

**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**  
**Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего**  
**профессионального образования**

**«Казанский национальный исследовательский технический университет**  
**им. А.Н. Туполева-КАИ»**

**МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ**

**Моделирование алгоритма обработки сигналов**  
**сети широкополосного доступа стандарта 802.11a**

**Направление 210700.68 – «Инфокоммуникационные технологии и системы связи»**

**Выполнил:**

**Аль-Шибана Карар Хамза Хуссейн**

**Научный руководитель:**

**Профессор Надеев А. Ф.**

**Казань 2014**

## Содержание

Введение .....	3
1. Обзор современных технологий широкополосного абонентского доступа .....	9
1.1 Анализ технологии OFDM .....	9
1.2 Разработка алгоритма приемного тракта OFDM .....	17
1.3 Разработка алгоритма формирования комплекса помех .....	19
1.4 Разработка алгоритма анализа вероятностных характеристик (BER) .....	23
1.5 Структура OFDM символа на примере Wi-Fi стандарта IEEE 802.11a .....	24
1.6 OFDM – Доступ с ортогональным частотным разделением .....	26
1.7 Общее Описание Стандарта WiFi .....	28
1.8 Особенности развития технологий беспроводного доступа .....	29
Основные стандарты .....	32
Стандарт IEEE 802.11g .....	32
Стандарт IEEE 802.11a .....	38
Стандарт IEEE 802.11n .....	42
Детальное описание стандарта IEEE 802.11a .....	48
2. Исследование модели широкополосной системы абонентского доступа .....	54
2.1 Физическая Модель 802.11a .....	54
2.2 Сторона передатчика .....	55
2.3 Радиоканал .....	55
Канал AWGN .....	56
Рэлеевский канал с AWGN .....	56
2.4 Сторона приема .....	57
Демультимплексирование фрейма OFDM .....	57
Удаление циклического префикса .....	57
FFT .....	57

Эквалайзер в частотной области .....	57
Обработка фрейма OFDM .....	59
Демодулятор .....	59
Нулевая вставка .....	59
Декодирование Viterbi .....	60
Адаптивное управление модуляцией .....	61
Оценка вероятностных характеристик .....	61
3. Проведение моделирования и анализ результатов .....	62
Заключение .....	78
Список Литературы .....	79

## Введение

В последнее десятилетие беспроводные цифровые коммуникации вступили в фазу бурного развития. Толчком к этому послужило, с одной стороны, начавшееся интенсивное развитие глобальной сети Интернет, с другой — внедрение новых, прогрессивных методов кодирования, модуляции и передачи информации.

В настоящее время очевидно, что беспроводные широкополосные сети практически находятся вне конкуренции по оперативности развертывания, мобильности, цене и широте возможных приложений, во многих случаях представляя собой единственное экономически оправданное решение.

Для стран, в которых большая территория сочетается с невысокой плотностью населения, широкополосные беспроводные решения имеют особое значение, так как позволяют экономично и оперативно создавать телекоммуникационную инфраструктуру на обширных территориях. Особенно важно это для информатизации удаленных и сельских регионов Российской Федерации и решения одной из важнейших проблем информационной безопасности России — проблемы «информационного неравенства» российских регионов.

В связи с этим весьма актуальной является дальнейшая разработка фундаментальной теории в области передачи информации, методов проектирования, алгоритмов и отечественных программно-технических средств комплектации широкополосных беспроводных сетей (высокоскоростных радиомодемов и управляемых антенных устройств).<sup>1</sup>

Под системой передачи сообщений понимается совокупность математических, программных и технических средств, которые используются для передачи сообщения по каналу и обеспечивающий получение информации с наибольшей правдоподобностью.

---

<sup>1</sup> Вишневский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. - М.: Техносфера, 2005 – с. 13

Под каналом передачи сообщений в широком смысле понимается совокупность средств, используемых для передачи сообщений и соответствующих им сигналов от источника до получателя.

Канал связи можно определить как совокупность средств, предназначенных для передачи сигналов (сообщений) между различными точками системы связи. Под "средством" понимают и технические устройства, и линию связи — физическую среду, в которой распространяется сигнал между пунктами связи. Канал связи можно представить как последовательное соединение устройств (блоков), выполняющих различные функции в общей системе связи.

Передача сигналов по реальным каналам связи всегда сопровождается изменениями (преобразованиями) этих сигналов, в результате чего принятые сигналы отличаются от переданных. Отличия эти обусловлены прежде всего линейными и нелинейными преобразованиями входных сигналов, а также наличием аддитивных шумов в канале, существующих чаще всего независимо от передаваемых сигналов.

С точки зрения передачи информации по каналу важно подразделение преобразований сигнала на обратимые и необратимые. Обратимые преобразования не влекут за собой потери информации. При необратимых преобразованиях потери информации неизбежны. Для обратимых преобразований сигнала часто используется термин искажение, а необратимые преобразования называют помехами (аддитивными и неаддитивными).

Передача информации с требуемой достоверностью предполагает надёжную работу системы связи, это возможно если система связи обладает высокой надёжностью, т.е. способность приборов и устройств длительно выполнять возложенные на них функции и обеспечивать необходимую помехоустойчивость-способность противостоять действию помех.

Помехоустойчивость зависит от факторов:

- 1) способы практической реализации системы связи;
- 2) элементарной базы;
- 3) изготовление, технология аппаратуры;
- 4) условия эксплуатации;
- 5) принципы построения системы связи и т.д.

Помехой называется стороннее возмущение действующее в системе передачи сообщений и препятствующее их правильному приёму.

Если помеха регулярна и известна, то бороться с ней легко. Тяжелее бороться с помехой случайного происхождения. По происхождению помехи делятся на внутренние и внешние. Внутренние возникают в самой аппаратуре, они обусловлены случайными электрическими процессами (тепловой шум в проводниках) и флуктуациями числа носителей зарядов преодолевших потенциальный барьер в полупроводнике или электровакуумном приборе (дробовые шумы).

Внешние помехи создаются источниками, находящиеся вне самой системы передачи информации.

К внешним помехам относятся:

- 1) космические помехи;
- 2) атмосферные помехи;
- 3) промышленные помехи (создаются электроустройствами);
- 4) помехи от посторонних систем передачи информации – они могут быть случайными и преднамеренными.

По характеру воздействия на сигнал помехи принято разделять на аддитивные и мультипликативные.

В системах широкополосного беспроводного доступа ВВА основным разрушающим фактором для цифрового канала являются помехи от многолучевого приема. Этот вид помех весьма характерен для эфирного

приема в городах с разноэтажной застройкой из-за многократных отражений радиосигнала от зданий и других сооружений.

Радикальным решением этой проблемы является применение технологии ортогонального частотного мультиплексирования OFDM, которая специально разработана для борьбы с помехами при многолучевом приеме. Разновидность технологии - метод COFDM (сочетание канального кодирования, аббревиатура С, и OFDM) - хорошо известен и широко используется в цифровых системах телерадиовещания. При OFDM последовательный цифровой поток преобразуется в большое число параллельных потоков (субпотоков), каждый из которых передается на отдельной несущей (рис. 1).

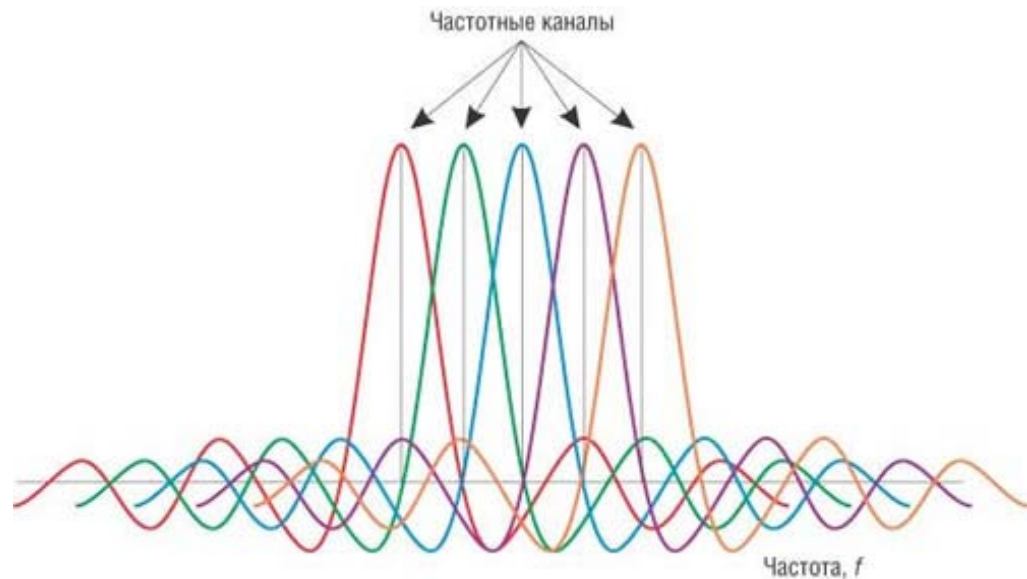


Рис. 1. Схема OFDM технологии.

Частотный разнос  $f$  между соседними несущими  $f_1, f_2 \dots f_n$  в групповом радиоспектре OFDM выбирается из условия возможности выделения в демодуляторе индивидуальных несущих. OFDM характеризуется сильным перекрытием спектров соседних поднесущих, что позволяет уменьшить в два раза значение частотного разнеса и во столько же раз повысить плотность передачи цифровой информации (бит/с)/Гц. Благодаря ортогональному

методу демодуляции поднесущих группового спектра происходит компенсация помех от соседних частот, несмотря на то, что их боковые полосы взаимно перекрываются.

Группа несущих частот, которая в данный момент времени переносит биты параллельных цифровых потоков, называется "символом OFDM". Благодаря тому, что используется большое число параллельных потоков, длительность символа в параллельных потоках оказывается существенно больше, чем в последовательном потоке данных. Это позволяет в декодере задержать оценку значений принятых символов на время, в течение которого изменения параметров радиоканала из-за действия эхо-сигналов прекратятся, и канал станет стабильным.

Таким образом, при OFDM временной интервал символа субпотока  $T_S$  делится на две части - защитный интервал  $T_G$ , в течение которого оценка значения символа в декодере не производится, и рабочий интервал символа  $T_U$ , за время которого принимается решение о значении принятого символа. Для правильной работы системы эхоподавления необходимо, чтобы защитные интервалы находились в начале символов субпотоков, то есть в защитном интервале продолжается модуляция несущей предшествующим символом.

Одним из ключевых преимуществ метода OFDM является сочетание высокой скорости передачи с эффективным противостоянием многолучевому распространению. Если говорить точнее, то сама по себе технология OFDM не устраняет многолучевого распространения, но создает предпосылки для устранения эффекта межсимвольной интерференции. Дело в том, что неотъемлемой частью технологии OFDM является охранный интервал (Guard Interval, GI) — циклическое повторение окончания символа, присоединяемое в начале символа. Охранный интервал является избыточной информацией и в этом смысле снижает полезную (информационную) скорость передачи, но именно он служит защитой от возникновения межсимвольной



интерференции. Эта избыточная информация добавляется к передаваемому символу в передатчике и отбрасывается при приеме символа в приемнике.

Стандарт IEEE 802.11a появился в сентябре 1999 года. Эта спецификация была ориентирована на работу в диапазоне 5 ГГц и основана на частотном мультиплексировании посредством ортогональных несущих (OFDM).

Стандарт 802.11a ориентирован на работу в условиях сложной инфраструктуры в условиях помещений, или городских условиях, когда распространение сигнала происходит по многолучевым каналам из-за множества отражений.

**Целью представленной работы является:**

Разработка модели приема сигналов стандарте 802.11a.

**Задачи:**

1. Анализ технологии 802.11a.
2. Разработка модели приема сигналов стандарте 802.11a.
3. Разработка программного моделирующего комплекса, проведение моделирования и анализ результатов.

В главе 1 осуществлен обзор современных технологий широкополосного абонентского доступа, анализ технологии OFDM, проведен анализ принципов организации стандарта IEEE 802.11a [1-33].

В главе 2 представлена модель широкополосной системы абонентского доступа 802.11a [34-44].

В главе 3 представлены результаты моделирования и их анализ.

# Глава 1. Обзор современных технологий широкополосного абонентского доступа

## 1.1 Анализ технологии OFDM

Рассмотрим обобщенную схему радиотехническую систему передачи информации (РТСПИ) с одним источником и одним получателем (рис. 1.1).

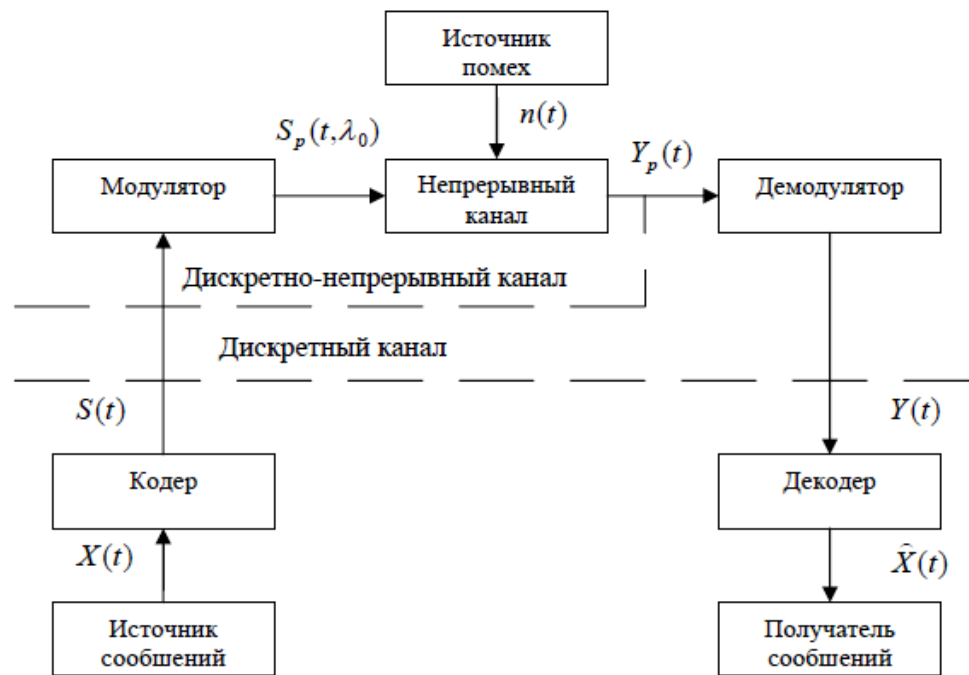


Рис. 1.1 Обобщенная схема радиотехническую систему передачи информации.

Передающее устройство предназначено для преобразования сообщения  $x(t)$  в сигнал  $s(t)$ , который может распространяться по линии связи. В общем случае оно выполняет операции кодирования и модуляции. При передаче непрерывных сообщений цифровыми методами передающее устройство осуществляет также операции дискретизации по времени и квантования по уровню.

Источник сообщений - это устройство, осуществляющее выбор сообщений из ансамбля сообщений. Им может быть датчик, электронно-

вычислительная машина (ЭВМ) и т. п. Учитывая, что первичные сигналы часто отождествляют с передаваемыми сообщениями, в дальнейшем под источником сообщений будем понимать источник первичных сообщений разной природы и преобразователь неэлектрической величины в электрическую.

Кодер (кодирующее устройство) служит для преобразования сообщения  $x(t)$  в первичный электрический сигнал  $s(t)$ , который подается на модулятор.

Кодирование заключается в сопоставлении последовательности символов источника определенным образом сформированной последовательности символов кодера.

В узком смысле кодирование представляет собой преобразование дискретного сообщения в последовательность кодовых символов, осуществляемое по определенному правилу (в широком смысле под кодированием понимают любое преобразование сообщения в сигнал путем установления взаимного соответствия). Множество всех кодовых последовательностей (кодовых комбинаций), возможных при данном правиле кодирования, образует код.

Модулятор преобразует первичный сигнал  $s(t)$  в радиосигнал  $s_p(t, X_0)$ .

Преобразование заключается в изменении одного или нескольких параметров  $X_0$  сигнала несущей частоты в соответствии с изменением модулирующего сигнала.

Совокупность операций превращения сообщения  $x(t)$  в радиосигнал  $s_p(t, X_0)$  составляет способ передачи информации. Основным при описании способа передачи является указание типа используемых кодов и вида модуляции при передаче дискретных сообщений, а также описание аналого-цифрового преобразования при передаче непрерывных сообщений дискретными сигналами.

В общем случае под каналом передачи информации понимают всю совокупность технических средств, обеспечивающих передачу

электрических сигналов от источника сообщений к потребителю. При рассмотрении каналов линии связи чаще всего полагают заданной (считается, что все необходимые характеристики линии связи известны) и все задачи анализа и синтеза каналов передачи информации сводятся к анализу и синтезу операторов преобразования сигналов в передатчике, приемнике и других устройствах.

Кроме излученного сигнала на антенну приемника поступают сигналы от посторонних источников и создают помехи приему полезного сигнала. Природа помех многообразна. Внешними мешающими помехами могут быть естественные электромагнитные процессы, происходящие в атмосфере, ионосфере, космосе, а также сигналы других радиотехнических систем. К внутренним помехам относятся флуктуационные шумы приемника, нестабильности питающих напряжений и параметров элементов приемника. На рис. 1.1 наличие помех в канале отображено в виде источника помех, вырабатывающего случайный процесс  $n(t)$ . В большинстве случаев помехи складываются на входе приемника с полезным сигналом и поэтому называются аддитивными. Наиболее распространено предположение о спектральной плотности (СП)  $n(t)$  как о нормальном белом шуме с нулевым средним значением и спектральной плотностью  $N_0$ .

Таким образом, выходной сигнал канала часто можно представить в виде аддитивной модели

$$Y_p(t) = S_p(t, X) + n(t),$$

где  $s_p(t, X)$ - принятый с искажениями полезный сигнал с параметрами  $X$ .

Данная модель не описывает многие практические случаи, когда прием полезного сигнала может происходить в условиях узкополосных и импульсных помех, а также замираний сигнала (мультипликативных помех).

Демодулятор и декодер выполняют операции по превращению принимаемого сигнала  $Y_p(t)$  в сообщение. Демодулятор выделяет сигнал  $Y(t)$ , который модулирует несущую принятого колебания. Декодер по этому сигналу вырабатывает сообщение  $x(t)$ . Превращение сообщения в сигнал,

выполненное на передающей стороне, и преобразование сигнала в сообщение на приемной стороне являются взаимозависимыми операциями. Поэтому кодер и декодер, модулятор и демодулятор принято объединять и рассматривать как единые устройства. Устройство, выполняющее функции модулятора и демодулятора, называется модемом, а устройство, осуществляющее кодирование сообщений и декодирование сигналов - кодеком.

Из-за искажений принятого сигнала и помех сообщение  $x(t)$ , направляемое получателю, может отличаться от сообщения  $X(t)$ , выработанного источником. Степень соответствия  $X(t)$  и  $x(t)$  зависит от операций, составляющих способ передачи, от уровня сигнала и помех, от свойств канала связи и от вида преобразования сигнала в сообщение на приемной стороне.

$x(t)$  – это сообщение, направляемое получателю;

$X(t)$  – это сообщение, выработанное источником.

Основной операцией при приеме непрерывных сообщений является демодуляция, т. е. выделение сообщения  $x(t)$ , модулирующего несущую принятого сигнала  $y_p(t)$ .<sup>2</sup>

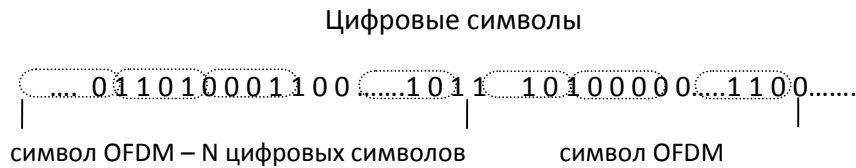
Рассмотрим основные принципы OFDM-модуляции (Orthogonal frequency division multiplex – частотное уплотнение с ортогональными несущими).

При такой модуляции поток битов разделяется на «цифровые символы» по  $n$  бит.  $N$  цифровых символов составляют пакет, называемый «символом OFDM». Каждый  $k$ -й цифровой символ в пакете ( $k = 1, \dots, N$ ) определяет амплитуды  $I_k$  и  $Q_k$  синфазной и квадратурной составляющих своей несущей частоты согласно сигнальной диаграмме. Сигнал, являющийся суммой синфазных и квадратурных составляющих всех  $N$  несущих частот, модулирует ВЧ - несущую частоту.

---

<sup>2</sup> Васильев К.К., Служивый М.Н. Математическое моделирование систем связи. – Ульяновск: УлГТУ, 2008. – с. 94

Разделение потока битов на цифровые символы и символы OFDM при модуляции 16 QAM (n=4) осуществляется следующим образом:



Концептуальная схема модулятора OFDM представлена на рис. 1.2

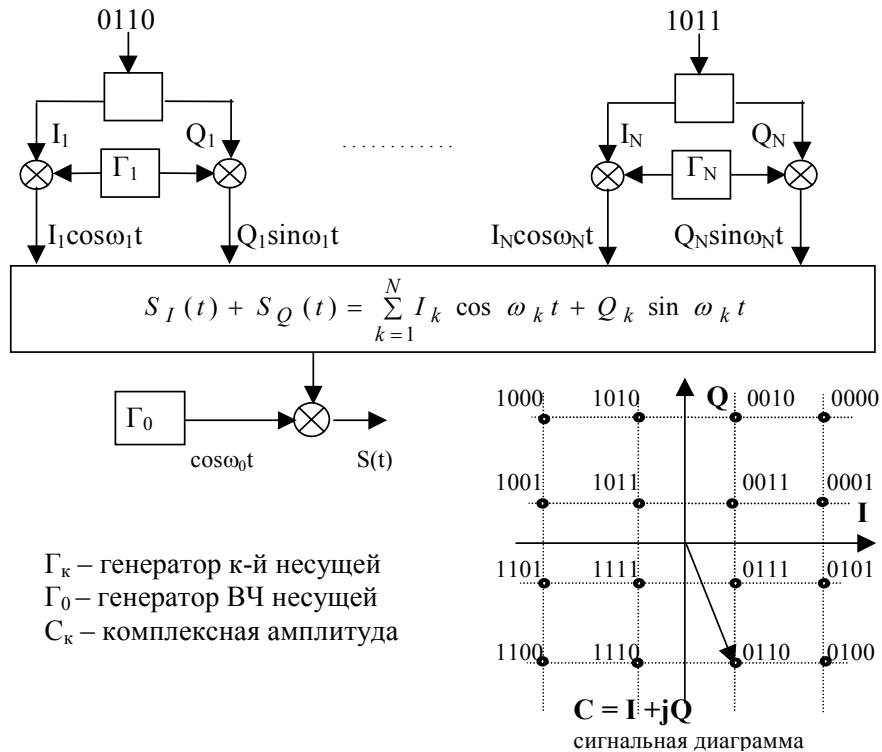


Рис. 1.3 Концептуальная схема модулятора OFDM.

На практике несущие модулируются одним из следующих способов:

- двоичная фазовая модуляция BPSK (n = 1),
- квадратурная модуляция QPSK (n = 2),
- квадратурная амплитудная модуляция QAM - 8, 16, 32, 64, 128, 256 (n=3, 4,5, 6,7, 8).

Число несущих может быть более 6000.

Практическая реализация модуляции OFDM осуществляется с использованием СБИС-процессора обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ), используя комплексное представление амплитуд несущих.

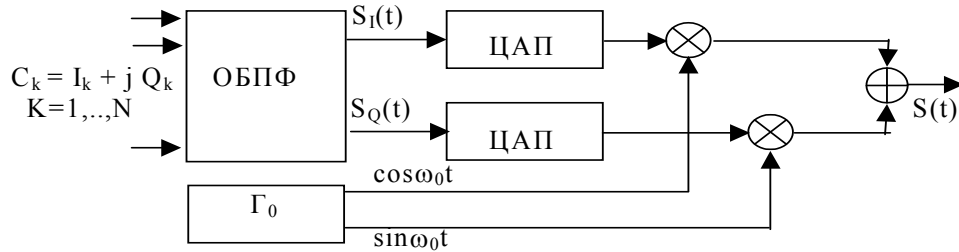


Рис. 1.4 Практическая реализация модуляции OFDM.

При переносе спектра в область высоких частот удвоения ширины спектра не происходит.

$$S_I(t) = \operatorname{Re} \sum_{i=1}^N C_i e^{j\omega_i t} = \operatorname{Re} \sum_{i=1}^N (I_i + jQ_i)(\cos \omega_i t + j \sin \omega_i t) = \sum_{i=1}^N I_i \cos \omega_i t - Q_i \sin \omega_i t$$

$$S_Q(t) = \operatorname{Im} \sum_{i=1}^N C_i e^{j\omega_i t} = \operatorname{Re} \sum_{i=1}^N (I_i + jQ_i)(\cos \omega_i t + j \sin \omega_i t) = \sum_{i=1}^N I_i \sin \omega_i t + Q_i \cos \omega_i t$$

$$S(t) = S_I(t) \cos \omega_0 t + S_Q(t) \sin \omega_0 t =$$

$$= \sum_{i=1}^N I_i \cos \omega_i t \cos \omega_0 t - Q_i \sin \omega_i t \cos \omega_0 t + I_i \sin \omega_i t \sin \omega_0 t + Q_i \cos \omega_i t \sin \omega_0 t =$$

$$= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N I_i [\cos(\omega_0 - \omega_i)t + \cos(\omega_0 + \omega_i)t] - Q_i [\sin(\omega_0 + \omega_i)t + \sin(\omega_i - \omega_0)t] +$$

$$+ I_i [\cos(\omega_0 - \omega_i)t - \cos(\omega_0 + \omega_i)t] + Q_i [\sin(\omega_0 + \omega_i)t + \sin(\omega_0 - \omega_i)t] =$$

$$= \sum_{i=1}^N I_i \cos(\omega_0 - \omega_i)t + Q_i \sin(\omega_0 - \omega_i)t$$

$$S(t) = S_I(t) \cos \omega_0 t - S_Q(t) \sin \omega_0 t = \sum_{i=1}^N I_i \cos(\omega_0 + \omega_i)t + Q_i \sin(\omega_0 + \omega_i)t$$

Наиболее широко распространенный способ формирования OFDM-радиосигнала заключается в формировании первичного квадратурного OFDM- сигнала с помощью обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ), в частности, с помощью обратного быстрого преобразования Фурье

(ОБПФ), и преобразовании полученного OFDM-сигнала с помощью квадратурного модулятора (КМ) и генератора несущей частоты (Г) на заданную радиочастоту  $F_r^3$ . Базовое устройство, формирующее OFDM-радиосигнал таким способом (рис. 1.5), состоит из OFDM-модулятора, выполняющего процедуру ОДПФ, двух цифроаналоговых преобразователей (ЦАП), двух фильтров нижних частот (ФНЧ), КМ и Г. КМ в свою очередь содержит два смесителя (СМ), фазовращатель (ФВ) и сумматор (С).

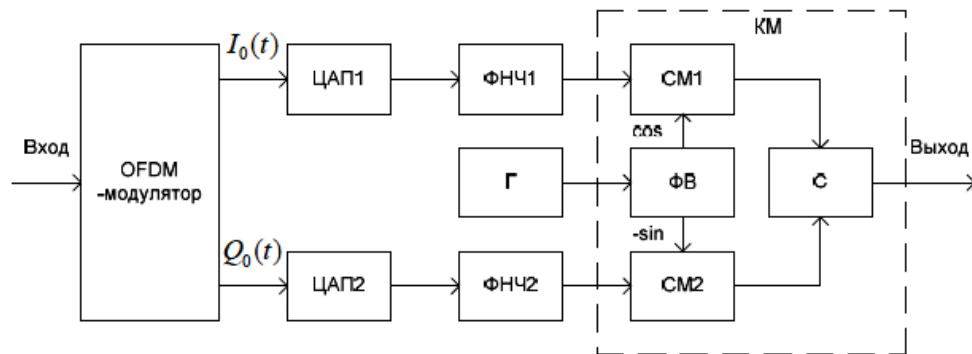


Рис. 1.5 Базовое устройство, формирующее OFDM-радиосигнал.

OFDM передатчик преобразует битовое сообщение в последовательность PSK или QAM символов, которые будут впоследствии преобразованы в  $N$  параллельных потоков. Каждый из  $N$  символов последовательно-параллельного (S/P) преобразования осуществляется различными поднесущими. Обозначим  $X_l[k]$   $l$ -ый передаваемый символ на  $k$ -ой поднесущей,  $l = 0, 1, 2, \dots, \infty$ ;  $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$ . В процессе S/P преобразования, длительность времени передачи для  $N$  символов увеличивается до  $NT_s$ , которые образует единый символ OFDM с длиной  $T_{sym}$  (т. е.  $T_{sym} = NT_s$ ). Обозначим  $\Psi_{l,k}$   $l$ -ый OFDM сигнал на  $k$ -ой поднесущей, который задается как:

<sup>3</sup> Вишневский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. - М.: Техносфера, 2005. - с.117-122.



$$\Psi_{l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k(t - T_{sym})}, & 0 < t \leq T_{sym} \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (1.1)$$

$\Psi_{l,k}$  - l-ый OFDM сигнал на k-ой поднесущей.

Тогда в полосе пропускания и в основной полосе OFDM сигналы в непрерывном режиме могут быть представлены соответственно следующим образом:

$$x_l(t) = \text{Re} \left\{ \frac{1}{T_{sym}} \sum_{l=0}^{\infty} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] \Psi_{l,k}(t) \right\} \right\} \quad (1.2)$$

или

$$x_l(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi f_k(t - T_{sym})} \quad (1.3)$$

Непрерывный сигнал OFDM в уравнении (1.3) может быть упрощен при

$t = lT_{sym} + nT_s$ , где  $T_s = T_{sym}/N$  и  $f_k = k/T_{sym}$ , чтобы позволяет получить дискретный OFDM символ:

$$x_l[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi kn/N} \quad \text{for } n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1.4)$$

$T_{sym}$  – длительность символа.

Можно заметить, что выражение (1.4) является N-точечным IDFT для PSK или QAM наборов символов  $\{X_l[k]\}_{k=0}^{N-1}$  и может быть легко рассчитано с помощью алгоритма быстрого обратного Фурье-преобразования (IFFT).

## 1.2 Разработка алгоритма приемного тракта OFDM

Рассмотрим полученный в основной полосе OFDM символ  $y_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi f_k(t-lT_{sym})}$ ,  $lT_{sym} < t \leq lT_{sym} + nT_s$ , из которого передаваемый символ  $X_l[k]$  может быть восстановлен ортогональностью между поднесущими следующим образом:

$$\begin{aligned}
 Y_l[k] &= \frac{1}{T_{sym}} \int_{-\infty}^{\infty} y_l(t) e^{-j2\pi k f_k(t-lT_{sym})} dt \\
 &= \frac{1}{T_{sym}} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] e^{j2\pi f_i(t-lT_{sym})} \right\} e^{-j2\pi f_k(t-lT_{sym})} dt \\
 &= \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] \left\{ \frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} e^{j2\pi(f_i-f_k)(t-lT_{sym})} dt \right\} = X_l[k]
 \end{aligned} \tag{1.5}$$

где эффекты канала и шума не принимаются во внимание. Обозначим  $\{y_l[n]\}_{n=0}^{N-1}$  простое значение полученного OFDM символа  $y_l(t)$  при  $t = lT_{sym} + nT_s$ . Таким образом, интегрирование модуляционного процесса в уравнении (1.6) может быть представлено в дискретном режиме следующим образом:

$$\begin{aligned}
 Y_l[k] &= \sum_{n=0}^{N-1} y_l[n] e^{-j2\pi kn/N} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] e^{j2\pi in/N} \right\} e^{-j2\pi kn/N} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] e^{j2\pi(i-k)n/N} = X_l[k]
 \end{aligned} \tag{1.6}$$

Как видно, уравнение (1.6) является N-точечным прямым Фурье-преобразованием (Direct Fourier transform (DFT)) от  $\{y_l[n]\}_{n=0}^{N-1}$  и может быть рассчитано с помощью алгоритма FFT (быстрое Фурье-преобразование).

Согласно сказанному выше, OFDM модуляции и демодуляции может быть проиллюстрирована на блок-схеме на рисунке (1.5), на которой

показано, что лежащий в частотной области символ  $X[k]$  модулируется поднесущей с частотой  $f_k = k/T_{sym}$ , для  $N = 6$  (т.е.  $k = 0,1,2..5$ ), и может быть демодулирован с использованием ортогональности между поднесущими и приемником. Следует отметить, что оригинальный символ  $X[k]$  имеет длительность  $T_s$ , но его длительность может быть увеличена до  $T_{sym} = NT_s$  путем передачи  $N$  символов в параллельной форме. OFDM символ соответствует композитному сигналу  $N$ -символов в параллельной форме, который теперь имеет длительность  $T_{sym}$ . В то же время на рис. 1.6 (b) показана типичная реализация ортогональности между всеми поднесущими. Более того, было показано, что модуляция с множеством несущих может быть реализована с помощью обратного и прямого быстрого преобразования в передатчике и приемнике соответственно. На рис. 1.6 показана полная структурная схема типичного OFDM передатчика и приемника, включающая операции обратного и прямого Фурье-преобразований.<sup>4</sup>

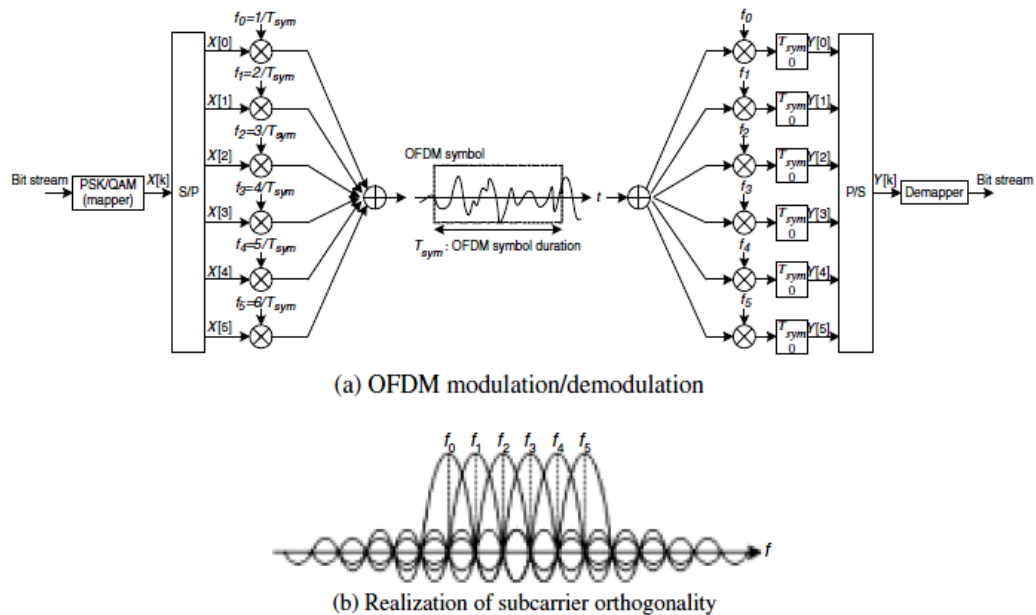


Рис. 1.6 Блок-схема OFDM-модуляции и демодуляции:  $N = 6$ .

<sup>4</sup> Yong S.Ch., Won Y.Y. MIMO-OFDM Wireless communications with Matlab. Wiley, 2010. – p. 121

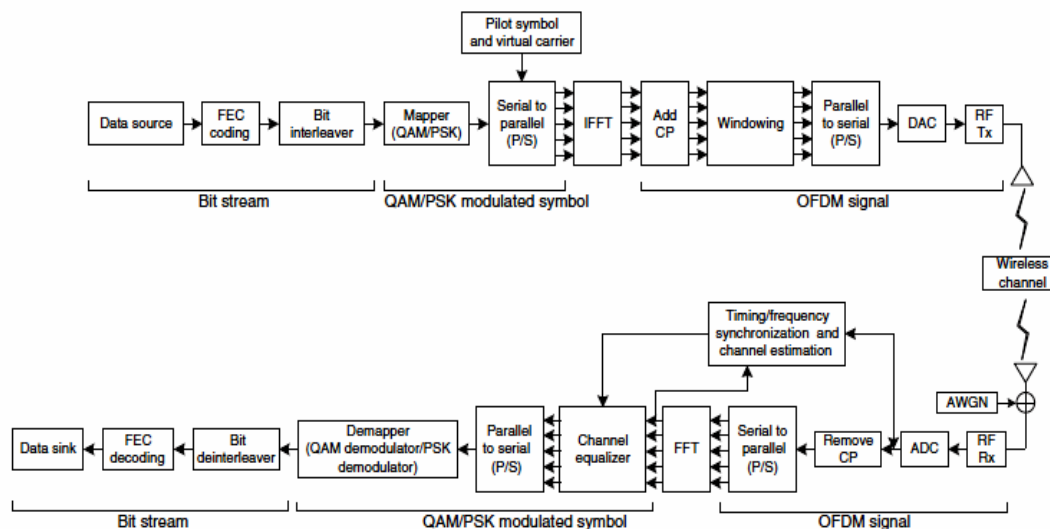


Рис. 1.7 Структурная схема передатчика и приемника в OFDM системе передачи информации.

### 1.3 Разработка алгоритма формирования комплекса помех

Разновидности аддитивных помех, чаще всего встречающиеся в реальных каналах связи, обычно подразделяют на три группы:

- помехи, распределенные по частоте, времени и пространству (гладкие шумы), обусловленные внутренними шумами аппаратуры и множеством помех внешнего происхождения;
- помехи, сосредоточенные на отдельных участках спектра временных или пространственных частот и в радиоканалах, обусловленные чаще всего работой посторонних передатчиков;
- помехи, сосредоточенные во времени или пространстве (импульсные помехи).

Для помех первой группы, которые чаще всего называют флуктуационными, обычно приемлема модель в виде «белого» или «окрашенного» (т. е. с неравномерным спектром) гауссовского шума. Лишь в редких случаях возникает необходимость рассматривать более общие законы распределения, например:

$$w(x) = \frac{\nu}{2\sqrt{2}\Gamma(1/\nu)\sigma} \exp\left(-\frac{|x|^\nu}{2^{\nu/2}\sigma^\nu}\right) \quad (1.7)$$

где  $\nu$  - параметр, выбираемый в пределах 0,5...2. При  $\nu = 2$  это распределение переходит в гауссовское.

Для сосредоточенных по спектру помех в большинстве каналов из-за их физической природы характерны замирания, которые могут описываться четырехпараметрическим и другими рассмотренными выше распределениями. Если амплитуда замирающей помехи распределена по закону Накагами, а фаза - равномерно, то плотность распределения вероятности мгновенных значений помехи подчиняется бимодальному закону, который часто аппроксимируют выражением:

$$w(x) = C \exp(px^2 - qx^4) \quad (1.8)$$

с параметрами  $p$  и  $q$ , связанными с параметром  $m$ -распределения Накагами соотношениями:

$$\delta = \frac{p}{\sqrt{2q}} \approx 3 \ln \frac{5m}{3(m+1)}, \quad \frac{1}{\sqrt{2q}} = \frac{4a^2(m+1)^2}{5m^2}, \quad \frac{1}{2} \leq m \leq 3 \quad (1.9)$$

Для узкополосных негауссовских помех на выходе высокочастотного тракта приемника иногда используется модель Холла:

$$w(x) = \frac{\Gamma(\theta/2)\gamma^{\theta-1}}{\Gamma[(\theta-1)/2]\sqrt{\pi}(x^2 + \gamma^2)^{\theta/2}} \quad (1.10)$$

где  $\theta \in [2, 5]$ .

Сосредоточенные во времени помехи представляют собой быстро затухающие колебания или импульсы той или иной формы, длительность существования которых меньше интервала анализа, а моменты появления и амплитуды обычно случайны.

Появление такой помехи в любой момент заданного интервала времени, как правило, равновероятно, а число появляющихся в нем помех подчиняется закону Пуассона. Распределения амплитуд могут быть весьма разнообразными. Для описания импульсных помех часто используют

распределение вида (1.11), логнормальное распределение, гиперболический закон

$$w(x) = C(\beta + x)^{-\alpha}, \quad x \geq 0 \quad (1.11)$$

где  $\beta < 0$ ,  $1 \leq \alpha \leq 5$  и  $\gamma$ -распределение:

$$w(x) = \frac{x^\alpha \exp(-x/\beta)}{\beta^{\alpha+1} \Gamma(\alpha+1)}, \quad x \geq 0 \quad (1.12)$$

где  $\beta > 0$ ,  $\alpha > -1$ , а также взвешенные суммы четырехпараметрических, экспоненциальных и других распределений. Для помех в форме радиоимпульсов начальная фаза обычно принимается равномерно распределенной.<sup>5</sup>

В данной работе будет смоделирован три типа помех: гауссовый белый шум (AWGN) и негауссовы шумы, получаемые из гауссова после временной коммутации. Временная коммутация возникает вследствие появления в среде отраженных сигналов, рассеяния, дифракции и т.п.

Для моделирования этих процессов существует множество математических моделей. В этой работе используется две модели: модель Рэля и модель Райса. Производится сравнение воздействия этих типов негауссовых шумов с воздействием на сигнал белого шума.

Модель Рэля.

Возникающий шум в модели канала Рэля оказывается негауссовым вследствие распространения его в среде множеством путей, вызванных его отражениями от ионосферы, водных поверхностей, земли и др.

В стандартной статистической модели распределение этого шума задается распределением Рэля.

Математически влияние Рэлеевского канала описывается формулой:

---

<sup>5</sup> Васильев К.К., Служивый М.Н. Математическое моделирование систем связи. – Ульяновск: УлГТУ, 2008. – с. 156

$$h(t) = \sum_{l=0}^{Lp-1} \alpha_l \delta(t - \tau_l)$$

где  $L_p$  – число путей распространения сигнала;

$\alpha_l$  и  $\tau_l$  – комплексное значение и задержка  $l$ -го пути соответственно.

Модель Райса:

Шум, возникающий в модели канала Райса отличается от шума Рэлеевского канала тем, что он содержит как негауссову компоненту, так и обычный гауссов шум. Эта модель характеризуется фактором Райса, определяемым параметром  $K$ .

Распределение Райса для переменной  $x$  задается формулой:

$$p(x) = 2x(1+k)e^{-k(1+k)x^2} I_0(2x\sqrt{k(k+1)}) \quad x \geq 0$$

где

$$K = \frac{D^2}{2\sigma_r^2}$$

где  $D^2$  и  $2\sigma_r^2$  – мощности основного и рассеянного шума соответственно.

Матрица канала для модели Райса может быть представлено как:

$$H = DH_{LOS} + \sqrt{2}\sigma_r H_{RAYL}$$

где  $H_{LOS}$  – матрица основных шумов без рассеяния,

$H_{RAYL}$  – матрица шумов, полученная вследствие рассеяния в канале.

## 1.4 Разработка алгоритма анализа вероятностных характеристик (BER)

Аналитические BER выражения QAM сигналов в AWGN канале и канале Рэля задаются соответственно формулами:

$$P_e = \frac{2(M-1)}{M \log_2 M} Q\left(\sqrt{\frac{6 E_b}{N_0} \cdot \frac{\log_2 M}{M^2-1}}\right) \quad \text{для AWGN-канала (1.13)}$$

$$P_e = \frac{M-1}{M \log_2 M} \left(1 - \sqrt{\frac{3\gamma \log_2 M / (M^2-1)}{3\gamma \log_2 M / (M^2-1) + 1}}\right) \quad \text{для канала Рэля (1.14)}$$

где  $\gamma$  и  $M$  обозначают  $E_b/N_0$  и порядок модуляции соответственно, в то время как  $Q$  – это стандартная Q-функция, определяемая выражением:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt. \quad (1.15)$$

$E_b$  – энергия, затраченная на передачу одного бита;

$N_0$  - односторонняя спектральной плотности аддитивного белого гауссова шума .

Отметим, что если  $N_{used}$  поднесущих не укладываются в общее количество  $N$  (размер FFT) поднесущих (за исключением  $N_{vc} = N - N_{used}$  виртуальных поднесущих), используемых для передачи данных, то временной интервал  $SNR_t$  будет отличаться от частотного интервала  $SNR_f$  следующим образом<sup>6</sup>:

$$SNR_t = SNR_f + 10 \log \frac{N_{used}}{N} [dB] \quad (1.16)$$

<sup>6</sup> Yong S.Ch., Won Y.Y. Mimo-OFDM Wireless communications with Matlab.Wiley, 2010. – p. 136



## 1.5 Структура OFDM символа на примере Wi-Fi стандарта IEEE 802.11a

Информационная емкость OFDM-символа определяется типом модуляции и числом поднесущих. Поскольку для передачи данных применяются 48 поднесущих, емкость OFDM-символа составляет  $48 \times N_b$ , где  $N_b$  — двоичный логарифм от числа позиций модуляции, или, проще говоря, количество бит, которые кодируются в одном символе в одном подканале. Соответственно емкость OFDM-символа составляет от 48 до 288 бит.

Последовательность обработки входных данных (битов) в стандарте IEEE 802.11a выглядит следующим образом. Первоначально входной поток данных подвергается стандартной операции скремблирования. После этого поток данных поступает на сверточный кодер. Скорость сверточного кодирования (в сочетании с пунктурным кодированием) может составлять  $1/2$ ,  $2/3$  или  $3/4$ . Поскольку скорость сверточного кодирования может быть разной, то при использовании одного и того же типа модуляции скорость передачи данных оказывается различной.

Рассмотрим, к примеру, модуляцию BPSK, при которой скорость передачи данных составляет 6 или 9 Мбит/с. Длительность одного символа вместе с охранным интервалом равна 4 мкс, а значит, частота следования импульсов составит 250 кГц. Учитывая, что в каждом подканале кодируется по одному биту, а всего таких подканалов 48, получаем, что общая скорость передачи данных составит  $250 \text{ кГц} \times 48 \text{ каналов} = 12 \text{ МГц}$ .

Если при этом скорость сверточного кодирования равна  $1/2$  (на каждый информационный бит добавляется один служебный), информационная скорость окажется вдвое меньше полной скорости, то есть 6 Мбит/с. При скорости сверточного кодирования  $3/4$  на каждые три информационных бита добавляется один служебный, поэтому в данном случае полезная (информационная) скорость составляет  $3/4$  от полной скорости, то есть 9

Мбит/с. Аналогичным образом каждому типу модуляции соответствуют две различные скорости передачи (табл. 1).

Табл.1 Соотношение между скоростями передачи и типом модуляции

Скорость, Мбит/с	Тип модуляции	Скорость сверточного кодирования	Количество бит на одной несущей	Общее количество бит на 48 несущих	Количество полезных бит в символе
6	BPSK	1/2	1	48	24
9	BPSK	3/4	1	48	36
12	QPSK	1/2	2	96	48
18	QPSK	3/4	2	96	72
24	16-QAM	1/2	4	192	96
36	16-QAM	3/4	4	192	144
48	64-QAM	2/3	6	288	192
54	64-QAM	3/4	6	288	216

После сверточного кодирования поток бит подвергается операции перемежения, или интерливинга. Суть ее заключается в изменении порядка следования бит пределах одного OFDM-символа. Для этого последовательность входных бит разбивается на блоки, длина которых равна числу бит в OFDM-символе (NCBPS), Далее по определенному алгоритму производится двухэтапная перестановка бит в каждом блоке.

На первом этапе биты переставляются таким образом, чтобы смежные биты при передаче OFDM-символа передавались на несмежных поднесущих. Алгоритм перестановки бит на этом этапе эквивалентен следующей процедуре. Первоначально блок бит длиной NCBPS построчно (строка за строкой) записывается в матрицу, содержащую 16 строк и NCBPS/16 рядов. Далее биты считываются из этой матрицы, но уже по рядам (или так же, как записывались, но из транспонированной матрицы). В результате такой операции первоначально соседние биты будут передаваться на несмежных

поднесущих. Затем следует этап второй перестановки битов, цель которого заключается в том, чтобы соседние биты не оказались одновременно в младших разрядах групп, определяющих модуляционный символ в сигнальном созвездии. То есть после второго этапа перестановки соседние биты оказываются попеременно в старших и младших разрядах групп. Делается это с целью улучшения помехоустойчивости передаваемого сигнала.

После перемежения последовательность бит разбивается на группы по числу позиций выбранного типа модуляции и формируются OFDM-символы. Сформированные OFDM-символы подвергаются быстрому преобразованию Фурье, в результате чего формируются выходные синфазный и квадратурный, сигналы, которые затем подвергаются стандартной обработке — модуляции.

## **1.6 OFDM – Доступ с ортогональным частотным разделением**

Множественный доступ с ортогональным частотным разделением (OFDMA) представляет собой улучшенную технологию OFDM, также являясь основой для систем мобильного широкополосного доступа следующих поколений. Так же эту технологию можно назвать многопользовательской версией OFDM. Различие состоит в том, что OFDMA приписывает наборы поднесущих отдельным пользователям, тем самым позволяя одновременную низкоскоростную передачу данных для нескольких абонентов.

С точки зрения формирования модуляционных символов OFDMA аналогичен OFDM: OFDMA-символ включает собственно зону передачи данных и предшествующий ему защитный интервал (повтор начального фрагмента символа), предназначенный для предотвращения межсимвольной интерференции). Сам символ – это совокупность модулированных ортогональных несущих.

В режиме OFDMA несущих значительно больше, чем в OFDM – до 2048 вместо 256, соответственно и число подканалов становится достаточным для организации работы сети: в разных режимах их от 32 до 70, по 24 или 48 информационных несущих в каждом. Используются не все 2048 несущих – около 200 нижних и 200 верхних частот составляют защитный интервал канала и не модулируются. Также не используется центральная частота канала (частота с индексом 1024). Кроме того, часть несущих – пилотные, предназначенные для служебных целей, а не для передачи информации. Точное число пилотных несущих и частот в защитных интервалах незначительно варьируется в зависимости от режимов OFDMA.

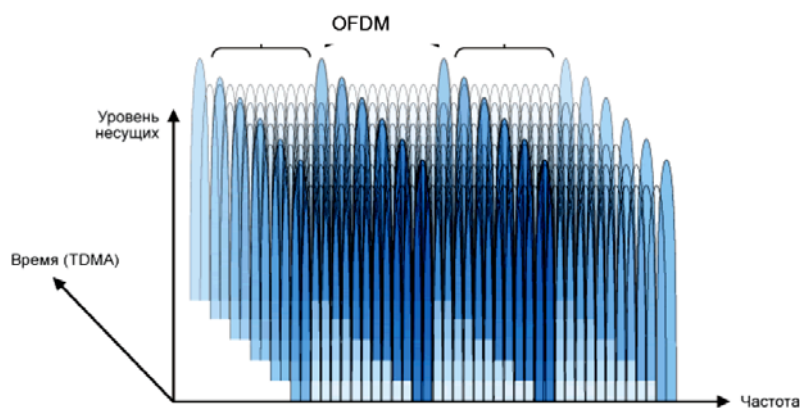


Рис. 1.8

Метод OFDMA позволяет получить большую гибкость при управлении различными пользовательскими устройствами с разными типами антенн. Он уменьшает взаимные помехи для устройств со всенаправленными антеннами и улучшает прием в условиях не прямой видимости, что весьма существенно для мобильных пользователей. Подканалы могут быть распределены между разными абонентами в зависимости от условий передачи и требуемой пропускной способности. Этим достигается более эффективное использование ресурсов.

Разбиение на подканалы для восходящего потока улучшает производительность, так как мощность передаваемого пользовательским устройством сигнала крайне ограничена. При применении OFDM устройство

передает данные, используя весь набор поднесущих. OFDMA поддерживает множественный доступ, посредством которого передача ведется только на поднесущих выделенного пользователю подканала. К примеру, если OFDMA использует 2048 поднесущих и подканала и пользователю выделяется только один подканал, то вся мощность передатчика будет сконцентрирована в 1/32 доступного спектра и может быть 15 дБ больше, чем при OFDM.

Метод OFDMA с неполным набором несущих при передаче данных может использоваться не только в восходящем канале Uplink от абонента к базовой станции, но и в обратном направлении – Downlink (от базы к абоненту). Такой двухсторонний метод OFDMA используется в мобильном WiMAX и носит название SOFDMA –масштабируемый доступ с разделением по ортогональным.

## **1.7 Общее Описание Стандарта WiFi**

На современном этапе развития сетевых технологий, технология беспроводных сетей Wi-Fi является наиболее удобной в условиях требующих мобильность, простоту установки и использования. Wi-Fi (от англ. wireless fidelity - беспроводная связь) - стандарт широкополосной беспроводной связи семейства 802.11 разработанный в 1997г. Как правило, технология Wi-Fi используется для организации беспроводных локальных компьютерных сетей, а также создания так называемых горячих точек высокоскоростного доступа в Интернет.

Беспроводные сети обладают, по сравнению с традиционными проводными сетями, немалыми преимуществами, главным из которых, конечно же, является:

- Простота развёртывания;
- Гибкость архитектуры сети, когда обеспечивается возможность динамического изменения топологии сети при подключении, передвижении и отключении мобильных пользователей без значительных потерь времени;

- Быстрота проектирования и реализации, что критично при жестких требованиях к времени построения сети;
- Так же, беспроводная сеть не нуждается в прокладке кабелей (часто требующей дробления стен).

В то же время беспроводные сети на современном этапе их развития не лишены серьёзных недостатков. Прежде всего, это зависимость скорости соединения и радиуса действия от наличия преград и от расстояния между приёмником и передатчиком. Один из способов увеличения радиуса действия беспроводной сети заключается в создании распределённой сети на основе нескольких точек беспроводного доступа. При создании таких сетей появляется возможность превратить здание в единую беспроводную зону и увеличить скорость соединения вне зависимости от количества стен (преград). Аналогично решается и проблема масштабируемости сети, а использование внешних направленных антенн позволяет эффективно решать проблему препятствий, ограничивающих сигнал.

## **1.8 Особенности развития технологий беспроводного доступа**

На заре развития радиотехники термин "беспроводный" (wireless) использовался для обозначения радиосвязи в широком смысле этого слова, т. е. буквально во всех случаях, когда передача информации осуществлялась без проводов. Позже это толкование практически вышло из обращения, и "беспроводный" стало употребляться как эквивалент термину "радио" (radio) или "радиочастота" (RF - radio frequency). Сейчас оба понятия считаются взаимозаменяемыми в том случае, если речь идет о диапазоне частот от 3 кГц до 300 ГГц. Тем не менее термин "радио" чаще используется для описания уже давно существующих технологий (радиовещание, спутниковая связь, радиолокация, радиотелефонная связь и т. д.). А термин "беспроводный" в

наши дни принято относить к новым технологиям радиосвязи, таким, как микросотовая и сотовая телефония, пейджинг, абонентский доступ и т. п.

Различают три типа беспроводных сетей (рис. 1.9): WWAN (Wireless Wide Area Network), WLAN (Wireless Local Area Network) и WPAN (Wireless Personal Area Network)

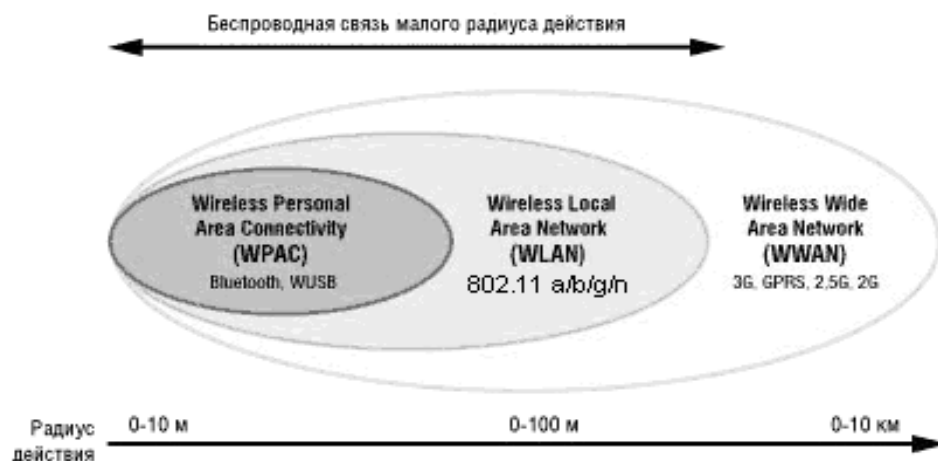


Рис. 1.9 Радиус действия персональных, локальных и глобальных беспроводных сетей

При построении сетей WLAN и WPAN, а также систем широкополосного беспроводного доступа (BWA - Broadband Wireless Access) применяются сходные технологии. Ключевое различие между ними (рис. 1.10) - диапазон рабочих частот и характеристики радиоинтерфейса. Сети WLAN и WPAN работают в нелицензионных диапазонах частот 2.4 и 5 ГГц, т. е. при их развертывании не требуется частотного планирования и координации с другими радиосетями, работающими в том же диапазоне. Сети BWA (Broadband Wireless Access) используют как лицензионные, так и нелицензионные диапазоны (от 2 до 66 ГГц).

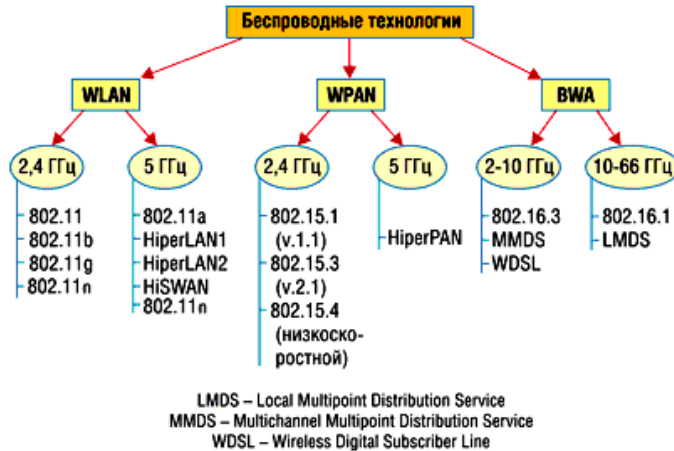


Рис. 1.10 Классификация беспроводных технологий Беспроводные локальные сети WLAN.

Основное назначение беспроводных локальных сетей (WLAN) – организация доступа к информационным ресурсам внутри здания. Вторая по значимости сфера применения – это организация общественных коммерческих точек доступа (hot spots) в людных местах – гостиницах, аэропортах, кафе, а также организация временных сетей на период проведения мероприятий (выставок, семинаров).

Беспроводные локальные сети создаются на основе семейства стандартов IEEE 802.11. Эти сети известны также как Wi-Fi (Wireless Fidelity), и хотя сам термин Wi-Fi, в стандартах явным образом не прописан, бренд Wi-Fi получил в мире самое широкое распространение.

В 1990 г. Комитет по стандартам IEEE 802 (Institute of Electrical and Electronic Engineers), сформировал рабочую группу по стандартам для беспроводных локальных сетей 802.11. Это группа занялась разработкой всеобщего стандарта для радиоборудования и сетей, работающих на частоте 2.4 ГГц со скоростями 1 и 2 Мбит/с. Работа по созданию стандарта были



завершены через семь лет, и в июне 1997 г. была ратифицирована первая спецификация 802.11.

Стандарт IEEE 802.11 стал первым стандартом для продуктов WLAN от независимой международной организации. Однако к моменту выхода стандарта в свет первоначально заложенная в нем скорость передачи данных оказалась недостаточной. Это послужило причиной последующих доработок, поэтому сегодня можно говорить о группе стандартов.

## Основные стандарты

В настоящее время широко используется преимущественно три стандарта группы IEEE 802.11 (представлены в таблице 1.2)

Таблица 1.2 - Основные характеристики стандартов группы IEEE 802.11

Стандарт	802.11g	802.11a	802.11n
Частотный диапазон, ГГц	2,4-2,483	5,15-5,25	2,4 или 5,0
Метод передачи	DSSS,OFDM	DSSS,OFDM	MIMO
Скорость, Мбит/с	1-54	6-54	6-300
Совместимость	802.11 b/n	802.11 n	802.11 a/b/g
Метод модуляции	BPSK, QPSK,OFDM	BPSK,QPSK,OFDM	BPSK, 64-QAM
Дальность связи в помещении, м	20-50	10-20	50-100
Дальность связи вне помещения, м	250	150	500

## Стандарт IEEE 802.11g

Стандарт IEEE 802.11g, принятый в 2003 году, является логическим развитием стандарта 802.11b и предполагает передачу данных в том же частотном диапазоне, но с более высокими скоростями. Кроме того, стандарт 802.11g полностью совместим с 802.11b, то есть любое устройство 802.11g должно поддерживать работу с устройствами 802.11b. Максимальная скорость передачи данных в стандарте 802.11g составляет 54 Мбит/с. При

разработке стандарта 802.11g рассматривались две конкурирующие технологии: метод ортогонального частотного разделения OFDM, заимствованный из стандарта 802.11a и предложенный к рассмотрению компанией Intersil, и метод двоичного пакетного сверточного кодирования PBCC, предложенный компанией Texas Instruments. В результате стандарт 802.11g содержит компромиссное решение: в качестве базовых применяются технологии OFDM и ССК, а опционально предусмотрено использование технологии PBCC.

Идея сверточного кодирования (Packet Binary Convolutional Coding, PBCC) заключается в следующем. Входящая последовательность информационных бит преобразуется в сверточном кодере таким образом, чтобы каждому входному биту соответствовало более одного выходного. То есть сверточный кодер добавляет определенную избыточную информацию к исходной последовательности. Если, к примеру, каждому входному биту соответствуют два выходных, то говорят о сверточном кодировании со скоростью равной  $1/2$ . Если же каждым двум входным битам соответствуют три выходных, то скорость сверточного кодирования будет составлять уже  $2/3$ . Любой сверточный кодер строится на основе нескольких последовательно связанных запоминающих ячеек и логических элементов XOR. Количество запоминающих ячеек определяет количество возможных состояний кодера. Если, к примеру, в сверточном кодере используется шесть запоминающих ячеек, то в кодере хранится информация о шести предыдущих состояниях сигнала, а с учетом значения входящего бита получим, что в таком кодере применяется семь бит входной последовательности. Такой сверточный кодер называется кодером на семь состояний.

Выходные биты, формируемые в сверточном кодере, определяются операциями XOR между значениями входного бита и битами, хранимыми в запоминающих ячейках, то есть значение каждого формируемого выходного бита зависит не только от входящего информационного бита, но и от

нескольких предыдущих битов.

Главным достоинством сверточных кодеров является помехоустойчивость формируемой ими последовательности. Дело в том, что при избыточности кодирования даже в случае возникновения ошибок приема исходная последовательность бит может быть безошибочно восстановлена. Для восстановления исходной последовательности бит на стороне приемника применяется декодер Витерби.

Дибит, формируемый в сверточном кодере, используется в дальнейшем в качестве передаваемого символа, но предварительно он подвергается фазовой модуляции. Причем в зависимости от скорости передачи возможна двоичная, квадратурная или даже восьмипозиционная фазовая модуляция.

В отличие от технологий DSSS (коды Баркера, ССК-последовательности), в технологии сверточного кодирования не применяется технология уширения спектра за счет использования шумоподобных последовательностей, однако уширение спектра до стандартных 22 МГц предусмотрено и в данном случае. Для этого применяют вариации возможных сигнальных созвездий QPSK и BPSK.

Рассмотренный метод RBCC-кодирования опционально используется в протоколе 802.11b на скоростях 5,5 и 11 Мбит/с. Аналогично в протоколе 802.11g для скоростей передачи 5,5 и 11 Мбит/с этот способ тоже применяется опционально. Вообще, вследствие совместимости протоколов 802.11b и 802.11g технологии кодирования и скорости, предусмотренные протоколом 802.11b, поддерживаются и в протоколе 802.11g. В этом плане до скорости 11 Мбит/с протоколы 802.11b и 802.11g совпадают друг с другом, за исключением того, что в протоколе 802.11g предусмотрены такие скорости, которых нет в протоколе 802.11b.

Опционально в протоколе 802.11g технология RBCC может использоваться при скоростях передачи 22 и 33 Мбит/с.

Для скорости 22 Мбит/с по сравнению с уже рассмотренной нами схемой RBCC передача данных имеет две особенности. Прежде всего,

применяется 8-позиционная фазовая модуляция (8-PSK), то есть фаза сигнала может принимать восемь различных значений, что позволяет в одном символе кодировать уже три бита. Кроме того, в схему, за исключением сверточного кодера, добавлен пунктурный кодер (Puncture). Смысл такого решения довольно прост: избыточность сверточного кодера, равная 2 (на каждый входной бит приходится два выходных), достаточно высока и при определенных условиях помеховой обстановки является излишней, поэтому можно уменьшить избыточность, чтобы, к примеру, каждым двум входным битам соответствовали три выходных. Для этого можно, конечно, разработать соответствующий сверточный кодер, но лучше добавить в схему специальный пунктурный кодер, который будет просто уничтожать лишние биты. Допустим, пунктурный кодер удаляет один бит из каждых четырех входных бит. Тогда каждым четырем входящим бит будут соответствовать три выходящих. Скорость такого кодера составляет  $4/3$ . Если же такой кодер используется в паре со сверточным кодером со скоростью  $1/2$ , то общая скорость кодирования составит уже  $2/3$ , то есть каждым двум входным битам будут соответствовать три выходных.

Технология RBCC является опциональной в стандарте IEEE 802.11g, а технология OFDM — обязательной. Для того чтобы понять суть технологии OFDM, рассмотрим более подробно многолучевую интерференцию, возникающую при распространении сигналов в открытой среде.

Эффект многолучевой интерференции сигналов заключается в том, что в результате многократных отражений от естественных преград один и тот же сигнал может попадать в приемник различными путями. Но разные пути распространения отличаются друг от друга по длине, а потому ослабление сигнала будет для них неодинаковым. Следовательно, в точке приема результирующий сигнал представляет собой интерференцию многих сигналов, имеющих различные амплитуды и смещенных друг относительно друга по времени, что эквивалентно сложению сигналов с разными фазами.

Следствием многолучевой интерференции является искажение

принимаемого сигнала. Многолучевая интерференция присуща любому типу сигналов, но особенно негативно она сказывается на широкополосных сигналах, поскольку при использовании широкополосного сигнала в результате интерференции определенные частоты складываются синфазно, что приводит к увеличению сигнала, а некоторые, наоборот, противофазно, вызывая ослабление сигнала на данной частоте.

Говоря о многолучевой интерференции, возникающей при передаче сигналов, отмечают два крайних случая. В первом из них максимальная задержка между сигналами не превышает длительности одного символа и интерференция возникает в пределах одного передаваемого символа. Во втором — максимальная задержка между сигналами больше длительности одного символа, поэтому в результате интерференции складываются сигналы, представляющие разные символы, и возникает так называемая межсимвольная интерференция (Inter Symbol Interference, ISI).

Наиболее отрицательно на искажение сигнала влияет именно межсимвольная интерференция. Поскольку символ — это дискретное состояние сигнала, характеризующееся значениями частоты несущей, амплитуды и фазы, для разных символов меняются амплитуда и фаза сигнала, а следовательно, восстановить исходный сигнал крайне сложно.

По этой причине при высоких скоростях передачи применяется метод кодирования данных, называемый ортогональным частотным разделением каналов с мультиплексированием (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM). Суть его заключается в том, что поток передаваемых данных распределяется по множеству частотных подканалов и передача ведется параллельно на всех таких подканалах. При этом высокая скорость передачи достигается именно за счет одновременной передачи данных по всем каналам, тогда как скорость передачи в отдельном подканале может быть и невысокой.

Благодаря тому что в каждом из частотных подканалов скорость передачи данных можно сделать не слишком высокой, создаются

предпосылки для эффективного подавления межсимвольной интерференции.

При частотном разделении каналов необходимо, чтобы отдельный канал был достаточно узким для минимизации искажения сигнала, но в то же время — достаточно широким для обеспечения требуемой скорости передачи. Кроме того, для экономного использования всей полосы канала, разделяемого на подканалы, желательно расположить частотные подканалы как можно ближе друг к другу, но при этом избежать межканальной интерференции, чтобы обеспечить их полную независимость. Частотные каналы, удовлетворяющие вышеперечисленным требованиям, называются ортогональными. Несущие сигналы всех частотных подканалов ортогональны друг другу. Важно, что ортогональность несущих сигналов гарантирует частотную независимость каналов друг от друга, а следовательно, и отсутствие межканальной интерференции.

Рассмотренный способ деления широкополосного канала на ортогональные частотные подканалы называется ортогональным частотным разделением с мультиплексированием (OFDM). Для его реализации в передающих устройствах используется обратное быстрое преобразование Фурье (IFFT), переводящее предварительно мультиплексированный на  $n$ -каналов сигнал из временного представления в частотное.

Одним из ключевых преимуществ метода OFDM является сочетание высокой скорости передачи с эффективным противостоянием многолучевому распространению. Конечно, сама по себе технология OFDM не исключает многолучевого распространения, но создает предпосылки для устранения эффекта межсимвольной интерференции. Дело в том, что неотъемлемой частью технологии OFDM является охранный интервал (Guard Interval, GI) — циклическое повторение окончания символа, пристраиваемое в начале символа.

Охранный интервал создает паузы между отдельными символами, и если его длительность превышает максимальное время задержки сигнала в

результате многолучевого распространения, то межсимвольной интерференции не возникает.

При использовании технологии OFDM длительность охранного интервала составляет одну четвертую длительности самого символа. При этом символ имеет длительность 3,2 мкс, а охранный интервал — 0,8 мкс. Таким образом, длительность символа вместе с охранным интервалом составляет 4 мкс.

В протоколе 802.11g на низких скоростях передачи применяется двоичная и квадратурная фазовые модуляции BPSK и QPSK. При использовании BPSK-модуляции в одном символе кодируется только один информационный бит, а при QPSK-модуляции — два информационных бита. Модуляция BPSK применяется для передачи данных на скоростях 6 и 9 Мбит/с, а модуляция QPSK — на скоростях 12 и 18 Мбит/с.

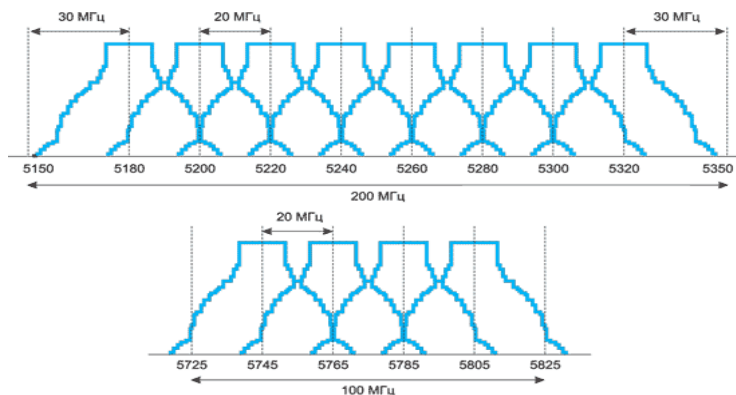
Для передачи на более высоких скоростях используется квадратурная амплитудная модуляция QAM (Quadrature Amplitude Modulation), при которой информация кодируется за счет изменения фазы и амплитуды сигнала. В протоколе 802.11g применяется модуляция 16-QAM и 64-QAM. Первая модуляция предполагает 16 различных состояний сигнала, что позволяет закодировать 4 бита в одном символе; вторая — 64 возможных состояния сигнала, что дает возможность закодировать последовательность 6 бит в одном символе. Модуляция 16-QAM используется на скоростях 24 и 36 Мбит/с, а модуляция 64-QAM — на скоростях 48 и 54 Мбит/с.

### **Стандарт IEEE 802.11a**

Стандарт IEEE 802.11a предусматривает скорость передачи данных до 54 Мбит/с. В отличие от базового стандарта спецификациями 802.11a предусмотрена работа в новом частотном диапазоне 5ГГц. В качестве метода модуляции сигнала выбрано ортогонально частотное мультиплексирование (OFDM), обеспечивающее высокую устойчивость связи в условиях многолучевого распространения сигнала.

**В**

соответствии с правилами FCC частотный диапазон UNII разбит на три 100-мегагерцевых поддиапазона, различающихся ограничениями по максимальной мощности излучения. Нижний диапазон (от 5,15 до 5,25 ГГц) предусматривает мощность всего 50 мВт, средний (от 5,25 до 5,35 ГГц) — 250 мВт, а верхний (от 5,725 до 5,825 ГГц) — 1 Вт. Использование трех частотных поддиапазонов с общей шириной 300 МГц делает стандарт IEEE 802.11a самым широкополосным из семейства стандартов 802.11 и позволяет разбить весь частотный диапазон на 12 каналов, каждый из которых имеет ширину 20 МГц, причем восемь из них лежат в 200-мегагерцевом диапазоне от 5,15 до 5,35 ГГц, а остальные четыре канала — в 100-мегагерцевом диапазоне от 5,725 до 5,825 ГГц (рисунок 1.11). При этом четыре верхних частотных канала, предусматривающие наибольшую мощность передачи, используются преимущественно для передачи сигналов вне помещений.



**Рис. 1.11** Разделение диапазона UNII на 12 частотных поддиапазонов

Стандарт IEEE 802.11a основан на технике частотного ортогонального разделения каналов с мультиплексированием (OFDM). Для разделения каналов применяется обратное преобразование Фурье с окном в 64 частотных подканала. Поскольку ширина каждого из 12 каналов, определяемых в стандарте 802.11a, имеет значение 20 МГц, получается, что каждый ортогональный частотный подканал (поднесущая) имеет ширину 312,5 кГц. Однако из 64 ортогональных подканалов задействуется только 52, причем 48 из них применяются для передачи данных (Data Tones), а



остальные — для передачи служебной информации (Pilot Tones). По технике модуляции протокол 802.11a мало чем отличается от 802.11g. На низких скоростях передачи для модуляции поднесущих частот используется двоичная и квадратурная фазовые модуляции BPSK и QPSK. При применении BPSK-модуляции в одном символе кодируется только один информационный бит. Соответственно при использовании QPSK-модуляции, то есть когда фаза сигнала может принимать четыре различных значения, в одном символе кодируются два информационных бита. Модуляция BPSK используется для передачи данных на скоростях 6 и 9 Мбит/с, а модуляция QPSK — на скоростях 12 и 18 Мбит/с.

Для передачи на более высоких скоростях в стандарте IEEE 802.11a используется квадратурная амплитудная модуляция 16-QAM и 64-QAM. В первом случае имеется 16 различных состояний сигнала, что позволяет закодировать 4 бита в одном символе, а во втором — уже 64 возможных состояния сигнала, что позволяет закодировать последовательность из 6 битов в одном символе. Модуляция 16-QAM применяется на скоростях 24 и 36 Мбит/с, а модуляция 64-QAM — на скоростях 48 и 54 Мбит/с.

Информационная емкость OFDM-символа определяется типом модуляции и числом поднесущих. Поскольку для передачи данных применяются 48 поднесущих, емкость OFDM-символа составляет  $48 \times N_b$ , где  $N_b$  — двоичный логарифм от числа позиций модуляции, или, проще говоря, количество бит, которые кодируются в одном символе в одном подканале. Соответственно емкость OFDM-символа составляет от 48 до 288 бит.

Последовательность обработки входных данных (битов) в стандарте IEEE 802.11a выглядит следующим образом. Первоначально входной поток данных подвергается стандартной операции скремблирования. После этого поток данных поступает на сверточный кодер. Скорость сверточного кодирования (в сочетании с пунктурным кодированием) может составлять 1/2, 2/3 или 3/4. Поскольку скорость сверточного кодирования может быть

разной, то при использовании одного и того же типа модуляции скорость передачи данных оказывается различной. Рассмотрим, к примеру, модуляцию BPSK, при которой скорость передачи данных составляет 6 или 9 Мбит/с. Длительность одного символа вместе с охранным интервалом равна 4 мкс, а значит, частота следования импульсов составит 250 кГц. Учитывая, что в каждом подканале кодируется по одному биту, а всего таких подканалов 48, получаем, что общая скорость передачи данных составит  $250 \text{ кГц} \times 48 \text{ каналов} = 12 \text{ МГц}$ . Если при этом скорость сверточного кодирования равна  $1/2$  (на каждый информационный бит добавляется один служебный), информационная скорость окажется вдвое меньше полной скорости, то есть 6 Мбит/с. При скорости сверточного кодирования  $3/4$  на каждые три информационных бита добавляется один служебный, поэтому в данном случае полезная (информационная) скорость составляет  $3/4$  от полной скорости, то есть 9 Мбит/с. Аналогичным образом каждому типу модуляции соответствуют две различные скорости передачи (таблица 1.2).

После сверточного кодирования поток бит подвергается операции перемежения, или интерливинга. Суть ее заключается в изменении порядка следования бит в пределах одного OFDM-символа. Для этого последовательность входных бит разбивается на блоки, длина которых равна числу бит в OFDM-символе (NCBPS). Далее по определенному алгоритму производится двухэтапная перестановка бит в каждом блоке. На первом этапе биты переставляются таким образом, чтобы смежные биты при передаче OFDM-символа передавались на несмежных поднесущих. Алгоритм перестановки бит на этом этапе эквивалентен следующей процедуре. Первоначально блок бит длиной NCBPS построчно (строка за строкой) записывается в матрицу, содержащую 16 строк и NCBPS/16 рядов. Далее биты считываются из этой матрицы, но уже по рядам (или так же, как записывались, но из транспонированной матрицы). В результате такой операции первоначально соседние биты будут передаваться на несмежных

поднесущих.

Затем следует этап второй перестановки битов, цель которого заключается в том, чтобы соседние биты не оказались одновременно в младших разрядах групп, определяющих модуляционный символ в сигнальном созвездии. То есть после второго этапа перестановки соседние биты оказываются попеременно в старших и младших разрядах групп. Делается это с целью улучшения помехоустойчивости передаваемого сигнала.

После перемежения последовательность бит разбивается на группы по числу позиций выбранного типа модуляции и формируются OFDM-символы.

Сформированные OFDM-символы подвергаются быстрому преобразованию Фурье, в результате чего формируются выходные синфазный и квадратурный сигналы, которые затем подвергаются стандартной обработке — модуляции.

## **Стандарт IEEE 802.11n**

Этот стандарт был утверждён 11 сентября 2009. 802.11n по скорости передачи сравнима с проводными стандартами. Максимальная скорость передачи стандарта 802.11n примерно в 5 раз превышает производительность классического Wi-Fi.

Можно отметить следующие основные преимущества стандарта 802.11n:

- большая скорость передачи данных (около 300 Мбит/с);
- равномерное, устойчивое, надежное и качественное покрытие зоны действия станции, отсутствие непокрытых участков;
- совместимость с предыдущими версиями стандарта Wi-Fi.

Недостатки:

- большая мощность потребления;
- два рабочих диапазона (возможная замена оборудования);
- усложненная и более габаритная аппаратура.

Увеличение скорости передачи в стандарте IEEE 802.11n достигается, во-первых, благодаря удвоению ширины канала с 20 до 40 МГц, а во-вторых, за счет реализации технологии MIMO.

Технология MIMO (Multiple Input Multiple Output) предполагает применение нескольких передающих и принимающих антенн. По аналогии традиционные системы, то есть системы с одной передающей и одной принимающей антенной, называются SISO (Single Input Single Output).

Стандарт IEEE 802.11n основан на технологии OFDM-MIMO. Очень многие реализованные в нем технические детали позаимствованы из стандарта 802.11a, однако в стандарте IEEE 802.11n предусматривается использование как частотного диапазона, принятого для стандарта IEEE 802.11a, так и частотного диапазона, принятого для стандартов IEEE 802.11b/g. То есть устройства, поддерживающие стандарт IEEE 802.11n, могут работать в частотном диапазоне либо 5, либо 2,4 ГГц.

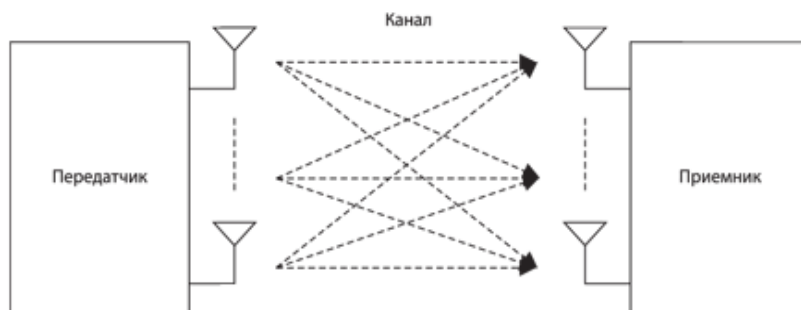


Рис. 1.12 Принцип реализации технологии MIMO

Передаваемая последовательность делится на параллельные потоки, из которых на приемном конце восстанавливается исходный сигнал. Здесь возникает некоторая сложность — каждая антенна принимает суперпозицию

сигналов, которые необходимо отделять друг от друга. Для этого на приемном конце применяется специально разработанный алгоритм пространственного обнаружения сигнала. Этот алгоритм основан на выделении поднесущей и оказывается тем сложнее, чем больше их число. Единственным недостатком использования ММО является сложность и громоздкость системы и, как следствие, более высокое потребление энергии. Для обеспечения совместимости ММО-станций и традиционных станций предусмотрено три режима работы:

- Унаследованный режим (legacy mode).
- Смешанный режим (mixed mode).
- Режим зеленого поля (green field mode).

Каждому режиму работы соответствует своя структура преамбулы — служебного поля пакета, которое указывает на начало передачи и служит для синхронизации приемника и передатчика. В преамбуле содержится информация о длине пакета и его типе, включая вид модуляции, выбранный метод кодирования, а также все параметры кодирования. Для исключения конфликтов в работе станций ММО и обычных (с одной антенной) во время обмена между станциями ММО пакет сопровождается особой преамбулой и заголовком. Получив такую информацию, станции, работающие в унаследованном режиме, откладывают передачу до окончания сеанса между станциями ММО. Кроме того, структура преамбулы определяет некоторые первичные задачи приемника, такие как оценка мощности принимаемого сигнала для системы автоматической регулировки усиления, обнаружение начала пакета, смещение по времени и частоте.

Режимы работы станций ММО Унаследованный режим. Этот режим предусмотрен для обеспечения обмена между двумя станциями с одной антенной. Передача информации осуществляется по протоколам 802.11a. Если передатчиком является станция ММО, а приемником — обычная станция, то в передающей системе используется только одна антенна и

процесс передачи идет так же, как и в предыдущих версиях стандарта Wi-Fi. Если передача идет в обратном направлении — от обычной станции в многоантенную, то станция MIMO использует много приемных антенн, однако в этом случае скорость передачи не максимальная. Структура преамбулы в этом режиме такая же, как в версии 802.11a.

Смешанный режим. В этом режиме обмен осуществляется как между системами MIMO, так и между обычными станциями. В связи с этим системы MIMO генерируют два типа пакетов, в зависимости от типа приемника. С обычными станциями работа идет медленно, поскольку они не поддерживают работу на высоких скоростях, а между MIMO — значительно быстрее, однако скорость передачи ниже, чем в режиме зеленого поля. Преамбула в пакете от обычной станции такая же, что и в стандарте 802.11a, а в пакете MIMO она немного изменена. Если передатчиком выступает система MIMO, то каждая антенна передает не целую преамбулу, а циклически смещенную. За счет этого снижается мощность потребления станции, а канал используется более эффективно. Однако не все унаследованные станции могут работать в этом режиме. Дело в том, что если алгоритм синхронизации устройства основан на взаимной корреляции, то произойдет потеря синхронизации.

Режим зеленого поля. В этом режиме полностью используются преимущества систем MIMO. Передача возможна только между многоантенными станциями при наличии унаследованных приемников. Когда идет передача MIMO-системой, обычные станции ждут освобождения канала, чтобы избежать конфликтов. В режиме зеленого поля прием сигнала от систем, работающих по первым двум схемам, возможен, а передача им — нет. Это сделано для того, чтобы исключить из обмена одноантенные станции и тем самым повысить скорость работы. Пакеты сопровождаются преамбулами, которые поддерживаются только станциями MIMO. Все эти меры позволяют максимально использовать возможности систем MIMO-OFDM. Во всех режимах работы должна быть предусмотрена защита от влияния работы соседней станции,

чтобы предотвратить искажения сигналов. На физическом уровне модели OSI для этого используются специальные поля в структуре преамбулы, которые оповещают станцию о том, что идет передача и необходимо определенное время ожидания. Некоторые методы защиты принимаются и на канальном уровне. В зависимости от используемой полосы пропускания режимы работы классифицируются следующим образом:

1. Наследуемый режим. Этот режим нужен для согласования с предыдущими версиями Wi-Fi. Он очень похож на 802.11a/g как по оборудованию, так и по полосе пропускания, которая составляет 20 МГц.
2. Двойной наследуемый режим. Устройства используют полосу 40 МГц, при этом одни и те же данные посылаются по верхнему и нижнему каналу (каждый шириной 20 МГц), но со смещением фазы на  $90^\circ$ . Структура пакета ориентирована на то, что приемником является обычная станция. Дублирование сигнала позволяет уменьшить искажения, повышая тем самым скорость передачи.
3. Режим с высокой пропускной способностью. Устройства поддерживают обе полосы частот — 20 и 40 МГц. В этом режиме станции обмениваются только пакетами MIMO. Скорость работы сети максимальна.
4. Режим верхнего канала. В этом режиме используется только верхняя половина диапазона 40 МГц. Станции могут обмениваться любыми пакетами.
5. Режим нижнего канала. В этом режиме используется только нижняя половина диапазона 40 МГц. Станции также могут обмениваться любыми пакетами.

## Методы повышения быстродействия:

Скорость передачи данных зависит от многих факторов (таблица 1.5) и, прежде всего, от полосы пропускания. Чем она шире, тем выше скорость обмена. Второй фактор — количество параллельных потоков. В стандарте 802.11n максимальное число каналов равно 4. Также большое значение имеют тип модуляции и метод кодирования. Помехоустойчивые коды, которые обычно применяются в сетях, предполагают внесение некоторой избыточности. Если защитных битов будет слишком много, то скорость передачи полезной информации снизится. В стандарте 802.11n максимальная относительная скорость кодирования составляет до 5/6, то есть на 5 битов данных приходится один избыточный. В таблице 3 приведены скорости обмена при квадратурной модуляции QAM и BPSK. Видно, что при прочих одинаковых параметрах модуляция QAM обеспечивает гораздо большую скорость работы.

(Таблица 1.5) Скорость передачи данных при различных типах модуляции

Модуляция	Относительная скорость кодирования	Полоса пропускания, МГц	Количество поднесущих	Число каналов	Скорость передачи данных при CP = 800 нс	Скорость передачи данных при CP = 400 нс
BPSK	1/2	20	52	1	6,5	7,2
64-QAM	5/6				65	72,2
BPSK	1/2			2	13	14,4
64-QAM	5/6				130	144
BPSK	1/2			3	19,5	21,7
64-QAM	5/6				195	216,7
BPSK	1/2	4	26	28,9		
64-QAM	5/6		260	288,9		
BPSK	1/2	40	108	1	13,5	15
64-QAM	5/6				135	150
BPSK	1/2			2	27	30
64-QAM	5/6				270	300
BPSK	1/2			3	40,5	45
64-QAM	5/6				405	450
BPSK	1/2			4	54	60
64-QAM	5/6				540	600



## Описание особенностей стандарта IEEE 802.11a

Рассмотренный ранее стандарт 802.11b обеспечивает максимальную скорость передачи данных до 11 Мбит/с в частотном диапазоне 2,4 ГГц (от 2,4 до 2,4835 ГГц). Этот диапазон не требует лицензирования и зарезервирован для использования в промышленности, науке и медицине (ISM), однако при использовании технологии расширения спектра DSSS на частотах около 2,4 ГГц могут возникать проблемы из-за помех, порождаемых другими бытовыми беспроводными устройствами, в частности микроволновыми печами и радиотелефонами. Кроме того, современные приложения и объёмы передаваемых по сети данных нередко требуют большей пропускной способности, чем может предложить стандарт 802.11b. Выход из создавшегося положения предлагает стандарт 802.11a (табл.1.6), рекомендуемый передачу данных со скоростью до 54 Мбит/сек в частотном диапазоне 5 ГГц (от 5,15 до 5,350 ГГц и от 5,725 до 5,825 ГГц). В США данный диапазон именуют диапазоном нелицензионной национальной информационной инфраструктуры (Unlicensed National Information Infrastructure, UNII).

Таблица 1.6. Частотный диапазон стандарта IEEE 802.11a

Диапазон	Частота, ГГц	Ограничение по мощности, мВт
UNII	5,150 - 5,250	50
UNII	5,250 - 5,350	250
UNII	5,725 - 5,825	1000
ISM	2,400 - 2,4835	1000

В соответствии с правилами FCC частотный диапазон UNII разбит на три 100-мегагерцевых поддиапазона, различающихся ограничениями по максимальной мощности излучения. Нижний диапазон (от 5,15 до 5,25 ГГц) предусматривает мощность всего 50 мВт, средний диапазон (от 5,25 до 5,35 ГГц) - 250 мВт, а верхний диапазон (от 5,725 до 5,825 ГГц) - 1 Вт.

Использование трёх частотных поддиапазонов с общей шириной 300 МГц делает стандарт 802.11a самым, так сказать, широкополосным из семейства стандартов 802.11 и позволяет разбить весь частотный диапазон на 12 каналов, каждый из которых имеет ширину 20 МГц, восемь из которых лежат в 200-мегагерцевом диапазоне от 5,15 до 5,35 ГГц, а остальные четыре канала - в 100-мегагерцевом диапазоне от 5,725 до 5,825 ГГц (рис. 1.14). При этом четыре верхних частотных каналов, предусматривающие наибольшую мощность передачи, используются преимущественно для передачи сигналов вне помещений.

Предусмотренная протоколом 802.11a ширина канала 20 МГц вполне достаточна для организации высокоскоростной передачи. Использование же частот свыше 5 ГГц и ограничение мощности передачи приводят к возникновению ряда проблем при попытке организовать высокоскоростную передачу данных, и это необходимо учитывать при выборе метода кодирования данных. Напомним, что распространение любого сигнала неизбежно сопровождается его затуханием, причём величина затухания сигнала зависит как от расстояния от точки передачи, так и от частоты сигнала. При измерении в децибелах величины затухания сигнала (ослабление при распространении) пользуются формулой:

$$L_p = X \lg\left(\frac{4\pi df}{c}\right)$$

где:  $X$  - коэффициент ослабления, равный 20 для открытого пространства,  $d$  - расстояние от точки передачи,  $f$  - частота сигнала,  $c$  - скорость света.

Из данной формулы непосредственно вытекает, что с увеличением частоты передаваемого сигнала увеличивается и его затухание. Так, при распространении сигнала в открытом пространстве с частотой 2,4 ГГц он ослабевает на 60 дБ при удалении от источника на 10 м. Если же частота равна 5 ГГц, ослабление сигнала при удалении на 10 м составит уже 66 дБ.

Учитывая, что правила FCC диктуют использование существенно меньшей мощности излучения в нижних поддиапазонах UNII, чем в диапазоне ISM 2,4 ГГц, становится понятно, что использование более высоких частот в протоколе 802.11a приводит к несколько меньшему радиусу действия сети, чем в протоколе 802.11b.

Из данной формулы непосредственно вытекает, что с увеличением частоты передаваемого сигнала увеличивается и его затухание. Так, при распространении сигнала в открытом пространстве с частотой 2,4 ГГц он ослабевает на 60 дБ при удалении от источника на 10 м. Если же частота равна 5 ГГц, ослабевание сигнала при удалении на 10 м составит уже 66 дБ. Учитывая, что правила FCC диктуют использование существенно меньшей мощности излучения в нижних поддиапазонах UNII, чем в диапазоне ISM 2,4 ГГц, становится понятно, что использование более высоких частот в протоколе 802.11a приводит к несколько меньшему радиусу действия сети, чем в протоколе 802.11b.

Второй важный момент, который необходимо учитывать при использовании высокочастотных сигналов с большой частотной шириной канала, связан с возникновением эффекта многолучевой интерференции: в результате многократных отражений один и тот же сигнал может попадать в приёмник различными путями. Но различные пути распространения имеют и разные длины, а потому для различных путей распространения ослабление сигнала будет неодинаковым. Следовательно, в точке приёма результирующий сигнал представляет собой суперпозицию (интерференцию) многих сигналов с различными амплитудами и смещёнными относительно друг друга по времени, что эквивалентно сложению сигналов с разными фазами. Если предположить, что передатчик распространяет гармонический сигнал  $y_{in} = A \sin 2\pi \nu t$  с частотой несущей  $\nu$  и амплитудой  $A$ , то в приёмнике будет получен сигнал

$$y_{out} = \sum_{i=1}^N A_i \sin 2\pi\nu(t - t_i)$$

где  $t_i$  - задержка распространения сигнала по  $i$ -му пути (рис. 1.15).

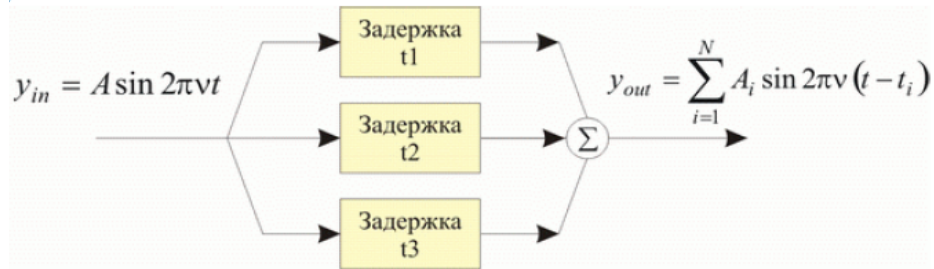
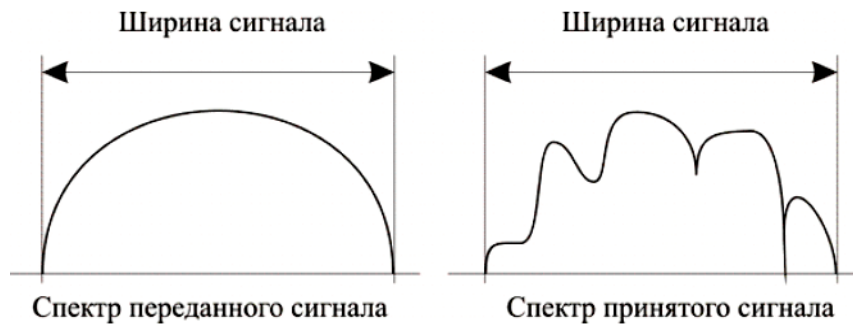


Рис. 1.13 Модель многолучевого распространения сигнала.

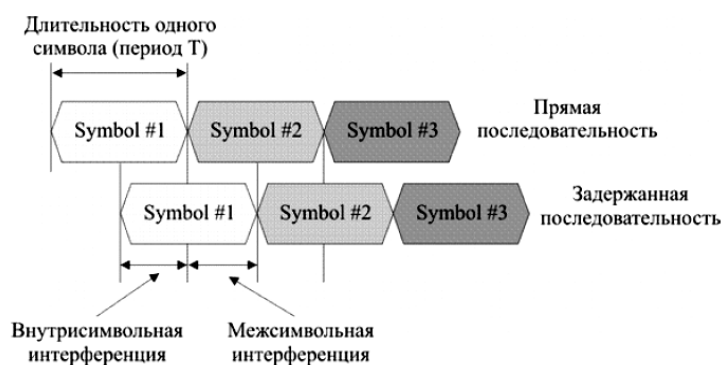
Следствием многолучевой интерференции является искажение принимаемого сигнала. Многолучевая интерференция присуща любому типу сигналов, но особенно негативно она сказывается на широкополосных сигналах (рис. 1.14).



(Рис. 1.14) Искажение сигнала за счёт присутствия многолучевой интерференции.

Говоря о многолучевой интерференции, возникающей при передаче сигналов, различают два крайних случая. В первом случае максимальная задержка между различными сигналами не превосходит времени длительности одного символа, и интерференция возникает в пределах одного передаваемого символа. Во втором случае, максимальная задержка между различными сигналами больше длительности одного символа, а в результате интерференции складываются сигналы, представляющие разные символы, и возникает так называемая межсимвольная интерференция (Inter Symbol Interference, ISI (рис. 1.15).

Наиболее отрицательно на искажении сигнала сказывается межсимвольная интерференция. Поскольку символ - это дискретное состояние сигнала, характеризующееся значениями частоты несущей, амплитуды и фазы, то для различных символов меняются амплитуда и фаза сигнала, поэтому восстановить исходный сигнал крайне сложно.



(Рис. 1.15) Возникновение межсимвольной и внутрисимвольной интерференции.

Чтобы избежать, а точнее, частично компенсировать эффект многолучевого распространения, используются частотные эквалайзеры, однако, по мере роста скорости передачи данных либо за счёт увеличения символьной скорости, либо за счёт усложнения схемы кодирования, эффективность использования эквалайзеров падает. В стандарте 802.11b с максимальной скоростью передачи 11 Мбит/с при использовании ССК-кодов и QDPSK-кодирования применение схем компенсации межсимвольной интерференции вполне успешно справляется с возложенной на них задачей, но при более высоких скоростях, как в протоколе 802.11a, такой подход становится неприемлем. Поэтому в стандарте 802.11n используется принципиально иной метод кодирования данных, который состоит в том, что поток передаваемых данных распределяется по множеству частотных подканалов и передача ведётся параллельно на всех этих подканалах. При этом высокая скорость передачи достигается именно за счёт одновременной передачи данных по всем каналам, а скорость передачи в отдельном подканале может быть и не высокой. Если скорость передачи обозначить  $S_i$  в

$i$ -ом частотном канале, то общая скорость передачи посредством  $N$  каналов будет равной

$$S = \sum_{i=1}^N S_i$$

Поскольку в каждом из частотных подканалов скорость передачи данных можно сделать не слишком высокой, это создает предпосылки для эффективного подавления межсимвольной интерференции.

## **Глава 2. Исследование модели широкополосной системы абонентского доступа 802.11a**

В этой главе описывается процесс моделирования OFDM PHY, передача и система приемника, как описано в 802.11a, который был основным источником для разработки этой работы.

Программное обеспечение, выбранное для разработки модели - Matlab (Ver.2012b) и его инструментарий моделирования Simulink. Система OFDM PHY моделируется с помощью Matlab/Simulink, чтобы позволить учитывать различные параметры системы, варьировать их значения и проводить испытания.

Способ представления блоков реализует принципы и последовательность передачи потоков данных. Он начинается с источника данных и заканчивается вычислительным блоком частоты ошибок, используемым для получения соответствующих системных характеристик.

Эта модель представляет собой сквозную модель физического уровня беспроводной локальной сети (WLAN) в соответствии со стандартом IEEE 802.11a. Система поддерживает скорость передачи данных до 54 Мбит / с .

### **2.1 Модель физического уровня 802.11a**

В работе использованы модели MATLAB / Simulink [1], в соответствии с IEEE 802.11a. Модель представляет функционал физического уровня в беспроводной локальной сети (WLAN). Рис. 2.1 иллюстрирует Matlab / Simulink модель.

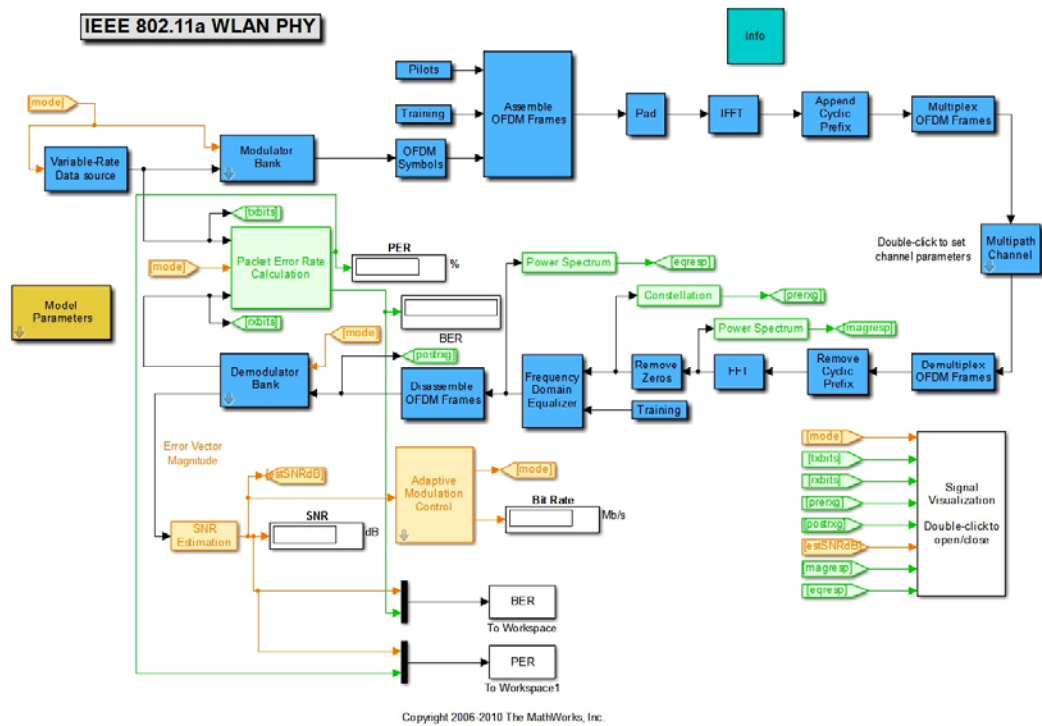


Рис. 2.1 Модель физического уровня 802.11a

## 2.2 Передающая сторона

Передатчик формирует пакеты 802.11a в соответствии с соответствующими спецификациями. Первым шагом является генерация данных. Данные модулируются одним из видов модуляции (BPSK, QPSK и др.).

Сигнал генерируется с помощью разработанной функции, которая включает в себя CP и пилотные тона.

## 2.3 Радиоканал

Для моделирования радиоканала используется помеха в виде аддитивного белого гауссовского шума (Additive White Gaussian Noise) AWGN, моделируются многолучевое распространение и рэлеевские замирания.



## Канал AWGN

В рамках модели канала AWGN к входному сигналу добавляется белый гауссовский шум. В качестве параметра вводится значение SNR, как показано в рисунке (2.2) .[12]

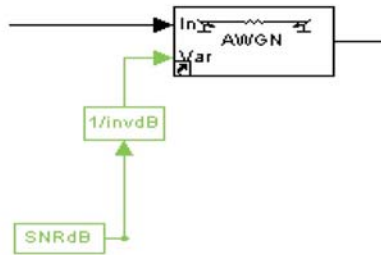


Рис. 2.2 Канал AWGN

## Рэлеевский канал с AWGN

Многолучевое рэлеевское замирания добавляется к каналу AWGN . Начиная с передачи - сигнал распространяется вдоль нескольких путей в многолучевом канале, чтобы достигнуть получателя, это может привести к различным задержкам. В блоке определяются два диалоговых окна параметра, вектор задержки используется, чтобы определить задержку каждого пути, и вектор усиления используется, чтобы определить усиление для каждого пути в каждой задержке.

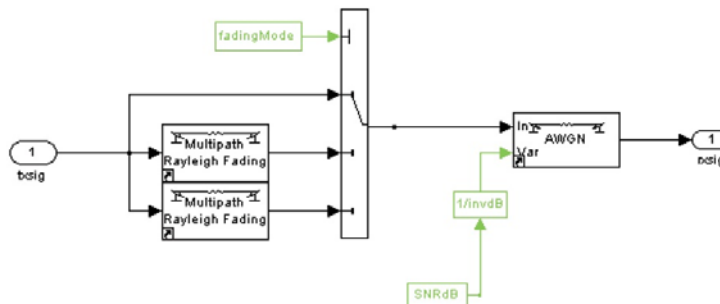


Рис. 2.3 Многолучевой канал с рэлеевскими замираниями

## 2.4 Приемная сторона

### Демультимплексирование фрейма OFDM

Чтобы преобразовать сигнал из последовательно-параллельного, демультимплексировать блок используется `reshap`-блок.

### Удаление циклического префикса

На приемной стороне вставленный циклический префикс должен быть удален, чтобы получить оригинал входных данных. Селекторный блок используется, чтобы удалить 16 поднесущих, которые вставляются в начало символов OFDM.

### FFT

Блок FFT вычисляет быстрое преобразование Фурье (вдоль каждого столбца для всех входных матриц), чтобы преобразовать временной интервал в частотную область.

### Эквалайзер в частотной области

Чтобы восстановить переданный сигнал, используется эквалайзер, который реализует инверсию частотной характеристики канала. Комбинация канала и характеристики эквалайзера дает результирующую частотную характеристику с линейной фазой, чтобы восстановить переданный сигнал. [5] Рисунок (2.4) иллюстрирует эквалайзер.

$(F)$   $f$  (является частотной характеристикой канала), и  $C(f)$  является инверсией частотной характеристики канала.

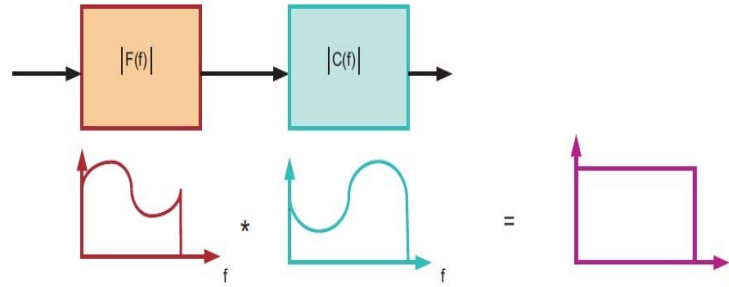


Рис. 2.4 Эквалайзер

У блока эквалайзера частотной области есть два входных сигнала – учебные символы, которые также используются в передатчике, и полученных символов. Как depicted в рисунке 2.5, полученный сигнал является splitted в учебные символы и символы данных. Оценка канала делается, деля полученный через истинные учебные символы. Эта оценка используется для вызывающего эквалайзера. Подсистему эквалайзера показана на рисунке (2.5).

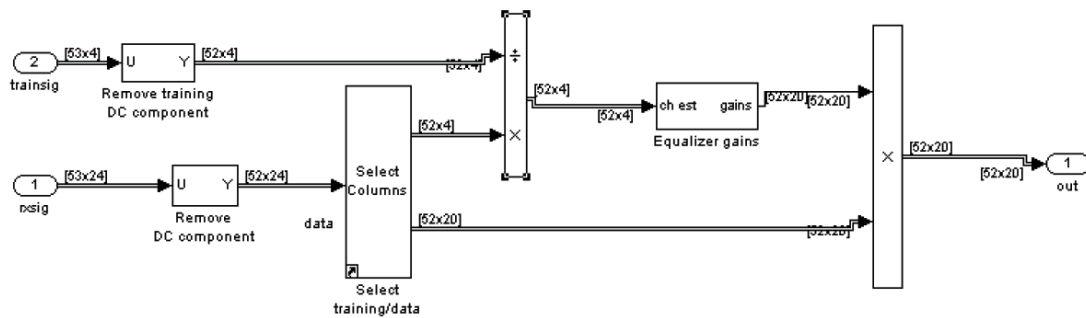


Рис. 2.5 Подсистема эквалайзера.

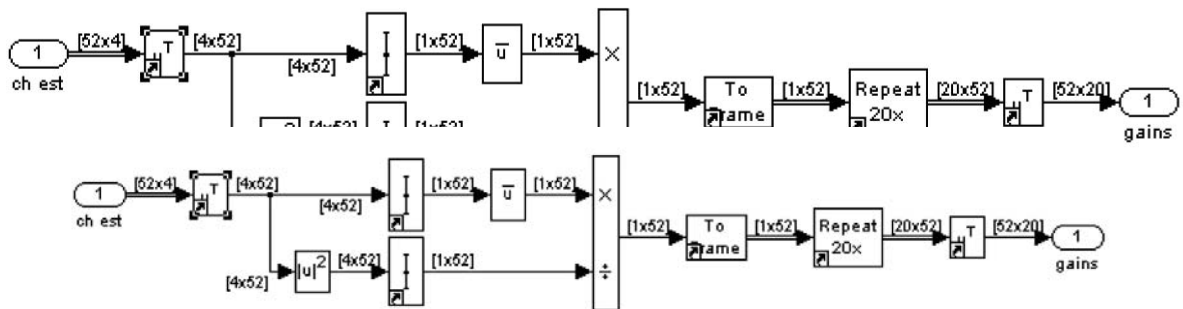


Рис. 2.6 Подсистема усиления эквалайзера.

## Обработка фрейма OFDM

В этой части поднесущие данных разделяются от служебных поднесущих и  $N$  параллельные символы данных преобразовываются в последовательные символы данных  $N$ , чтобы достигнуть исходного сигнала.

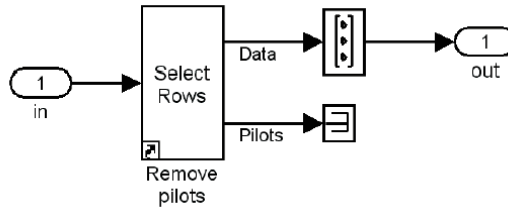


Рис. 2.7 Преобразование фрейма OFDM.

## Демодулятор

Подсистема демодулятора выполняет обратные задачи модулятора. Рисунок (2.8) иллюстрирует подсистему демодулятора.

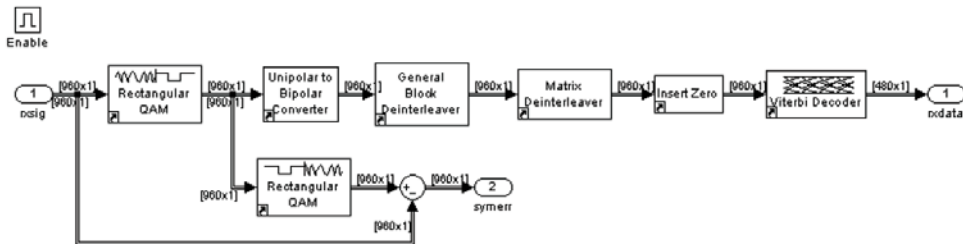


Рис. 2.8 Подсистема демодулятора

## Нулевая вставка

Противоположность прокалывания является нулевой вставкой. С вектором прокола в передатчике и в получателе нулевой блок вставки используется, чтобы преобразовать уровни кода в основной уровень кода. Следующий пример определяет обратный процесс прокалывания.

Если входной вектор [11 10 9 7 5 4 3 1] и нуль вставки «векторный параметр является вектором как «[0 1 1 1 0 1] входной вектор будет разделен на две группы «каждого с четырьмя элементами .Это происходит из-за того, что есть четыре элемента один в нулевом векторе вставки .Основанный на этом «блок вставляет нули после первых и последних элементов каждой группы четырех элементов .Это приводит к уровню кода  $.3/2$  Если уровень кода кодера является  $.4/3$  уровень кода после того «как нулевой блок вставки является  $.4/3.3/2 = 2/1$  Рисунок 2.9 объясняет этот процесс.

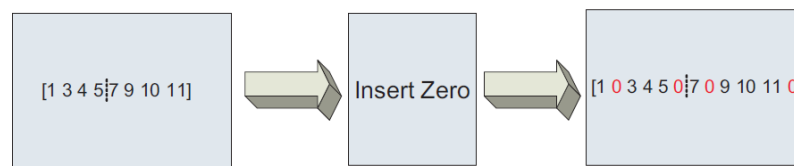


Рисунок 2.9 Нулевая вставка .

## Декодирование Viterbi

Структура декодера Витерби формируется согласно критерию максимального правдоподобия .

Это означает находить самый вероятный переданный поток символов от полученной кодовой комбинации .

Декодер Витерби «[4] «определяет метрику для каждого пути и принимает решение основанный на этой метрике .Наиболее распространенная метрика является метрикой Расстояния Хемминга .Когда два пути объединяются на одном узле «самое короткое расстояние Хемминга сохраняется .Число ответвлений решетки определяется «как прослеживают глубину «которая является 32 в этой модели .

Чтобы определить декодер свертки на моделировании MATLAB « функция poly2trellis .[10]

trellis = poly2trellis ConstraintLength 'CodeGenerator

В этой системной структуре решетки является poly2trellis [7, [171 133]].

### **Адаптивное управление модуляцией**

Адаптивные системы модуляции улучшают уровень передачи. адаптивной модуляции согласно информации о канале 'которая присутствует в передатчике .Метод создания адаптивной модуляции в этой модели согласно предполагаемому SNR 'немного уровня будет определено ' и затем хранилище данных генерирует двоичных данных согласно указанной скорости передачи данных в адаптивном управлении модуляцией .

### **Оценка вероятностных характеристик**

#### **Коэффициент битовых ошибок**

Блок вычисления коэффициента ошибок вычисляет коэффициент битовых ошибок 'сравнивая полученные данные с переданными данными .

У этого есть три ввода 'Tx и порт Rx 'которые используются 'чтобы принять переданные и полученные сигналы 'и третий порт используется ' чтобы указать на связанный фрейм для вычислений .

#### **Коэффициент пакетных ошибок**

В этом блоке числа ошибок в пакете будут разделены на число пакетов для вычисления коэффициента пакетных ошибок .Коэффициент пакетных ошибок берется по последним 50 фреймам .

### Глава 3. Проведение моделирования и анализ результатов

Моделирование проводилось для пороговые значения SNR [ 2 4 6 10 16 20 26 ].

1- Для низкой модуляции, вероятность ошибок по пакетам: (0.7 – 0.02). Это для скорости передачи данных равной 6 Mbps, модуляции BPSK, скорость кодирования (R) 1/2, кодированных битов на поднесущей (NBPSK), равный 1, кодированных битов на символ OFDM (NCBPS) равные 48 и данных бит на символ OFDM (NDBPS) равен 24.

(табл. 3.1)

SNR in.	SNR Est.	PER	PER /100	Rate	N <sub>BER</sub>
0.1	2.8807	70	0.7	6	98758
0.2	2.9238	66	0.66	6	82240
0.3	2.9674	56	0.56	6	67943
0.4	3.0114	50	0.5	6	57008
0.5	3.056	48	0.48	6	46755
0.6	3.102	46	0.46	6	38097
0.7	3.149	40	0.4	6	31058
0.8	3.196	26	0.26	6	25159
0.9	3.244	26	0.26	6	20571
1	3.293	22	0.22	6	16582
1.2	3.393	16	0.16	6	10420
1.4	3.494	14	0.14	6	6523
1.6	3.6	8	0.08	6	3992
1.8	3.707	6	0.06	6	2398
2	3.819	2	0.02	6	1432
2.2	3.932	2	0.02	6	903
2.4	4.047	0	0	6	597
2.6	4.168	0	0	6	350
2.8	4.29	0	0	6	177
3	4.417	0	0	6	121
3.2	4.546	0	0	6	70
3.4	4.674	0	0	6	27
3.6	4.851	0	0	6	15
3.8	4.953	0	0	6	15
4	5.094	0	0	6	4
4.2	5.236	0	0	6	4
4.4	5.382	0	0	6	0

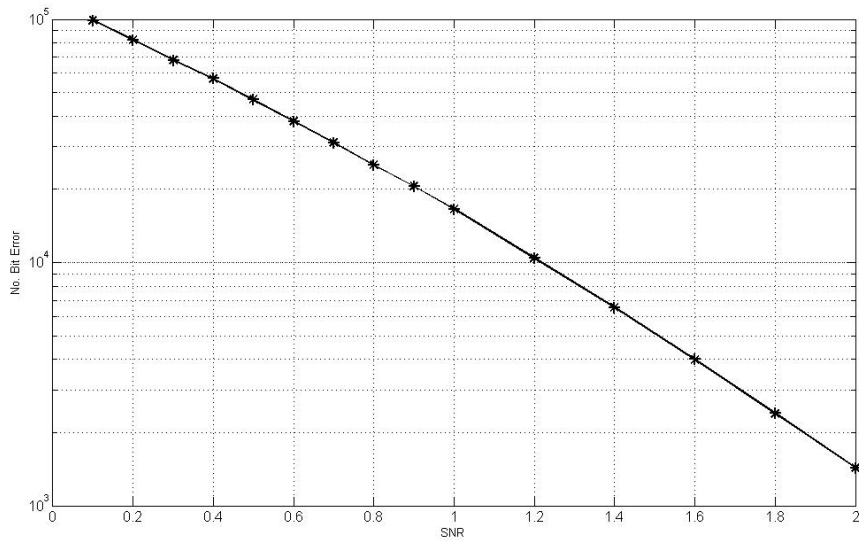


Рис. 3.1 No. Bit Error & SNR

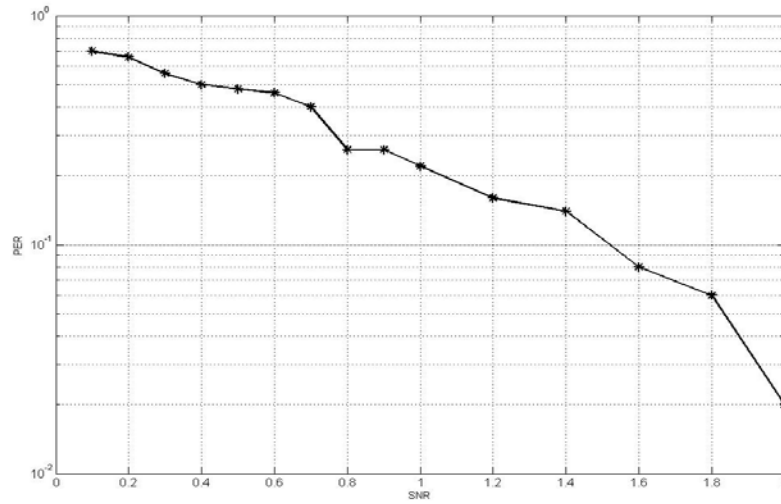


Рис. 3.2 PER & SNR

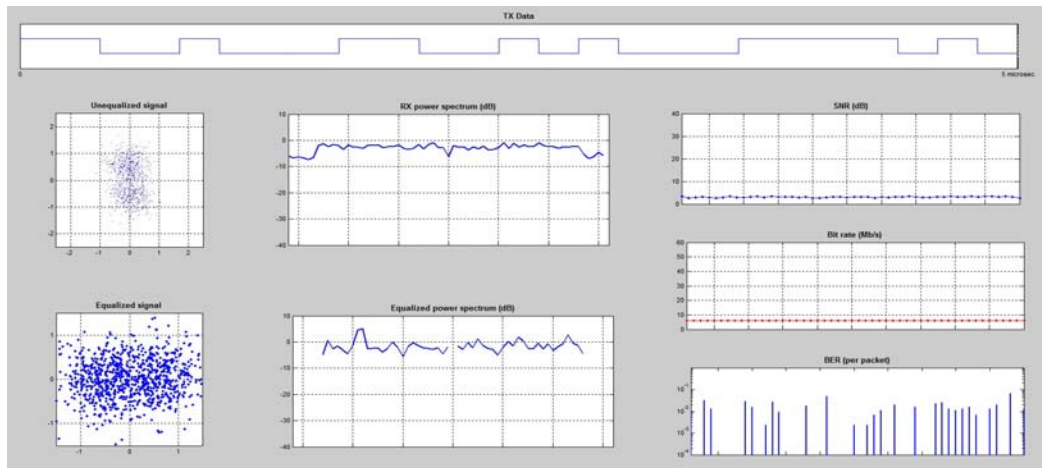


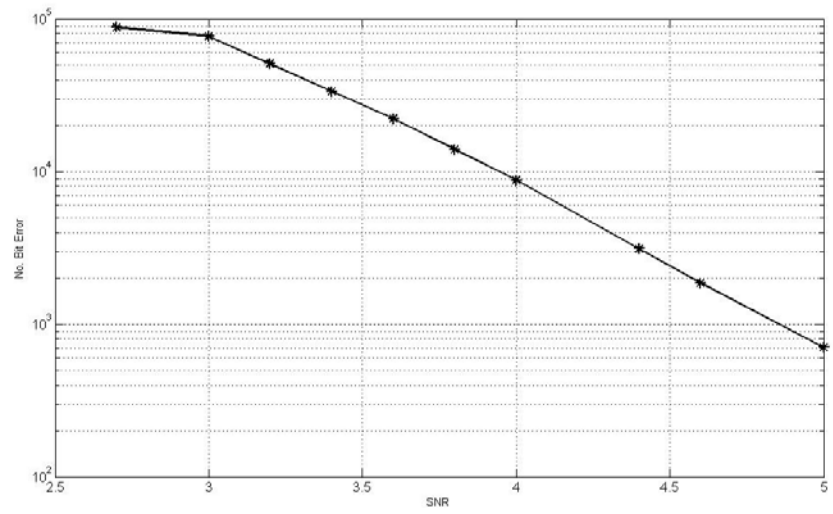
Рис. 3.3 TX , RX , SNR , BER , Equalized signal



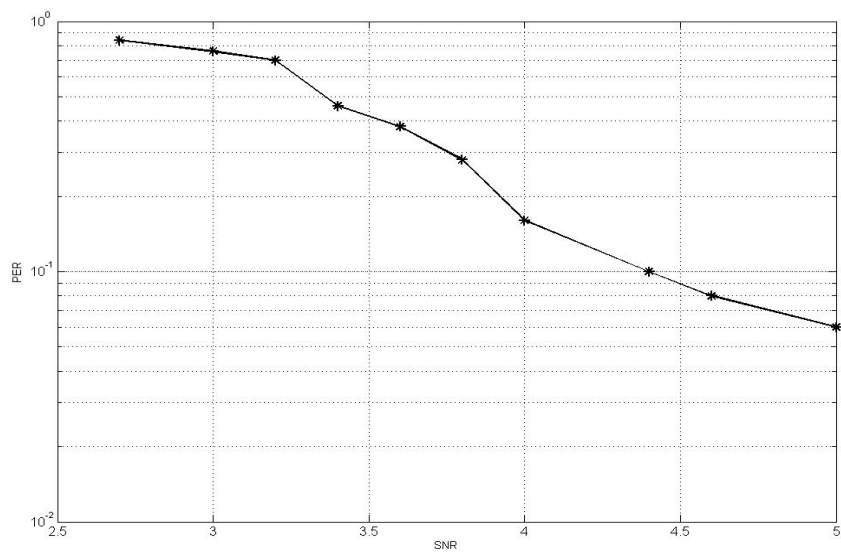
2- Для низкой модуляции, вероятность ошибок по пакетам (0.22 – 0.06). Это для скорости передачи данных равной 9 Mbps, модуляции BPSK, скорость кодирования (R) 3/4, кодированных битов на поднесущей (NBPSK), равный 1, кодированных битов на символ OFDM (NCBPS) равные 48 и данных бит на символ OFDM (NDBPS) равен 36.

Табл. 3.2

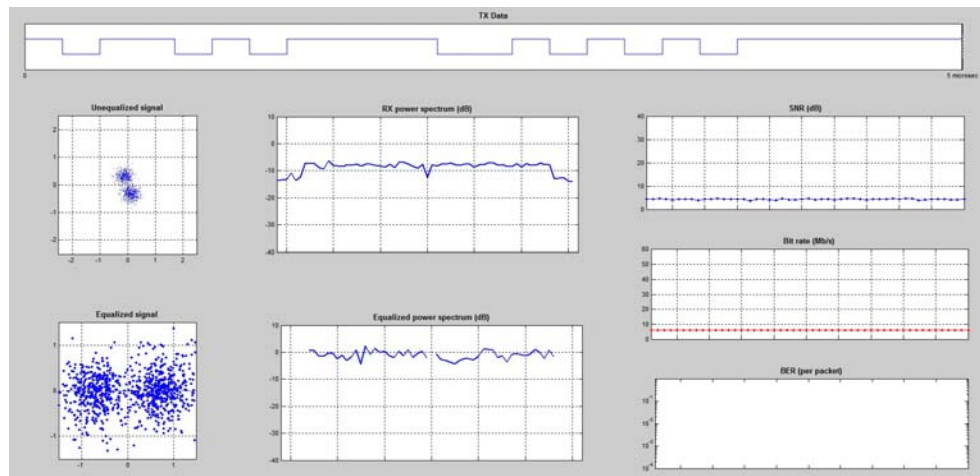
SNR in.	SNR Est.	PER	PER /100	Rate	N <sub>BER</sub>
1	3.293	22	0.22	6	16582
2	3.819	2	0.02	6	1432
2.2	3.932	2	0.02	6	903
2.5	4.108	0	0	6	449
2.6	4.168	0	0	6	350
2.7	4.097	84	0.84	9	88504
2.8	4.125	84	0.84	9	80573
3	4.157	76	0.76	9	77131
3.2	4.272	70	0.7	9	51080
3.4	4.439	46	0.46	9	33540
3.6	4.651	38	0.38	9	22238
3.8	4.79	28	0.28	9	13975
4	4.931	16	0.16	9	8772
4.2	5.073	10	0.1	9	5239
4.4	5.217	10	0.1	9	3125
4.6	5.365	8	0.08	9	1868
4.8	5.514	6	0.06	9	1163
5	5.666	6	0.06	9	706
5.2	5.818	0	0	9	377
5.4	5.973	0	0	9	237
5.6	6.13	0	0	9	110
5.8	6.29	0	0	9	53
6	6.451	0	0	9	29
6.2	6.614	0	0	9	10
6.4	6.779	0	0	9	7
6.6	6.945	0	0	9	6
6.8	7.114	0	0	9	4
7	7.285	0	0	9	4
7.2	7.457	0	0	9	0



**Рис. 3.4. No. Bit Error & SNR**



**Рис. 3.5. PER & SNR**



**Рис. 3.6. TX , RX , SNR , BER , Equalized signal**

3- вероятность ошибок по пакетам (0.08 – 0.02). Это для скорости передачи данных равной 12 Mbps, модуляции QPSK, скорость кодирования (R) 1/2, кодированных битов на поднесущей (NBPS), равный 2, кодированных битов на символ OFDM (NCBPS) равные 96 и данных бит на символ OFDM (NDBPS) равен 48.

Табл. 3.3

SNR in.	SNR Est.	PER	PER /100	Rate	N <sub>BER</sub>
5.6	6.502	8	0.08	12	18257
5.7	6.379	16	0.16	12	20657
5.9	6.457	12	0.12	12	20324
6	6.525	8	0.08	12	19400
6.2	6.52	6	0.06	12	19129
6.4	6.77	4	0.04	12	18013
6.6	6.764	6	0.06	12	17160
6.8	6.956	8	0.08	12	17144
7	6.822	4	0.04	12	16678
7.2	6.985	8	0.08	12	16312
7.4	7.151	2	0.02	12	15812
7.6	7.247	4	0.04	12	14941
7.8	7.318	2	0.02	12	15015
8	7.378	2	0.02	12	14490
8.2	7.584	4	0.04	12	14499
8.4	7.66	4	0.04	12	14089
8.6	7.715	4	0.04	12	13836
8.8	7.807	2	0.02	12	13654
9	7.899	2	0.02	12	13476
9.2	7.763	2	0.02	12	13319
9.4	8.183	2	0.02	12	13307
9.6	8.277	2	0.02	12	13225
9.8	8.131	2	0.02	12	12867
10	8.216	2	0.02	12	12680
10.2	8.3	2	0.02	12	12509
10.4	8.385	2	0.02	12	12333

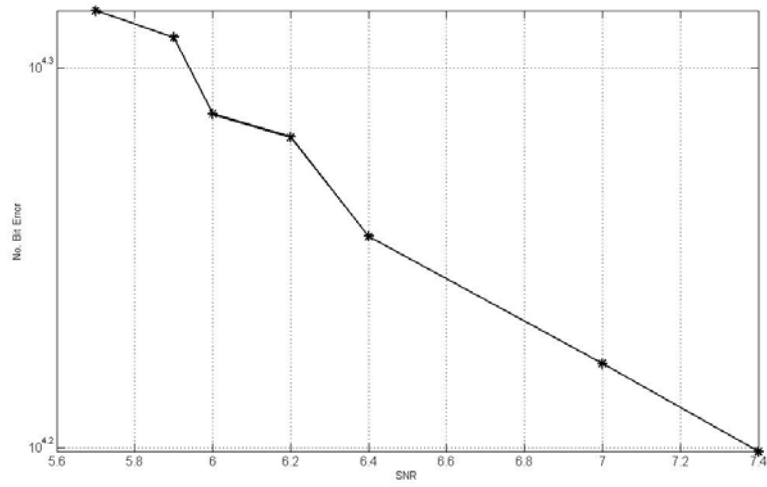


Рис. 3.7. No. Bit Error & SNR

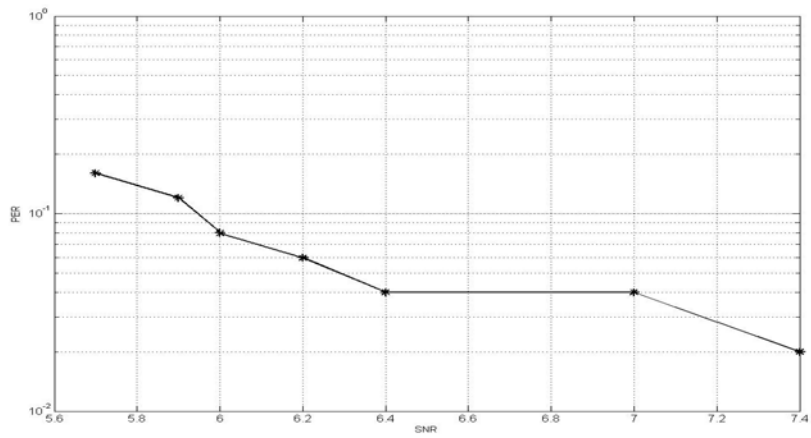


Рис. 3.8. PER & SNR

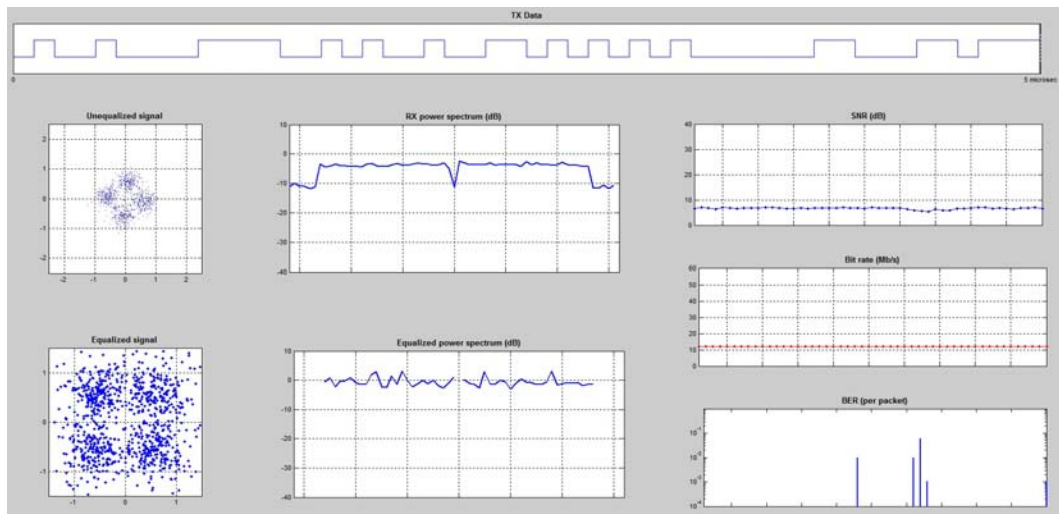


Рис. 3.9. TX , RX , SNR , BER , Equalized signal

4- вероятность ошибок по пакетам (0.2 – 0.02). Это для скорости передачи данных равной 18 Mbps, модуляции QPSK, скорость кодирования (R) 3/4, кодированных битов на поднесущей (NBPS), равный 2, кодированных битов на символ OFDM (NCBPS) равные 96 и данных бит на символ OFDM (NDBPS) равен 72.

Табл. 3.4

SNR in.	SNR Est.	PER	PER /100	Rate	N <sub>BER</sub>
8	7.451	20	0.2	18	44340
8.2	7.535	24	0.24	18	51343
8.4	7.695	16	0.16	18	47347
8.6	7.934	20	0.2	18	45050
8.8	7.595	14	0.14	18	41998
9	7.733	12	0.12	18	39490
9.2	7.821	14	0.14	18	37132
9.4	8.161	12	0.12	18	35420
9.6	8.114	10	0.1	18	34359
9.8	8.02	10	0.1	18	33761
10	8.263	10	0.1	18	31744
10.2	8.339	10	0.1	18	31097
10.6	8.427	8	0.08	18	28691
10.8	8.473	2	0.02	18	28442
11	8.552	2	0.02	18	27609
12	8.945	2	0.02	18	25164
13	9.322	2	0.02	18	96090

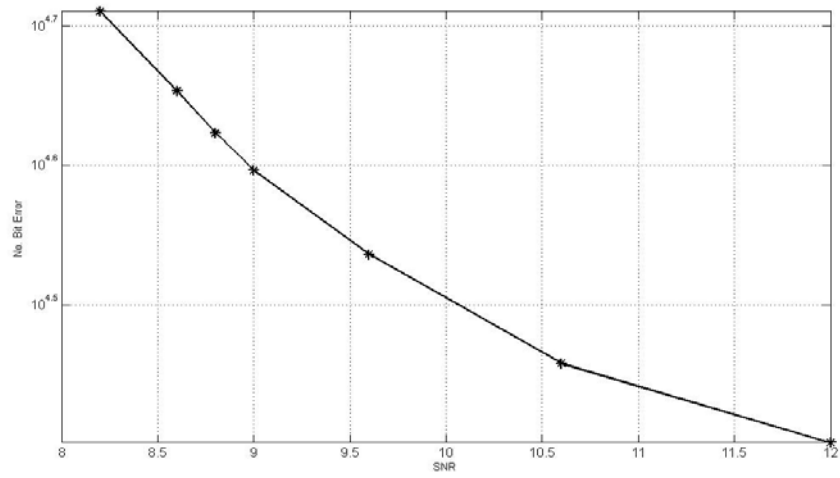


Рис. 3.10. No. Bit Error & SNR

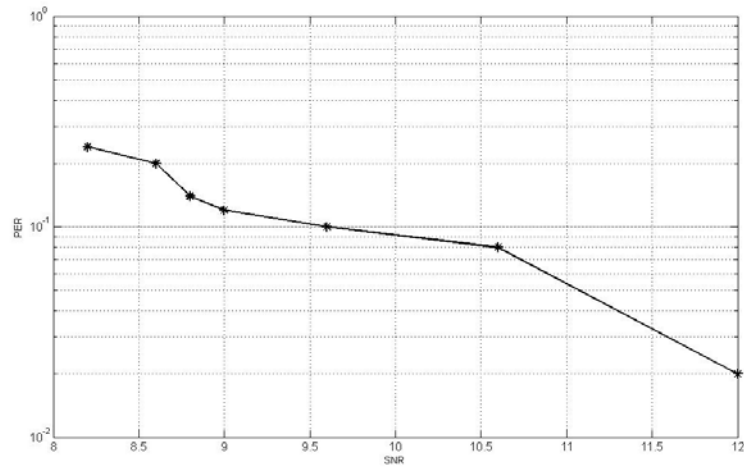


Рис. 3.11. PER & SNR

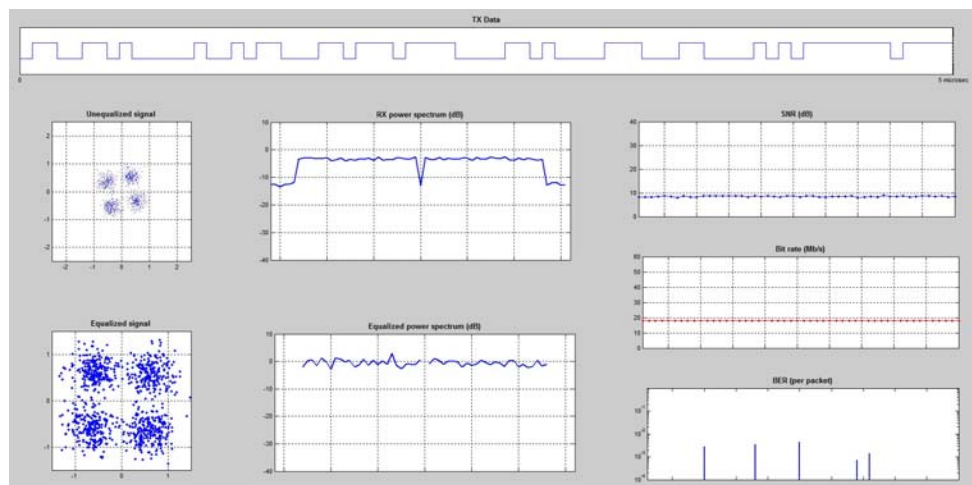


Рис. 3.12. TX , RX , SNR , BER , Equalized signal

5- вероятность ошибок по пакетам (0.16 – 0.14). Это для скорости передачи данных равной 24 Mbps, модуляции 16-QPSK, скорость кодирования (R) 1/2, кодированных битов на поднесущей (NBPSC), равный 4, кодированных битов на символ OFDM (NCBPS) равные 192 и данных бит на символ OFDM (NDBPS) равен 96.

Табл. 3.5

SNR in.	SNR Est.	PER	PER /100	Rate	N <sub>BER</sub>
13.5	11.7	16	0.16	24	102303
13.7	12.05	20	0.2	24	101380
14	12.02	16	0.16	24	99023
14.2	11.85	14	0.14	24	97977
14.4	12.16	18	0.18	24	96549
14.6	12.17	18	0.18	24	94488
14.8	11.9	16	0.16	24	93656
15	11.9	14	0.14	24	93087
15.2	12.22	14	0.14	24	91907
15.4	12.2	16	0.16	24	91300
15.6	12.07	12	0.12	24	90717
15.8	12.15	14	0.14	24	90511
16	12.17	14	0.14	24	89537
16.2	12.22	14	0.14	24	88826
16.4	12.23	14	0.14	24	88360
16.6	12.25	14	0.14	24	87457
16.8	12.28	12	0.12	24	87608
17	12.1	12	0.12	24	87201
17.2	12.11	12	0.12	24	86848
17.4	12.12	12	0.12	24	86326
17.6	12.25	14	0.14	24	85087
17.8	12.26	14	0.14	24	84681
18	12.27	14	0.14	24	84252
18.5	12.23	14	0.14	24	87307
19	12.36	14	0.14	24	161880

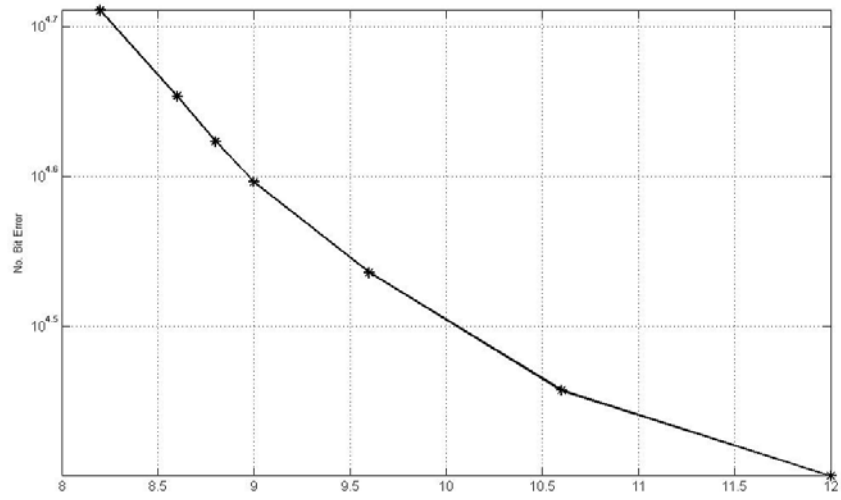


Рис. 3.13. No. Bit Error & SNR

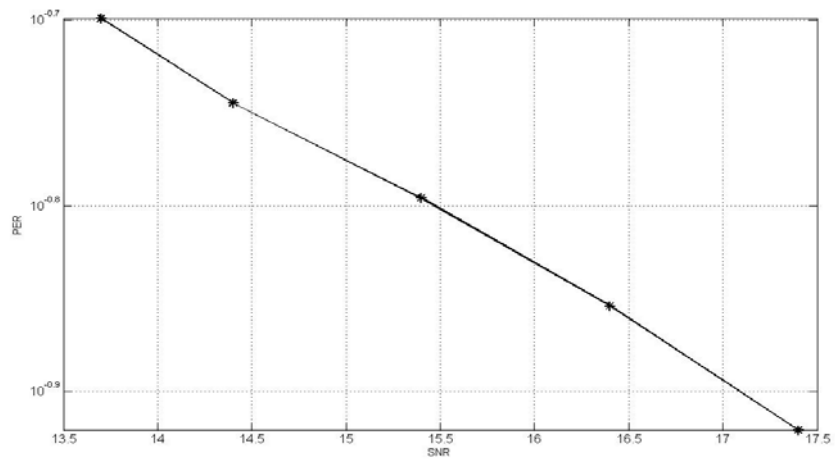


Рис. 3.14. PER & SNR

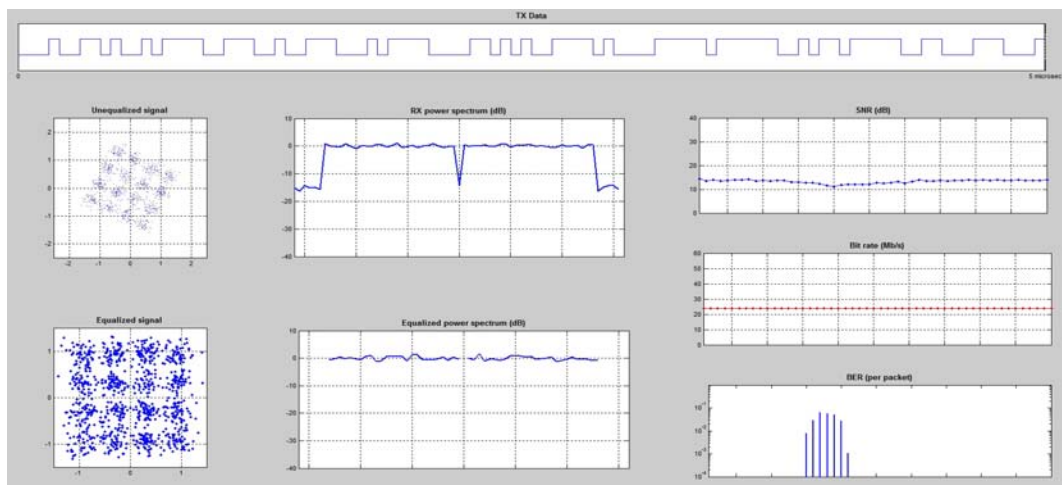


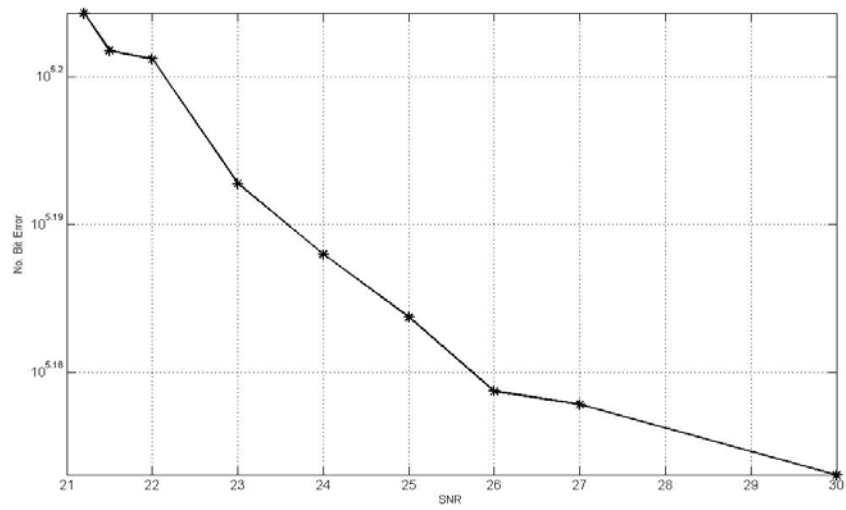
Рис. 3.15. TX , RX , SNR , BER , Equalized signal



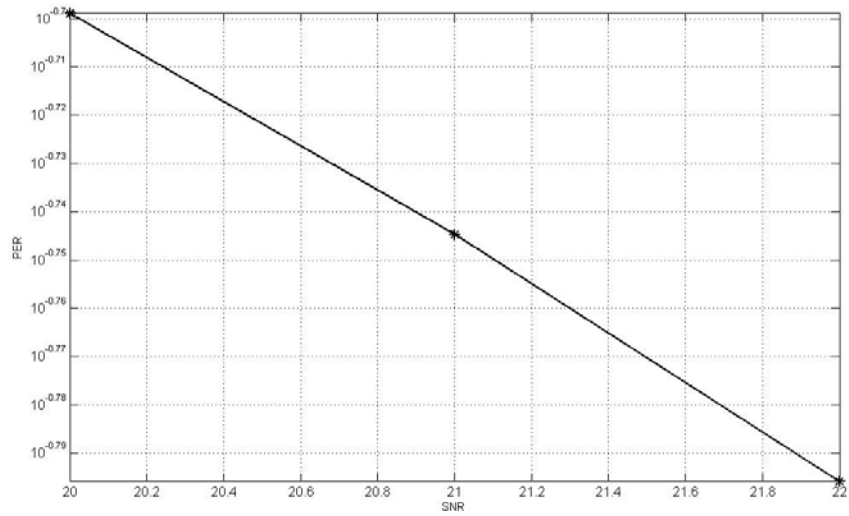
6- вероятность для диапазона частотой ошибок по пакетам из (0.18 – 0.16).  
 Это для скорости передачи данных равной 36 Mbps, модуляции 16-QPSK, скорость кодирования (R) 3/4, кодированных битов на поднесущей (NBPS), равный 4, кодированных битов на символ OFDM (NCBPS) равные 192 и данных бит на символ OFDM (NDBPS) равен 144.

(табл. 3.6)

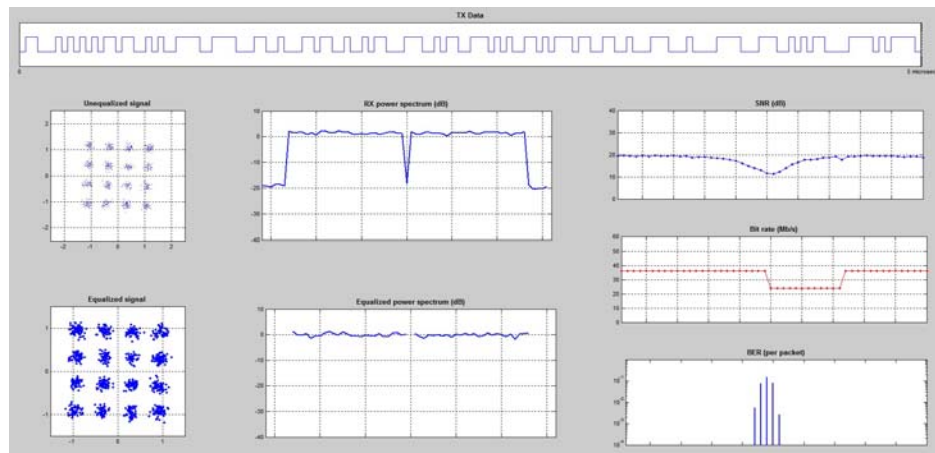
SNR in.	SNR Est.	PER	PER /100	Rate	N <sub>BER</sub>
19.3	12.44	18	0.18	36	163747
19.5	12.38	18	0.18	36	163778
19.8	12.51	20	0.2	36	162429
20	12.36	20	0.2	36	160794
20.2	12.28	20	0.2	36	163108
21	12.47	18	0.18	36	158521
21.2	12.4	18	0.18	36	160076
21.5	12.34	16	0.16	36	159145
22	12.29	16	0.16	36	158931
23	12.36	18	0.18	36	155878
24	12.48	18	0.18	36	154170
25	12.33	18	0.18	36	152663
26	12.4	16	0.16	36	150913
27	12.57	18	0.18	36	150597
30	12.28	16	0.16	36	148956
32	12.38	16	0.16	36	149570
34	12.38	16	0.16	36	148177



(рис. 3.16) No. Bit Error & SNR



(рис. 3.17) PER & SNR

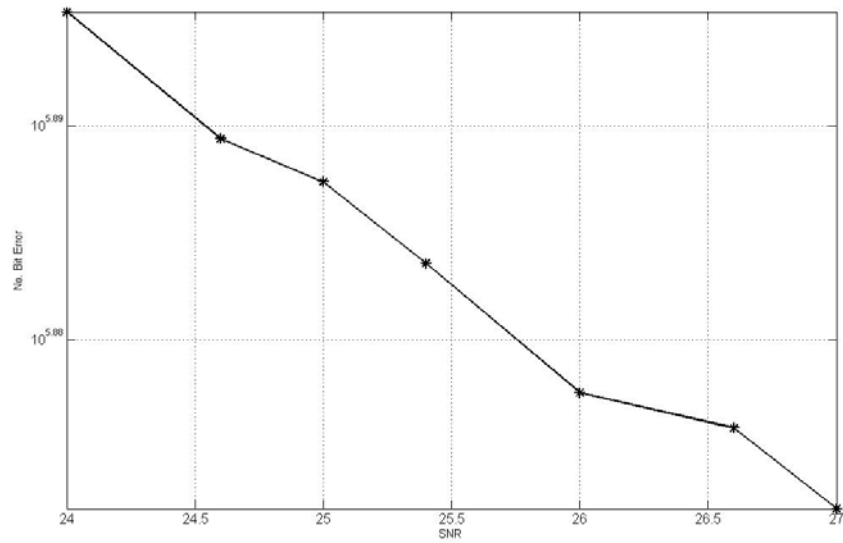


(рис. 3.18) TX , RX , SNR , BER , Equalized signal

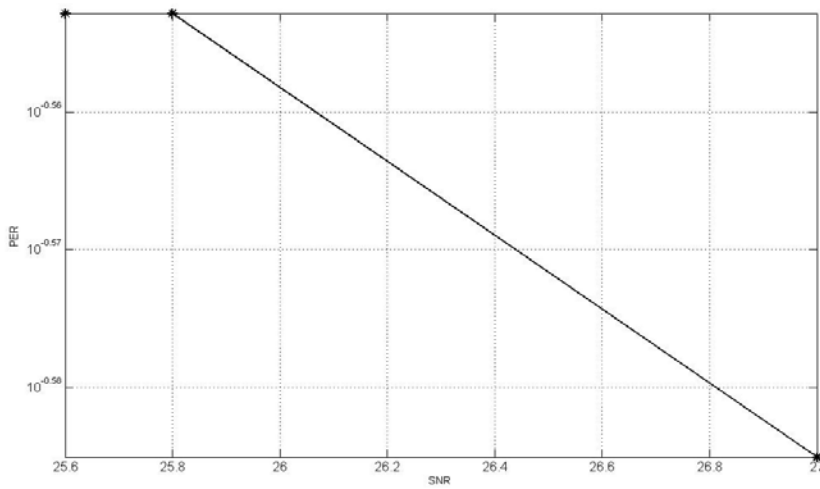
7- вероятность ошибок по пакетам (0.3 – 0.26). Это для скорости передачи данных равной 48 Mbps, модуляции 64-QPSK, скорость кодирования (R) 2/3, кодированных битов на поднесущей (NBPS), равный 6, кодированных битов на символ OFDM (NCBPS) равные 288 и данных бит на символ OFDM (NDBPS) равен 192.

Табл. 3.7

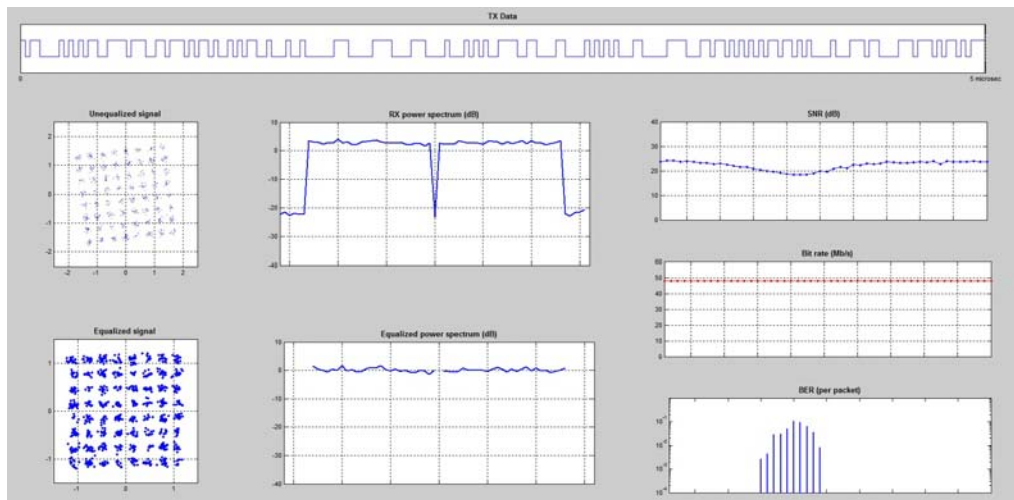
SNR in.	SNR Est.	PER	PER /100	Rate	N <sub>BER</sub>
23.6	16.68	30	0.3	48	789577
23.8	17.3	28	0.28	48	789717
24	16.76	32	0.32	48	785799
24.2	16.97	28	0.28	48	784858
24.4	16.63	28	0.28	48	781630
24.6	16.64	28	0.28	48	775177
24.8	17.06	28	0.28	48	773299
25	16.83	32	0.32	48	771584
25.2	16.63	30	0.3	48	765138
25.4	17.35	28	0.28	48	764842
25.6	16.63	28	0.28	48	762669
25.8	16.74	28	0.28	48	757870
26	16.61	30	0.3	48	754291
26.2	16.88	28	0.28	48	753516
26.4	16.91	30	0.3	48	752259
26.6	16.91	28	0.28	48	751435
26.8	16.67	32	0.32	48	746049
27	16.68	26	0.26	48	744956



(рис. 3.19) No. Bit Error & SNR



(рис. 3.20) PER & SNR

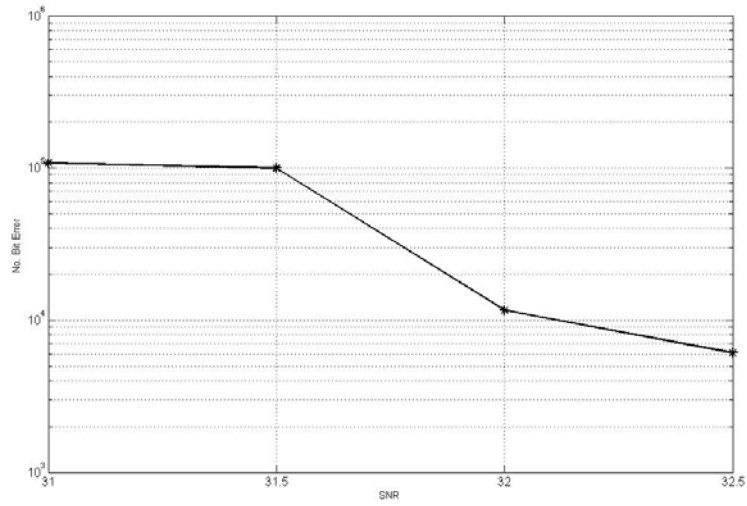


(рис. 3.21) TX , RX , SNR , BER , Equalized signal

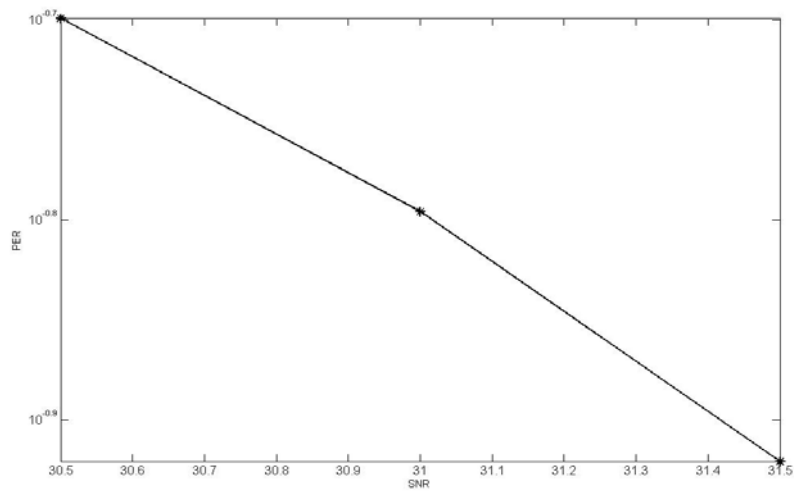
8- вероятность ошибок по пакетам (0.06 – 0.14). Это для скорости передачи данных равной 54 Mbps, модуляции 64-QPSK, скорость кодирования (R) 3/4, кодированных битов на поднесущей (NBPS), равный 6, кодированных битов на символ OFDM (NCBPS) равные 288 и данных бит на символ OFDM (NDBPS) равен 216.

Табл. 3.7

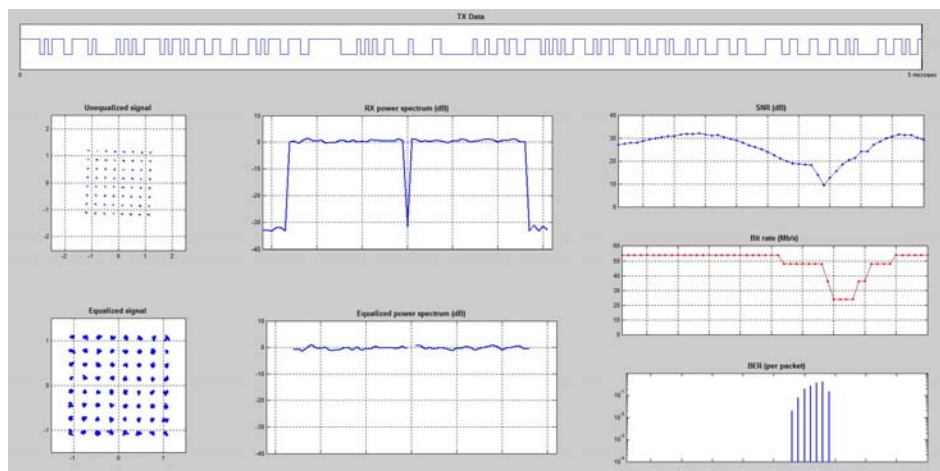
SNR in.	SNR Est.	PER	PER /100	Rate	N <sub>BER</sub>
29	25.91	6	0.06	54	11986
29.5	25.09	4	0.04	54	77972
30	24.77	14	0.14	54	6221
30.5	27.91	20	0.2	54	24951
31	22.92	16	0.16	54	107833
31.5	30.29	12	0.12	54	99716
32	29.9	14	0.14	54	11610
32.5	26.47	14	0.14	54	6078



**Рис. 3.22. No. Bit Error & SNR**



**Рис. 3.23. PER & SNR**



**Рис. 3.24. TX , RX , SNR , BER , Equalized signal**

## **ЗАКЛЮЧЕНИЕ**

В результате выполнения данной работы

1. На основе детального обзора информационных источников осуществлен анализ технологии 802.11a.
2. На основе унифицированных библиотек MATLAB SIMULINK разработана модель приемного тракта - обработки сигналов стандарта 802.11a.
3. На базе программного моделирующего комплекса проведено моделирование приемного тракта - обработки сигналов стандарте 802.11a. Анализ результатов свидетельствует об адекватности представленной модели.

## Список литературы

- [1] Вишнеvский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. - М.: Техносфера, 2005.
- [2] Васильев К.К., Служивый М.Н. Математическое моделирование систем связи. – Ульяновск: УлГТУ, 2008.
- [3] Yong S.Ch., Won Y.Y. Mimo-OFDM Wireless communications with Matlab.Wiley, 2010.
- [4] R.W. Chang, “Synthesis of band- limited orthogonal signals for multichannel data transmission,” Bell Sys. Tech. Journal, vol. 45, Dec. 1966.
- [5] <http://bwa.lgp.kz/ofdm.php>.
- [6] Олифер В.Г., Олифер Н.А. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. Учебник. – Санкт-Петербург, Питер, 2001.
- [7] Щербо В.К. Стандарты вычислительных сетей. – М.: Кудиц – Образ, 2000.
- [8] «Основы построения беспроводных локальных сетей стандарта 802.11. Практическое руководство по изучению, разработке и использованию беспроводных ЛВС стандарта 802.11» / Педжман Рошан, Джонатан Лиэри. – М.: Cisco Press Перевод с английского Издательский дом «Вильямс»,2004.
- [9] «Современные технологии беспроводной связи» / Шахнович И. – М.: Техносфера, 2004.
- [10] «Сети и системы радиодоступа» / Григорьев В.А., Лагутенко О.И., Распаев Ю.А. – М.: Эко-Трендз, 2005
- [11] «Анатомия беспроводных сетей» / Сергей Пахомов. – Компьютер-Пресс, №7, 2002.
- [12] «WLAN: практическое руководство для администраторов и профессиональных пользователей» / Томас Мауфер. – М.: КУДИЦ-Образ, 2005.



- [13] «Беспроводные сети. Первый шаг» / Джим Гейер. – М.: Издательство: Вильямс, 2005.
- [14] «Секреты беспроводных технологий» / Джек Маккалоу. – М.: НТ-Пресс, 2005.
- [15] «Современные технологии и стандарты подвижной связи» / Кузнецов М.А., Рыжков А.Е. – СПб.: Линк, 2006.
- [16] «Базовые технологии локальных сетей» / В.Г. Олифер, Н.А. Олифер. – СПб.: Питер, 1999.
- [17] Сайт компании Aperto Networks.: <http://www.Aperto Networks.com>
- [18] Шахнович С. Современные беспроводные технологии. - ПИТЕР, 2004.
- [19] Голубицкая Е.А., Жигуляская Г.М. Экономика связи. – М.: Радио и связь, 1999.
- [20] Баклашов Н.И., Китаева Н.Ж., Терехов Б.Д. Охрана труда на предприятиях связи и охрана окружающей среды: Учебник. – М.: Радио и связь, 1989.
- [21] Верховский Е.И. Пожарная безопасность на предприятиях радиоэлектроники. – М.: Высшая школа, 1987.
- [22] Долин П.А. Основы техники безопасности в электроустановках. – М.: Энергоатомиздат, 1984.
- [23] Сайт ОАО «Казахтелеком»: [www.telecom.kz](http://www.telecom.kz).
- [24] Базылов К.Б., Алибаева С.А., Бабич А.А. Методические указания для студентов всех форм обучения специальности 050719 –Радиотехника электроника и телекоммуникации. – Алматы: АИЭС, - 2008. - 20 с.
- [25] <http://www.kunegin.narod.ru/ref7/wifi/index.htm>.
- [26] <http://www.comptek.ru/wireless/info/health.html>.
- [27] <http://www.wi-fi.ru/s.php/66.htm>.
- [28] <http://www.thg.ru/network/20030828/print.html>.
- [29] <http://www.thg.ru/network/20040902/index.html>.
- [30] <http://www.astron.com.ua/article/radio/802-11vb/>.

- [31] <http://www.astron.com.ua/article/radio/802-11va/>.
- [32] <http://www.ixbt.com/comm/wlan.shtml>.
- [33] <http://www.compress.ru/Article.asp?id=4483>.
- [34] <http://www.compress.ru/Article.asp?id=5004>.
- [35] <http://www.wireless.ru/wireless/108924>.
- [36] <http://www.wireless.ru/wireless/108921>.
- [37] [http://www.wireless.ru/wireless/wrl\\_80211e](http://www.wireless.ru/wireless/wrl_80211e).
- [38] OFDM PHY Layer Implementation based on the 802.11a Standard and System Performance Analysis , Luis Zarzo Fuertes , 2005.
- [39] <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/3540>,M. Clark,“IEEE 802.11a WLAN model.”
- [40] A. F. Molisch, Wireless Communications. IEEE-Press - Wiley and Sons, 2005.
- [41] T. S. Rappaport, Wireless Communications: Principle and Practice. NJ: Prentice-Hall, 1996.
- [42] [ww.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/commblks,communications\\_blockset](http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/commblks,communications_blockset), Convolutional encoder.
- [43] [ww.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/commblks,communications\\_blockset](http://ww.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/commblks,communications_blockset) , AWGN channel.
- [44] H. Monson, Statistical Digital Signal Processing and Modeling. Wiley, 1996.