачи по сравнению с системами, использующими простые сигналы и традиционные методы многостанционного доступа, основанные на временном и частотном разделении сигналов различных абонентов при их асинхронной работе. Отметим, что в канале с белым гауссовским шумом наличие взаимных помех при использовании широкополосных систем обязательно предполагает наличие какого-либо энергетического запаса в радиоприемнике, т. е. реальное значение E_b / N_0 должно быть больше минимально необходимого для обеспечения заданной вероятности ошибки. Величина такого запаса при низких его значениях будет ограничивать пропускную способность системы с ШПС. При этом пропускная способность системы с простыми сигналами не зависит от энергетического запаса и при прочих равных условиях всегда будет становиться выше, чем при использовании ШПС.

Относительно взаимных помех следует отметить, что при синхронной работе (когда ШПС формируются от единого опорного генератора и все они попарно ортогональны) возникновения взаимных помех удастся избежать. Это, например, имеет место в прямых каналах (от базовой станции к мобильным аба-

нентам), использованных в спутниковой системе *Globalstar*, или в сотовых системах связи стандарта *CDMA*. Однако в обратных каналах этих систем избежать возникновения системных помех практически не удастся.

Однако наличие пауз при телефонных разговорах, а также свойственные системам подвижной связи такие особенности работы, как вызванные многолучевым распространением замирания сигнала доплеровские сдвиги частоты и переменные задержки представляют определенный интерес к использованию ШПС в таких системах.

Исследования показали, что в системах ШПС не только не дают проигрыша, но и обеспечивают значительный выигрыш как по пропускной способности, так и по помехоустойчивости и надежности связи.

Оценим пропускную способность асинхронной системы связи с ШПС. Пусть в выделенной полосе частот F одновременно работает M станций, излучающих ШПС разной формы, но примерно одинаковой мощности. Выравнивание мощностей сигналов в современных системах подвижной связи на входе ретранслятора или базовой станции обеспечивают системы регулировки мощности.

Поскольку все ШПС передаются в общей полосе частот, на входе приемника одного из сигналов остальные $(M - 1)$ сигналов оказываются взаимной помехой. Мощность взаимной помехи:

$$P_{\text{п}} = \sum_{n=1}^{M-1} S_i = (M - 1)S. \quad (5.11)$$

Распределение взаимной помехи даже при небольшом числе мешающих ШПС близко к гауссовскому. Спектральная плотность мощности взаимной помехи:

$$N = \frac{(M - 1)S}{F}. \quad (5.12)$$

Суммарная спектральная плотность мощности взаимных помех и БГШ:

$$N_{\Sigma} = \frac{(M - 1)S}{F} + N_0. \quad (5.13)$$

Если все станции передают информацию с одинаковой скоростью R , то энергия, приходящаяся на бит передаваемой информации, $E_b = S / R$. Таким образом, отношение сигнал/суммарная помеха в полосе ШПС F :

$$\frac{E_b}{N_\Sigma} = \frac{\frac{S}{R}}{\frac{(M-1)S}{F} + N_0}. \quad (5.14)$$

Здесь E_b / N_0 – минимально допустимое значение отношения сигнал/помеха, при котором обеспечивается требуемое качество приема информации. Из (5.14) легко найти допустимое число одновременно действующих каналов, т. е. пропускную способность системы с ШПС:

$$M = \left[\frac{F}{R} \left(\frac{N_\Sigma}{E_b} - \frac{N_0}{E_b} \right) \right] + 1, \quad (5.15)$$

где $|A|$ – целая часть числа A ; $R = 1/T$; T – длительность информационного бита; $G = F/R$ – коэффициент расширения спектра ($G = B$); E/N – реальное значение отношения сигнал/шум в системе.

В системах с частотным разделением пропускная способность $M = F/R$.

Из выражения (5.15) видно, что при асинхронной работе с ростом базы B , а следовательно, и занимаемой сигналами ШПС полосы, при прочих равных условиях допустимое число одновременно действующих каналов увеличивается.

Оценим, как соотносятся пропускные способности асинхронных систем с ШПС и с частотным разделением. Для упрощения изложения будем полагать, что свойственные частотному разделению защитные интервалы отсутствуют. В этих условиях, учитывая, что пропускная способность систем с частотным разделением $M_{FDM} = F/R$, получим:

$$\frac{M}{M_{FDM}} = \frac{N_\Sigma}{E_b} - \frac{N_0}{E_b} < 1. \quad (5.16)$$

С ростом энергетического запаса E_b / N_0 относительная пропускная способность асинхронных систем с ШПС растет, но даже при $E_b / N_0 \rightarrow \infty$ она остается в E_b / N_Σ раз меньше, чем в системах с частотным разделением.

Рассмотрим, за счет каких действий допустимое число одновременно действующих каналов при использовании ШПС можно увеличить.

Известно, что в подвижных системах связи основным видом предоставляемых услуг является телефонная связь, а основным источником информации – речь. Также хорошо известно, что в занятом телефонном канале передача речевых сигналов занимает не более $1/3$ времени и примерно $2/3$ времени прихо-

дится на паузы. При выключении или значительном снижении мощности излучения во время пауз в речи при телефонном разговоре мощность взаимных помех будет снижаться пропорционально времени пауз. За счет этого допустимое число одновременно действующих каналов, а следовательно и пропускная способность системы могут быть в два-три раза увеличены. Дополнительной полосы в данном случае не требуется. Также в два-три раза увеличивается и эффективность использования спектра, занимаемого системой с ШПС.

В системах связи с простыми сигналами и частотным разделением за счет этого повышается эффективность использования мощности передатчика ретранслятора или базовой станции. Однако *эффективность использования полосы не повышается*, т. к. выделенная каждому абоненту на время сеанса полоса частот сохраняется за ним даже в паузах речи.

С учетом этого пропускная способность системы с ШПС может быть определена следующим выражением:

$$M = \frac{1}{\alpha} \left[\frac{F}{R} \left(\frac{N_{\Sigma}}{E_b} - \frac{N_0}{E_b} \right) \right] + 1, \quad (5.17)$$

где $\alpha \approx (1/2 - 1/3)$ – коэффициент активности абонента.

Другая особенность систем радиосвязи с ШПС связана с использованием в ретрансляторе или на базовой станции узконаправленных многолучевых антенн. Известно, что применение таких антенн позволяет упростить требования к наиболее массовым земным станциям, уменьшить ограничения на пропускную способность системы по полосе за счет повторного использования частот в разных лучах. Однако из-за «неидеальности» диаграмм направленности антенн в системе связи с L лучами и простыми сигналами одну и ту же частоту можно использовать не чаще чем $L/3$ или $L/7$ раз, а в соседних лучах должны использоваться разные полосы частот. В случае ШПС разнос частот сигналов в разных лучах не требуется, а мощность помехи от сигналов из соседних лучей, даже «незначительно» подавленная за счет многолучевых бортовых антенн с «неидеальными» диаграммами направленности, оказывается значительно меньше мощности взаимных помех от мешающих сигналов своего луча. Далее помехи будут подавлены за счет кодового разделения ШПС. Таким образом, эффективность использования спектра в системе с ШПС может значительно превысить эффективность применения спектра в системе с частотным разделением.

Дополнительное увеличение эффективности использования спектра примерно на 60% достигается за счет возможного разделения сигналов по поляризации. Известно [19], что в подвижных спутниковых станциях трудно подавить сигнал с нежелательной поляризацией более чем на 6 дБ. Этого совершенно недостаточно для разделения сигналов в системах с частотным или временным разделением. Для систем с ШПС и такое подавление приводит к заметному снижению взаимных помех, что также повышает эффективность использования спектра, хотя следует отметить, что широкого применения на практике этот метод пока не нашел.

В мобильных системах связи с простыми сигналами эффективность использования спектра снижается за счет того, что при большой неопределенности по доплеровским смещениям частоты и изменениях времени прихода принимаемых сигналов для снижения взаимных помех приходится вводить защитные интервалы по частоте или по времени. В системах с ШПС защитные интервалы не требуются.

В приведенных выше положениях предполагалось, что все приходящие на ретранслятор сигналы имеют одинаковую мощность. В случае разных мощностей пропускная способность системы резко снижается. Разброс мощностей на 3 дБ приводит к уменьшению эффективности примерно в два раза. Поэтому регулировка мощностей абонентских станций с целью выравнивания мощностей сигналов, приходящих на ретранслятор, в системе с ШПС обязательна.

Как уже отмечалось выше, пропускная способность в широкополосных системах в основном ограничивается уровнем системных помех и появление каждого «нового» активного абонента приводит к его увеличению. Важной особенностью таких систем является то, что возрастание уровня системных помех (мягкая перегрузка) приводит не к отказу в предоставлении услуги, а лишь к временному снижению ее качества, что позволяет повысить среднюю загрузку системы и, следовательно, эффективность использования спектра.

В системах связи с простыми сигналами эффективность использования спектра дополнительно снижается за счет того, что при большой неопределенности частоты, вызванной эффектом Доплера, и изменениях времени прихода принимаемых сигналов для снижения взаимных помех приходится вводить защитные интервалы по частоте. В системах с ШПС защитные интервалы не требуются. В результате эффективность использования спектра в системе с ШПС оказывается значительно выше, чем в системах с простыми сигналами.

Защита от замираний. В системах спутниковой связи с малыми станциями имеют место замирания, обусловленные многолучевым распространением радиоволн. Малые антенны земных станций имеют широкие диаграммы направленности и поэтому не могут разделить прямой и отраженные лучи [12].

В случае ШПС, принимаемые по различным лучам сигналы, могут быть разделены, а результирующий сигнал не подвержен замираниям, вызываемым многолучевым распространением.

При приеме сигналы разделенных лучей могут выделяться и когерентно складываться. Эксперименты показали, что в реальных условиях энергетический выигрыш от реализации ШПС при многолучевом распространении составил 6–9 дБ. С помощью корреляционной обработки принимаемых сигналов, реализованной в форме *Rake*-приемника, можно эффективно использовать многолучевость для увеличения помехоустойчивости. В *Rake*-приемнике энергия двух и более составляющих сигнала многолучевости когерентно комбинируется, обеспечивая, таким образом, увеличение мощности принимаемого сигнала и достижение эффекта разнесения. *Rake*-приемник состоит из набора корреляторов, согласованных с различными составляющими сигнала многолучевости, и позволяет накапливать их энергию для формирования статистики, с помощью которой выносится решение в пользу того или иного символа передаваемого сообщения.

Электромагнитная совместимость. Достоинством систем связи с ШПС признается хорошая электромагнитная совместимость с существующими радиосредствами. Так, применение станций с малыми антеннами предполагает увеличение эквивалентной изотропно-излучаемой мощности (ЭИИМ) ретранслятора [12].

Расширение спектра позволяет соблюсти установленные нормы на спектральную плотность потока излучаемой мощности. Станции с ШПС могут работать на вторичной основе в общем частотном диапазоне с существующими узкополосными средствами.



Контрольные вопросы по главе 5

1. Назовите методы расширения спектра.
2. Назовите причины расширения спектра.
3. Дайте определение псевдослучайной последовательности.

4. Перечислите свойства псевдослучайной последовательности максимальной длины.
5. Что такое коэффициент усиления системы?

6 Моделирование пространственно-временного кодирования



.....

*Понятие **MIMO** (Multiple Input Multiple Output) обозначает технологию связи, которая использует пространственное разделение каналов с помощью нескольких передающих и нескольких приемных антенн.*

.....

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 -й передающей антенне как функция времени t обозначается $s_p(t)$. Во время передачи сигнал из p -й передающей антенны TX проходит не только прямой путь, но и несколько отраженных, прежде чем придет в q -ю RX-приемную антенну. Как уже отмечалось выше, этот эффект называется многолучевым распространением. Полагается, 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 -й передающей антенны TX до q -й приемной антенны RX описываются импульсной характеристикой $h_{qp}(t)$. Так как сигнал от всех TX-антенн передается на одной частоте, то q -я RX-антенна не может принять сигнал только от p -й TX, а принимает сигналы от всех N_t передающих антенн. В таком случае сигнал на выходе q -й приемной антенны может быть записан в виде (6.1).

$$x_q(t) = \sum_{p=1}^{N_t} h_{qp}(t) s_p(t). \quad (6.1)$$

Для всех приемных антенн N_r выражение (6.1) может быть записано в матричном виде:

$$\mathbf{s}(t) = \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \dots \\ s_{N_t}(t) \end{pmatrix}, \quad \mathbf{x}(t) = \begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \dots \\ x_{N_r}(t) \end{pmatrix}$$

$$\text{и } \mathbf{H}(t) = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) & \dots & h_{1N_t}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) & \dots & h_{2N_t}(t) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{N_r1}(t) & h_{N_r2}(t) & \dots & h_{N_rN_t}(t) \end{pmatrix} \quad (6.2)$$

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{H}(t)\mathbf{s}(t).$$

Обобщенная блок-схема системы связи с использованием технологии *MIMO* представлена на рисунке 6.1.

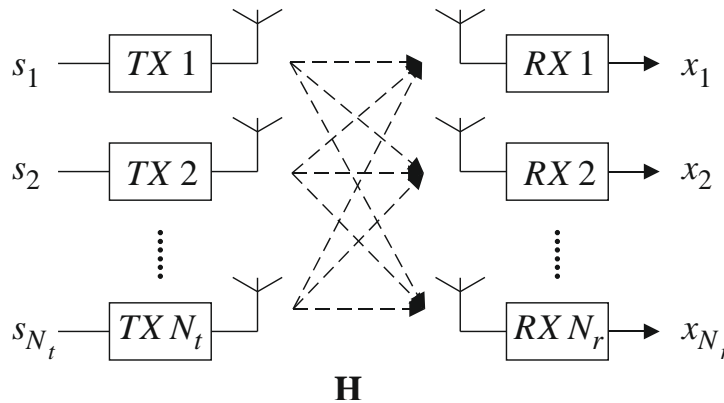


Рис. 6.1 – Обобщенная блок-схема системы связи с *MIMO*

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 [20]. В литературе по системам связи данный метод также называется *Zero Forcing (ZF)*.

В системе уравнений (6.2) известными являются записи принимаемых сигналов $\mathbf{X}(t)$ и излученные сигналы (преамбулы).

Неизвестные коэффициенты собраны в канальной матрице $\mathbf{H}(t)$. Если число путей распространения сигналов от *TX* равно числу принятых сигналов *RX* ($N_t = N_r$), то уравнения можно решить, если существует матрица, обратная

$\mathbf{H}(t)$. В таком случае решение (6.2) может быть найдено путем умножения обеих частей уравнения на матрицу, обратную $\mathbf{H}(t)$:

$$\mathbf{H}^{-1}(t)\mathbf{x}(t) = \mathbf{H}^{-1}(t)\mathbf{H}(t)\mathbf{s}(t) = \mathbf{I}_{N_t}\mathbf{s}(t) = \mathbf{s}(t),$$

где \mathbf{I}_{N_t} – тождественная матрица размером $N \times N$.

Таким образом, чтобы оценить переданные сигналы от всех передатчиков в каждом приемнике, необходимо умножить вектор $\mathbf{x}(t)$ на обратную канальную матрицу $\mathbf{H}(t)$, 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 2×2 с двумя передающими ($N_t = 2$) и двумя приемными антеннами ($N_r = 2$). Допустим, что получателю информации точно известны параметры канала *PPV* (канальная матрица). В таком случае решением системы уравнений (6.2) будут сигналы $s_1(t)$ и $s_2(t)$:

$$s_1(t) = w^1(t)x(t), \quad (6.3)$$

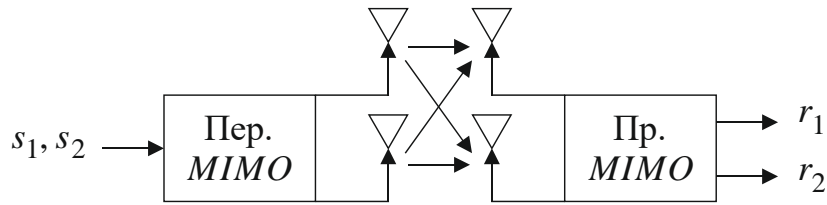
$$s_2(t) = w^2(t)x(t), \quad (6.4)$$

где $w^i(t)$ – весовой коэффициент, на который умножается принятый сигнал, чтобы оценить i -й переданный сигнал (i -я строка матрицы $\mathbf{H}^{-1}(t)$).

6.1 Канал передачи данных для систем *MIMO* 2×2

Рассмотрим канал для системы связи с *MIMO* 2×2 , 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 посылаются x_1 , во второй – x_2 и т. д.
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 и т. д.
4. Когда группируются два символа и посылаются в один момент времени, необходимо только $n/2$ времени, чтобы передать эти сообщения, скорость передачи удваивается (рис. 6.2).

Рис. 6.2 – Схема канала $MIMO\ 2 \times 2$

Для оценки переданного сообщения примем допущения.

1. Для любого канала PPB 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. Существуют более сложные случаи влияния канала PPB на распространяющийся в нем сигнал, которые подробно описаны в литературе [6].
2. Для передачи сигнала из i -й антенны в j -ю приемную антенну каждый переданный символ необходимо умножить на произвольно переменный комплексный коэффициент h_{ji} .
3. Коэффициенты h_{ji} между каждой j -й приемной и i -й передающей антеннами должны быть случайными и некоррелированными.
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 антенны к первой приемной; h_{12} – характеристика канала от первой передающей антенны ко второй приемной; h_{21} – характеристика канала от второй передающей антенны к первой приемной; h_{22} – характеристика канала от второй передающей антенны ко второй приемной; 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:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix},$$

либо $\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}$.

6.2 Методы оценки сообщения по принимаемому сигналу

Method Zero Forcing (ZF). Рассмотрим методы оценки принятого сообщения для простейшей системы *MIMO* 2×2 [21]. Чтобы оценить x , необходимо найти матрицу \mathbf{W} , которая удовлетворяет условию $\mathbf{W}\mathbf{H} = \mathbf{I}$. Методом *Zero Forcing (ZF)* для принятых допущений матрица может быть найдена:

$$\mathbf{W} = (\mathbf{H}^* \times \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^*.$$

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

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

Используя данный метод, по двум принятым последовательностям y_1 и y_2 , можно оценить информационные последовательности \hat{x}_1 и \hat{x}_2 .

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

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:

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

Представим в матричном виде:

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} \\ h_{21} \end{bmatrix} x_1 + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{r} = \mathbf{h}x_1 + \mathbf{n}.$$

Полученное выражение является справедливым для случая некоррелированных сигналов в приемнике.

Оценка полученного символа описывается формулой:

$$\hat{x}_1 = \frac{\mathbf{h}^* \times \mathbf{r}}{\mathbf{h}^* \times \mathbf{h}}.$$

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 в том, что для оценивания выбирается сигнал с более высокой мощностью. Полученная мощность в обеих антеннах, соответствующая переданным символам \mathbf{x}_1 и \mathbf{x}_2 :

$$P_{x_1} = |h_{11}|^2 + |h_{21}|^2,$$

$$P_{x_2} = |h_{12}|^2 + |h_{22}|^2.$$

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

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 - h_{11}\hat{x}_1 \\ y_2 - h_{12}\hat{x}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{12}x_2 + n_1 \\ h_{22}x_2 + n_2 \end{bmatrix}.$$

Представим в матричном виде:

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

$$\mathbf{r} = \mathbf{h}x_2 + \mathbf{n}.$$

Переоцененный сигнал \hat{x}_2 представляется формулой:

$$\hat{x}_2 = \frac{\mathbf{h}^* \times \mathbf{r}}{\mathbf{h}^* \times \mathbf{h}}.$$

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

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

Представим в матричном виде:

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} \\ h_{21} \end{bmatrix} x_1 + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{r} = \mathbf{h}x_1 + \mathbf{n}.$$

Переоцененный сигнал \hat{x}_1 представляется формулой:

$$\hat{x}_1 = \frac{\mathbf{h}^* \times \mathbf{r}}{\mathbf{h}^* \times \mathbf{h}}.$$

Метод минимума среднего квадрата ошибки. Метод минимума среднего квадрата ошибки (МСКО) реализуется путем нахождения коэффициентов W , с использованием соответствующего критерия оптимальности:

$$E\{[W_y - x][W_y - x]^*\}.$$

Решение методом МСКО:

$$W = [\mathbf{H}^* \times \mathbf{H} + \mathbf{N}_0 \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{H}^*.$$

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:

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} = [\mathbf{H}^* \times \mathbf{H} + \mathbf{N}_0 \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{H}^* \times \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}.$$

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:

$$\hat{s} = \arg \max_{s \in X^M} P\left(\frac{s_{\text{пер}}}{r_{\text{пр}}}\right) = \arg \max_{s \in X^M} \left(\frac{P\left(\frac{r_{\text{пр}}}{s_{\text{пер}}}\right) P(s_{\text{пер}})}{P(r_{\text{пр}})} \right). \quad (6.5)$$

Выражение (6.5) известно как максимальная апостериорная вероятность правильного обнаружения [22]. Предположим, что все переданные символы $s \in X^M$ равновероятностные, тогда $P(r_{\text{пр}})$ – вероятность переданных символов одинакова и постоянная. Вероятность правильного определения может быть записана:

$$\hat{s} = \arg \max_{s \in X^M} P\left(\frac{r_{\text{пр}}}{s_{\text{пер}}}\right). \quad (6.6)$$

Метод, который всегда находит оптимальное решение, описанное формулой (6.6), называется методом максимального правдоподобия (МП). Если допустить, что аппаратный шум n является аддитивным белым и гаусовским, то проблема обнаружения решается методом МП (рис. 6.3) как минимизация квадрата

метрики евклидоваго расстояния принятого вектора значений сигнала на конечном M -мерном интервале:

$$\hat{s} = \arg \max_{s \in X^M} |r - Hs|^2.$$

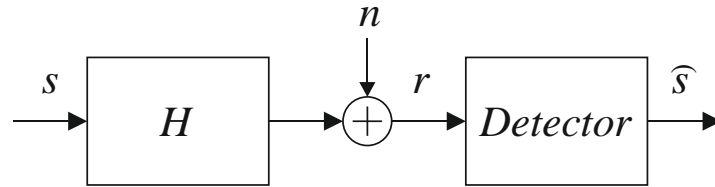


Рис. 6.3 – Простейшая линейная схема системы связи *MIMO*



.....
 Контрольные вопросы по главе 6

1. Дайте определение понятию *MIMO*.
2. Чем характеризуется канал передачи данных *MIMO*?
3. Какие методы оценки сообщения в системах *MIMO* вы знаете?
4. Назовите основные отличия методов оценки сообщения в системах *MIMO*.
5. Зачем используют системы *MIMO*?

7 Моделирование систем мобильной связи третьего поколения

Разработка систем третьего поколения началась задолго до того, как были исчерпаны возможности системы *GSM* и других систем второго поколения. Целью этой работы было создание глобального стандарта, который сможет поддерживать роуминг по всему миру. Международный телекоммуникационный союз (*ITU*) начал работу над системой подвижной связи третьего поколения с определения базовых требований. Первоначально эта система называлась перспективной наземной системой подвижной связи общего пользования (англ. *Future Public Land Mobile Telecommunication System – FPLMTS*), а теперь известна под названием *IMT-2000* (англ. *International Mobile Telecommunications – международная подвижная связь*). Рассмотрим основные требования, предъявляемые к этой системе [23]:

- 1) пропускная способность (не менее):
 - 2 Мбит/с внутри помещений и для терминалов, перемещающихся с пешеходной скоростью;
 - 384 кбит/с для терминалов, перемещающихся со скоростью не более 120 км/ч в областях городской застройки;
 - 144 кбит/с в сельской местности и для быстро перемещающихся транспортных средств;
 - обеспечение глобальной (общемировой) мобильности абонента;
 - независимость услуг *IMT-2000* от применяемой технологии радиointерфейса. Это позволит использовать различные эфирные интерфейсы; с другой стороны, это потребует использования многосистемных терминалов;
 - незаметное переключение между сетями проводной и беспроводной связи;
 - поддержка услуг передачи данных с коммутацией каналов и пакетов;
 - поддержка мультимедийных сервисов и услуг реального времени;
 - реализация виртуальной домашней среды (англ. *Virtual Home Environment – VHE*). Свойства пользовательского интерфейса, характерные для домашней среды пользователя, не меняются при роуминге в других сетях.

Реализацией системы, которая удовлетворяла бы всем перечисленным выше требованиям, занялись следующие региональные организации:

- *ETSI* (Европейский институт телекоммуникационных стандартов), который с 1995 г. работает над предложениями по Универсальной системе подвижной связи (англ. *Universal Mobile Telecommunication System – UMTS*), в которой будет использован метод многостанционного доступа широкополосный *CDMA* (англ. *Wideband CDMA – WCDMA*);
- комитет T1P1 в США, который координировал работы по развитию систем второго поколения, работающих на территории США (*IS-95*, *IS-136* и *GSM 1900*). Эти работы привели к появлению системы со многими несущими и методом многочастотного *CDMA* на основе *IS-95*;
- *ARIB* (англ. *Association for Radio Industries and Businesses – Ассоциация представителей радиопромышленности и бизнеса*) Японии, которая предложила радиоинтерфейс, очень похожий на *UMTS*;
- *TTA* (англ. *Telecommunications Technology Association – Ассоциация по телекоммуникационным технологиям*) в Южной Корее, которая также предложила использовать в новой системе метод *CDMA*.

В 1998 г. для выработки общего стандарта широкополосного *CDMA* была создана рабочая группа, получившая название *3GPP* (англ. *3rd Generation Partnership Project – проект партнерства по системам третьего поколения*). Результатом работы этой группы стал стандарт *UMTS*. Однако участники проекта, которые хотели развить систему *IS-95*, предложили альтернативный стандарт – *CDMA2000*. Таким образом, появилась рабочая группа *3GPP2* (англ. *3rd Generation Partnership Project 2*). В действительности соглашение было достигнуто по трем различным стандартам *IMT-2000*:

- *UTRA* (англ. *UMTS Terrestrial Radio Access – наземный радиодоступ UMTS*) – широкополосная *CDMA*-передача данных в режимах *FDD* и *TDD* и с разнесением несущих на 5 МГц;
- *MC CDMA* (англ. *MultiCarrier CDMA – многочастотная CDMA*);
- *UWC136* (англ. *Universal Wireless Communications – универсальная беспроводная связь*) – стандарт, в основе которого лежат системы *IS-136* и *GSM EDGE*. Стандарт *UWC136* представляет собой естественное развитие систем *TDMA*.

На рисунке 7.1 приведена эволюция систем подвижной связи второго поколения в системы третьего поколения.

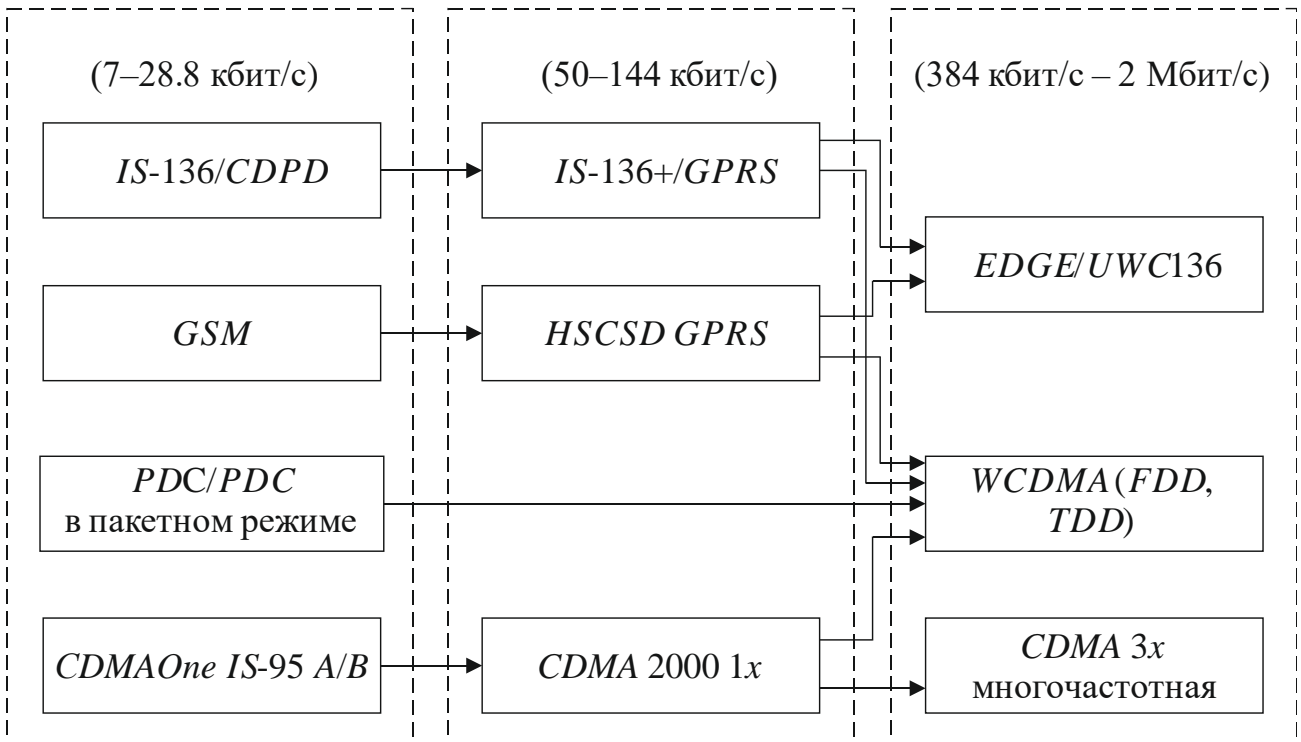
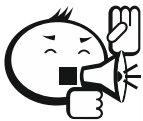


Рис. 7.1 – Эволюция систем подвижной связи второго поколения в системы третьего поколения



Заметим, что радиодоступ – лишь одна составляющая часть системы связи. Другая часть – базовая сеть, которая соединяет различные элементы системы радиодоступа с фиксированной частью системы связи и другими сетями, например, *PSTN*, *ISDN*, Интернет и *PDSN*.

Эволюция имеет место и в этом направлении. Принято решение, что в системах *UMTS* и *EDGE* (эволюционировавших от *GSM*) в качестве опорной первоначально будет использоваться сеть *GSM*. С другой стороны, системы *CDMA-2000* и *EDGE* (имеющие происхождение от *IS-136*) начнут работать с опорной сетью *IS-41*. Обе базовые сети будут оборудованы функциями поддержки межсетевого взаимодействия, которые позволят предоставлять услуги роуминга и другие услуги.

Реализация систем третьего поколения зависит от выделения им спектральных ресурсов административными органами. Необходимо заметить, что полоса частот для *IMT-2000* была выделена практически всеми странами, за ис-

ключением США, где системам связи третьего поколения в будущем либо выделят новый диапазон радиочастотного спектра, либо изменяют правила использования спектра системы *PCS*.

Основная задача системы *UMTS* – реализация интегрированной цифровой беспроводной связи со скоростями передачи данных до 2 Мбит/с в радиочастотном диапазоне около 2 ГГц. В таблице 7.1 приведены диапазоны, выделенные системе *UMTS*. К системе *UMTS* предъявляются те же требования, что и к *IMT-2000*:

- возможность работы при различных параметрах среды. Наземная часть системы *UMTS* должна работать в различных условиях окружающей среды, начиная от сельской местности и заканчивая помещениями. Для этих условий будут созданы три типа сот – пикосоты, микросоты и макросоты с соответствующими физическими уровнями *UMTS*. Спутниковый сегмент системы *UMTS* будет дополнять систему наземной подвижной связи и работать в областях с очень низкой плотностью трафика или слаборазвитой инфраструктурой;
- дуплексная передача данных. Спектр, выделенный на конференции *WRC-2000*, состоит из двух парных и двух непарных диапазонов. Это подразумевает использование дуплексной передачи данных с частотным разделением (*FDD*) в парных диапазонах и дуплексной передачи данных с временным разделением (*TDD*) в непарных диапазонах (см. табл. 7.1);
- широкий спектр услуг. Система *UMTS* должна обеспечивать широкий спектр услуг, начиная от передачи речи до высокоскоростной передачи данных. Трафик может быть асимметричным. Система должна быть достаточно гибкой для того, чтобы позволить введение в будущем новых услуг. Поэтому система радиодоступа должна поддерживать однонаправленные соединения, основанные на некоторых основных службах передачи данных;
- взаимодействие с фиксированными сетями связи. Система *UMTS* будет интегрирована с проводными широкополосными сетями, такими как *B-ISDN*. Планируется использовать технологию интеллектуальных сетей (англ. *Intelligent Networks, IN*).

Таблица 7.1 – Спектр, выделенный системе *UMTS*

Частота, МГц	Ширина спектра, МГц	Назначение
1900...1920	20	<i>UMTS</i> (наземный), <i>TDD</i>
1920...1980	60	<i>UMTS</i> (наземный), <i>FDD, UL</i>
1980...2010	30	<i>UMTS</i> (спутниковый), <i>TDD</i>

2010...2025	15	<i>UMTS</i> (наземный), <i>TDD</i>
2110...2170	60	<i>UMTS</i> (наземный), <i>FDD</i> , <i>DL</i>
2170...2200	30	<i>UMTS</i> (спутниковый), <i>FDD</i> , <i>DL</i>

В соответствии с приведенными выше требованиями были определены список услуг и требования к их качеству. В таблице 7.2 (составленной на основании [21] с незначительными изменениями) приведены предложения по услугам системы *UMTS*. Система *UMTS* предлагает передачу речи, данных и видеотелефонной информации. Помимо этого, ее можно рассматривать в качестве беспроводного расширения цифровых сетей связи с интеграцией услуг (*ISDN*). Таким образом, система поддерживает базовый доступ к сетям *ISDN* со скоростью 144 кбит/с (два канала *B* и один канал *D*). Возможна передача данных на ограниченное расстояние со скоростью 2 Мбит/с, что позволяет обеспечить передачу сжатого видеосигнала.

Как и в системах связи второго поколения, в *UMTS* будет обеспечен высокий уровень безопасности передаваемых данных. Это важно не только с точки зрения конфиденциальности индивидуальных телефонных разговоров, но и для поддержки удаленных банковских операций (*tele-banking*) и электронной коммерции (*e-commerce*).

Таблица 7.2 – Примеры услуг в системе *UMTS*

Тип услуги	Скорость передачи данных, кбит/с	Вероятность появления ошибок	Допустимая задержка, мс
Передача речи	4,75–12,2	10^{-4}	40
Передача данных по речевым каналам	2,4–64	10^{-6}	200
Передача <i>Hi-Fi</i> звука	940	10^{-5}	200
Видеотелефония	64–144	10^{-7}	40–90
Передача коротких сообщений/пейджинг	1,2–9,6	10^{-6}	100
Электронная почта	0–384	10^{-6}	Много минут
Передача факсимильных сообщений (группа 4)	64	10^{-6}	100
Вещание или широковещание	1,2–9,6	10^{-6}	100
Просмотр веб-страниц	16–64 (<i>UL</i>) 96–384 (<i>DL</i>)	10^{-6}	Секунды

Передача цифровых данных без определенных ограничений	64–1920	10^{-6}	100
Доступ к базам данных	2,4–768	10^{-6}	200
Дистанционные покупки (<i>teleshopping</i>)	2,4–768	10^{-7}	90
Электронные газеты	2,4–2000	10^{-6}	200
Удаленное управление	1,2–9,6	10^{-6}	100
Навигация и определение местоположения	64	10^{-6}	100
Дистанционная работа (<i>teleworking</i>)	32–64	10^{-6}	90

В *UMTS* используется высококачественное адаптивное многоскоростное кодирование речи (англ. *Adaptive Multi-Rate – AMR*), основанное на *ACELP*-кодировании с дискретной передачей и внесением комфортного шума. Оно работает на восьми скоростях: 4,75; 5,15; 5,90; 6,70; 7,40; 7,95; 10,20 и 12,20 бит/с. Три из них совместимы с речевыми кодерами, используемыми в существующих системах второго поколения: 6,7 кбит/с – *PDC EFR*, 7,4 кбит/с – *IS-641* (в США *TDMA/IS-136*) и 12,2 кбит/с – *GSM EFR*. Скорость работы *AMR*-кодера зависит от загрузки сети, уровня услуг, оказываемого оператором сети, и текущего отношения сигнал/шум.

Как уже упоминалось, система *UMTS* использует преимущества существующих сетей *GSM* и *GPRS*, которые выступают в роли базовой сети в инфраструктуре *UMTS*.

Структура радиосети *UMTS* (рис. 7.2) состоит из трех основных элементов:

- 1) абонентское оборудование (англ. *User Equipment – UE*), включающее в себя:
 - оборудование подвижной связи (англ. *Mobile Equipment – ME*), представляющее собой радиотерминал, который соединяет абонента *UMTS* с фиксированной частью системы через радиointерфейс *Uu*;
 - модуль идентификации абонента *UMTS* (англ. *UMTS Subscriber Identity Module – USIM*), представляющий собой смарт-карту, аналогичную SIM-карте в системе *GSM*. Карта содержит идентификатор абонента, алгоритм аутентификации, ключи аутентификации и шифрования и т. д.;

- 2) наземная сеть радиодоступа UMTS (англ. *UMTS Terrestrial Radio Access Network – UTRAN*), представляющая собой подсистему базовых станций и их контроллеров. Она состоит из двух типов элементов:
- базовые станции, называемые узлами *B* (англ. *Node B*) (согласно терминологии *3GPP*). Они выполняют обработку данных на физическом уровне, такую как канальное кодирование, перемежение данных, корректировка скорости передачи, модуляция и т. д. В основном, базовая станция преобразует данные из формата радиointерфейса *Uu* в формат интерфейса *Iub*, связывающего узел *B* с контроллером радиосети;
 - контроллеры радиосети (англ. *Radio Network Controller – RNC*), которые управляют работой присоединенных к ним узлов *B* и распределяют выделенные им радиоресурсы. Таким образом, контроллер обрабатывает данные на уровне звена данных и участвует в процедурах хэндовера. В базовой сети контроллер *RNC* считается точкой доступа к услуге сети *UTRAN*. Он соединен с одной парой *MSC/VLR* для маршрутизации трафика с коммутацией каналов и с одним узлом *SGSN* для маршрутизации трафика с коммутацией пакетов;
- 3) базовая сеть (англ. *Core Network – CN*) организована на основе сетей *GSM* и *GPRS*. Поэтому она содержит элементы, характерные для систем как с коммутацией каналов, так и с коммутацией пакетов:
- опорный (домашний) регистр местоположения (англ. *Home Location Register – HLR*), который выполняет те же функции, что и в системах *GSM* и *GPRS*;
 - центр коммутации подвижной связи / визитный регистр местоположения (англ. *Mobile Switching Center/Visitors Location Register – MSC/VLR*), которые управляют трафиком с коммутацией каналов;
 - шлюзовой центр коммутации подвижной связи (англ. *Gateway Mobile Switching Center – GMSC*), соединяющий сеть *UMTS* с внешними сетями, работающими в режиме коммутации каналов;
 - узел текущей поддержки *GPRS* (англ. *Serving GPRS Support Node – SGSN*), аналогичный узлу, используемому в *GPRS*, и работающий в режиме коммутации пакетов;
 - узел шлюзовой поддержки *GPRS* (англ. *Gateway GPRS Support Node – GGSN*), соединяющий сеть *UMTS* с внешними сетями, работающими в режиме коммутации пакетов.

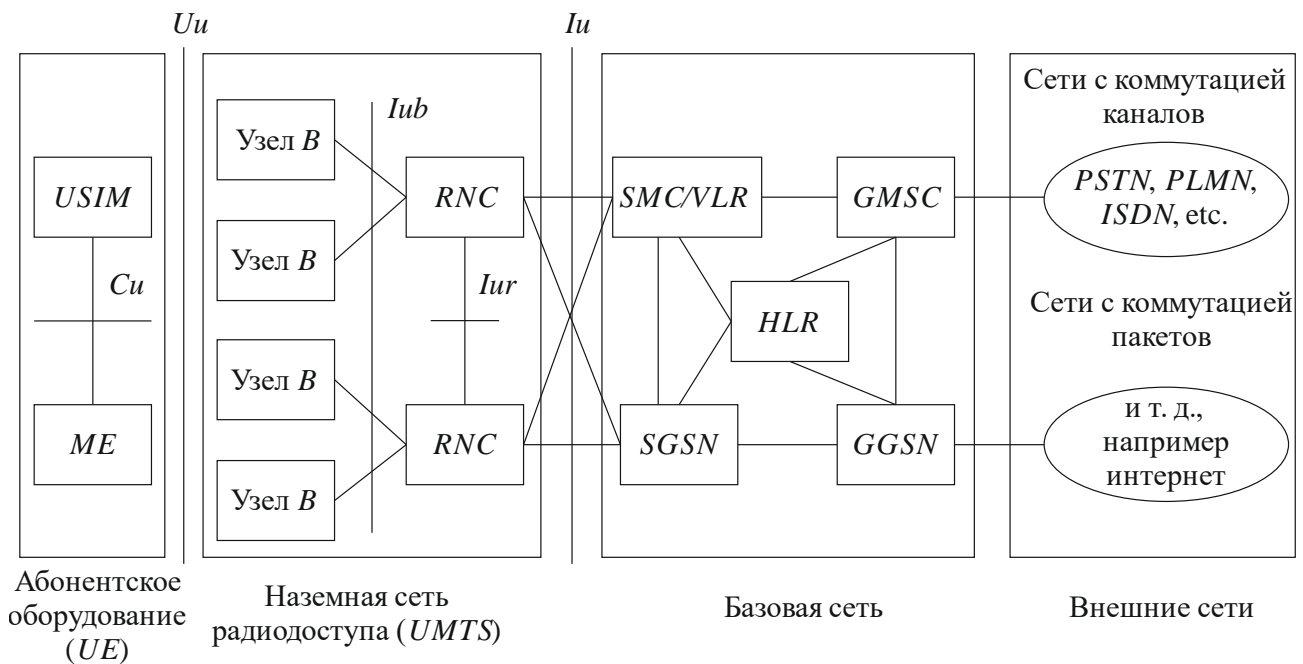


Рис. 7.2 – Сеть радиодоступа UMTS

Рассмотрим интерфейсы, изображенные на рисунке 7.2. Большинство из них описаны настолько точно, что элементы системы *UMTS* могут выпускаться различными производителями. Таким образом, система может стать для них привлекательной, что позволит ей набрать популярность. Ниже приведены интерфейсы системы *UMTS* и перечислены их основные функции:

- *интерфейс Ci* соединяет аппаратную часть терминала *UMTS* со смарт-картой *USIM*. Он соответствует стандартному формату смарт-карт;
- *интерфейс Uu* – радиointерфейс между терминалами *UMTS* и базовыми станциями (*узлами В*). Он точно определен, что позволяет использовать терминалы различных производителей. В определении интерфейса *Uu* заключается основная новизна технологии *UMTS*;
- *интерфейс Iub* описывает связь базовой станции и соответствующего контроллера *RNC*;
- *интерфейс Iur* – это интерфейс между различными контроллерами *RNC*. Заметим, что в системе *GSM* нет эквивалентного интерфейса, однако в системе *UMTS* *Iur* необходим для мягкого хэндовера с участием двух базовых станций, которые управляются различными контроллерами *RNC*. Этот интерфейс также используется в случае, когда соединение с базовой станцией передается с так называемого переходного (*drift*) *RNC* на обслуживающий *RNC*, который направляет соединение в базовую сеть через интерфейс *Iu*;

- *интерфейс Iu* соединяет сеть *UTRAN* с базовой сетью. Этот интерфейс функционально аналогичен А-интерфейсу в сети *GSM* и Gb-интерфейсу в *GPRS*.

Модель протоколов, показанная на рисунке 7.3, состоит из горизонтальных уровней и вертикальных плоскостей. Определены два главных горизонтальных уровня:

- *уровень транспортной сети*, в котором данные из плоскости пользователя и плоскости управления отображаются на выделенные и разделенные физические каналы,
- *уровень радиосети*, на котором решаются задачи, связанные с сетью *UTRAN*, например с доступом к сети *UTRAN* через *Iu*-интерфейс.

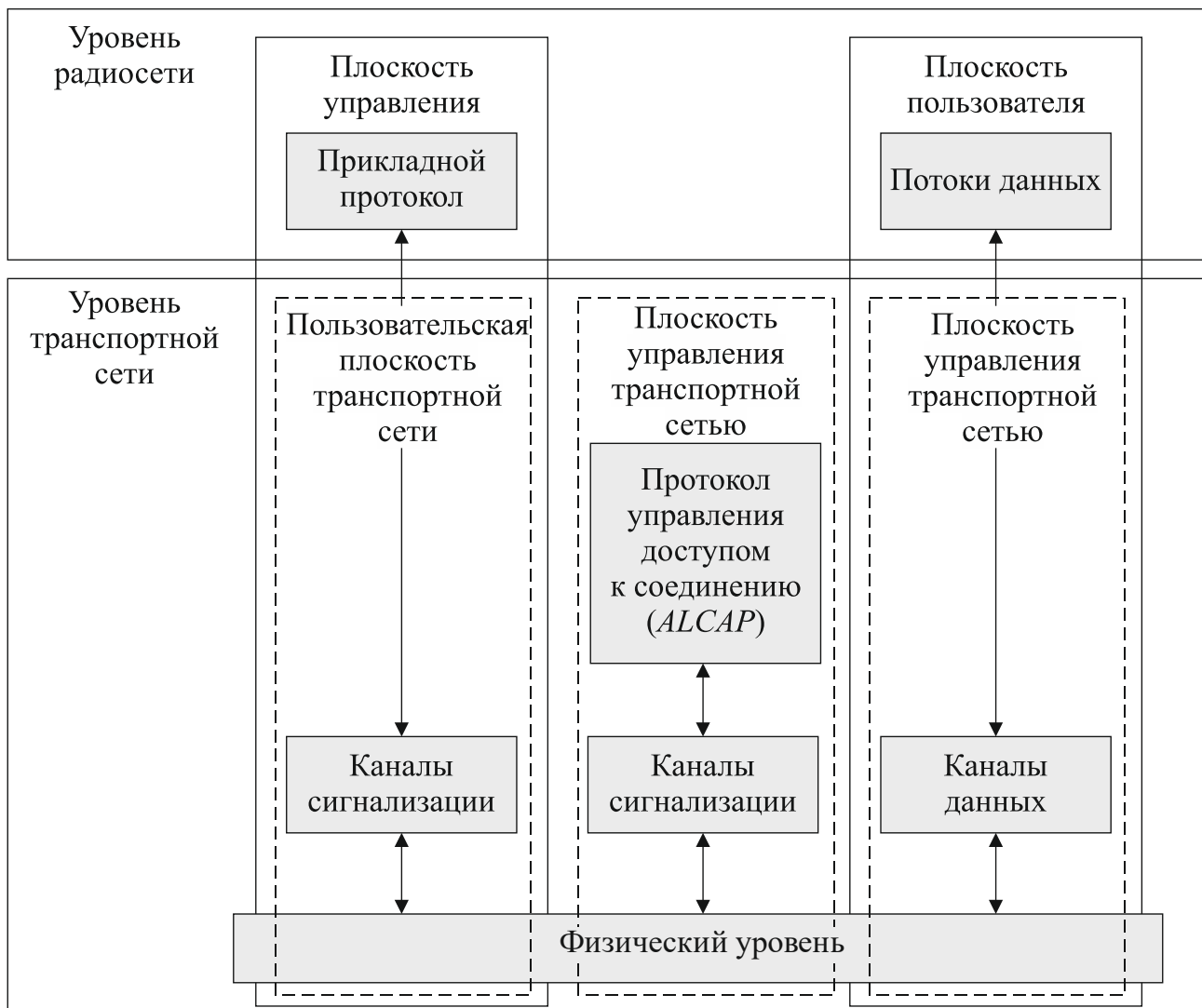


Рис. 7.3 – Модель протоколов для интерфейсов *UTRAN*

Через уровень транспортной сети и уровень радиосети проходят следующие вертикальные плоскости:

- *плоскость управления* (англ. *Control Plane*), используется для сигнализации и управления в системе *UMTS*. Состоит из прикладного протокола (англ. *Application Protocol*), специфицированного в отношении соответствующего интерфейса, и канала сигнализации (англ. *Signaling Bearer*), используемого для передачи сообщений прикладного протокола;
- *плоскость пользователя* (англ. *User Plane*), в которой выполняется перенос пользовательских данных, таких как кодированная речь или пакеты данных. В рамках пользовательской плоскости определены потоки данных (англ. *Data Streams*) и связанные с ними каналы данных (англ. *Data Bearers*).

Потоки данных характеризуются одним или более кадровым (фреймовым) протоколом.

В рамках уровня транспортной сети определены следующие вертикальные плоскости:

- 1) *плоскость управления транспортной сетью* (англ. *Transport Network Control Plane*), в которой осуществляется все управление сигнализацией на транспортном уровне. В эту плоскость входят:
 - *протокол управления доступом к соединению* (англ. *Access Link Application Part – ALCAP*), который отвечает за конфигурацию транспортных каналов в соответствии с выдвинутыми требованиями и за комбинирование пользовательских данных и управляющих команд в выделенных и общих каналах;
 - *каналы сигнализации*, необходимые для реализации *ALCAP*;
- 2) *пользовательская плоскость транспортной сети*, которая содержит каналы сигнализации для прикладного протокола и каналы сигнализации в пользовательской плоскости.

Радиоинтерфейс наземного радиодоступа *UMTS* (англ. *UMTS Terrestrial Radio Access*) был определен рабочей группой *3GPP*. Его часто называют *WCDMA* (англ. *Wideband CDMA* – широкополосный *CDMA*). В рамках *WCDMA* определены два режима работы, которые различаются типом дуплексной передачи данных. Как уже отмечалось, парные диапазоны в системе *UMTS* используются в режиме *FDD*, а непарные – в режиме *TDD*. С точки зрения потенциальных приложений и деталей радиоинтерфейса режимы отличаются друг от друга. В таблице 7.3 приведены их основные характеристики.

Таблица 7.3 – Основные параметры интерфейсов WCDMA

Параметр	UTRA FDD	UTRA TDD
Метод многостанционного доступа	CDMA	TDMA/CDMA
Метод дуплексной передачи данных	FDD	TDD
Спектральная ширина канала	5 МГц	5 МГц
Чиповая скорость	3,84 Мчип/с	3,84 Мчип/с
Длина кадра	10 мс	10 мс
Временная структура кадра	15 слотов в кадре	15 слотов в кадре
Способы изменения скорости	Мультикодовый, многослойный и <i>OVSF</i>	Мультикодовый и <i>OVSF</i>
Способы расширения (в нисходящем направлении)	<i>OVSF</i> -последовательности для разделения каналов, укороченные последовательности Голда ($2^{18} - 1$) для разделения сот и пользователей	
Способы расширения (в восходящем направлении)	<i>OVSF</i> -последовательности для разделения каналов, укороченные последовательности Голда ($2^{25} - 1$) для разделения пользователей	
Коэффициент расширения	4–512	1–16
Канальное кодирование	Сверхточное кодирование ($R=1/2, 1/3, K=9$); турбокодирование (восьмиуровневое PCSSC, $R=1/3$); кодирование, обусловленное услугой	
Перемежение	Межкадровое перемежение (10, 20, 40 и 80 мс)	
Модуляция	<i>QPSK</i>	<i>QPSK</i>
Форма импульсов	Фильтр с характеристикой в виде квадратного корня из приподнятого косинуса с коэффициентом сглаживания 0,22	
Детектирование	Когерентное, на основании пилотных символов	Когерентное, на основании обучающей последовательности в средней части пакета
Тип пакетов	–	Пакеты с речевыми данными, пакеты синхронизации и пакеты произвольного доступа
Регулировка мощности выделенного канала	Быстрая закрытая петля (скорость 1500 Гц)	«Вверх»: открытая петля (100 или 200 Гц)
Хэндовер на одной частоте	Мягкий	Жесткий
Хэндовер со сменой частоты	Жесткий	

Выделение каналов	Динамическое выделение каналов не требуется	Возможно медленное и быстрое динамическое выделение каналов
Подавление помех внутри соты	Возможно совместное детектирование	Возможны усовершенствованные приемники в базовых станциях

Перед изучением радиointерфейса *WCDMA* рассмотрим его уровневую структуру. На рисунке 7.4 приведены основные компоненты его протокольной архитектуры.

Все протоколы можно разместить на одном из трех нижних уровней модели *OSI*: физическом (*PHY*), уровне звена данных (*DLC*) или сетевом уровне.

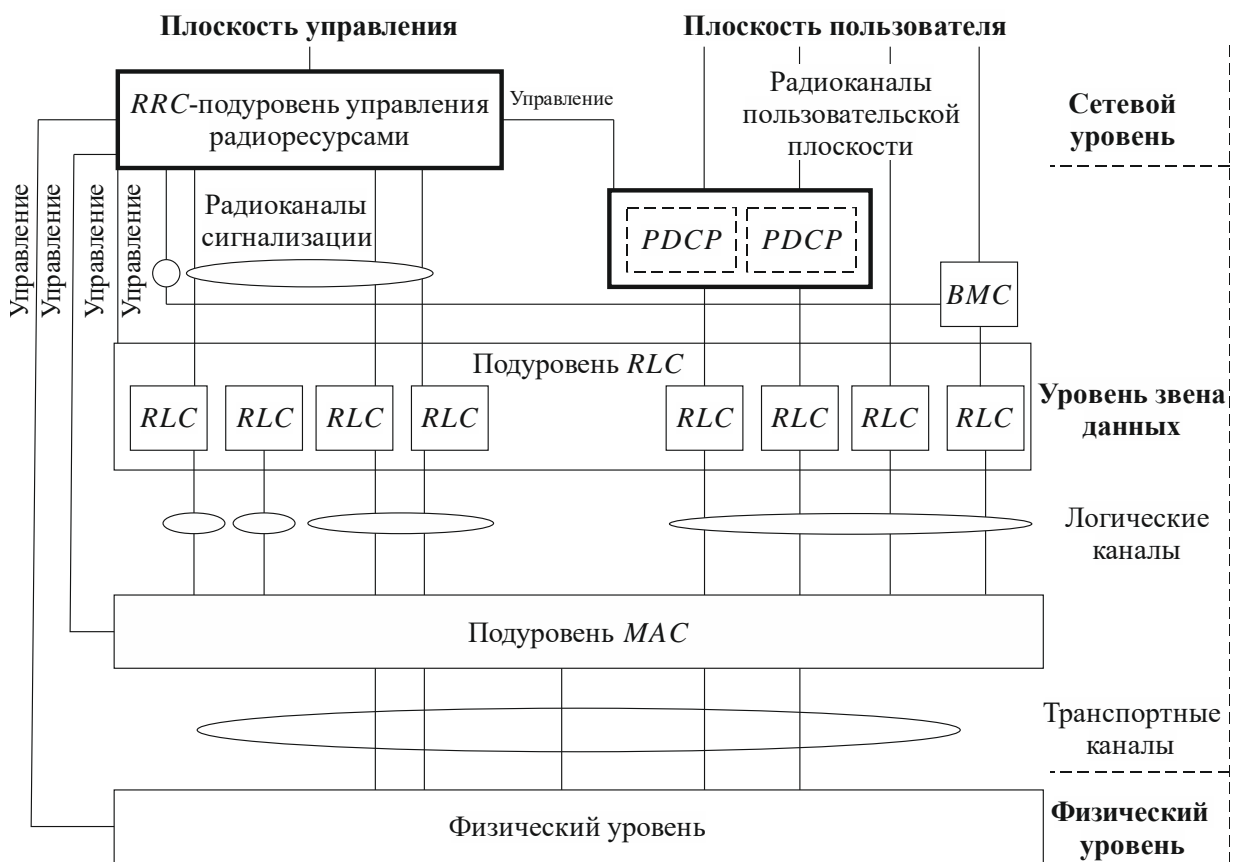
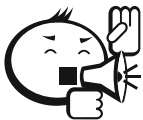


Рис. 7.4 – Архитектура протоколов радиointерфейса



Физический уровень определяет услуги обмена информацией в виде транспортных каналов. На этом уровне выполняются все функции, связанные с обработкой сигналов, канальным кодированием, перемежением, модуляцией, синхронизацией и т. д. В число

этих функций входит отображение транспортных каналов в физические каналы.

.....

Уровень звена данных разделен на следующие подуровни:

- подуровень управления доступом к среде (*MAC*-подуровень);
- подуровень управления радиоканалом (*RLC*-подуровень);
- подуровень протокола сходимости пакетных данных (англ. *Packet Data Convergence Protocol – PDCP*);
- подуровень управления вещанием/широковещанием (англ. *Broadcast/Multicast Control – BMC*).

Подуровень *MAC* реализует услуги обмена данными по логическим каналам, которые определяются в соответствии с типами передаваемой по ним информации.

Подуровень *RLC* реализует алгоритмы *ARQ*, отвечает за сегментирование и сборку пользовательских данных, контролирует соответствующие последовательности блоков данных и борется с дублированием блоков.

Подуровень *PDCP* обеспечивает передачу и прием протокольных блоков данных (блоков *PDU*) в *RLC*-режиме с подтверждением или без него, а также прозрачном *RLC*-режиме. Подуровень *BMC* осуществляет вещательную или широковещательную передачу данных в прозрачном режиме или режиме без подтверждения.

Наконец, нижний подуровень сетевого уровня, изображенного на рисунке 7.4, называется *подуровнем управления радиоресурсами* (англ. *Radio Resource Control – RRC*). *RRC*-подуровень выполняет следующие функции: трансляция системной информации, распределение радиоресурсов, управление требуемым качеством предоставляемых услуг, а также управление измерениями и составлением отчетов по ним.

Для того чтобы верхние уровни могли выполнять возложенные на них функции, *MAC*-подуровень предоставляет им *логические каналы*. Для выполнения *MAC*-функций в распоряжении *MAC*-подуровня остаются *транспортные каналы*, которые отображаются в *физические каналы* на физическом уровне.

Рассмотрим каналы всех трех типов. Логические каналы разделены на два класса:

- *каналы управления* (англ. *Control Channels – CCH*) используются для переноса информации в плоскости управления;

- *каналы трафика* (англ. *Traffic Channels – TCH*) используются для переноса информации в пользовательской плоскости.

Существуют следующие типы логических каналов управления:

- *вещательный канал управления* (англ. *Broadcast Control Channel – BCCH*) используется для трансляции информации управления системой в нисходящем направлении;
- *канал управления вызовом* (англ. *Paging Control Channel – PCCH*) используется в нисходящем направлении для вызова подвижной станции или для вывода ее из режима «сна»;
- *общий канал управления* (англ. *Common Control Channel – CCCH*) используется в нисходящем и восходящем направлениях для передачи управляющей информации;
- *выделенный канал управления* (англ. *Dedicated Control Channel – DCCH*) используется в соединениях типа «точка-точка» для передачи специализированной управляющей информации между сетью и подвижной станцией во время установления *RRC*-соединения.

Типы логических каналов трафика:

- *выделенный канал трафика* (англ. *Dedicated Traffic Channel – DTCH*) используется для передачи пользовательской информации в варианте «точка-точка» между сетью и подвижной станцией. Может устанавливаться как в нисходящем, так и в восходящем направлениях;
- *общий канал трафика* (англ. *Common Traffic Channel – CTCH*) используется для передачи информации группе подвижных станций в режиме «точка-многоточка».

Логические каналы, реализованные на *RLC*-подуровне, отображаются подуровнем *MAC* в транспортные каналы. В группу транспортных каналов входит один выделенный (англ. *Dedicated Channel – DCH*) и шесть общих каналов.

Канал *DCH* представляет собой двунаправленный канал типа «точка-точка», по которому передаются как пользовательские данные, так и управляющая информация верхних уровней. Он может передаваться на всю соту или только на какую-либо ее часть (для этого нужна лучеобразующая антенна). Параметры этого канала (скорость передачи данных, уровень мощности и т. д.) могут быстро меняться.

Общие транспортные каналы переносят управляющую информацию и небольшое количество пользовательских данных без установления отдельного соединения с пользователем. Существуют следующие типы общих транспортных каналов:

- *вещательный канал* (англ. *Broadcast Channel – BCH*) используется для низкоскоростной передачи информации о системе и своей соте всем подвижным станциям в соте; переносит часть логического канала *BCCH*;
- *прямой канал доступа* (англ. *Forward Access Channel – FACH*), работающий в нисходящем направлении; переносит управляющую информацию, составляющую другую часть канала *BCCH*, и реализует соединение для передачи пакетных данных. В одной соте может быть несколько каналов *FACH*, из которых хотя бы один выполняет передачу с низкой скоростью и высокой мощностью;
- *канал вызова* (англ. *Paging Channel – PCH*) – канал типа «точка-многоточка», используемый для вызова подвижной станции;
- *нисходящий прямой разделяемый канал* (англ. *Downlink Shared Channel – DSCH*) – дополнительный транспортный канал, разделяемый между несколькими подвижными станциями. По нему передается специализированная пользовательская информация. Этот канал связан с выделенным каналом (*DCH*);
- *канал случайного доступа* (англ. *Random Access Channel – RACH*) представляет собой канал низкоскоростной передачи данных в восходящем направлении. Он должен быть принят базовой станцией из любого места соты и используется подвижной станцией для установления соединения или передачи в сеть небольшого количества данных;
- *общий канал пакетных данных* (англ. *Common Packet Channel – CPCH*) – дополнительный восходящий транспортный канал, работающий по конкурентному принципу и используемый для передачи пакетных данных.

Каждый тип транспортных каналов связан с набором *транспортных форматов* (англ. *Transport Format – TF*). Транспортный формат определяет возможное отображение, кодирование и перемежение заданного типа транспортного канала. Процедура *MAC*-уровня выбирает соответствующий формат для данного транспортного кадра. Особенности применяемого транспортного формата заключены в блоке данных с названием «*индикатор транспортного формата*»

(англ. *Transport Format Indicator – TFI*), который обычно сопровождает транспортные блоки и указывает способ реализации транспортного канала.

После проведения канального кодирования и перемежения несколько транспортных каналов могут быть мультиплексированы. Таким способом получаемый поток данных направляется в *физический канал передачи данных*. Тогда же индикаторы транспортного формата мультиплексированных каналов образуют *индикатор комбинации транспортных форматов* (англ. *Transport Combination Format Indicator – TCFI*), который передается по *физическому каналу управления* (рис. 7.5).

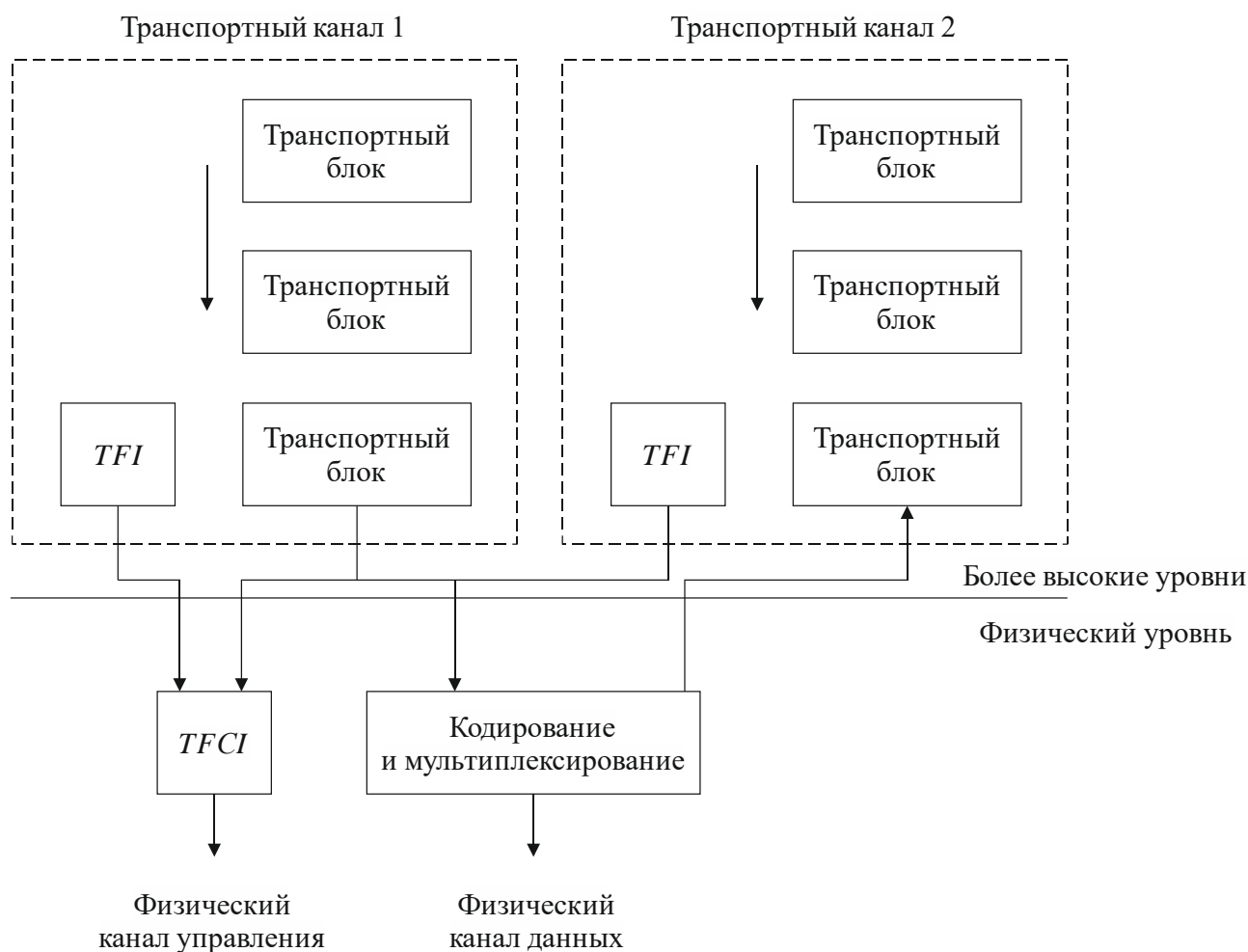


Рис. 7.5 – Пример отображения транспортных каналов на физические

Поскольку транспортные каналы могут состоять из различного количества транспортных блоков, то индикатор *TCFI* также предоставляет информацию о том, какой транспортный канал активен в данном кадре. В приемнике, после декодирования *TCFI*, данные, полученные по физическому каналу, могут быть демultipлексированы и декодированы, а транспортные блоки соответствующих транспортных каналов могут быть выделены.

На физическом уровне время в системе *UMTS* разделено на кадры длительностью 10 мс. В свою очередь каждый кадр разделен на 15 слотов длительностью по 666,67 мкс. В случае применения режима *FDD* такое временное деление кадра не является результатом использования метода многостанционного доступа, каковым здесь является *CDMA*. Слоты выступают в роли единиц времени, в которых имеет место передача соответствующих двоичных канальных блоков. Зная, что базовая чиповая скорость составляет 3,84 Мчип/с, можно легко подсчитать, что в каждом слоте помещается 2 560 чипов.

В режиме *UMTS FDD* физический канал определяется несущей частотой, используемой расширяющей последовательностью и компонентой сигнала (в восходящей линии связи синфазная и квадратурная составляющие сигнала могут переносить разные физические каналы).

На физическом уровне определены два типа выделенных физических каналов для восходящей и нисходящей линий связи:

- выделенный физический канал управления (англ. *Dedicated Physical Control Channel – DPCCH*);
- выделенный физический канал данных (англ. *Dedicated Physical Data Channel – DPDCH*).

Каждому соединению назначается один выделенный физический канал управления и до шести выделенных каналов данных. В восходящем направлении двоичный поток канала *DPDCH* направляется на синфазный вход передатчика, а двоичный поток канала *DPCCH* – на квадратурный. Если количество каналов передачи данных (*DPDCH*) больше одного, то все нечетные каналы суммируются, взвешиваются и передаются по синфазной составляющей, а четные каналы суммируются, взвешиваются и передаются по квадратурной составляющей вместе с каналом управления (*DPCCH*).

По каналу *DPDCH* передаются пользовательские данные; по каналу *DPCCH* – пилотный сигнал, необходимый базовой станции для оценки состояния канала, блок *TFCI*, указывающий формат канала *DPDCH*, информация обратной связи (англ. *FeedBack Information – FBI*), необходимая для разнесенной передачи в нисходящем направлении, а также блок управления мощностью передачи (англ. *Transmit Power Control – TPC*), необходимый для реализации быстрой регулировки мощности в нисходящем направлении (рис. 7.6). Оба потока данных рассеиваются двумя взаимно ортогональными кодами каналообразования (англ. *channelization codes*). Они позволяют осуществить 4–256-кратное расширение спектра сигнала в зависимости от скорости передачи информационной

последовательности. Коэффициент расширения (англ. *Spreading Factor* – *SF*) равен $256/2^k$, где $k = 0, 1, \dots, 6$; таким образом, в каждом из 15 слотов 10 мс кадра передается 10×2^k битов. Поскольку скорости передачи данных в обоих физических каналах могут различаться, то значения средней мощности сигналов синфазной и квадратурной составляющих также могут различаться.

Используемое расширение подстраивается под текущую скорость передачи двоичных данных в канале данных, что приводит к изменению ширины спектра сигнала. Переменный коэффициент расширения позволяет получить так называемые *ортогональные коды с переменным коэффициентом расширения* (англ. *Orthogonal Variable Spreading Factor* – *OVSF*).

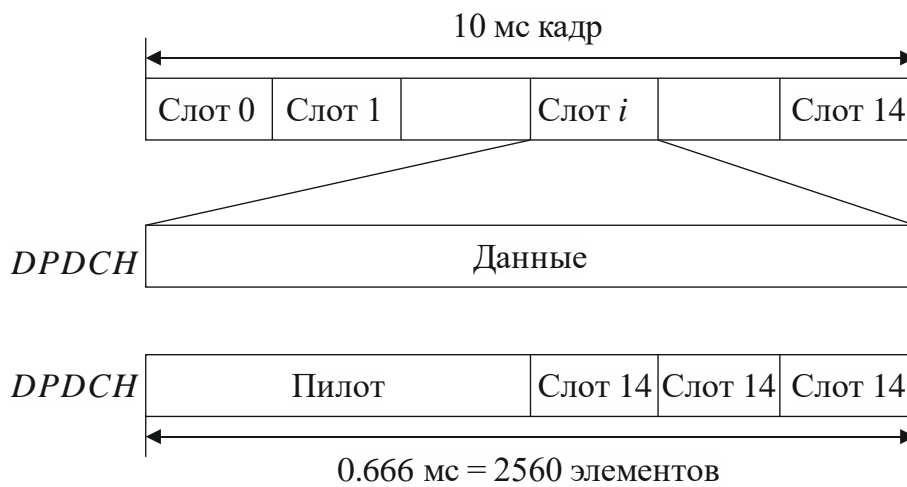


Рис. 7.6 – Структура восходящего выделенного физического канала

Коды *OVSF* определяются деревом, изображенным на рисунке 7.7. Если рассмотреть каждый узел дерева, то можно сделать вывод о том, что новые кодовые слова создаются путем дублирования предыдущего слова по одной ветви и дополнения слова с противоположными значениями по другой ветви.

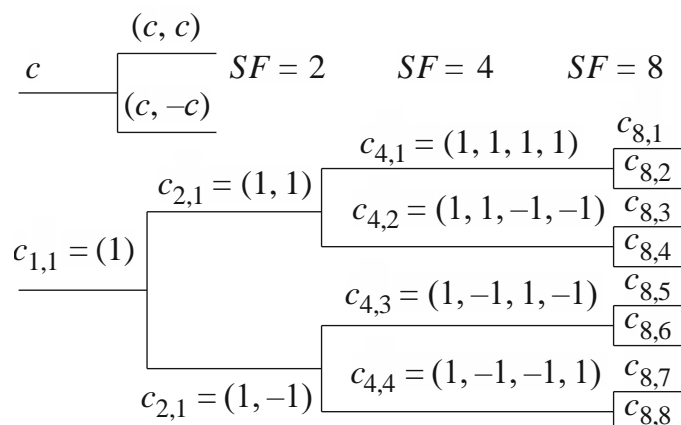
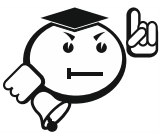


Рис. 7.7 – Кодовое дерево *OVSF*

Из кодового дерева выбираются взаимно ортогональные слова. Говорят, что кодовое слово c_i ортогонально кодовому слову c_j тогда и только тогда, когда кодовое слово не связано с ветвью, ведущей от ветви, связанной со словом c_j , к основанию дерева, или не располагается в поддереве ниже слова c_i . Например, если биты конкретного потока данных рассеиваются кодовым словом $c_{8,5} = (1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1)$ с коэффициентом расширения $SF = 8$, то для другого потока данных, для которого требуется коэффициент расширения $SF = 4$, можно взять любое слово $c_{k,l}$, кроме $c_{4,3}$.

Полученная пара потоков данных, подвергнутых расширению кодовыми словами *OVSF*, может быть представлена в виде комплексного сигнала, действительная часть которого выступает в роли синфазной составляющей, а мнимая – в роли квадратурной. Такой комплексный сигнал подвергается процедуре комплексного скремблирования. Скремблирующая последовательность состоит из двух составляющих, интерпретируемых как реальная и мнимая части комплексного скремблирующего сигнала.



.....

Заметим, что операция скремблирования не увеличивает ширину спектра сигнала, т. е. чиповая скорость на выходе скремблера равна скорости на входе. Целью скремблирования является обеспечение различения сот.

.....

Отбор комплексных скремблирующих последовательностей необходим, поскольку существует вероятность того, что мощности синфазной и квадратурной составляющих, переносящих каналы *DPDCH* и *DPDCH* или их сумму, будут неравны. После наложения комплексной скремблирующей последовательности средние мощности обеих составляющих становятся равны.

Стандарт определяет два типа комплексных скремблирующих последовательностей – короткие и длинные. Короткая последовательность имеет длину 256 битов. Она повторяется с частотой 15 кГц. Такая последовательность применяется, когда в базовой станции используются приемники с совместным детектированием. Длинная последовательность – это пара последовательностей Голда с периодом $2^{25} - 1$, усеченных до 10 мс. Такая последовательность используется, когда в базовой станции установлен обычный *Rake*-приемник.

Комплексный поток синфазных и квадратурных импульсов, полученный в результате комплексного скремблирования, формируется фильтрами с косинусоидальной характеристикой в степени $1/2$ (с коэффициентом сглаживания $\alpha = 0,22$) и размещается в требуемом диапазоне парой ортогональных модуляторов (рис. 7.8).

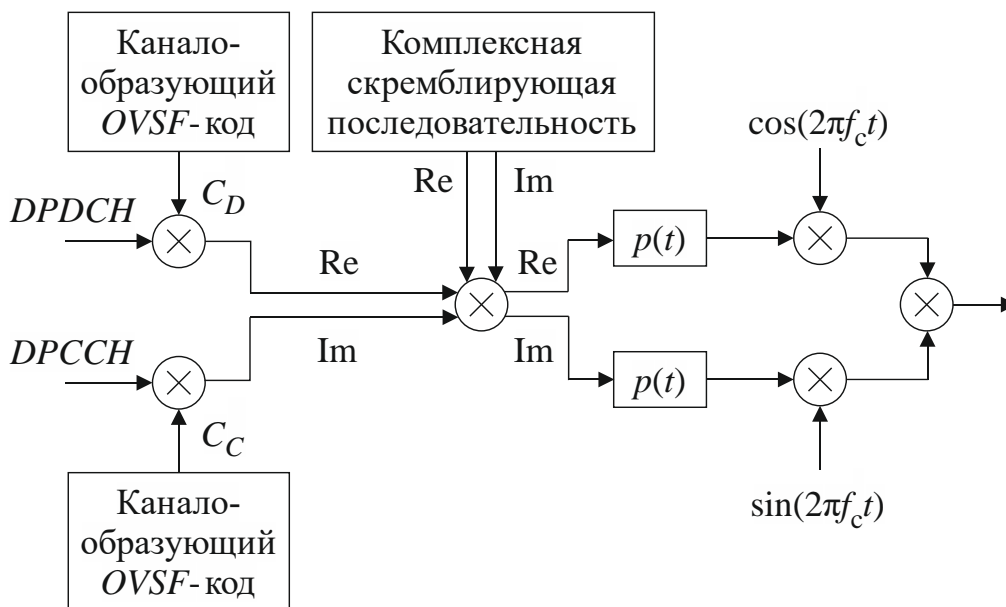


Рис. 7.8 – Генерация сигналов *DPDCCH* и *DPCCH* в восходящей линии

Организация нисходящей передачи выделенных каналов отличается от передачи в восходящем направлении. Выделенные каналы данных и управления мультиплексируются так, как это показано на рисунке 7.9. Затем они последовательно демультиплексируются в два параллельных потока данных, которые и лежат в основе синфазной и квадратурной составляющих переданного сигнала. Двоичные сигналы в каждой ветви рассеиваются при помощи одного и того же кодового слова *OVSF*. Каналообразующие кодовые слова, используемые в данном секторе соты, выбираются из того же самого кодового дерева *OVSF*. Широкополосные сигналы в синфазной и квадратурной ветвях рассматриваются в качестве действительной и мнимой частей комплексного сигнала.

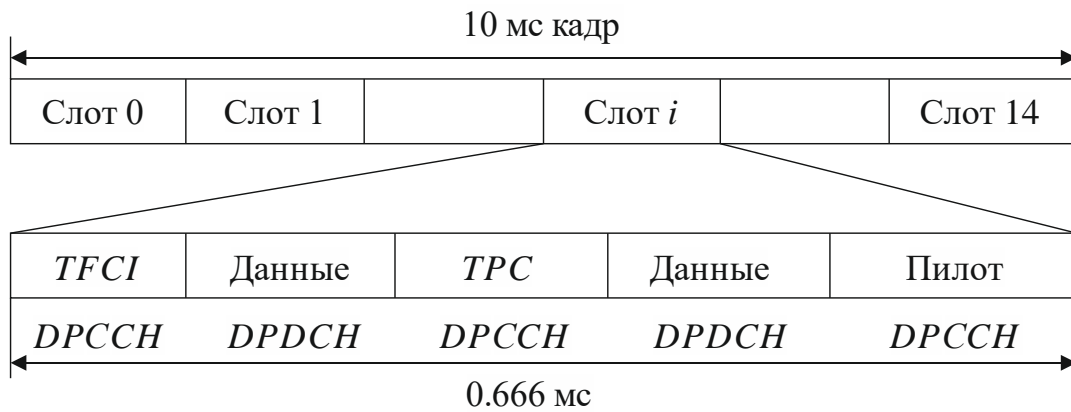


Рис. 7.9 – Структура кадра при передаче выделенных каналов в нисходящем направлении

Этот сигнал скремблируется при помощи комплексной псевдослучайной последовательности длительностью 10 мс. Комплексная псевдослучайная последовательность создается из двух соответствующим образом сдвинутых укороченных последовательностей Голда [11], сгенерированных регистрами $LFSR$ длиной 18 символов. Подвижная станция, которой требуется синхронизироваться с базовой станцией, должна синхронизироваться с этой скремблирующей последовательностью; следовательно, различных скремблирующих последовательностей может быть не более 512. Эти последовательности разделены на 16 групп по 32 последовательности в каждой. Скремблирующие последовательности распределяются по сотам в ходе процесса планирования сети. На рисунке 7.10 изображен процесс генерации $WCDMA$ -сигнала, переносящего выделенные каналы в нисходящем направлении.

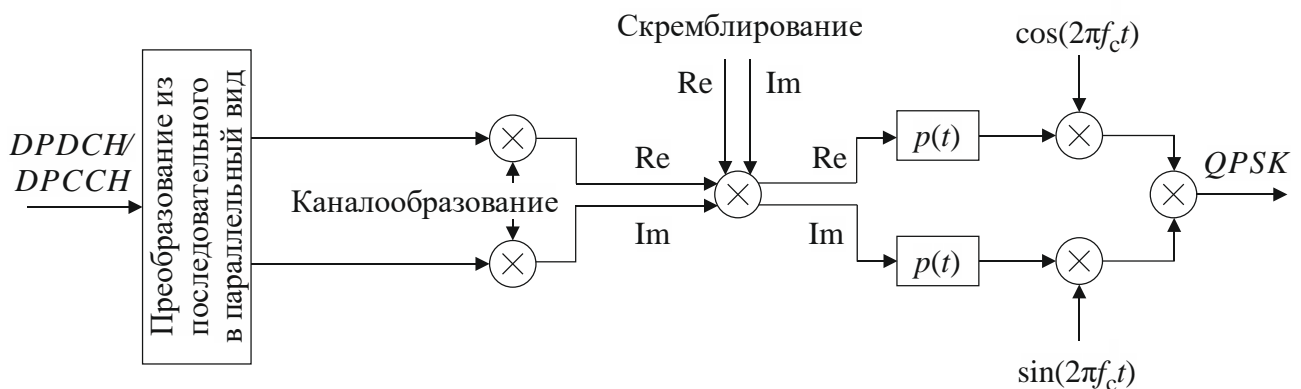


Рис. 7.10 – Генерация $WCDMA$ -сигналов в нисходящем направлении

Заметим, что временной слот при передаче в нисходящем направлении также содержит пилот-сигнал, который обеспечивает когерентное детектирование данных подвижной станцией и позволяет использовать адаптивные антенны в нисходящем направлении.

Помимо выделенных каналов, в нисходящем направлении реализуются следующие физические каналы:

- общий пилот-канал (англ. *Common Pilot Channel – CPICH*);
- канал синхронизации (англ. *Synchronization Channel – SCH*);
- первичный (вторичный) общий физический канал управления (англ. *Primary (Secondary) Common Control Physical Channel – P-CCPCH (S-CCPCH)*);
- канал индикации занятия (англ. *Acquisition Indication Channel – AICH*);
- канал индикации вызова (англ. *Paging Indication Channel – P/CI/T*).

В восходящем направлении передаются физический канал произвольного доступа (англ. *Physical Random Access Channel – PRACH*) и физический общий канал пакетных данных (англ. *Physical Common Packet Channel – PCPCH*). Кратко рассмотрим перечисленные выше каналы.

Общий пилот-канал (*CPICH*) передается базовой станцией в каждой соте для оценки состояния радиоканала. Канал *CPICH* переносит широкополосный немодулированный сигнал с коэффициентом расширения 256, скремблированный кодом, характерным для данной соты. Он должен опознаваться во всей соте. Помимо оценки состояния радиоканала, канал *CPICH* используется в измерениях при хэндовере и выборе соты.

Канал синхронизации (*SCH*) используется подвижной станцией при выборе соты. Канал *SCH* состоит из двух подканалов – первичного и вторичного каналов синхронизации. В первичном *SCH*-канале во всех сотах используется 256-чиповая расширяющая последовательность. Во вторичном *SCH* передается последовательность из 15 последовательностей длиной 256 чипов (по одной последовательности в каждом слоте). Это позволяет произвести кадровую и слотовую синхронизацию, а также определить группу скремблирующих кодов, используемых в данной соте. Оба канала синхронизации передаются параллельно (при помощи различных последовательностей) в первых 256 битах каждого временного слота. Остальные 2 304 бита слота используются для передачи главного общего физического канала управления (*P-CCPCH*).

Канал *P-CCPCH* переносит транспортный вещательный канал (англ. *Broadcast Channel – BCH*). Он передается непрерывно и должен приниматься

всеми подвижными станциями, находящимися в соте, поэтому коэффициент расширения канала *P-CCPCH* равен 256 и канал передается с высокой мощностью. В нем используется постоянный код каналообразования. Для обеспечения требуемого качества передачи данных применяется сверточный код с коэффициентом 12 и перемежением на протяжении двух кадров (20 мс).

Вторичный общий физический канал управления (*S-CCPCH*) используется для передачи следующих транспортных каналов: канала прямого доступа (англ. *Forward Access Channel – FACH*) и канала вызова (англ. *Paging Channel – PCH*). В каждой соте существует не менее одного канала *S-CCPCH*. При наличии в соте только одного канала *S-CCPCH* он содержит оба транспортных канала. Если же каналов *S-CCPCH* более одного, то транспортные каналы могут передаваться по различным физическим каналам. Коэффициент расширения в канале *S-CCPCH* – постоянный и определяется максимальной установленной скоростью передачи данных. В канале *S-CCPCH*, как и в *P-CCPCH*, используется сверточный код с коэффициентом 1/2. В случае использования канала *FACH* для передачи данных может применяться сверточное кодирование с коэффициентом 1/3 или турбокодирование.

Физический канал произвольного доступа (англ. *Physical Random Access Channel – PRACH*) и канал индикации занятия (англ. *Acquisition Indication Channel – AICH*) связаны друг с другом и будут рассмотрены вместе.

Канал *PRACH* используется подвижной станцией для доступа к сети (он переносит транспортный канал *RACH*). В основе произвольного доступа лежит принцип синхронного метода доступа *ALOHA*. Два последовательных 10 мс кадра разделяются на 15 слотов произвольного доступа по 5 120 чипов каждый. Вначале подвижная станция проводит временную и кадровую синхронизацию с сотой. Затем она находит канал *BCCH*, для того чтобы определить в данной соте свободные слоты случайного доступа, скремблирующие коды и подписи, которые могут быть использованы в процедуре произвольного доступа. Кроме того, подвижная станция измеряет мощность принимаемого сигнала и на основании результатов этих измерений устанавливает мощность сигнала для передачи заголовка (преамбулы) *RACH* в выбранном слоте произвольного доступа. Заголовок имеет длину 4 096 чипов и содержит 256 повторов выбранной подписи (сигнатуры). Подвижная станция периодически посылает заголовок в доступных слотах произвольного доступа с постепенным увеличением мощности до тех пор, пока не получит преамбулу *AICH*. После завершения декодирования преамбулы *AICH* передается 10 мс или 20 мс сообщение *RACH*.

Аналогичная процедура выполняется при передаче данных по физическому общему каналу пакетных данных (англ. *Physical Common Packet Channel – PCPCH*). При помощи этого канала реализуется транспортный общий канал пакетных данных (англ. *Common Packet Channel – CPCH*). Подвижная станция периодически передает преамбулу длиной 4 096 чипов с постепенным увеличением мощности до тех пор, пока не получит и не распознает преамбулу *AICH*. Затем она передает преамбулу *CPCH CD* (англ. *Collision Detection – обнаружение коллизий*) и после получения ответа от базовой станции в виде канала индикации обнаружения коллизий (англ. *Collision Detection Indication Channel – CDICH*) начинает передавать свой пакет. Сообщение длится $N \times 10$ мс, но не более оговоренной максимальной длительности. На рисунке 7.11 изображен процесс отправки пакета по каналу *PCPCH*.

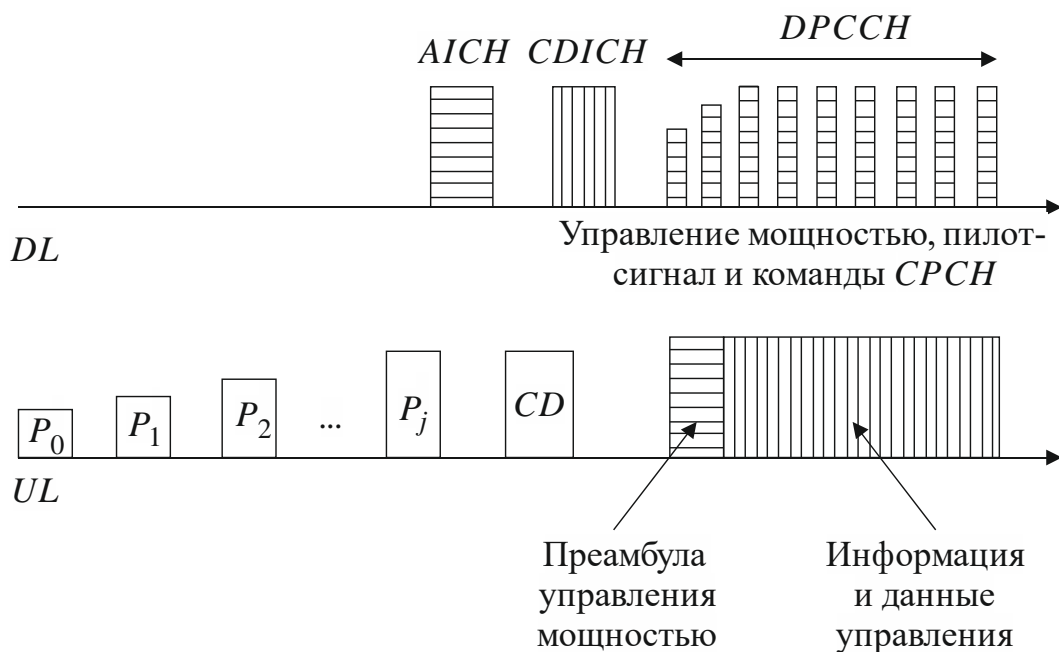


Рис. 7.11 – Процедура доступа для канала *CPCH*

Одна из наиболее важных процедур в системе *UTRA WCDMA* – поиск соты (*cell search*). После включения питания подвижная станция должна найти ближайшую базовую станцию. В системе *UMTS* базовые станции работают асинхронно и используют различные скремблирующие коды из набора 512 последовательностей по 10 мс. Для того чтобы упростить и ускорить поиск соты, вся процедура разбита на следующие этапы:

- подвижная станция ищет первичный канал синхронизации (англ. *Primary Synchronization Channel – PSCH*), который передается в виде 256-чиповой последовательности, общей для всех сот. Таким способом

определяются начальные точки слотов. Поиск осуществляется с помощью фильтра, согласованного с известной последовательностью. Подвижная станция принимает сигналы канала *PSCH* от нескольких ближайших сот и выбирает наибольший локальный максимум сигнала на выходе согласованного фильтра, который соответствует ближайшей (сильнейшей) базовой станции;

- после детектирования начальных моментов слотов подвижная станция пытается синхронизировать кадр и определить группу кодов, используемых во вторичном канале синхронизации. Синхронизация осуществляется путем корреляционной обработки принятого сигнала (момент начала корреляции был установлен на предыдущем этапе) с 64 возможными словами кодовой синхронизации, используемыми во вторичном канале *SCH*. Для того чтобы найти интервал № 0, необходимо проверить все 15 интервалов, т. е. добиться кадровой синхронизации. Кодовое слово вторичного канала синхронизации определяет конкретную группу кодов, к которой принадлежит скремблирующий код данной соты;
- на третьем этапе определяется скремблирующий код, используемый в данной соте. С этой целью подвижная станция вычисляет корреляцию принятого сигнала со всеми возможными скремблирующими сигналами, принадлежащими к той же группе. После определения скремблирующей последовательности подвижная станция может читать первичный общий канал управления, который содержит системные параметры, передаваемые по вещательному каналу (*BCH*).

После регистрации в сети подвижная станция приписывается к определенной группе вызова. Она периодически сканирует канал индикации вызова (*PICH*) в поисках своего индикатора вызова, который означает, что во вторичном общем физическом канале управления содержится сообщение для подвижной станции, принадлежащей данной группе вызова. Если подвижная станция обнаруживает индикатор вызова, соответствующий ее группе вызова, то она считывает *PCH*-кадр, содержащийся в канале *S-SSPCH*, для того чтобы выяснить, нет ли для нее пейджингового сообщения. По каналу *PICH* данные передаются с постоянной скоростью и коэффициентом расширения спектра $SF = 256$. Из 300 битов, передаваемых в рамках 10 мс кадра, 288 битов отводятся под индикаторы вызова. Всего может быть передано 18, 36, 72 или 144 различных индикаторов вызова, которые представляются последовательностями единиц (если вызов присутствует) или нулей.

Как известно, регулировка мощности оказывает существенное влияние на суммарную емкость *CDMA*-системы. В системе *WCDMA FDD* используются режимы открытой и закрытой петлей управления мощностью. Открытая петля управления мощностью используется при передаче каналов *RACH* и *CPCH* так, как это описано выше. Точность регулировки с открытой петлей не очень высока, в основном из-за внутренних погрешностей, вносимых подвижной станцией, и вследствие того, что частотный диапазон измеряемого сигнала отличается от диапазона регулируемого сигнала.

Закрытая петля управления мощностью выполняется в каждом временном слоте, т. е. 15 000 раз/с. Как мы помним, в восходящем выделенном физическом канале управления (*DPSSCH*) поле регулировки излучаемой мощности (*TPC*) расположено в каждом слоте. Это поле определяет изменение мощности сигнала на величину, кратную 1 дБ. В случае мягкого хэндовера, когда подвижная станция приписана к двум соседним базовым станциям, обе базовые станции отправляют ей команды по регулировке излучаемой мощности. В подвижной станции эти команды соответствующим образом взвешиваются, после чего принимается окончательное решение относительно изменения излучаемой мощности.

Следующая процедура, необходимая для бесперебойной работы сотовой системы, – это передача соединения – хэндовер (*handover*). В системе *WCDMA* существует несколько типов хэндовера:

- мягкий, сверхмягкий (*softer*) и жесткий хэндовер;
- межчастотный хэндовер;
- хэндовер между режимами *FDD* и *TDD*;
- хэндовер между *WCDMA* и *GSM*.

В обычной ситуации выполняется мягкая передача соединения, потому что соты, как правило, работают на одной и той же несущей частоте. Подвижная станция измеряет уровень общего пилот-канала (*CPICH*) и относительный временной сдвиг между сотами. Начиная процедуру хэндовера, подвижная станция принимает сигналы от всех базовых станций, участвующих в соединении. Это возможно благодаря применению *Rake*-приемника, каналы которого синхронизованы со скремблирующими и расширяющими последовательностями, используемыми в текущей соте и в соте, в которую, возможно, перейдет соединение. Сигналы подвижной станции принимаются базовыми станциями, участвующими в процедуре передачи соединения, и суммируются с соответствующими весовыми коэффициентами, чтобы создать *макроразнесение*. Во время соединения подвижная станция

при помощи алгоритма поиска сот ищет новые базовые станции из списка, считываемого из канала *BCCH*. Если базовая станция считается кандидатом на передачу соединения, то подвижная станция передает этой базовой станции запрос на синхронизацию выделенных физических каналов данных и управления (*DPDCH* и *DPSSCH*) с ее главным общим физическим каналом управления (*CCPCH*). Таким образом могут быть минимизированы сдвиги кадровой синхронизации сигналов, посылаемых различными базовыми станциями, для того чтобы подвижная станция могла принимать также сигналы от новой базовой станции.

Кроме мягкой передачи соединения в *WCDMA*, существует так называемая *сверхмягкая* передача. В этом состоянии подвижная станция соединена с двумя соседними сотовыми секторами, обслуживаемыми одной базовой станцией, т. е. сигналы, принимаемые в обоих секторах, уже соответствующим образом суммированы в базовой станции.

Основной причиной *межчастотного хэндовера* является переход подвижной станции между двумя сотами разных уровней структуры сотовой иерархии, т. е. пико-, микро- или макросотами. В этом случае подвижная станция сталкивается с необходимостью проводить измерения уровня сигнала на частоте, отличающейся от используемой в текущий момент. Существует два возможных решения этой проблемы. Если подвижная станция может применить пространственное разнесение, то она использует *сдвоенный приемник* (англ. *dual receiver*). Один приемник принимает сигнал текущего канала, а другой измеряет уровень сигнала на новой несущей частоте. Для компенсации потерь усиления, вызванных отсутствием разнесенного приема, сигнал текущего канала должен передаваться базовой станцией с повышенной мощностью. Это реализуется благодаря применению режима закрытой петли управления мощностью.

Второе решение проблемы, связанной с измерениями уровня сигнала при межчастотном хэндовере, заключается в использовании *режима* (англ. *compressed mode*), применяемого в тех случаях, когда подвижная станция не оборудована двумя приемниками. Базовая станция, которая обычно передает свои кадры 10 мс интервалами, переходит на передачу содержимого кадров за более короткие промежутки времени – 5 мс. При этом остаток времени кадра используется подвижной станцией для проведения измерений на других частотах. Сокращение времени передачи кадра реализуется выполнением в кодере операции перфорирования кодов (англ. *puncturing*) и изменения скорости *FEC*-кодирования. Мощность сигнала должна быть повышена для компенсации вызванных

примененными мерами потерь мощности сигнала. Принцип работы в режиме уплотнения изображен на рисунке 7.12.

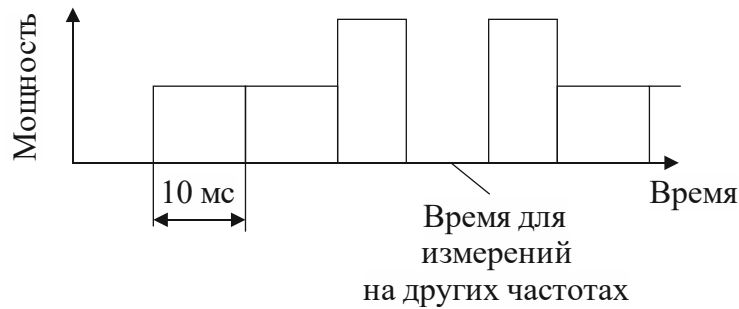


Рис. 7.12 – Принцип работы в режиме уплотнения

Хэндовер между режимами *FDD* и *TDD* возможен в случае, когда подвижная станция может работать в обоих режимах. Подвижная станция измеряет уровень сигнала в *TDD*-сотах, используя общие физические каналы управления, которые дважды за время 10 мс кадра генерируются базовыми станциями *TDD*. Аналогичная ситуация имеет место, когда подвижная станция может работать в режимах *GSM* и *UTRA*. Такой случай называют *межсистемным хэндовером*. В периоды измерений подвижная станция пытается найти канал подстройки частоты *GSM*, за которым следует канал синхронизации.

Рассмотрим режим *UTRA TDD*. Основные параметры этого режима приведены в таблице 7.3. Заметим, что многие параметры режимов *FDD* и *TDD* совпадают, что приводит к большому сходству обоих режимов передачи и упрощению подвижных станций. Напомним, что часть спектра, выделенного системе *UMTS*, представлена в виде непарных диапазонов. В этих диапазонах работа в режиме *FDD* исключена, поэтому применяется режим *TDD*. Дуплексная передача данных с временным разделением позволяет асимметрично распределить время между двумя направлениями передачи данных. Это разделение может динамически подстраиваться под текущий вид трафика. Легко может быть реализована передача с различными скоростями. Еще одно интересное свойство передачи данных в режиме *TDD* – обратимость каналов (англ. *channel reciprocity*). Поскольку для передачи данных в обоих направлениях используется один и тот же участок спектра, то измерения, проводимые при передаче данных в одном направлении, могут быть применимы и для обратного направления, если характеристики канала не являются быстро изменяемыми во времени. На рисунке 7.13 изображен формат кадра в режиме *UTRA TDD*. Он длится 10 мс и так же, как в режиме *FDD*, разделен на 15 временных слотов.

Физический канал задается несущей частотой, временным слотом кадра и используемым расширяющим кодом. Несколько разных скоростей передачи данных могут быть получены путем выделения соединению соответствующего количества физических каналов. Эти примеры также приведены на рисунке 7.13.

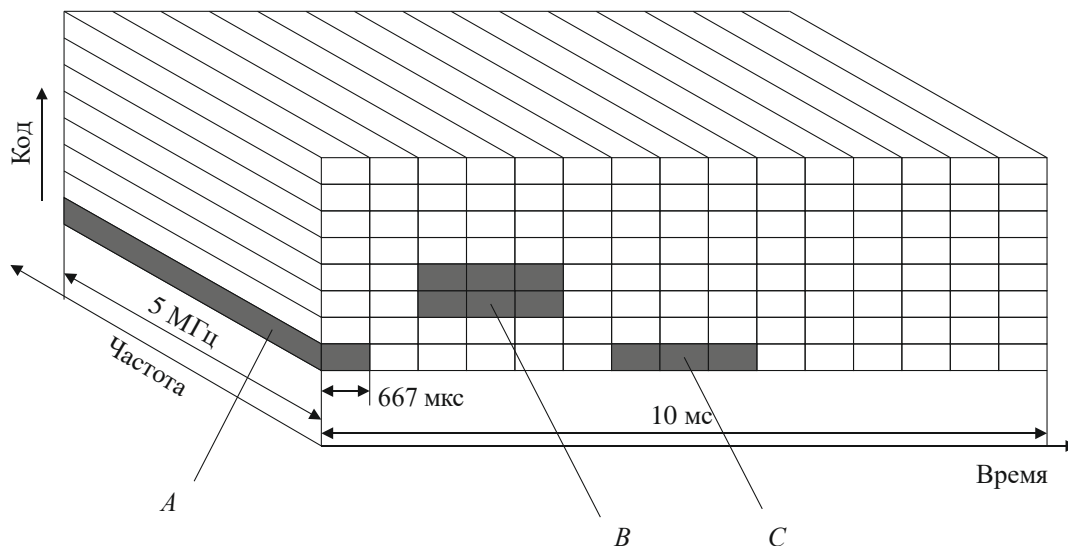


Рис. 7.13 – Пример выделения ресурсов соединениям с различными скоростями передачи данных

Расширяющие ПСП, используемые в одном и том же слоте, взаимно ортогональны. Они выбираются из семейства кодов *OVSF*. Отдельные каналы синхронизованы друг с другом. Кадр, состоящий из 15 слотов, поделен между двумя направлениями передачи. Возможно несколько вариантов. Выделение слотов может быть симметричным с многократным переключением между восходящими и нисходящими каналами передачи в рамках одного кадра. Распределение также может быть асимметричным с многократным переключением или симметричным/асимметричным с одним изменением направления передачи данных в кадре. Главное, чтобы в 15-слотовом кадре хотя бы один слот был выделен для нисходящего канала и хотя бы один – для восходящего.

Транспортные и физические каналы, используемые в режиме *UTRA TDD*, аналогичны каналам в режиме *FDD*. Отображение транспортных каналов на физические иллюстрируется на рисунке 7.14.

Длительность каждого временного слота соответствует времени передачи 2 560 чипов. Физические каналы передаются в виде пакетов. В сущности, есть три основных типа пакетов, различающихся по внутренней структуре и длине защитных интервалов.

Пакет данных типа I используется для передачи данных в восходящем направлении. Применение обучающей последовательности большой длины позволяет оценить до 16 импульсных откликов канала.

Пакет данных типа II в основном используется для передачи данных в нисходящем направлении, но может использоваться и в восходящем направлении, если каждый временной слот занимают четыре и менее пользователей.

A – одинарный канал (один временный слот и одна расширяющая кодовая последовательность); *B* – соединение, использующее три временных слота и две расширяющие кодовые последовательности; *C* – три слота и одна кодовая последовательность.

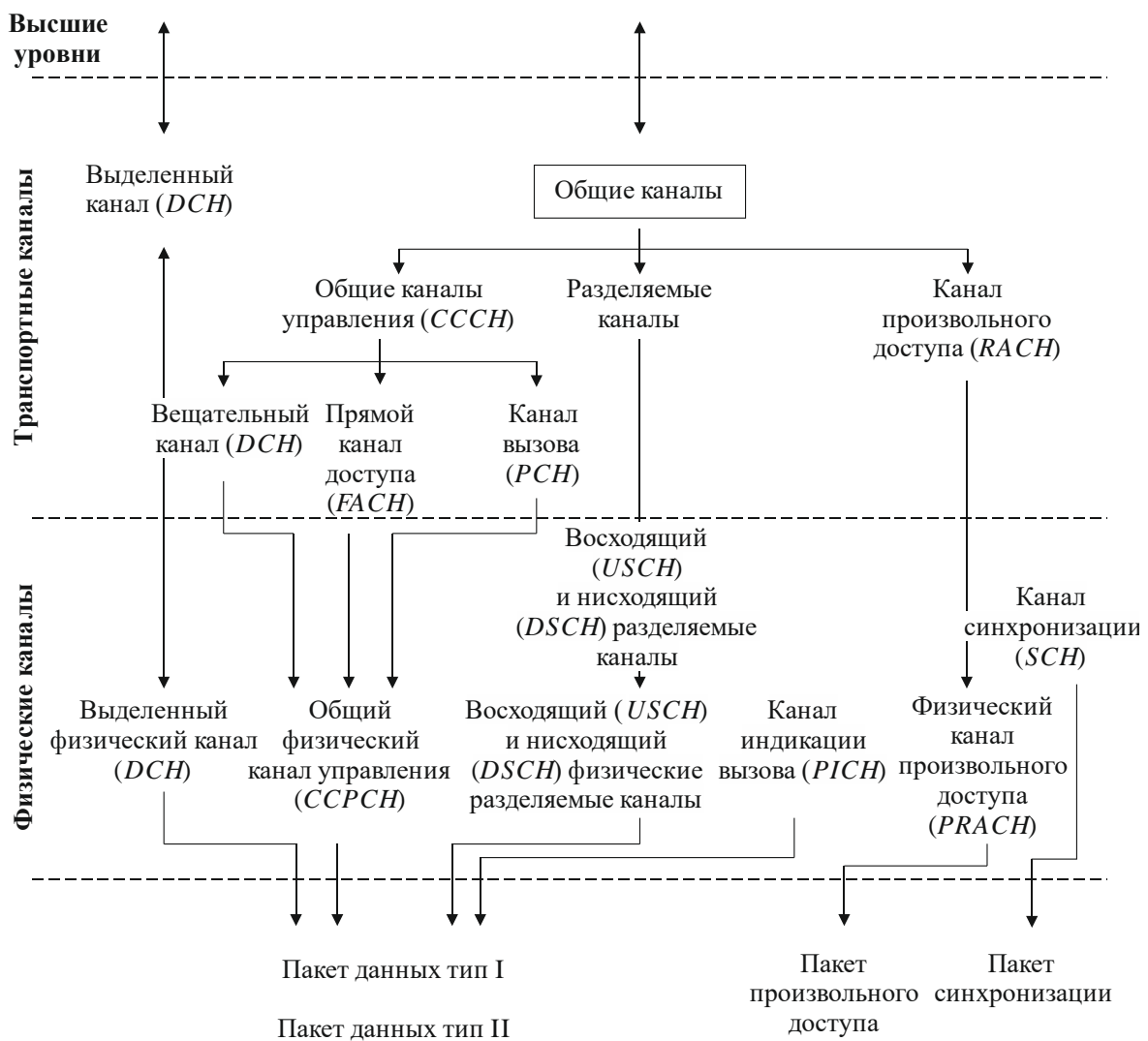


Рис. 7.14 – Отображение транспортных каналов *TDD* на физические

Обучающие последовательности пакета, используемые в одной и той же соте, представляют собой циклически сдвинутые версии одной и той же базовой

кодовой ПСП. В разных сотах используются различные кодовые последовательности.

Передаваемые данные подлежат расширению в полях данных. Так же, как и в режиме *UTRA FDD*, оно производится в два этапа с использованием кода каналообразования и комплексного скремблирующего кода. В выделенных физических каналах в нисходящем направлении коэффициент расширения спектра составляет $SF = 16$. Как мы уже отмечали, высокоскоростному соединению может быть выделено несколько физических каналов, использующих различные каналообразующие коды. В случае если в нисходящем физическом канале используется один код, то коэффициент расширения может быть равен 1. Коэффициент расширения для выделенных физических каналов в восходящем направлении принимает значения от 1 до 16.

Одна подвижная станция для увеличения скорости передачи данных может задействовать не более двух физических каналов на один слот. Простые вычисления для пакетов типа II показывают, что передача с коэффициентом $SF = 16$, с одним кодом и одним временным слотом дает в результате скорость передачи данных, равную 13,8 кбит/с. Использование 16 кодов и 13 временных слотов приведет к увеличению скорости передачи данных до 2,87 Мбит/с. Аналогичный результат может быть получен, если вместо 16 кодов с $SF = 16$ использовать один код с $SF = 1$.



Рис. 7.15 – Пакеты данных и произвольного доступа в режиме TDD

Как и в режиме *FDD*, в режиме *UTRA TDD* используются *первичный и вторичный общие физические каналы управления (P-CCPCH и S-CCPCH)*. Канал *P-CCPCH* переносит транспортный канал *ВСН*. Для этого используются пакеты типа I с фиксированным расширением и $SF = 16$. Канал *S-CCPCH* переносит канал *PСН* и канал *FACH*. При этом могут применяться пакеты обоих типов, однако коэффициент расширения остается фиксированным и равным 16.

Расположение канала *P-CCPCH* в кадре, т. е. номер временного слота и используемый код расширения, указывается в сообщении, передаваемом по каналу синхронизации (*SCH*). Пакет синхронизации приведен на рисунке 7.16. В кадре могут быть размещены один или два синхропакета. В первом случае пакет синхронизации передается в том же временном слоте кадра, что и канал *P-CCPCH*. Для этого может быть выбран слот. Если передается два пакета синхронизации, то канал синхронизации (*SCH*) размещается в k -х ($k = 0, 1, \dots, 6$) и $(k + 8)$ -х временных слотах кадра, а канал *P-CCPCH* располагается в k -м слоте. На рисунке 7.16 изображен второй случай при $k = 0$. Канал *SCH* содержит первичную последовательность и три вторичных, каждая длиной по 256 чипов. Последовательности начинаются с определенным временным сдвигом, выбираемым из 32 возможных значений. Это позволяет избежать эффекта перехвата (*capturing*), который имел бы место в случае взаимной синхронизации базовых станций.

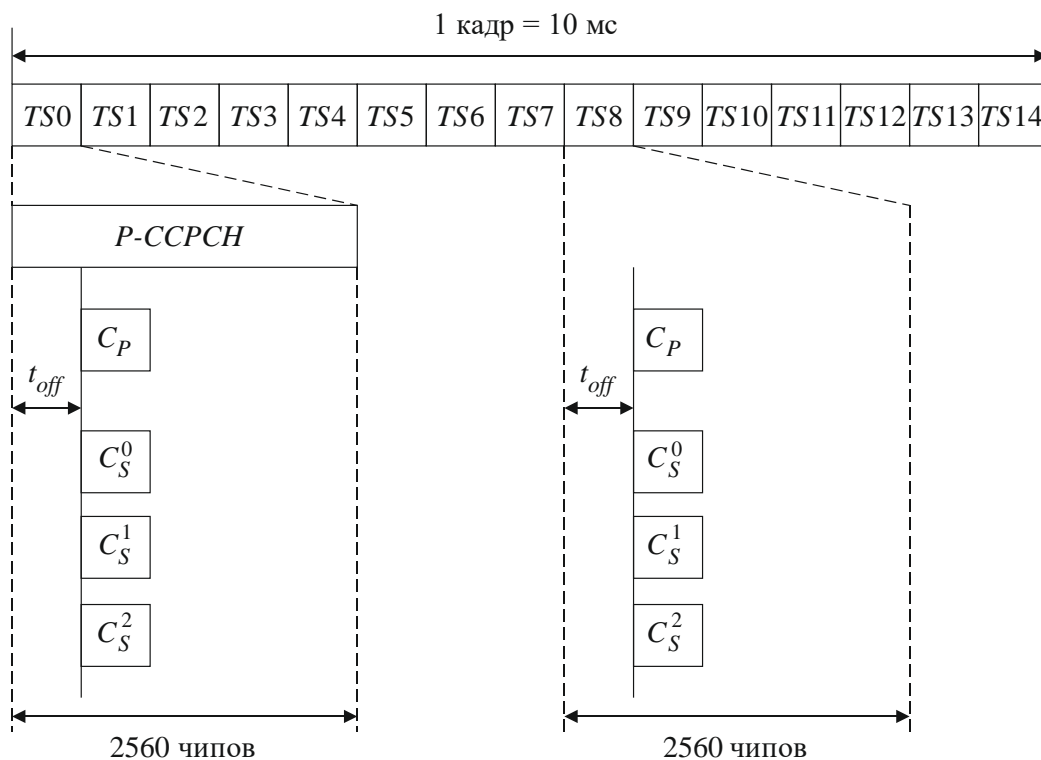


Рис. 7.16 – Размещение канала *SCH* в кадре системы, работающей в режиме *TDD* при $k = 0$ и двух пакетах *SCH*

Подвижная станция посылает запрос на доступ к каналу с использованием *физического канала произвольного доступа (PRACH)*. Запрос передается в виде пакета произвольного доступа, изображенного на рисунке 7.15. Заметим, что в этом пакете используется более длинный защитный интервал. Это позволяет системе нормально функционировать при разнице во времени распространения сигнала, обусловленной длиной пути порядка 7,5 км. Стандартный защитный интервал, используемый в пакетах с данными, соответствует времени передачи 96 чипов, что допускает разницу во времени распространения до 25 мкс. Это, в свою очередь, определяет радиус соты – 3,75 км без применения процедуры ускоренной отправки пакетов (англ. *timing advance*).

Подвижная станция может быть вызвана при помощи сообщения, передаваемого по вторичному каналу *CCPCH*, однако вначале должен быть задействован канал индикации вызова *PICH*, который реализуется путем замещения канала *S-CCPCH* и переносит индикаторы вызова соответствующих групп подвижных станций. Механизм вызова подвижной станции в основном аналогичен описанному выше механизму вызова в режиме *UTRA FDD* и не нуждается в описании.

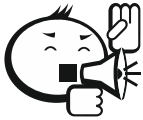
Физические восходящий и нисходящий разделяемые каналы (англ. *Physical Uplink (Downlink) Shared Channel – PUSCH (PDSCH)*) используются для установления и передачи параметров, специфичных для данного абонента, таких как управление мощностью, временные сдвиги при отправке пакетов и установке направленной антенны.

Применение режима *TDD* определяет необходимость выполнения жесткого хэндовера. Сеть направляет подвижной станции список соседних базовых станций, мощность сигналов которых следует измерить. Подвижная станция проводит измерения в свободных временных слотах. В режиме *UTRA TDD* существуют те же типы хэндовера, что и в *UTRA FDD*: *TDD-TDD*, *TDD-FDD*, *WCDMA-TDD-GSM*.

На стадии проектирования системы *UTRA TDD* необходимо принять во внимание несколько различных видов помех. Их детальный анализ позволяет сделать следующие выводы:

- базовые *TDD*-станции одного оператора должны обеспечивать сохранение синхронизации кадров; также желательна кадровая синхронизация базовых станций разных операторов;
- распределение асимметричного восходящего и нисходящего трафика в соте не совсем свободно – на практике существует возможность сильной интерференции между направлениями передачи;

- динамическое выделение каналов (англ. *Dynamic Channel Allocation – DCA*) – является мощным инструментом, дающим возможность избежать помех в *TDD*-диапазоне. Другой возможностью является межчастотный или межсистемный хэндовер;
- особое внимание должно быть уделено потенциальному взаимовлиянию *FDD*- и *TDD*-систем, особенно использующим нижний диапазон *TDD* и верхний диапазон восходящего *FDD*.



.....

Помеховое влияние пользователей друг на друга предполагает применение усложненных структур приемников в базовой и подвижной станциях.

.....

В базовых станциях могут использоваться приемники с совместным детектированием сигнала. Это реально возможное решение, учитывая, что количество пользователей, одновременно передающих данные в одном временном слоте, относительно невелико и вычислительная сложность таких приемников будет приемлемой, особенно при внедрении субоптимальных решений. В подвижных станциях можно использовать однопользовательские приемники с адаптивной компенсацией межсимвольных помех и подавлением помех многостанционного доступа (англ. *Multiple Access Interference – MAI*).

Метод *TDMA*, применяемый в режиме *UTRA TDD*, приводит к серьезным последствиям для сотового покрытия, поскольку прерывистый характер этой передачи способствует уменьшению мощности. Для того чтобы обеспечить покрытие той же области, что в режиме *FDD*, понадобится больше станций, работающих в режиме *TDD*. Поэтому система *UMTS* в режиме *TDD* остается дополнением к системе, работающей в режиме *FDD*, особенно для передачи данных и установления асимметричных соединений.



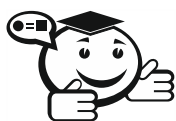
.....

Контрольные вопросы по главе 7

.....

1. Назовите систему связи третьего поколения.
2. Перечислите требования, предъявляемые к системе *UMTS*.
3. Перечислите основные элементы структуры радиосети *UMTS*.
4. Для чего необходим канал сигнализации?
5. Назовите физические каналы в нисходящем направлении.

8 Моделирование радиорелейных систем связи



.....

Радиорелейная связь – один из видов радиосвязи, образованной цепочкой приёмо-передающих (ретрансляционных) радиостанций. Наземная радиорелейная связь осуществляется обычно на дециметровых и сантиметровых волнах (от сотен мегагерц до десятков гигагерц).

.....



.....

По назначению радиорелейные системы связи делятся на три категории, каждой из которых на территории России выделены свои диапазоны частот:

- местные линии связи от 0,39 ГГц до 40,5 ГГц;
 - внутрizonовые линии от 1,85 ГГц до 15,35 ГГц;
 - магистральные линии от 3,4 ГГц до 11,7 ГГц.
-

Данное деление связано с влиянием среды распространения на обеспечение надёжности радиорелейной связи. До частоты 12 ГГц атмосферные явления оказывают слабое влияние на качество радиосвязи, на частотах выше 15 ГГц это влияние становится заметным, а выше 40 ГГц определяющим, кроме того, на частотах выше 40 ГГц значительное влияние на качество связи оказывает затухание в атмосфере Земли.

Радиорелейные линии (РРЛ) связи основываются на принципах многократной ретрансляции сигнала. Различаются оконечные, промежуточные и узловые станции.

Промежуток между ближайшими станциями называется пролетом (или интервалом) РРЛ. Протяженность пролета зависит прежде всего от расстояния прямой видимости, в среднем, при высотах мачт подвеса антенны до 100 м протяженность достигает 40 км [22].

Промежуток между оконечной станцией и ближайшей узловой или между узловыми станциями называется секцией РРЛ, а совокупность приемо-передающего оборудования образует ствол РРЛ. Различаются однонаправленные и двунаправленные стволы (для дуплексной связи).

В процессе передачи сигналов в прямом и обратном направлениях применяются 2-частотные и 4-частотные системы.

2-частотная система (рис. 8.1, *а*) экономична с точки зрения использования полосы частот, выделенной для организации радиорелейной связи, но требует применения антенн с хорошими защитными свойствами от приема и передачи сигналов с боковых и обратных направлений. Широко применяются параболические антенны улучшенного исполнения с дополнительными экранами (воротниками), позволяющими достичь требуемых показателей.

4-частотная система (рис. 8.1, *б*) допускает применение более простых и дешевых антенн и позволяет улучшить защищенность линии связи от взаимных помех, но используется достаточно редко. Как правило, четырехчастотную систему можно рекомендовать для организации линий связи при очень сложной электромагнитной обстановке.

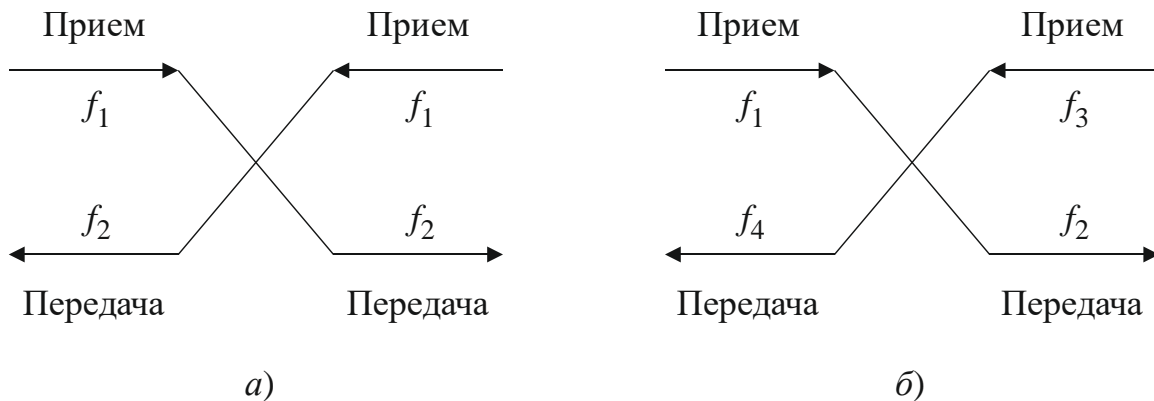


Рис. 8.1 – Системы передач: *а*) 2-частотная система; *б*) 4-частотная система



.....
 Для повышения экономической эффективности и пропускной способности радиорелейные системы часто делают многоствольными. На каждой станции через общие антенно-фидерные устройства работают несколько приемопередатчиков с различными частотами.

С целью увеличения надежности работы линии связи применяются различные способы резервирования. В диапазонах частот выше 7 ГГц в ЦРРЛ наибольшее распространение получают системы резервирования 1 + 1, когда на один рабочий ствол приходится один резервный. В сложных условиях распространения радиоволн оба ствола могут быть использованы для организации разнесенного

приема, существенно улучшающего устойчивость работы системы связи. Зачастую строятся простые одноствольные системы связи без резервирования, учитывая высокую надежность современной аппаратуры.

8.1 Построение пролетов ЦРРЛ

Радиоволны в РРЛ распространяются вблизи поверхности Земли, поэтому при расчете множителя ослабления на пролетах РРЛ необходимо учитывать совместное влияние тропосферы и земной поверхности.



.....

Влияние тропосферы заключается в рефракции радиоволн, их отражении от слоистых образований и поглощении в дождях. Близость земной поверхности служит причиной отражения радиоволн от земной поверхности, их дифракции. При этом характер влияния земной поверхности зависит от ее электрических параметров, от расположения передающей и приемной антенн, а также от рельефа местности.

.....

Отражение радиоволн на границе «атмосфера – земная поверхность» возникает из-за различия диэлектрической проницаемости и удельной проводимости двух сред. При попадании в приемную антенну прямой и отраженных волн происходит их *интерференция*, которая имеет случайный характер.



.....

Дифракция радиоволн проявляется в виде огибания радиоволнами возвышенностей и, в незначительной степени, сферической поверхности Земли.

.....

Траектория волны, распространяющейся вдоль поверхности Земли, является дугой окружности, радиус которой зависит только от вертикального градиента диэлектрической проницаемости g .

$$\rho = -\frac{2}{g}. \quad (8.1)$$

Для приближенного учета влияния рефракции радиоволн на работу РРЛ вводят понятие *эквивалентного радиуса Земли* R_3 . При этом полагается, что зависимость $\epsilon(h)$ линейна, $\varphi(h_F) \approx 90^\circ$ и в качестве g используется эффективный

вертикальный градиент диэлектрической проницаемости воздуха. Под *эффективным градиентом* понимают постоянный в пространстве градиент ε , при котором напряженность поля в точке приема такая же, как при реальном изменении ε с высотой и вдоль трассы РРЛ [22]. Для большинства климатических районов России эффективный градиент подчиняется нормальному распределению вероятностей, причем параметры этого распределения – среднее значение g и стандартное отклонение σ_g для различных районов – известны. Введение R_ε позволяет перейти от реальной криволинейной траектории волны над поверхностью Земли с радиусом $R = 6370$ км к прямолинейной траектории над некоторой воображаемой эквивалентной земной поверхностью с радиусом R_ε . Указанный переход можно сделать при условии сохранения неизменной разности кривизны траектории волны и поверхности Земли [22].

$$\frac{1}{\rho} - \frac{1}{R} = \frac{1}{\infty} - \frac{1}{R_\varepsilon}. \quad (8.2)$$

Из (8.2) с учетом (8.1) находим выражение для эквивалентного радиуса Земли:

$$R_\varepsilon = \frac{R}{1 + \frac{g}{2}}. \quad (8.3)$$

На практике часто используют понятие коэффициента рефракции.

$$K_\varepsilon = \frac{R_\varepsilon}{R}. \quad (8.4)$$

В зависимости от значения g различают два вида тропосферной рефракции: *отрицательную рефракцию*, или *субрефракцию*, при которой $g > 0$, $\rho < 0$, $R_\varepsilon < R$, $0 < K_\varepsilon < 1$ и траектория волны обращена выпуклостью вниз (рис. 8.2, а), и *положительную рефракцию*, при которой $g < 0$, $\rho > 0$ и траектория волны обращена выпуклостью вверх (рис. 8.2, б–г).

Субрефракция возникает, когда холодный влажный воздух распространяется над теплой поверхностью. Обычно она замечается, когда температура воздуха не менее чем на 20°C ниже температуры поверхности. Явление субрефракции часто встречается в пустынях, в районах теплых течений и в арктических морях. Необходимым условием возникновения субрефракции является относительно тихая погода.

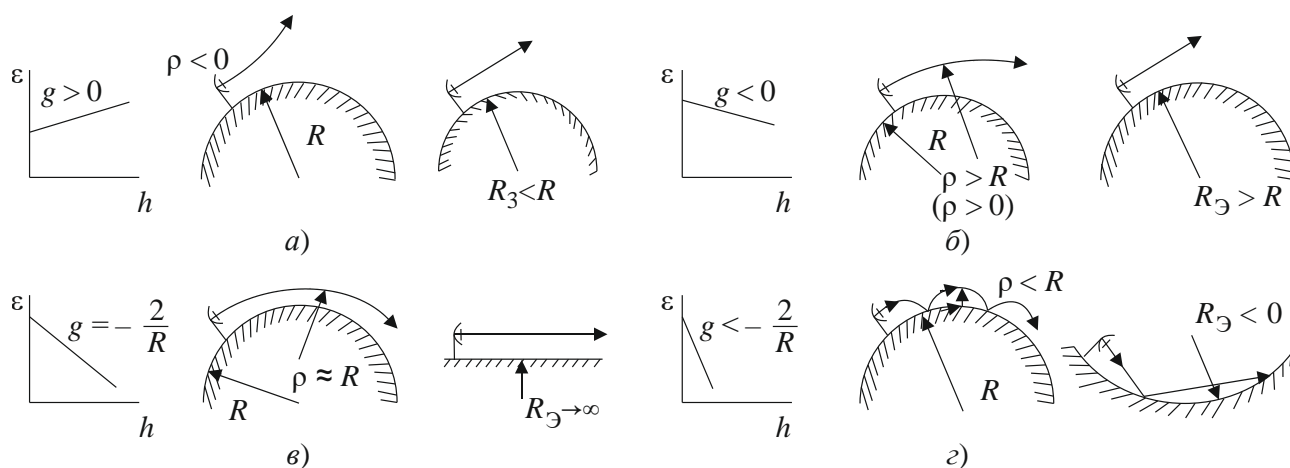


Рис. 8.2 – Рефракция радиоволн: а) субрефракция; б) нормальная рефракция; в) критическая рефракция; з) сверхрефракция [22]

Частными случаями положительной рефракции являются:

- нормальная рефракция, при которой $g = -8 \cdot 10^{-8}$ 1/м, $\rho = 25\,000$ км, $R_э = 8\,500$ км, $K_э = 4/3$ (рис. 8.2, б);
- критическая рефракция, при которой $g = -2/R = -31,4 \cdot 10^{-8}$ 1/м, $\rho = R = 6\,370$ км, $R_э = \infty$, $K_э = \infty$ (рис. 8.2, в);
- сверхрефракция, при которой $g < -31,4 \cdot 10^{-8}$ 1/м, $\rho < R$, $R_э < 0$, $K_э < 0$ (рис. 8.2, з).

Энергия радиолуча в процессе распространения сосредоточена в области, поперечное сечение которой есть овал с центрами в местах расположения приемной и передающей антенн. Для свободного распространения луча неровности рельефа необходимо учесть в расчетах по следующему алгоритму.

На пролетах реальных РРЛ в большинстве случаев имеются крупные неровности рельефа: холмы, впадины, овраги, лесные массивы и т. д. Так как значения характеристик рельефа имеют большой разброс, применяются приближенные детерминированные методы, учитывающие конкретные особенности пролетов РРЛ.

Прежде всего, необходимо построить продольный профиль пролета – вертикальный разрез местности между двумя соседними станциями со всеми высотными отметками. Пример продольного профиля приведен на рисунке 8.3, а. Для удобства профиль строят в прямоугольных координатах: расстояния откладываются по оси абсцисс, а высоты – по оси ординат. При этом линия, изображающая условный нулевой уровень (уровень моря), является параболой, для которой ордината:

$$z = \frac{r^2 K_z (1 - K_z)}{2R}. \quad (8.5)$$

где r – длина пролета, м; R – радиус Земли, м; K_z – относительное расстояние:

$$K_z = \frac{r_z}{r}, \quad (8.6)$$

где r_z – расстояние от левого конца пролета до точки, в которой определяется координата z , м (рис. 8.3, а).

Чтобы построить профиль, необходимо нанести высотные отметки, снятые с топографической карты для различных r_z относительно линии нулевого уровня, соединить эти отметки плавной линией и обозначить покрытие поверхности (лес, строения и т. д.).

При определении множителя ослабления с учетом конкретного профиля принято пользоваться *просветом* H между прямой, соединяющей точки передачи A и приема B , и наивысшей точкой профиля пролета (рис. 8.3). В зависимости от значения просвета пролеты разделяются на открытые, полуоткрытые и закрытые.

На открытых пролетах эллипсоид, обозначающий минимальную область распространения радиоволн, не должен пересекаться какими-либо препятствиями, т. е. высота просвета должна быть больше радиуса первой зоны Френеля:

$$H \geq H_0. \quad (8.7)$$

Радиус первой зоны Френеля определяется выражением:

$$H_0 = \rho_{\min} = \sqrt{r \cdot \lambda \cdot K(1 - K)}, \quad (8.8)$$

где K – относительная координата точки, определяющей просвет:

$$K = \frac{r_A}{r}. \quad (8.9)$$

Топографическая карта

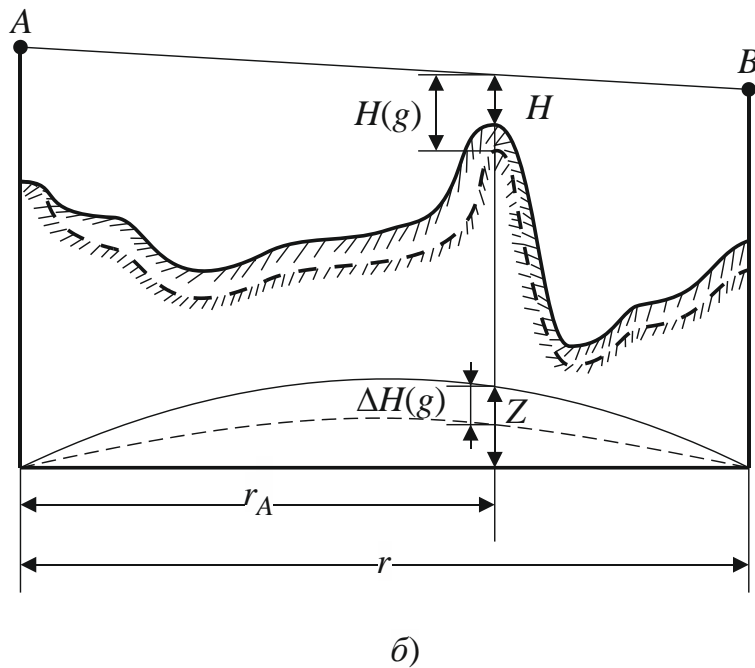
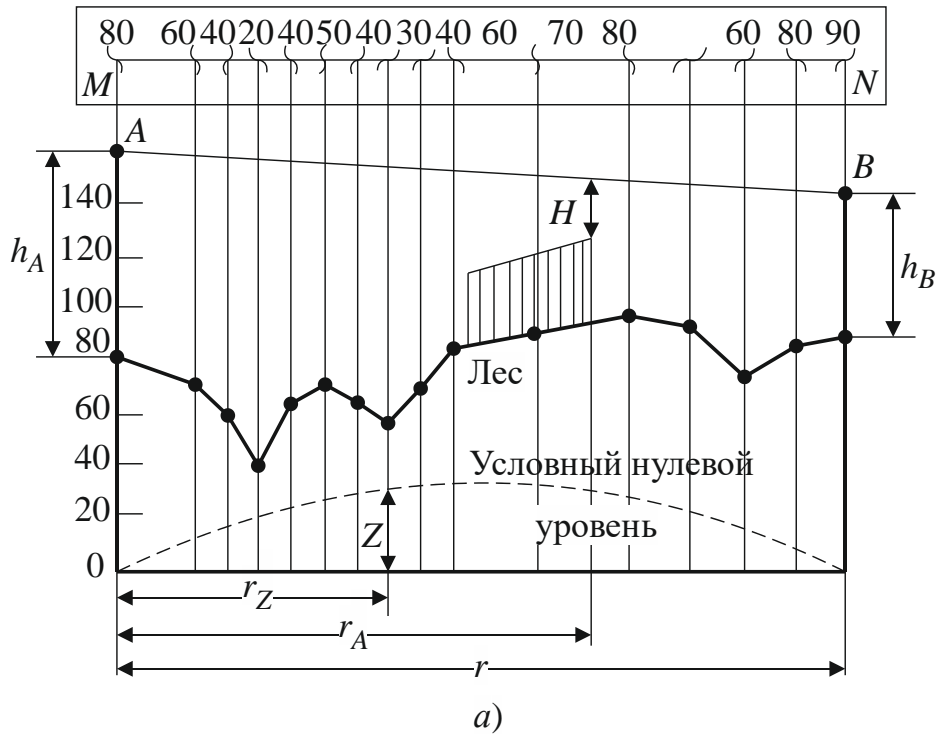


Рис. 8.3 – Изображение пролета с учетом: а) радиуса земли;
б) эквивалентного радиуса земли

При полуоткрытых пролетах минимальная область распространения частично перекрывается с профилем пролета, однако прямая видимость между точками расположения антенн A и B при этом сохраняется. В данном случае:

$$0 < H < H_0. \quad (8.10)$$

Для закрытых пролетов

$$H < 0, \quad (8.11)$$

т. е. отсутствует прямая видимость между точками A и B .

Выражение (8.5), определяющее нулевой уровень, и построенные на его основе профили соответствуют случаю отсутствия рефракции радиоволн. Для учета влияния рефракции необходимо в (8.5) вместо R подставить $R_{\text{э}}$, определяемое выражением (8.3). Из-за рефракции профиль пролета трансформируется, в результате чего изменяются как просвет, так и форма неровностей рельефа (рис. 8.3, б). Обычно для приближенной оценки V изменением формы неровностей можно пренебречь и ограничиться учетом изменения просвета. В условиях рефракции просвет:

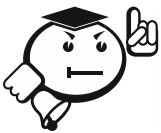
$$H(g) = H + \Delta H(g), \quad (8.12)$$

где H – просвет в отсутствие рефракции, определяемый из профиля пролета при $g = 0$; $\Delta H(g)$ – изменение просвета из-за рефракции, определяемое из (8.3) и (8.5):

$$\Delta H(g) = \frac{-r^2 g K (l - K)}{4}. \quad (8.13)$$

В результате трансформации профилей пролетов РРЛ в условиях случайной рефракции радиоволн открытые пролеты могут превратиться в полуоткрытые и даже закрытые (при субрефракции), и наоборот, при повышенной положительной рефракции полуоткрытые и закрытые пролеты могут стать открытыми [22].

При учете влияния рельефа местности на распространение волн в большинстве случаев используется аппроксимация крупных неровностей (препятствий) сферами, кривизна которых определяется кривизной соответствующих участков продольного профиля.



.....
 Сложение на входе приемника прямой и отраженной от земли волн в противофазе, т. к. отраженный сигнал приходит с некоторой задержкой относительно прямого, приводит к падению уровня сигнала и искажению его частотного спектра.

На данном изображении пролета (рис. 8.4) антенные опоры установлены на возвышенных местах, что, на первый взгляд, выгодно, т. к. позволяет получить большую величину просвета при малых высотах антенных опор. Однако на участках пролета с координатами k от 0,2 до 0,7 имеются плоские участки, от

которых возможно появление отраженных волн, приводящих к интерференционным замираниям. Положение усугубляется тем, что в середине пролета находится водное пространство. Коэффициент отражения от поверхности воды достигает 1 (при отсутствии волнения), и энергия отраженной волны будет равна энергии прямой волны, что приведет, в случае противофазы, к падению мощности сигнала на входе приемника при интерференции до 0.

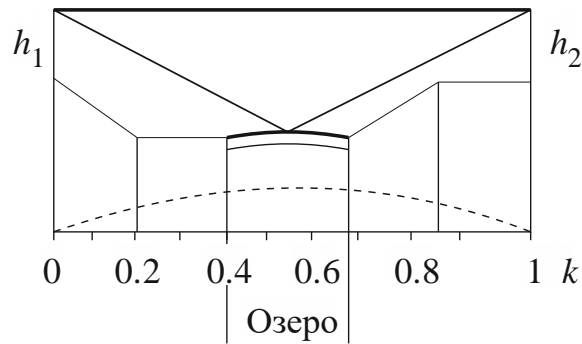


Рис. 8.4 – Профиль пролета

Длительность интерференционных замираний составляет секунды и доли секунд. В цифровых системах связи интерференционные замирания определяют качественные параметры линии. Поэтому выбирать пролеты с такими профилями нежелательно. Эти замечания не относятся к коротким пролетам, протяженностью несколько километров, т. к. отраженной волны может здесь не быть из-за направленных свойств антенных устройств. Например, такой пролет рассчитывался для линии связи, проходящей через Северную Двину. Протяженность пролета составляет 4 км, величина просвета – 15 м, рабочая частота 11 ГГц, коэффициент усиления антенн 41 дБ [22]. При этом радиус поперечного сечения электромагнитного луча, сформированного направленными свойствами антенны (диаграммой направленности), на середине пролета около 12 м (по уровню половинной мощности). Следовательно, в этих условиях появление отраженной волны невозможно и данная форма профиля вполне приемлема. При протяженности же пролета 20 км радиус раскрывает диаграммы направленности антенны (на середине пролета) достигает величин в несколько десятков метров. Значит, при такой форме пролета для устойчивой работы линии связи величина просвета должна составлять десятки метров.

Профиль пролета, показанный на рисунке 8.5, содержит участок ($k = 0,87$), от которого возможно появление отраженной волны. Но форма препятствия такова, что отражение может произойти от одной точки, а не от какой-

то поверхности. В этом случае уровень отраженной волны невелик и замирания сигнала из-за интерференции не очень глубокие.

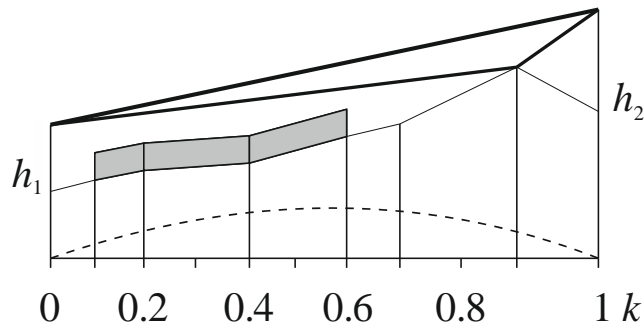


Рис. 8.5 – Профиль пролета

Отражения от наивысшей точки препятствия на профиле пролета, показанной на рисунке 8.6 ($k = 0,22$), в данном случае практически отсутствуют, т. к. эта точка покрыта лесом. Вероятность закрытия трассы из-за субрефракции для данного профиля невелика из-за близости вероятных точек отражения к антенным опорам (точки отражения расположены на краях пролета). Поэтому подобные профили пролетов позволяют получить приемлемые результаты работы линии связи.

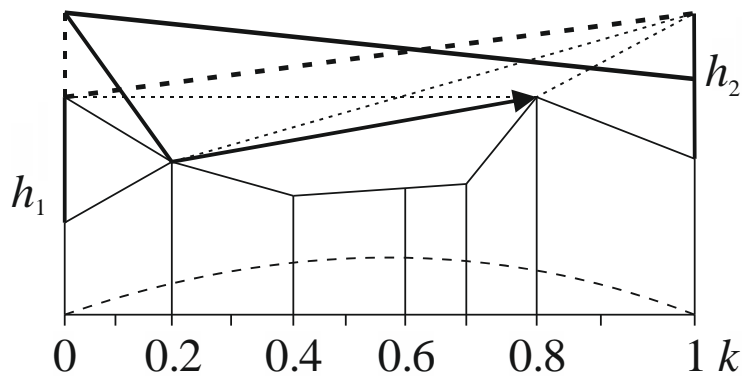


Рис. 8.6 – Профиль пролета

При наличии таких профилей необходимо проследить, чтобы экранирование отраженной волны происходило при всех значениях градиента диэлектрической проницаемости атмосферы (т. е. при любой возможной трансформации профиля).

Профиль пролета (рис. 8.6) имеет две возможные точки отражения электромагнитных волн. Показанные пунктиром линия прямой видимости и отраженные лучи получаются здесь при примерно одинаковых высотах подвеса антенн [22].

Как следует из практики, добиться устойчивой работы цифровой РРЛ при двух или нескольких точках отражения очень трудно и дорого. Стремление получить только одну точку отражения заставляет выбирать разные высоты подвеса антенн (рис. 8.6). При этом волна, отраженная от одного из препятствий, экранируется другим препятствием. Естественно, это условие необходимо проверять при различных трансформациях профиля.

8.2 Расчет уровней сигналов

Рассмотрим упрощенную структурную схему интервала радиолинии и соответствующую диаграмму уровней (рис. 8.7). Очевидно, что качество работы линии связи определяется уровнем сигнала на входе приемника $P_{пр}$ и возможными отклонениями этого уровня при замираниях.

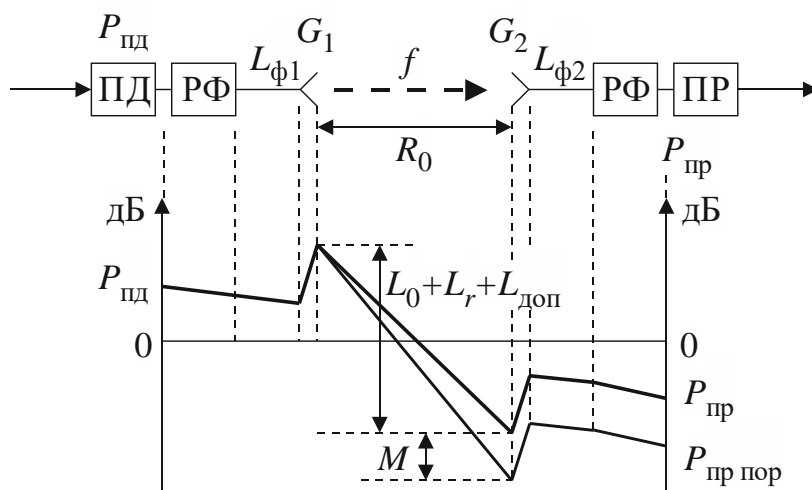


Рис. 8.7 – Уровни мощности в радиотракте

На диаграмме уровней видно, что сигнал излучается передатчиком с уровнем $P_{пд}$, проходит через разделительный фильтр (рф), в котором уровень упадет за счет внутренних потерь, и поступает через фидерную линию в передающую антенну с коэффициентом усиления G_1 . За счет потерь в фидерной линии $L_{\phi 1}$ уровень сигнала еще уменьшится, а в передающей антенне увеличится на величину G_1 .

При распространении сигнала по интервалу РРЛ (протяженностью R_0 , на рабочей частоте f) уровень сигнала упадет за счет ослабления в свободном пространстве, потерь в газах атмосферы и некоторых дополнительных потерь. Общее ослабление сигнала за счет этих причин может достигнуть 130–140 дБ и больше.

В приемной антенне уровень сигнала увеличится на величину G_2 , затем уменьшится в приемной фидерной линии, в разделительном фильтре и поступит на вход приемника с уровнем $P_{пр}$. Это значение получается в отсутствии замираний сигнала на пролете РРЛ.

В приемной антенне уровень сигнала увеличится на величину G_2 , затем уменьшится в приемной фидерной линии, в разделительном фильтре и поступит на вход приемника с уровнем $P_{пр}$. Это значение получается в отсутствии замираний сигнала на пролете РРЛ.

Запас на замирания M является разницей между уровнями мощностей сигнала на входе приемника $P_{пд}$ и чувствительностью приемника $P_{пр}$, которое определяется из параметров конкретной цифровой РРЛ для заданной величины $k_{ош}$ (10–3 или 10–6) [22].

Перед расчетами необходимо выяснить, для каких характерных точек на пролете линии связи приведены технические данные на аппаратуру фирмой – изготовителем. Основные точки показаны на рисунке 8.8.

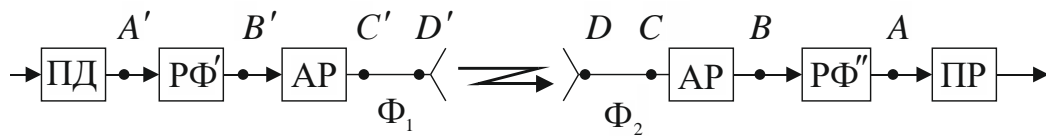


Рис. 8.8 – Структурная схема радиотракта

К примеру, для расчета на передающей стороне в качестве исходных данных обычно используются точки A' , B' или C' , а на приемной стороне – C , B или A .

Уровень сигнала на входе приемника ($P_{пр}$, дБм):

$$P_{пр} = P_{пд} + G_1 + G_2 - L_0 - L_{\Phi 1} - L_{\Phi 2} - L_T - L_{доп}, \quad (8.14)$$

где $P_{пд}$ – уровень мощности передатчика, дБм; G_1 , G_2 – коэффициенты усиления передающей и приемной антенн.

При расчетах можно выбрать параметры типовых антенн из таблицы или задаться диаметрами антенн (для параболических структур) и определить их коэффициенты усиления из соотношения:

$$G_1 = G_2 = 20 \lg(D) + 20 \lg(f) + 17,5, \quad \text{дБ}, \quad (8.15)$$

где D – диаметр антенны, м (для диапазона частот 8 ГГц $D = 0,6 - 1,8$ м); f – рабочая частота, ГГц (при расчетах используется округленное значение средней частоты выбранного диапазона).

При выборе антенн необходимо учитывать, что на практике не применяются антенны с коэффициентами усиления, большими чем 45–47 дБ. В дальнейших расчетах эти параметры можно будет изменять для оптимизации проектируемой линии связи.

$L_{\phi 1}, L_{\phi 2}$ – ослабление сигнала в фидерных линиях (ф1, ф2), дБ.

$L_{\phi 1} = l \cdot a$, где l – длина фидера, м; a – погонное затухание фидера, дБ/м;

$L_{\phi 2}$ определяется аналогично.

Погонное затухание в фидерных линиях зависит от типа волновода и его конструктивных особенностей. При отсутствии фидера (когда приёмопередатчики объединены с антенной в виде моноблока) необходимо учитывать конструктивные особенности устройства объединения. При диаметре антенн 30–50 см приёмо-передающий блок соединяется с антенной непосредственно с помощью прецизионного волноводного соединителя, поэтому в этих случаях потери в фидерах можно принять равными 0 дБ.

При больших диаметрах антенн соединение проводится коротким отрезком гибкого волновода, потери в котором $L_{\phi 1} = L_{\phi 2} = 0,5$ дБ.

$L_{\text{рф}}$ определяется из параметров аппаратуры. Обычно значение ослабления в разделительных фильтрах соответствует сумме потерь в передающем и приемном устройствах ($\text{рф}' + \text{рф}''$, см. рис. 8.8). При моноблочной конструкции данные на уровень мощности передатчика и пороговые значения уровня сигнала на входе приемника часто относятся к точкам, соответствующим уровням на антенном волноводном соединителе (другими словами, в значения уровней уже заложены потери в разделительных фильтрах). В этих случаях величина потерь $L_{\text{рф}} = 0$. При разнесенной конструкции приёмопередатчиков и антенн потери в РФ составляют 4–5 дБ (в РРЛ большой емкости).

$L_{\text{доп}}$ – дополнительные потери, складывающиеся из потерь в антенных обтекателях $L_{\text{ао}}$ и потерь от перепада высот приемной и передающей антенн $L_{\text{пв}}$. ($L_{\text{доп}} = 1-2$ дБ).

Потери мощности сигнала при распространении в свободном пространстве определяются из следующей формулы:

$$L_0 = 20 \lg(4,189 \cdot 10^4 R_0 f), \text{ дБ}, \quad (8.16)$$

где R_0 – протяженность интервала РРЛ, км; f – рабочая частота, ГГц.

Затухание в газах атмосферы $L_{\text{г}}$ рассчитывается по формуле:

$$L_{\Gamma} = (g_0 + g_H)R_0, \text{ дБ}, \quad (8.17)$$

где g_0 , g_H – погонные затухания в водяных парах и атомах кислорода атмосферы (дБ/км), определяемые из графика (рис. 8.9).

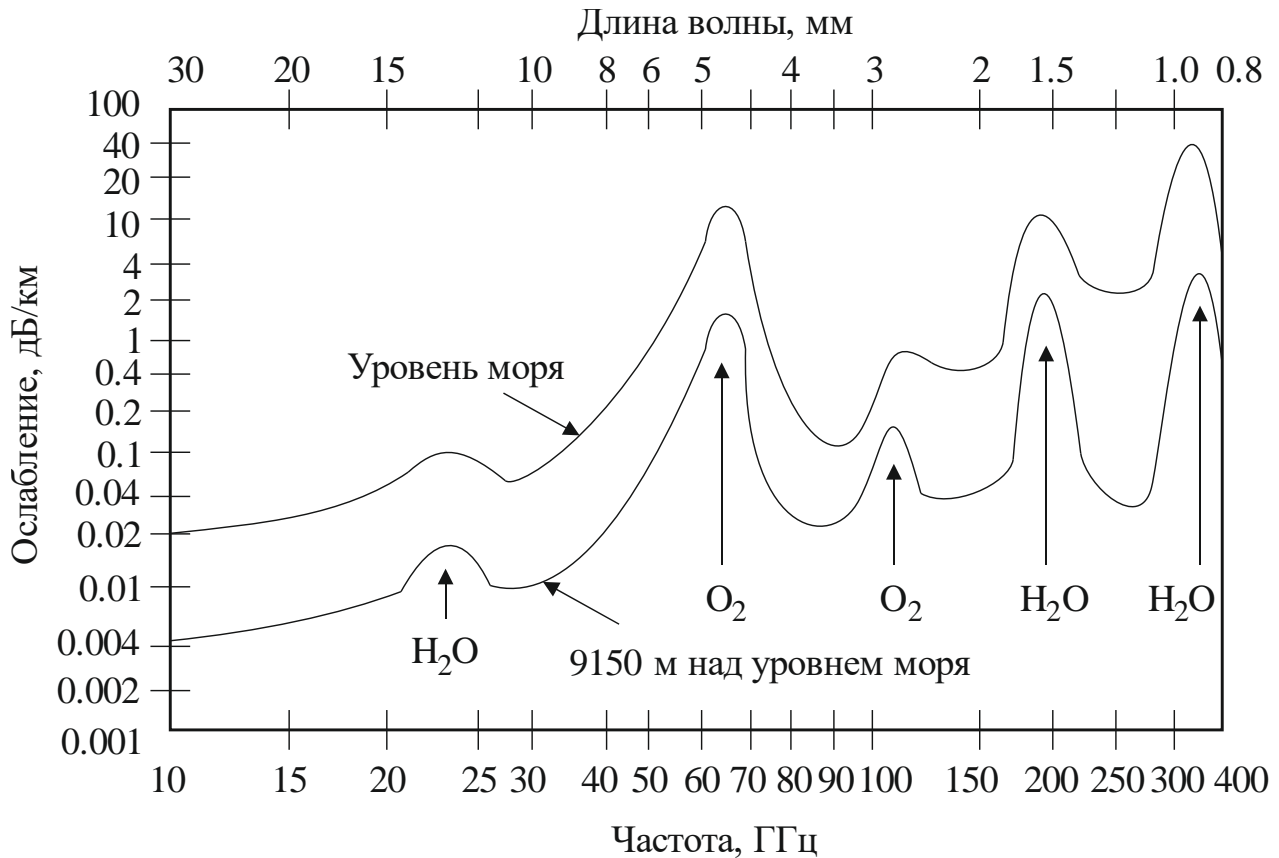


Рис. 8.9 – Теоретическое погонное затухание в водяных парах плотностью $7,5 \text{ г/м}^3$ и атомах кислорода (поглощение дождем или облаками не учитывается) [23]



Контрольные вопросы по главе 8

1. На какие категории делятся радиорелейные системы связи?
2. Какие частотные системы радиолиний вы знаете?
3. Поясните эффекты дифракции, рефракции и интерференции на трассе РРЛ.
4. От чего зависят уровни мощности в радиотракте РРЛ?
5. Что такое прямая видимость?

Заключение

В учебном пособии изложены основы математического моделирования и его применения при описании сигналов и помех в телекоммуникационных системах. Представлены методологические основы моделирования, приведены модели каналов связи, сигналов в системах передачи информации, современные модели пространственно-кодированных сигналов, принципы построения радиорелейных систем спутниковых систем связи.

По мнению авторов, учебное пособие можно использовать в качестве пособия для самостоятельной работы студентов и магистров направлений, связанных с инфокоммуникационными технологиями и системами беспроводной связи.

Литература

1. Васильев, К. К. Математическое моделирование систем связи : учеб. пособие / К. К. Васильев, М. Н. Служивый. – Ульяновск : УЛГТУ, 2008. – 170 с.
2. Хорафас, Д. Н. Системы и моделирование : пер. с англ. / Д. Н. Хорафас ; под ред. И. Н. Коваленко. – М. : Мир, 1967. – 418 с.
3. Моделирование информационных систем : учеб. пособие / под ред. О. И. Шелухина. – М. : Радиотехника, 2005. – 368 с.
4. Основы научных исследований : учебник для вузов / под ред. В. И. Крутова, В. В. Попова. – М. : Высш. шк., 1989. – 400 с.
5. Прокис, Дж. Цифровая связь : пер. с англ. / Дж. Прокис ; под ред. Д. Д. Кловского. – М. : Радио и связь, 2000. – 800 с.
6. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение : пер. с англ. / Б. Скляр. – М. : ИД «Вильямс», 2003. – 1104 с.
7. Пескова, С. А. Сети и телекоммуникации / С. А. Пескова, А. В. Кузин, А. Н. Волков. – М. : Академия, 2008.
8. Феер, К. Беспроводная цифровая связь: методы модуляции : пер. с англ. / К. Феер ; под ред. В. И. Журавлёва. – М. : Радио и связь, 2000. – 520 с.
9. Баскаков, С. И. Радиотехнические цепи и сигналы / С. И. Баскаков. – М. : Высш. шк., 2005.
10. Гельгор, А. Л. Технологии LTE мобильной передачи данных : учеб. пособие / А. Л. Гельгор, Е. А. Попов – СПб. : Изд-во Политехн. ун-та, 2011. – 204 с.
11. Tigrek, Recep Firat. A Processing Technique for OFDM-Modulated Wideband Radar Signals : thesis Delft University of Technology / Recep Firat Tigrek. – The Netherlands, 2010. – 180 p.
12. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики : учеб. пособие / Л. Н. Волков [и др.]. – М. : Эко-Трендз, 2005.
13. Andrews, Jeffrey G. Fundamentals of WiMax: understanding broadband wireless networking / Jeffrey G. Andrews, Arunabha Ghosh, Ria Muya-med. – 2007. – 449 p.
14. Варакин, Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л. Е. Варакин. – М. : Радио и связь, 1985.

15. Cohn, M. On Fast M-Sequence Transforms / M. Cohn, A. Lempel // A IEEE Trans. Information Theory. – 1977. – Vol. IT-23. – P. 135–137.
16. Berlekamp, Elwyn R. Algebraic Coding Theory / Elwyn R. Berlekamp. – N. Y. : McGraw-Hill, 1968. – Revised ed. – Aegean Park Press, 1984.
17. Gold, R. Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing (Corresp.) / R. Gold // Information Theory, IEEE Transactions on. – 1967. – Vol. 13, № 4. – P. 619–621.
18. Kasami, T. Weight Distribution Formula for Some Class of Cyclic Codes / T. Kasami // Univ. of Illinois Tech. Report. – 1966. – № R-285.
19. Viterbi, A. J. A Perspective on the Evolution of Multiple Access Satellite Communication / A. J. Viterbi // IEEE JSAC. – 1992. – Vol. 10, № 6. – P. 980–984.
20. Strang, G. Linear Algebra and its Applications / G. Strang. – Third Edition. – San Diego : Harcourt Brace Jovanovich. Publishers, 1988.
21. Pareli, J. UMTS: Targets, System Concept and Standardization in a Global Framework / J. Pareli // IEEE Personal Communications. – 1995. – Vol. 2, № 1. – P. 20–28.
22. Радиорелейные и спутниковые системы передачи : учебник для вузов / А. С. Немировский [и др.] ; под ред. А. С. Немировского. – М. : Радио и связь, 1986. – 392 с.

Глоссарий

Дифракция радиоволн проявляется в виде огибания радиоволнами возвышенностей и в незначительной степени сферической поверхности Земли.

Интерференция – взаимное увеличение или уменьшение результирующей амплитуды двух или нескольких когерентных волн при их наложении друг на друга.

Канал связи – физическая среда, которая используется для передачи данных от источника к получателю.

Компоненты – составные части, которые при соответствующем объединении образуют систему.

Модель – физический или абстрактный объект, свойства которого в определенном смысле сходны со свойствами исследуемого объекта.

Ограничения – устанавливаемые пределы изменения значений переменных или ограничивающие условия распределения тех или иных средств.

Помехозащищенность – способность систем связи обеспечить требуемое качество связи при воздействии преднамеренных помех, т. е. помех, специально создаваемых средствами радиопротиводействия.

Помехоустойчивость – способность приемника обеспечить в процессе демодуляции требуемое качество связи при воздействии помех естественной природы типа аддитивного белого гауссовского шума.

Радиорелейная связь – один из видов радиосвязи, образованной цепочкой приёмо-передающих (ретрансляционных) радиостанций.

Ресурс связи (*communications resource – CR*) представляет время и ширину полосы, доступные для передачи сигнала в определенной системе.

Рефракция – изменение направления распространения волн электромагнитного излучения, возникающее на границе раздела двух прозрачных для этих волн сред или в толще среды с непрерывно изменяющимися свойствами.

Символ модуляции (бод) – отображение символов посредством специальных символов сообщения (слово), которое содержит от одного до n бит.