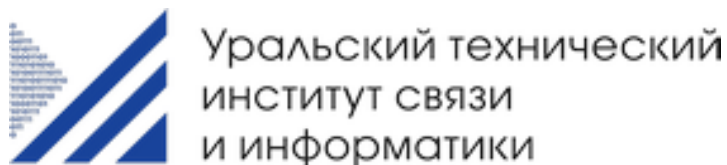


Министерство цифрового развития, связи и массовых коммуникаций РФ
Уральский технический институт связи и информатики (филиал)
ФГБОУ ВО «Сибирский государственный университет телекоммуникаций и
информатики» в г. Екатеринбурге
(УрТИСИ СибГУТИ)



Д.В. Кусайкин

ТЕОРИЯ СВЯЗИ

Методические указания к выполнению курсовой работы для
студентов очной и заочной формы обучения, обучающихся по
направлению подготовки

11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи»,
(профили: Транспортные сети и системы связи, Технологии и системы
оптической связи, Инфокоммуникационные технологии в услугах связи,
Системы радиосвязи, мобильной связи и радиодоступа)
в соответствии с ФГОС ВО 3++

Екатеринбург
2023

ББК 32.88
УДК 621.312.01(076)

Кусайкин Д.В.

Теория связи: Методические указания к курсовой работе / Д.В Кусайкин – Екатеринбург: УрТИСИ СибГУТИ, 2023, – 61 с.

Методические указания включают цели и задачи курсовой работы, содержание работы, оформление результатов выполнения курсовой работы, указания к ее выполнению, перечень схем и графиков, которые должны быть представлены на листах графических работ, выбор вариантов задания.

Рекомендовано НМС УрТИСИ СибГУТИ в качестве методических указаний по выполнению практических работ по дисциплине «Теория связи» для студентов, обучающихся по направлению подготовки бакалавра 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

ББК 32.88
УДК 621.312.01(076)

Кафедра Многоканальной электрической связи

© УрТИСИ «СибГУТИ», 2023

СОДЕРЖАНИЕ

1. ЦЕЛИ И ЗАДАЧИ КУРСОВОЙ РАБОТЫ	4
2. СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ	5
3. ОФОРМЛЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ВЫПОЛНЕНИЯ КУРСОВОЙ РАБОТЫ	7
4. УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ РАБОТЫ	9
4.А СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ПОЛОСОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ	12
4.Б ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИИ OFDM. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ OFDM-СИГНАЛА	39
7. ПЕРЕЧЕНЬ СХЕМ, ГРАФИКОВ И РАСЧЕТОВ, КОТОРЫЕ НЕОБХОДИМО ПРЕДСТАВИТЬ В РАБОТЕ	56
ЛИТЕРАТУРА	57
ПРИЛОЖЕНИЕ А	58

1. ЦЕЛИ И ЗАДАЧИ КУРСОВОЙ РАБОТЫ

В соответствии с требованиями Государственных стандартов высшего профессионального образования по направлению 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» в результате изучения дисциплины «Теория связи» студенты должны знать и уметь использовать:

- математические модели сообщений, сигналов и помех;
- методы формирования и преобразования сигналов в системах электросвязи;
- математические модели каналов электросвязи;
- различные методы цифровой модуляции сигналов;
- цифровые методы передачи сообщений и их помехоустойчивость;
- схемы построения передатчика и приемных устройств при различных технологиях (OFDM, DSSS);
- принципы построения многоканальных систем передачи;
- методы повышения эффективности систем электросвязи.

Курсовая работа имеет целью закрепить навыки анализа системы передачи непрерывных сообщений цифровыми методами, расчёта характеристик помехоустойчивости и других показателей качества передачи информации по каналам связи с помехами.

Основная задача курсовой работы – закрепление навыков расчёта характеристик системы передачи непрерывных сообщений цифровыми сигналами. Кроме того, в процессе её выполнения студенты должны продолжить знакомство с учебной и монографической литературой по теории электрической связи, закрепить навыки выполнения технических расчётов с использованием вычислительных устройств.

Наконец, нельзя сбросить со счетов и последнюю, скорее по порядку, но не по важности, цель – отработку навыков и умений изложения результатов технических расчётов, составления и оформления технической документации. Такие навыки необходимы специалисту в той же степени, в какой необходимы навыки выполнения расчётов и других традиционных форм инженерной деятельности.

2. СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Для выполнения работы на тему «Построение цифровой системы передачи информации» необходимо ознакомиться со следующими сведениями.

Поставлена задача спроектировать цифровую систему передачи информации. В качестве передаваемой информации, например, может выступать речевой сигнал, передаваемый от мобильного телефона базовой станции сотовой связи или видео контент между пользователями и сервером YouTube.

Исходными данными являются:

1) статистические характеристики сообщения – закон распределения уровня сигнала $W(x)$;

2) допустимое значение относительной среднеквадратичной ошибки δ искажений сообщения при его преобразовании в цифровую форму и действии помех;

3) Верхняя частота спектра сигнала f_B

В соответствии с перечисленными выше исходными данными и требованиями студент должен, руководствуясь полученными им в процессе изучения дисциплины знаниями и умениями, литературными материалами и рекомендациями настоящих указаний, выполнить следующие действия.

1. Распределить относительную среднеквадратичную ошибку δ входных преобразований на четыре составляющих: δ_1 , вызванной ограничением мгновенных значений исходного непрерывного процесса, δ_2 , вызванной временной дискретизацией, δ_3 квантования исходного непрерывного процесса и δ_4 искажений сообщения, вызванных действием помех.

2. Используя составляющие δ_1 , δ_2 , δ_3 ошибки δ рассчитать допустимый уровень амплитудного ограничения входного сообщения, допустимое значение частоты дискретизации, допустимое число уровней квантования и разрядность двоичного кода, представляющего сообщение в цифровой форме, энтропию сообщения и производительность источника.

3. Рассчитать пропускную способность дискретного бинарного канала с заданным значением вероятности ошибочного приема символа с предположением независимости передачи разных символов информационного кода. Сравнить полученное значение со значением производительности источника и объяснить причины несовпадения результатов.

4. С учётом заданного вида модуляции сигнала определить его параметры, характеризующие форму, и требуемое значение полосы пропускания приёмного устройства.

5. Рассчитать допустимое значение вероятности ошибки $p_{\text{ош}}$ воспроизведения разряда двоичного кода, исходя из заданного значения δ_4 .

6. По полученному значению вероятности ошибки $p_{\text{ош}}$ по формулам потенциальной помехоустойчивости найти минимальное значение отношения мощностей сигнала и помехи, необходимое для обеспечения допустимого искажения кода за счёт действия помех.

7. Сформировать и привести в пояснительной записке функциональные схемы оптимального и квазиоптимального приемных устройств, обеспечивающих при заданных условиях наилучшее качество приема сигнала выбранной формы при заданном виде модуляции.

8. Рассчитать требуемое отношение средней мощности исходного непрерывного сигнала к средней мощности шума в полосе сообщения, обеспечивающее пропускную способность канала связи, равную производительности источника сообщения.

9. Произвести расчет параметров OFDM-сигнала, построить функциональные схемы передающей и приемной части системы передачи с ортогональным частотным мультиплексированием.

В заключение студент должен разработать подробную функциональную схему передающей и приёмной частей системы передачи информации, привести её в пояснительной записке вместе с осциллограммами процессов в ключевых точках системы.

3. ОФОРМЛЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ВЫПОЛНЕНИЯ КУРСОВОЙ РАБОТЫ

Результаты выполнения курсовой работы представляются в виде пояснительной записки.

В пояснительной записке студент должен в краткой и ясной форме изложить содержание проделанной им работы, обосновать выбор использованных им значений параметров сигналов или помех, объяснить причины усложнения формы сигнала, привести результаты расчётов с необходимыми иллюстрациями в виде рисунков и графиков, сформулировать основные выводы. Текст записки должен быть написан на русском языке с соблюдением правил орфографии и пунктуации, отдельные положения, особенно неочевидные, должны сопровождаться ссылками на литературный источник с указанием номера, под которым этот источник приведён в списке литературы в конце записки.

Пояснительная записка должна содержать:

- титульный лист;
- техническое задание;
- отзыв руководителя;
- содержание;
- введение;
- основную часть;
- заключение;
- библиографический список;
- приложения (Расчеты исходных данных по варианту, Структурные схемы систем).

Общий объём работы должен составлять не менее 15 листов, включая иллюстрации в виде рисунков и графиков.

Названия структурных частей записки пишутся на новом листе без нумерации. Основная часть состоит из конкретных разделов, например:

1. Расчёт частоты дискретизации или 2. Выбор числа разрядов квантования. Если есть необходимость в разбиении разделов записки на подразделы, они нумеруются двумя числами, из которых первое соответствует номеру раздела, второе – порядковому номеру подраздела внутри раздела. Формулы в тексте желательно нумеровать. При этом первое число в номере формулы должно совпадать с номером раздела, следующее число – порядковый номер формулы внутри раздела. При выполнении вычислений по формуле необходимо сначала привести запись в алгебраической форме, затем подставить все численные значения параметров и записать результат вычислений с обязательным указанием размерности полученной величины.

Работа, выполненная небрежно, отсылается студенту для переоформления. Работа, выполненная не полностью или не по требуемому варианту, не засчитывается.

Решению каждой задачи должен предшествовать полный текст задачи с соответствующей схемой (графиком) и числовыми данными. Задачи следует решать в общем виде, подробно, с должными пояснениями и ссылками.

Текст записки должен быть написан на русском языке с соблюдением правил орфографии и пунктуации, отдельные положения, особенно неочевидные, должны сопровождаться ссылками на литературный источник с указанием номера, под которым этот источник приведён в списке литературы в конце записки.

При оформлении текстовой, расчетной и графической частей пояснительной записки следует руководствоваться Приложениями. На каждом листе предусмотреть рамку размерами 5 x 5 x 5 x 20 мм. Тип шрифта Times New Roman, кегль 14, абзацный отступ 15 мм, межстрочный интервал – 1, названия разделов оформлять заглавными буквами, выравнивание по середине страницы, расстояние от верхней рамки 10 мм., раздел начинать с новой страницы. Название подраздела оформлять как в предложении, начинать с красной строки, отступ сверху и снизу от названия 15 мм., выравнивание по левому краю. Минимальное расстояние от текста до нижней рамки – 10 мм., минимальное расстояние от текста до левой и правой рамки – 5мм. Нумерацию формул (рисунков, таблиц) вести по разделам: 1.1, 1.2,...2.1, 2.2 и т.д. Формулы должны быть набраны в редакторе формул Microsoft Equation или MathType.

Порядок следования листов в проекте: титульный лист, лист технического задания, лист отзыва руководителя, лист содержания, основные листы курсовой работы, лист заключения, лист библиографии, приложения (Структурные схемы систем).

Нумерация страниц ведется с титульного листа, номер на нем не ставится.

Очень важным разделом записки является "Заключение", в котором необходимо сформулировать основные результаты расчётов, оценить качество передачи информации рассматриваемой системой, постараться найти пути повышения помехоустойчивости приёма или снижения мощности передатчика без снижения качества передачи информации. От того, насколько полно и подробно представлены результаты, зависит общее впечатление о качестве работы.

4. УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ РАБОТЫ

Выбор исходных данных

Выбор варианта N для каждого студента указывается преподавателем.

Поскольку значений параметров в представленных ниже таблицах меньше, чем число вариантов N , то выбор значений осуществляется с циклическим повторением.

Например, студенты, имеющие номера N с 1-го по 5-й, в табл. 1 берут значения показателя k под номерами $N=1,2...5$, а студент с вариантом $N=6$, получает следующие в круговом цикле значение k под номером $N=1$, т.е. для него $k=6$. Соответственно студент, имеющий вариант № 7, получает значение k под номером $N=2$, т.е. $k=7$ и т.д. Аналогично распределяются значения частот f_B по табл. 2, тип модуляции и тип распределения сообщения.

Исключение: значение относительной ошибки (табл. 3) определяется иначе по номеру $S = \text{текущий год} - 2020 + N$

Таблица 1. Значения параметра k – порядка цифрового фильтра, формирующего передаваемый сигнал

№ варианта N	1	2	3	4	5
k	5	6	7	8	9

Таблица 2. Значения частоты f_B , определяющей практическую ширину спектра передаваемого сигнала

№ варианта N	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
f_B МГц	10	4.7	6.2	9.5	3.1	5	2.5	3.9	4	7.4	8

Таблица 3. Значения относительной ошибки δ

№ варианта S	1	2	3	4	5	6	7	8
δ %	0,25	0,7	1,1	0,32	0,63	0,2	0,8	0,5

Внимание! Значение δ в дано в %. Для вычислений необходимо перевести δ в абсолютное значение

Таблица 4. Вид модуляции

№ варианта N	Вид модуляции
1	BPSK
2	QPSK
3	QAM-8
4	DBPSK
5	BFSK
6	QAM-64
7	DQPSK

8	QAM-16
---	--------

Таблица 5. Тип распределения сообщения

№ варианта N	Тип распределения сообщения
1	по закону Симпсона
2	Нормальное
3	Модель речевого процесса
4	Лапласа

Для всех вариантов среднее значение сигнала равно $\sigma_x = 1В$.

ПРИМЕР.

студент с вариантом $N = 13$, использует параметры:

$k = 7$ (позиция №3 в табл. 1), $f_B = 4700000$ Гц (позиция №2 в табл. 2), фазовая модуляция, вид распределения первый (по закону Симпсона), вид модуляции – BFSK. Если текущий год 2024, то $S = 2024 - 2020 + 13 = 17$. В этом случае $\delta = 0,25\% = 0.0025$ (позиция №1 табл. 3.)

Все значения параметров необходимо представить в техническом задании на работу (см. пример оформления в приложении 1 данных методических указаний).

После титульного листа необходимо вставить лист, на котором расписаны следующие расчеты:

Как необходимо в курсовой работе показать расчет своего варианта:

Вариант $N = 23$

1. Выбор порядка цифрового фильтра, формирующего передаваемый сигнал

$$Num = \frac{N}{5} = \frac{23}{5} = 4\frac{3}{5}, \text{ 3 номеру из 5 соответствует } k = 7.$$

2. Выбор значения частоты f_B , определяющей практическую ширину спектра передаваемого сигнала

$$Num = \frac{N}{11} = \frac{23}{11} = 2\frac{1}{11}, \text{ 1 номеру из 11 соответствует } f_B = 10 \text{ МГц.}$$

и т.д.

Все остальные расчеты привести в начале работы аналогичным образом.

Содержание курсовой работы

Введение

1 СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ С IQ-МОДУЛЯТОРОМ

1.1 Структурная схема системы передачи информации

1.2 Распределение величины ошибок по источникам искажений

1.3 Характеристика передаваемого сообщения как случайного процесса и расчет пик-фактора

1.4 Расчет разрядности АЦП и требуемой частоты дискретизации

1.6 Расчет информационных характеристик источника сообщения

1.7 Расчет характеристик канала связи

1.7 Выбор вида помехоустойчивого кода и определение длины кодовой комбинации

1.8 Расчет параметров модуляции и ширины спектра модулированного сигнала

1.9 Расчет требуемого отношения SNR на входе приемника

2. ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИИ OFDM. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ OFDM-СИГНАЛА

3. ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИЙ РАСШИРЕНИЯ СПЕКТРА. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ

Заключение

Библиография

Приложение 1

4.А СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ПОЛОСОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

1.1 Структурная схема системы передачи информации

В курсовой работе будут произведены расчеты, выбраны методы кодирования, модуляции – все это касается того или иного блока современной системы передачи информации.



Рисунок 0. Общая структурная схема системы передачи информации

1.2. Распределение величины допустимой ошибки передачи сообщения по источникам искажений

При передаче информации отличие принятого сигнала $\tilde{x}(t)$ от переданного $x(t)$ можно выразить абсолютной ошибкой

$$\varepsilon(t) = \tilde{x}(t) - x(t).$$

Однако поскольку $\varepsilon(t)$ представляет собой случайную величину, для оценки достоверности передачи информации используют средний квадрат ошибки

$$\bar{\varepsilon}^2 = \overline{[\tilde{x}(t) - x(t)]^2}$$

или относительный средний квадрат ошибки

$$\delta^2 = \frac{\bar{\varepsilon}^2}{P_s} = \frac{P_\varepsilon}{P_s},$$

где $P_s = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} x^2(t) dt$ – средняя мощность сигнала, P_ε – мощность ошибки.

В нашем проекте поставлены требования по соблюдению системой передачи информации допустимого значения относительной эффективной

ошибки входных преобразований и ошибки, вызванной действием помех. К входным преобразованиям относятся три действия:

1. ограничение максимальных значений сообщения,
2. дискретизация непрерывного сообщения;
3. квантование непрерывного сообщения.

Эти входные преобразования вносят три класса ошибок $\delta_1, \delta_2, \delta_3$. Кроме того при распространении сигнала на него воздействуют помехи, следовательно может произойти ошибка приема (детектирования) сигнала, которую мы обозначим как δ_4 .

Все эти ошибки можно считать некоррелированными:

- 1 δ_1 – эффективное значение относительной ошибки, вызванной временной дискретизацией сообщения;
- 2 δ_2 – эффективное значение относительной ошибки, вызванной ограничением максимальных отклонений сообщений от среднего значения;
- 3 δ_3 – эффективное значение относительной ошибки, вызванной квантованием сообщения;
- 4 δ_4 – ошибка приема (детектирования) сигнала.

Как следует из вышеприведенного, при передаче сообщения цифровым способом на передающей стороне источники искажений сосредоточены в АЦП, а на приёмной стороне в детекторе модулированного сигнала. Из всех 4 видов ошибок на практике самой критичной и наибольшей является δ_4 .

Поскольку ошибки не зависят друг от друга, эффективное значение относительной ошибки входных преобразований может быть найдено по формуле

$$\delta = \sqrt{\sum_{i=1}^4 \delta_i^2}, \quad (1.1)$$

где δ_i , $i=1,2,3,4$ – эффективное значение относительной ошибки, вызванной каждой из перечисленных выше причин.

При заданном значении δ возможно много вариантов подбора значений слагаемых в формуле (1.1).

Распределения значений заданной ошибки находим из выражения:

$$\delta_{1,3} = \sqrt{\frac{1}{5}} \delta, \quad \delta_{2,4} = \sqrt{\frac{3}{10}} \delta \quad (1.2)$$

Внимание! Значение δ в исходных данных дано в %. Для вычислений $\delta_1, \delta_2, \delta_3, \delta_4$ перевести δ в абсолютное значение.

Соотношение (1.2) не касается сообщения первого вида (закон Симпсона), которое не требует амплитудного ограничения, и, следовательно, один источник искажений отсутствует. В этом случае целесообразно выбирать: $\delta_1 = \delta_3 = \sqrt{0.25} \delta$, $\delta_4 = \sqrt{0.5} \delta$ где δ_4 – относительная эффективная ошибка,

вызванная действием помех, а δ_1 и δ_3 – соответственно относительные ошибки временной дискретизации и квантования.

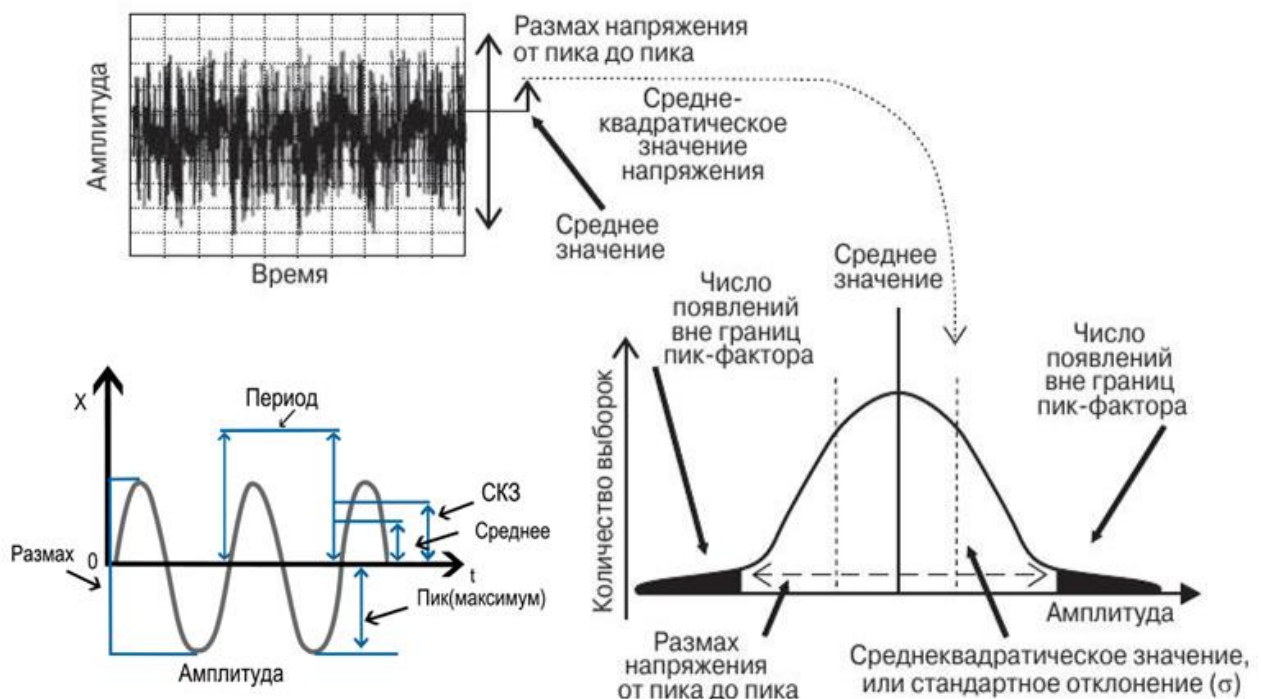
Задание. Произвести распределение общей величины допустимой ошибки δ передачи сообщения по источникам искажений $\delta_1, \delta_2, \delta_3, \delta_4$.

1.2 Расчет допустимого значения пик-фактора

Необходимые для расчета и построений графиков формулы **выделены**

Введение ограничения неизбежно при преобразовании непрерывного сообщения в цифровую форму, однако процесс ограничения вызывает искажения исходного сообщения. Степень искажений зависит от закона распределения (*плотности вероятности* $W(x)$) исходного сообщения и от отношения порога ограничения к среднеквадратическому значению входного сообщения σ_x , которое для **всех сообщений полагается равным одному вольту ($\sigma_x=1В$)**. Отношение Q максимального (пикового) значения U_M непрерывного сообщения к его среднеквадратическому значению σ_x называется **пикфактором**

$$Q = \frac{U_M}{\sigma_x} = U_M, \text{ при } \sigma_x = 1В$$



Задание. Построить график случайного сообщения и распределения $W(x)$ для своего варианта. Найти значение пик-фактора Q (для каждого варианта своя методика его нахождения).

Рассмотрим 4 вида законов распределения сообщений:

I Сообщение первого вида имеет распределение Симпсона

$$W_1(x) = \begin{cases} \frac{1}{U_M} \left(1 - \frac{|x|}{U_M}\right), & -U_M \leq x \leq U_M, \\ 0, & |x| > U_M, \end{cases} \quad (1.3)$$

где U_M – максимальное отклонение мгновенных значений сообщения от нулевого среднего значения.

Дисперсия такого процесса:

$$\sigma_{x1}^2 = \frac{1}{U_M} \int_{-U_M}^{U_M} x^2 \left(1 - \frac{|x|}{U_M}\right) dx = \frac{U_M^2}{6}, \quad (1.4)$$

следовательно, пикфактор этого сообщения $Q_1 = \sqrt{6} \approx 2,45$. В связи с тем, что сообщение первого вида является ограниченным, оно не требует дополнительного ограничения, и соответствующая погрешность δ_2 в этом случае равна 0.

II Сообщение второго вида $x_2(t)$ имеет нормальное распределение:

$$W_2(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}\right), \quad (1.5)$$

где σ_x – эффективное значение этого сообщения.

Зависимость относительной ошибки ограничения сообщения второго вида от значения пикфактора:

$$\delta_2 = \sqrt{p_{\text{огр}}(1 + Q_2^2) - \sqrt{\frac{2}{\pi}} Q_2 \exp\left(\frac{Q_2^2}{2}\right)}, \quad (1.6)$$

где

$$p_{\text{огр}} = 2 \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{-Q_2} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt = 2\Phi(-Q_2) \quad (1.7)$$

$p_{\text{огр}}$ – вероятность выхода мгновенных значений второго сообщения за верхний

и нижний пороги ограничения; функция $\Phi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^z \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$.

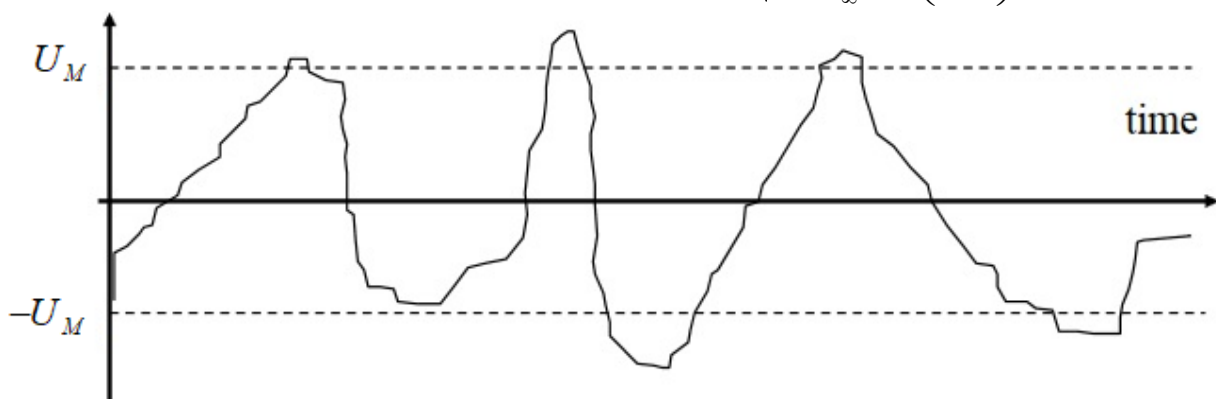


Рисунок 1а – Ошибка ограничения сигнала по амплитуде – выход мгновенных значений сигнала за верхний и нижний пороги ограничения

Задаваясь допустимой величиной относительной ошибки δ_2 , можно найти соответствующее ей значение пикфактора Q_2 и рассчитать величину порога ограничения, которая используется затем при выборе параметров квантования. Для облегчения решения уравнения (1.6) на рис. 1б приведён график зависимости $\delta_2 = f(Q_2)$ для сравнительно высоких значений Q_2 и соответственно небольших δ_2 .

При использовании графика, приведённого на рис. 1б, необходимо учесть, что зависимость $\delta_2 = f(Q_2)$ приведена в **логарифмическом масштабе!**

Как переводить в логарифмический масштаб, смотри файл «Пример перевода в логарифмический масштаб.pdf»

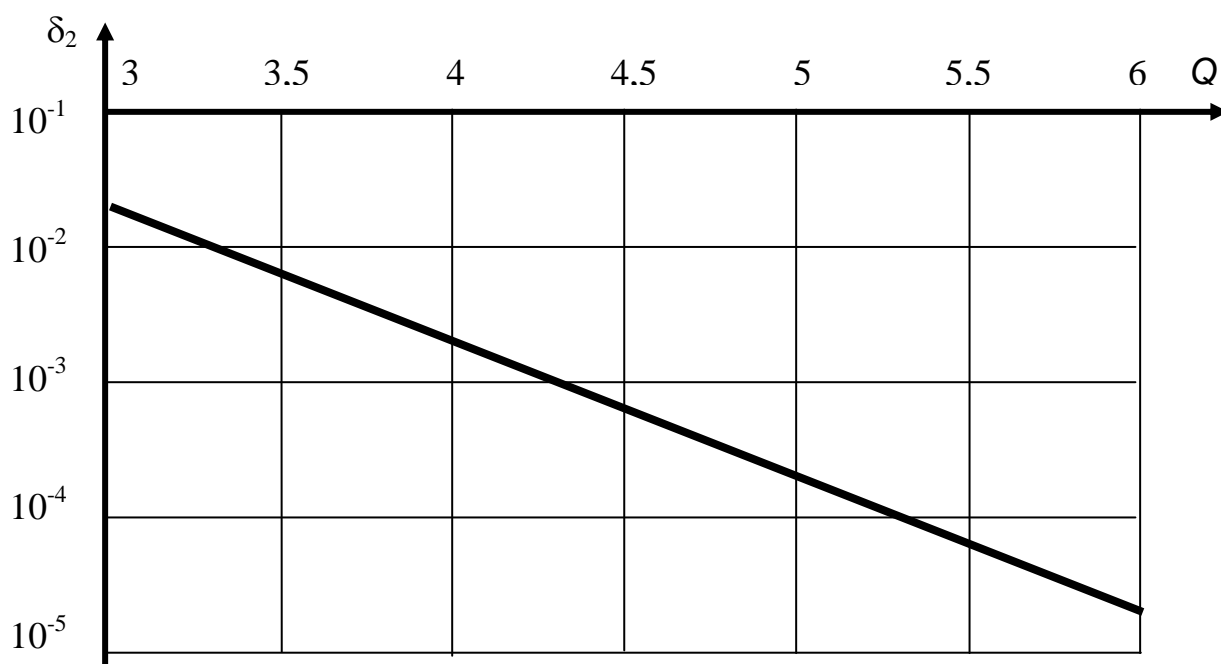


Рисунок 1б. – Зависимость $\delta_2 = f(Q_2)$

III Сообщение третьего вида $x_3(t)$ является одной из моделей речевого процесса и имеет плотность вероятности, описываемую суммой гауссовских кривых:

$$W_3(x) = p_r \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_r} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_r^2}\right) + p_c \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_c} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_c^2}\right) \quad (1.8)$$

где $p_r \approx p_c \approx 0,5$ – соответственно вероятности появления гласных и согласных звуков в русском языке,

σ_r^2 – дисперсия гласных звуков;

σ_c^2 – дисперсия согласных звуков.

$\sigma_r \approx 1,4 \sigma_x$, а $\sigma_c \approx 0,1 \sigma_x$, где σ_x – усреднённое эффективное значение речевого сообщения $x_3(t)$ ($\sigma_x = 1$).

В результате ограничения выбросов этого процесса появляются искажения, дисперсия которых может быть найдена из выражения

$$\delta_{2III} = \sqrt{\frac{\sigma_r^2 \delta_r^2 + \sigma_c^2 \delta_c^2}{\sigma_r^2 + \sigma_c^2}}, \quad (1.9)$$

где δ_r и δ_c – эффективные значения относительных искажений гласных и согласных звуков, величины которых могут быть найдены из (1.6) при использовании соответственно относительных порогов $H_r = U_M/\sigma_r$ и $H_c = U_M/\sigma_c$.

Учитывая приведённые выше соотношения для эффективных значений гласных и согласных звуков, можно записать

$$\delta_2 \approx \delta_r \quad (1.10)$$

и для нахождения пикфактора третьего вида сообщения Q_3 использовать график, приведённый на рис. 1б. В силу того, что мощность (дисперсия) гласных звуков почти в 200 раз выше мощности согласных, нелинейные искажения сообщения в среднем определяются искажениями гласных звуков.

IV Сообщение четвёртого типа имеет распределение Лапласа:

$$W_4(x) = \frac{1}{2a} \exp\left(-\frac{|x|}{a}\right), \quad (1.11)$$

где a – параметр сообщения, определяющий его дисперсию:

$$\sigma_x^2 = 2a^2, \quad (1.12)$$

при $\sigma_x = 1$.

Непосредственным интегрированием можно получить выражение для эффективного значения относительной ошибки, вызванной ограничением пиковых значений этого сообщения:

$$\delta_2 = \exp(-\sqrt{2} Q) \quad (1.13)$$

Сообщение четвёртого типа также является одной из моделей речевого процесса.

Таким образом, при заданном эффективном значении ошибки второго этапа входных преобразований определяется пикфактор ограниченного непрерывного сообщения, используемый в дальнейшем для определения числа разрядов представления этого сообщения в цифровой форме.

1.3 Разрядность АЦП

Задание. Произвести расчет числа разрядов двоичного кода n_p

Связь эффективного значения относительной ошибки квантования δ_3 с числом разрядов n_p двоичного кода при достаточно высоком числе уровней квантования, когда ошибку можно считать распределённой по закону равномерной плотности, определяется выражением

$$\delta_3 \geq \frac{Q}{2^{n_p} \sqrt{3}} \quad (1.14)$$

Задавшись допустимым значением относительной ошибки $\delta_{кв} = \delta_3$ можно найти число разрядов двоичного кода, если выразить из формулы n_p .

Подумайте, может ли разрядность АЦП быть нецелым числом. При необходимости округляйте значение n_p .

4.4 Расчет частоты дискретизации

Эффективное значение относительной ошибки временной дискретизации сообщения определяется равенством:

$$\delta_1 = \sqrt{\frac{\int_{F_d/3}^{\infty} S_x(f) df}{\int_0^{\infty} S_x(f) df}}, \quad (1.15)$$

где F_d – частота временной дискретизации;

$S_x(f)$ – спектральная плотность мощности сообщения $x(t)$.

В задании на проектирование форма спектральной плотности мощности сообщения определена равенством

$$S_x(f) = \frac{S_0}{1 + (f / f_B)^{2k}}, \quad (1.16)$$

где S_0 – спектральная плотность мощности сообщения на нулевой частоте;

k – параметр, характеризующий порядок фильтра, формирующего сообщение;

f_B – частота, определяющая ширину спектра сообщения по критерию снижения $S_x(f)$ в два раза по сравнению с её значением на нулевой частоте $S_x(0)$. Подставляя (1.16) в (1.15), вычисляя интегралы и извлекая квадратный корень, можно получить выражение, связывающее значения ошибки δ_1 и частоты F_d . При заданном значении δ_1 можно найти минимальное значение частоты дискретизации F_d , обеспечивающее допустимую погрешность первого из входных преобразований сообщения.

Задание. Выразив из (1.15) величину F_D , рассчитать ее значение.

При выборе частоты дискретизации F_D необходимо пользоваться правилом, следующим из равенства (1.15), с использованием выражения (1.16) для спектральной плотности мощности сообщения. При вычислении интеграла в (1.15) использовать приближённое выражение

$$S_0 \int_{F_D/3}^{\infty} \frac{df}{1 + (f / f_B)^{2k}} \approx S_0 \int_{F_D/3}^{\infty} \frac{df}{(f / f_B)^{2k}} = f_B S_0 \int_{F_D/3f_B}^{\infty} \frac{dx}{x^{2k}}. \quad (1.17)$$

При вычислении спектральной плотности S_0 следует учитывать, что эффективное значение сообщения $x(t)$ равно одному вольту, а интеграл (1.17) в полубесконечных пределах:

$$\int_0^{\infty} \frac{dx}{1 + x^{2k}} = \frac{\pi}{2k \sin \frac{\pi}{2k}}. \quad (1.18)$$

Приближённое равенство (1.17) справедливо при небольших ($\delta_1 \leq 0,1$) значениях погрешности δ_1 , т.е. при относительно высоких значениях F_D по сравнению с f_B .

Таким образом, в результате входных преобразований сформирован сигнал ИКМ, обеспечивающий требуемый уровень точности передачи аналогового сообщения цифровым способом – использованием двоичного кода.

Задание. По рассчитанным параметрам:

- **максимальное напряжение сигнала U_M ,**
- **разрядность АЦП,**
- **частота дискретизации АЦП**

найти в интернет магазинах и выбрать подходящий АЦП, привести его рисунок (фотографию), название фирмы и модели и основные характеристики в виде таблицы.

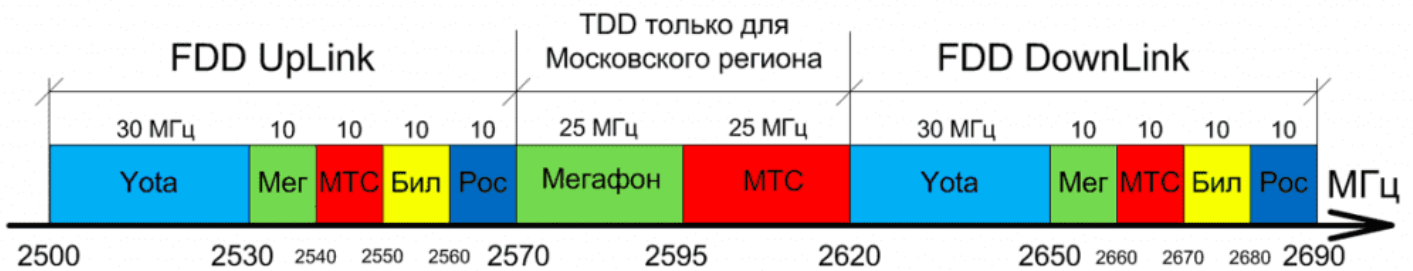
2.1 Расчёт информационных характеристик канала – расчет пропускной способности канала

Предположим у нас есть кабель, и мы организовали в нем канал передачи. Как узнать пропускную способность этого канала, т.е. максимальную скорость. Сколько информации в принципе мы можем передавать по кабелю за 1 секунду?



Или представим, что нам выделили полосу радиочастот шириной в 20 МГц. Аналогичный вопрос, как узнать сколько информации в принципе мы можем передавать по этому радиоканалу?

Частоты 4G/LTE2500



Пропускная способность канала C [бит/с] определяется известной формулой Клода Шеннона:

Эта формула выражает теорему Шеннона о пропускной способности канала

$$C = \Delta F_k \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right).$$

Клод Шеннон
(30.04.1916 – 24.02.2001)

Отец современной теории информации. Утвердил термин «бит» в качестве главной единицы измерения количества информации

где ΔF_k – полоса пропускания канала (ширина канала) в Гц;

P_c – мощность сигнала в Вт;

$P_{\text{ш}}$ – мощность аддитивной помехи с законом распределения Гаусса.

В качестве верхней частоты спектра сигнала по исходным данным принята частота $f_{\text{в}}$. Этим значением для низкочастотного сигнала (baseband signal) можно определять ширина его спектра $\Delta f_c = f_{\text{в}} - f_0$, при $f_0 = 0$ Гц.

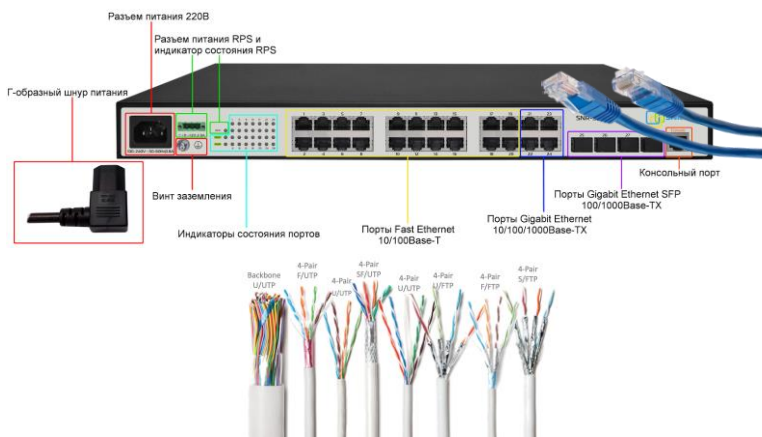
Принимая требуемую пропускную способность C канала связи равной значению скорости передачи произвольно выбранной реальной системы связи

(LTE, Wi-MAX, 802.3, 802.11n, PPJ, 100BASE-TX или др.), и принимая во внимание, что полоса пропускания канала должна быть больше или равна ширине спектра сигнала $\Delta F_k \geq \Delta f_c$, можно найти значение отношения мощностей сигнала и помехи.

Задание. Необходимо рассчитать требуемое значение отношения мощностей сигнала и помехи $\frac{P_c}{P_{ш}}$ в канале с гауссовским шумом для достижения заданной максимальной скорости передачи информации C .

2.2 Выбор вида помехоустойчивого кода и определение длины кодовой комбинации

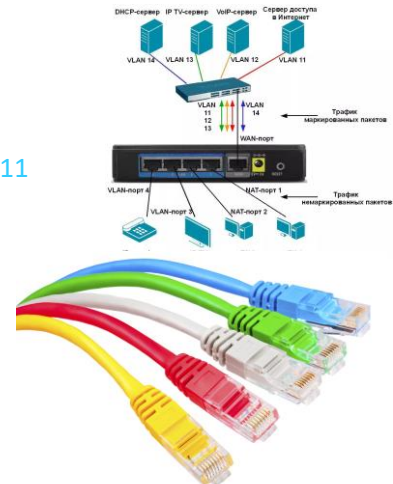
Помехоустойчивое, или избыточное, кодирование применяется для обнаружения и (или) исправления ошибок, возникающих при передаче. Отличительное свойство помехоустойчивого кодирования состоит в том, что кодером добавляется избыточная информация в поток данных для возможности на приеме найти и исправить некоторое число ошибок. Помехоустойчивое кодирование используется почти во всех системах связи (в беспроводных сотовых сетях, компьютерных сетях, оптических сетях).



010110 1010010 101011 101011

Как передается информация в современных сетях?

Как выглядит сигнал внутри кабеля?



Если кодер источника сокращает избыточность сообщения и сжимает данные (например, используется кодек mp3 для музыки, jpeg для фото, mpeg для видео), то помехоустойчивое кодирование, напротив, состоит в целенаправленном введении избыточности в сообщение для того, чтобы появилась потом возможность в приемнике обнаруживать и исправлять ошибки в сообщении, возникающие при передаче его по линиям связи.

В кадре Ethernet и других есть специальные поля куда записываются избыточные биты, чтобы обнаруживать и исправлять ошибки.

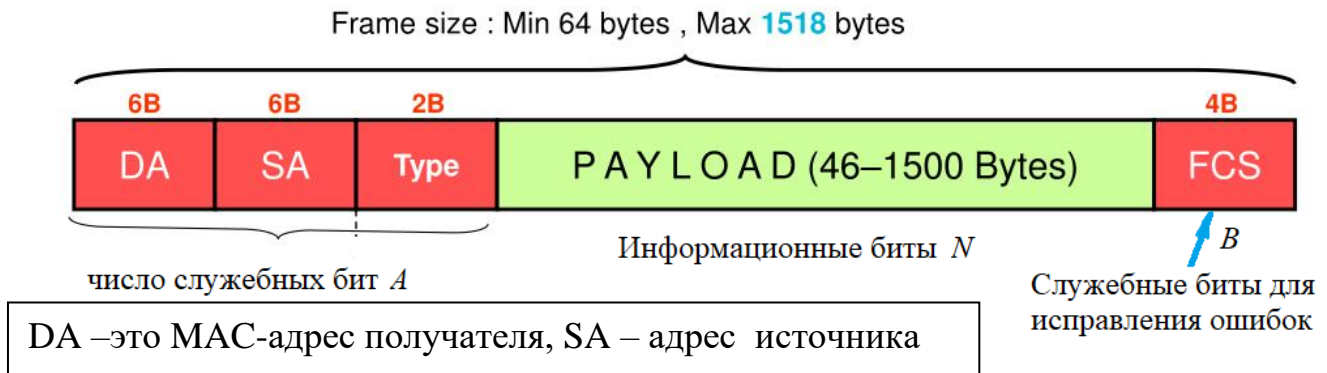


Рисунок 1 Кадр Ethernet при пакетной передаче данных

Как видно из рис.1, в одном кадре (пакете) Ethernet можно передать примерно 1500 байт полезной информации. Но это значение разное для разных видов связи, например, в кадре Wi-Fi поле данных больше и составляет 2312 байт (рисунок 2). В случае же IP-телефонии размер всего пакета может быть всего от 10 до 200 байт, но такие малые пакеты передаются часто каждые 20 мс.

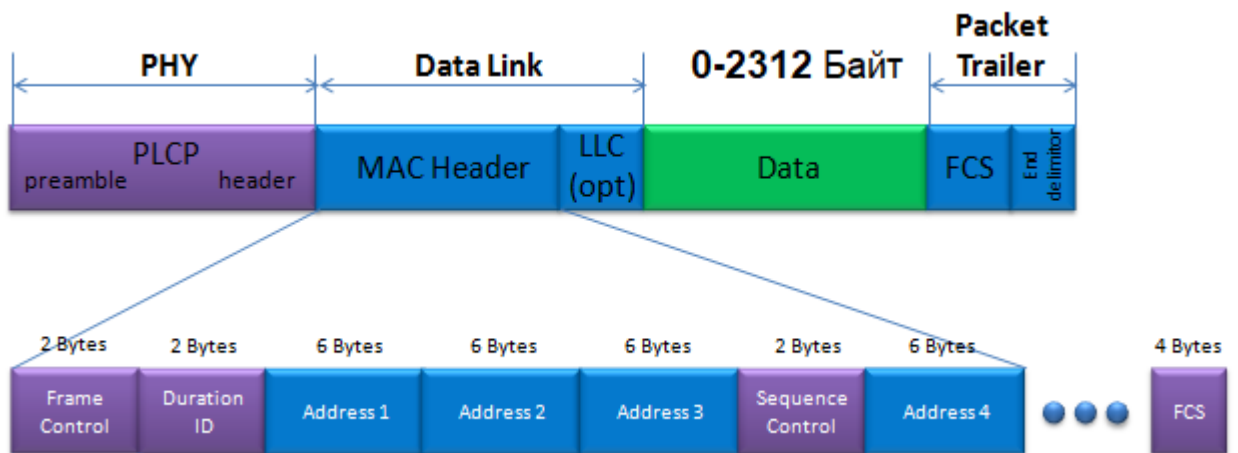
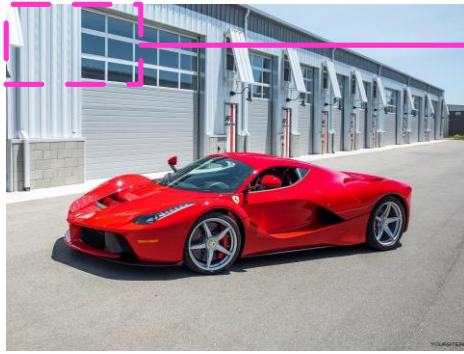


Рисунок 2 Кадр Wi-Fi при пакетной передаче данных

Используя рисунки форматов кадров можно посчитать какое количество бит будет приходится на заголовки пакетов и кадров, какое количество дискретных отсчетов звукового сигнала или пикселей фото будет передаваться в одном пакете, а также какое количество бит будет приходится на обнаружение ошибок.

Передаваемое Сообщение



Фрагмент данных



После применения помехоустойчивого размер кадра в битах можно определить по формуле:

$$N_{frame} = a + K \cdot n_s + b, \quad (1.19)$$

где a – число служебных бит, приходящееся на заголовки кадра при пакетной передаче данных (в заголовках указываются IP-адреса источника и приемника сообщения, MAC-адреса, время жизни пакета TTL и другая служебная информация);

K – число пикселей или дискретных отсчетов телефонного сообщения, передаваемых в пакете;

n_s – число информационных бит, приходящихся на 1 пиксель или отчет телефонного сообщения;

b – число служебных бит для обнаружения ошибок.

Задание.

а) Определить по своему варианту тип передаваемого сообщения и найти значение n_p

Вариант N	1	2	3	4	5
Тип сообщения	Речь	Фото	Музыка	Видео	Текст

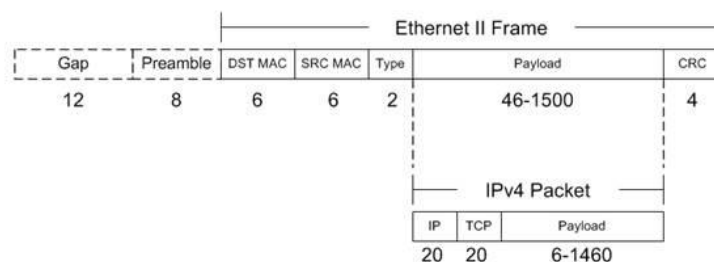
б) Выбрать произвольно технологию передачи информации (Ethernet, Wi-Fi, Bluetooth). Используя любые источники информации

(книги или интернет), рассчитать длину кадра, число служебных бит a , приходящееся на заголовки кадра¹ при пакетной передаче данных и число служебных бит b в кадре, приходящееся на обнаружение ошибок.

в) Исходя из размера поля для данных, определите максимально допустимое значение K из формулы

Число бит в Поле данных - $40 = K \cdot n_s$

Учитывайте, что из размера поля данных кадра (Payload или Data) необходимо вычесть 40 байт на заголовки IP и TCP.



д) Используя источники информации ознакомиться с видами помехоустойчивых кодов и основной их принцип работы. Выбрать один применяемый на практике вид помехоустойчивого кода. Привести в этом подразделе основную теорию данного кода.

Например, существует и широко используется в оптических сетях код Рида-Соломона, позволяющий исправлять ошибки в блоках данных. Для определения степени избыточности кода используют запись вида (255,223) это означает, что после кодирования на 223 байта полезной информации будут приходиться 32 байта служебных для исправления ошибок. Можно определить для кода Рида-Соломона процентное соотношение между числом служебных и информационных символов. При $b = 32$ это 12.55% служебных бит от информационных для цели исправления ошибок.

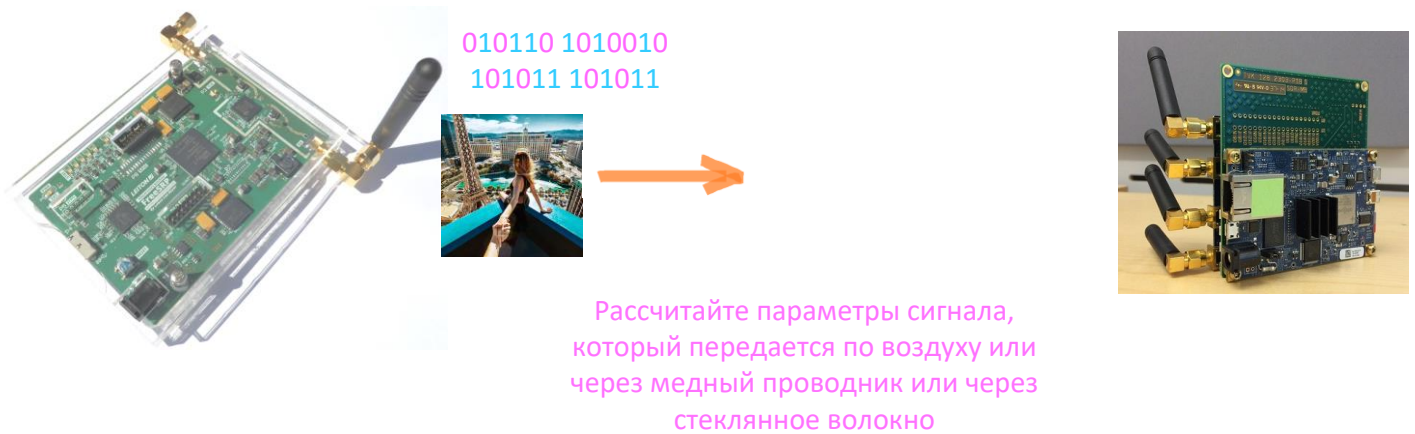
Далее это процентное соотношение можно применить к нашим данным. Например, $n_s = 10$ бит, тогда количество служебных бит 12.55% для цели исправления ошибок будет равно 1.4. В данном случае можно считать, что на 10 полезных бит приходится 1.4 бита служебных для исправления ошибок. Число служебных бит может быть нецелым, поскольку определено на 1 отсчет с разрядностью n_s , а не на кадр N_{frame} .

г) Найти число бит, приходящееся на 1 дискретный отсчет (bit per sample, bps) с учетом служебных полей и заголовков кадра

$$N_{bps} = \frac{N_{frame}}{K}$$

2.3 Расчёт параметров модуляции и ширины спектра модулированного сигнала

¹ Вид кадра стандарта Ethernet 802.3 или 802.11 Wi-Fi или Bluetooth.



В системах, которые являются предметом настоящей курсовой работы, предусмотрено использование цифрового вида *модуляции*. Вид определяется для каждого студента свой исходя из варианта.

В результате модуляции сигнала получается последовательность радиоимпульсов с различными амплитудами или начальными фазами или частотами.

В системе передачи вид модуляции выбирается таким образом, чтобы скорость передачи информации после модуляции была не меньше требуемой пропускной способности C ранее определенного канала.

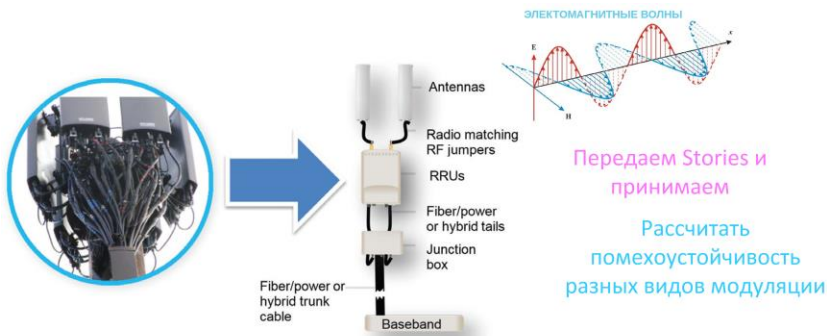
$$C = B \cdot \log_2 M ,$$

где B – символьная скорость,

M – число позиций модулированного сигнала (число точек на сигнальном созвездии). Например, при модуляции QAM-256 значение $M = 256$).

Задание. Определите для своего варианта (вида модуляции) число позиций модулированного сигнала M , и рассчитайте символьную скорость B (сколько символов будет передаваться в секунду).

Сама по себе обычная электромагнитная волна это просто синусоидальное колебание, в котором нет информации. С помощью модуляции оборудование закладывает информацию в электромагнитную волну. Представьте мы передаем или принимаем stories, рассчитаем с инженерной точки зрения этот процесс и возможную скорость нашего интернета.



Передает Stories и
принимает

Рассчитать
помехоустойчивость
разных видов модуляции



Спектральная плотность модулированного сигнала – последовательности радиоимпульсов показан на рисунке ниже. Максимум спектральной плотности находится на несущей частоте ω_0 .

На практике обычно ширина спектра радиоимпульса определяется полосой частот, в которой сосредоточено около 90% энергии (мощности) сигнала. По этому критерию для радиоимпульса прямоугольной формы обычно принимается

$$\Delta f_{\text{радиоимпульса}} \approx 1/\tau_u \quad (1.20)$$

где τ_u – длительность радиоимпульса. Данная формула справедлива для модуляции фазовой и амплитудной (PSK, QAM), а при частотной модуляции (BFSK) спектр в два раза шире $\Delta f_{\text{BFSK}} \approx 2/\tau_u$. Ширина спектра модулированного сигнала определяется шириной спектра радиоимпульса.

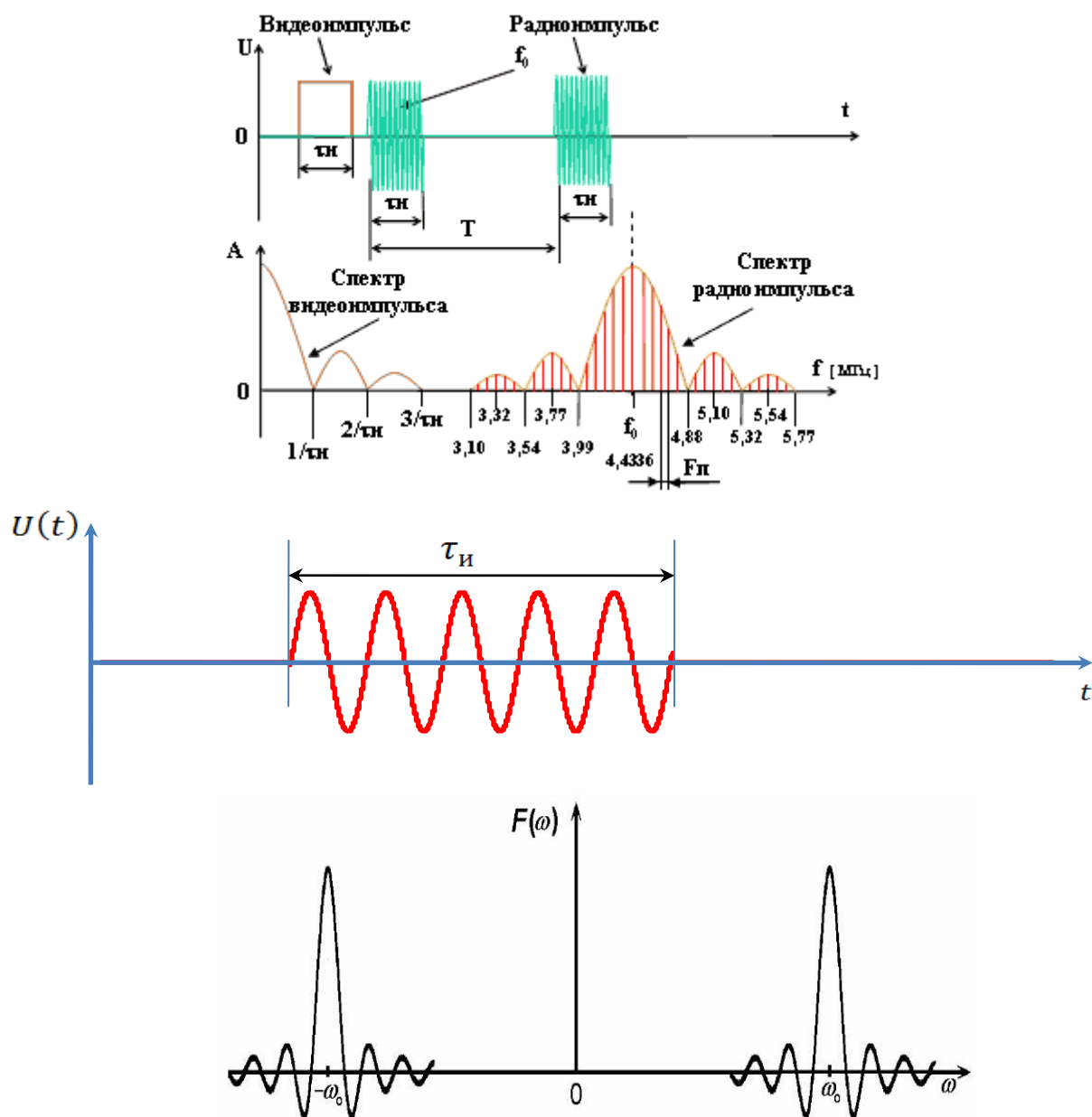


Рисунок 2 – Радиоимпульс (как один символ модулированного сигнала) и его спектр

Расчёт длительности импульса кодовой последовательности производится по формуле

$$\tau_u = \frac{\log_2 M}{N_{bps}} \left(\frac{1}{F_D} - \tau_c \right), \quad (1.21)$$

где τ_c – длительность временного интервала, предназначенного для передачи сигналов синхронизации (при расчетах следует принять $\tau_c = 0.05 \cdot \tau_u$).

M – число позиций модулированного сигнала (уровень модуляции).

Приведенная формула (1.21) справедлива для всех недифференциальных методов модуляции QAM, BFSK и PSK. При относительной (дифференциальной) фазовой модуляции (DBPSK, DQPSK) необходимо

повысить число импульсов на единицу, чтобы задать опорное значение фазы сигнала в начале периода. Тогда равенство (4.23) преобразуется в формулу:

$$\tau_u = \frac{\log_2 M}{N_{bps} + 1} \cdot \left(\frac{1}{F_D} - \tau_c \right) \quad (1.22)$$

При условии $\tau_c = 0.05 \cdot \tau_u$, можно выразить и найти из (1.20) и (1.21) значение ширины спектра модулированного сигнала для своего варианта Δf_{BPSK} или Δf_{DQPSK} или Δf_{QAM} и др.

Задание. Произведите расчет длительности импульса по формуле (1.21) или (1.22).

Произведите расчет ширины спектра модулированного сигнала по формуле (1.20) или если у вас модуляция BFSK, то $\Delta f_{BFSK} \approx 2/\tau_u$. Сделайте вывод, подходит ли заданный по варианту вид модуляции системе передачи при ширине канала равной 10 МГц. Другими словами надо определить, не превышает ли ширина спектра модулированного сигнала ширины канала 10 МГц.

2.4 Расчет требуемого отношения SNR на входе приемника

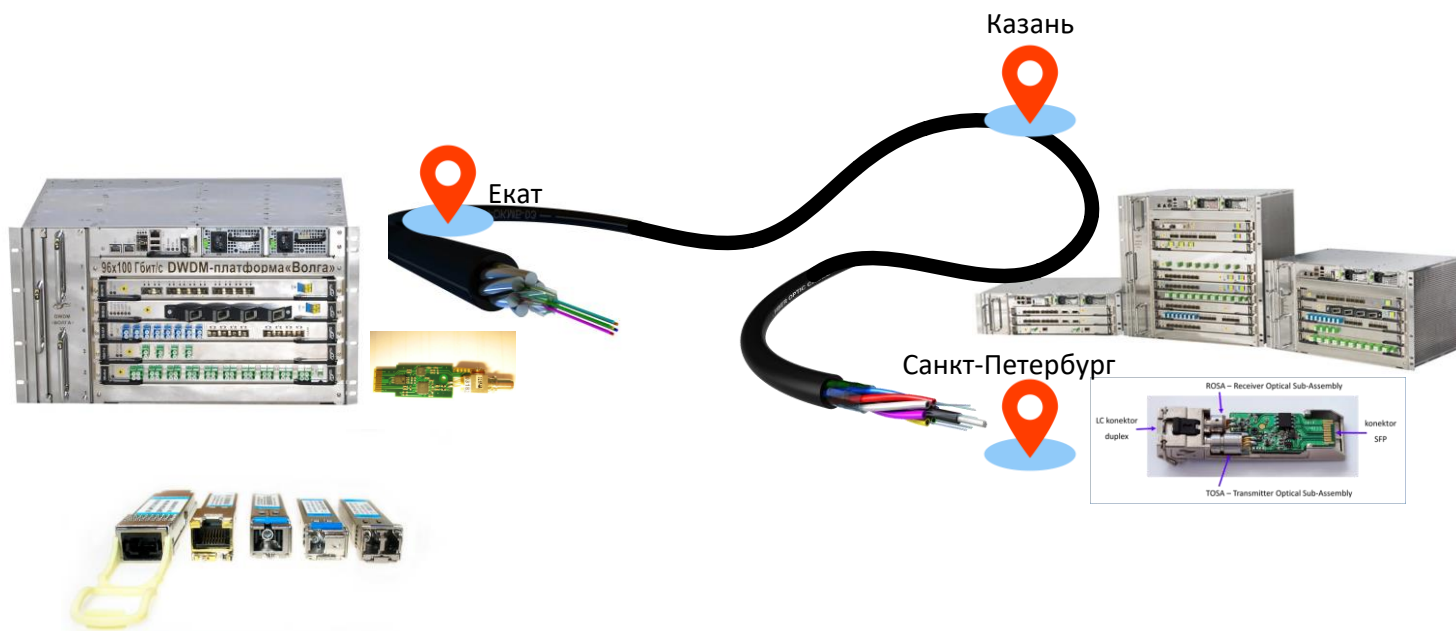
После определения характеристик передающего оборудования и требуемой пропускной способности канала связи, дальнейшая задача заключается в определении условий, при которых обработка сигнала в приемном оборудовании не приведёт к существенному повышению искажений.

Эффективное значение среднеквадратичной ошибки воспроизведения сообщения, вызванной **ошибочным приёмом** одного из символов двоичного кода за счёт широкополосного шума, можно найти из формулы:

$$\delta_4 = 2 Q \sqrt{\frac{p_{\text{ош}}}{3}}, \quad (4.17)$$

где $p_{\text{ош}}$ – вероятность ошибки приёма разрядного символа, Q – пик-фактор. Приведённая формула справедлива при небольших значениях δ_4 .

Рассматриваемые в данной курсовой работе расчеты подходят практически для любой системы связи, в том числе и оптической.



При равновероятном появлении символов при большом числе реализаций коэффициент битовых ошибок BER можно принимать равным вероятности ошибки.

Выбирая вероятность ошибки $p_{\text{ош}}$ таким образом, чтобы дисперсия относительной ошибки δ_4^2 была, по крайней мере, на порядок ниже суммы дисперсий относительных ошибок отдельных этапов входных преобразований, можно обеспечить общую погрешность передачи аналогового сообщения, практически равную погрешности входных преобразований. Обеспечение заданного значения вероятности ошибки осуществляется выбором соответствующего превышения мощности сигнала над мощностью шума, формированием сигнала на передающей стороне системы (способом передачи) и способом приёма – совокупностью устройств выделения сообщения из смеси сигнала и помехи, присутствующей на входе приёмного устройства.

В то же время необходимо минимизировать мощность источника сигнала, так как излишек мощности повышает стоимость системы связи, уровень помех другим связным системам, в некоторых случаях ухудшает экологическую обстановку вблизи источника сигнала.

2.4.1 Расчет требуемого отношения сигнал/шум $q_{\text{ког}}^2$ при когерентном приеме

Рассмотрим алгоритм оптимального приёма, обеспечивающий потенциальную помехоустойчивость выделения бинарного сигнала. Полагая априорные вероятности передачи единиц и нулей двоичного кода равными 0,5, можно записать:

$$p_{\text{ош}} = 1 - \Phi\left(\sqrt{0,5q(1-\rho)}\right), \quad (4.34)$$

где $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$ – функция нормального интегрального распределения.

$q^2 = \frac{2E_c}{N_0}$ – отношение энергии сигнала $E_c = P_c \tau_{и}$ к спектральной плотности $N_0/2$ аддитивного "белого" шума (SNR на символ). Отношение сигнал/шум в цифровых системах связи также выражается через $\frac{E_c}{N_0} = m \frac{E_b}{N_0}$ (SNR на бит), где E_b – энергия сигнала, приходящаяся на 1 бит; $m = \log_2 M$.

ρ – коэффициент взаимной корреляции сигналов, соответствующих передаче "единицы" и "нуля".

Коэффициент взаимной корреляции сигналов вычисляется по формуле

$$\rho = \frac{1}{E_c} \int_0^{\tau_u} S_1(t) S_2(t) dt \quad (4.36)$$

При использовании двоичной фазовой модуляции (BPSK) $S_1(t) = -S_2(t)$, из (4.36) следует $\rho = -1$.

Тогда вероятность ошибочного приёма символа BPSK двоичного кода может быть найдена по формуле

$$P_{ошBPSK} = 1 - \Phi(q) = Q(q). \quad (4.37)$$

где $Q(q)$ – Q-функция² (гауссов интеграл ошибок).

При использовании других видов модуляции вероятность ошибки можно рассчитать по формулам:

Вероятность ошибки при модуляции M-ASK:

$$P_{ошASK} = \frac{2(M-1)}{M} \cdot \Phi\left(\sqrt{\frac{6q^2 \log_2 M}{(M^2-1)}}\right),$$

Вероятность ошибки при модуляции BFSK:

$$P_{ошBFSK} = 1 - \Phi\left(\frac{q}{\sqrt{2}}\right)$$

Вероятность ошибки при модуляции QPSK:

$$P_{ошQPSK} = \left(1 - \Phi\left(\frac{q}{\sqrt{\log_2 M}}\right)\right)$$

Вероятность ошибки при модуляции M-PSK:

$$P_{ошPSK} = \frac{2}{\log_2 M} \left(1 - \Phi\left(q \cdot \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)\right)\right) \text{ при } M > 4$$

² <https://en.wikipedia.org/wiki/Q-function>

Вероятность ошибки при модуляции DQPSK:

$$P_{ошDQPSK} = \frac{1}{\log_2 M} \left(1 - \Phi^2 \left(q \sqrt{\log_2 M} \cdot \sin \left(\frac{\pi}{M} \right) \right) \right)$$

Вероятность ошибки при модуляции DBPSK:

$$P_{ошDBPSK} = 2(1 - \Phi(q))\Phi(q)$$

Вероятность ошибки при QAM-M (кроме QAM-8):

$$P_{ошQAM} = \frac{2(1 - \eta^{-1})}{\log_2 \eta} \cdot \left[1 - \Phi \left(\frac{q}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{3}{\eta^2 - 1}} \right) \right],$$

где $\eta = \sqrt{M}$ – число уровней амплитуды;

M – число позиций модулированного сигнала (уровень модуляции).

Если ваш вариант модуляции QAM-8, обратитесь к преподавателю.

Задание.

1 Определите вероятность ошибочного приёма $p_{ош}$ по формуле (4.17).

2 Найдите формулу для расчета вероятности ошибки для своего (по варианту) вида модуляции и запишите ее в MathCad.

Примечание. Представление функции $\Phi(x)$ в MathCad производится через функцию $\text{erf } x$ (смотрите [ссылку](#)³). Разберитесь как функции $\Phi(x)$ задается через $\text{erf } x$ и тогда сможете записать формулу расчета вероятности ошибки в MathCad.

3 Подставьте в полученную формулу MathCad сначала произвольное значение $q=5$ и посмотрите чему будет равна по формуле вероятность $p_{ош}$. Подберите такие значения q , чтобы $p_{ош}$ по формуле стала равна вычисленному ранее значению $p_{ош}$ из (4.17). Таким образом, вы найдете требуемое значение $q_{коз}$ и тогда сможете найти отношение сигнала/шум

$$q_{коз}^2 = \frac{2E_c}{N_0}.$$

$q^2 = \frac{2E_c}{N_0}$ – отношение энергии сигнала $E_c = P_c \tau_{и}$ к спектральной

плотности $N_0/2$ аддитивного "белого" шума (SNR на символ). Отношение

сигнал/шум в цифровых системах связи также выражается через $\frac{E_c}{N_0} = m \frac{E_b}{N_0}$

(SNR на бит), где E_b – энергия сигнала, приходящаяся на 1 бит; $m = \log_2 M$.

³

https://dic.academic.ru/dic.nsf/enc_mathematics/1895/%D0%98%D0%9D%D0%A2%D0%95%D0%93%D0%A0%D0%90%D0%9B

4 Сравните полученное значение параметра отношение сигнала/шум в дБ с SNR для систем 4G/LTE и сделайте вывод об условиях работы системы связи

условия	SNR для 4G/LTE, дБ
Отлично	≥ 20
Хорошо	13... 20
Нормально	0... 13
Плохо	≤ 0

5 С помощью численного моделирования (см. Приложение 1), используя MATLAB постройте график зависимости вероятности ошибки

$p_{\text{ош}}$ **от отношения сигнала/шум $q_{\text{коз}}^2 = \frac{2E_c}{N_0}$ (SNR на символ) или от**

отношения сигнала/шум $\frac{E_b}{N_0}$ (SNR на бит) для своего вида модуляции и

любых двух других (пример на рис. 3). Сравните помехоустойчивость рассматриваемых видов модуляции. Результаты эффективности своего вида модуляции в плане помехоустойчивости отразите выводом.

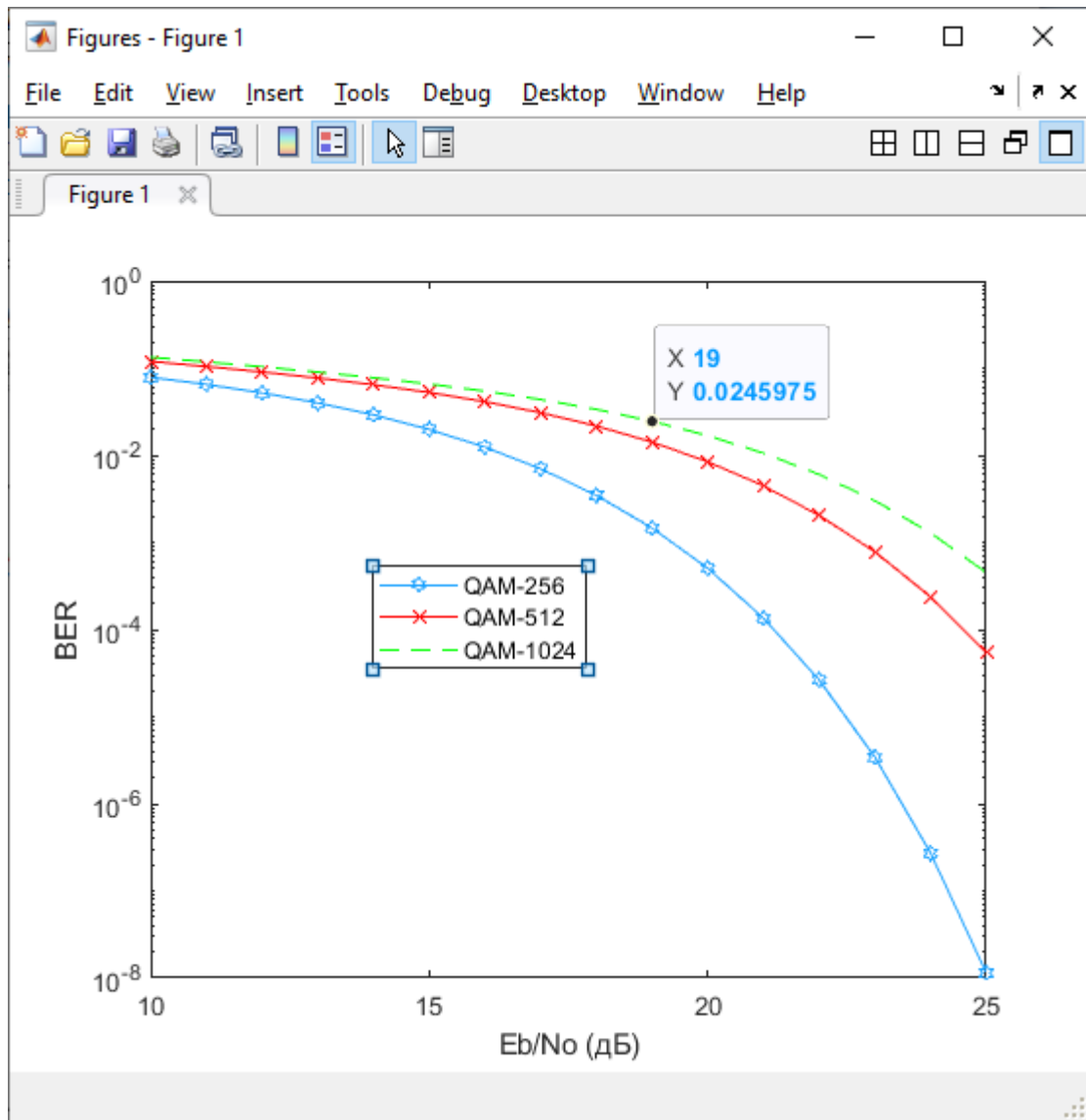


Рисунок 3.- Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум

6 По построенному графику определите требуемое значение отношения мощностей сигнала и помехи $q_{\text{коз}}^2$ обеспечивающее требуемое качество (вероятность ошибки $p_{\text{ош}} = \text{BER}$) при оптимальном когерентном приёме.

7 Сравните значения BER ($p_{\text{ош}}$) при различных значениях $q_{\text{коз}}^2$, вычисленные с помощью формулы, и значения BER ($p_{\text{ош}}$) при различных значениях $q_{\text{коз}}^2$, полученные в результате численного моделирования.

$$q^2 = \frac{2E_c}{N_0}, \text{ а } \frac{E_c}{N_0} = m \frac{E_b}{N_0}, \text{ где } E_b \text{ – энергия сигнала, приходящаяся на 1 бит;}$$

$$m = \log_2 M .$$

Примечание. **MATLAB** при модуляции DQPSK строит график для случая некогерентного приема, поэтому данные не совпадут с формулой!

2.4.2 Расчет требуемого отношения сигнал/шум $q_{\text{нек}}^2$ при Некогерентном приеме

При неоптимальном приёме выражения для вероятностей ошибок зависят от конкретной схемы, реализующей различение символов двоичного кода дискретного сигнала.

При рациональном построении устройств *некогерентной* обработки можно использовать следующие выражения для вероятностей ошибок:

1) при амплитудной модуляции ASK:

$$p_{\text{ош}} \approx 0,5 \exp\left(-\frac{q_{\text{нек}}^2}{8}\right)$$

2) при частотной модуляции FSK:

$$p_{\text{ош}} \approx 0,5 \exp\left(-\frac{q_{\text{нек}}^2}{4}\right)$$

3) при DBPSK:

$$p_{\text{ош}} \approx 0,5 \exp\left(-\frac{q_{\text{нек}}^2}{2}\right)$$

3) при DQPSK:

$$p_{\text{ош}} = Q_1(a, b) - 0.5 \cdot I_0(a \cdot b) \cdot e^{-0.5(a^2 + b^2)}$$

где $a = \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{2}}\right)$, $b = \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}}\right)$, $Q_1(a, b)$ – Q-функция Маркума, $I_0(a \cdot b)$ – модифицированная функция Бесселя.

В приведённых формулах считается, что априорные вероятности передачи единиц и нулей одинаковы.

Для своего вида модуляции найти требуемое отношение $q_{\text{нек}}^2$ для обеспечения заданного значения вероятности ошибки $p_{\text{ош}}$ при некогерентном приеме сигнала и сравнить его с SNR $q_{\text{ког}}^2$ для оптимального приёма при известном сигнале. Определить проигрыш в энергии (мощности) сигнала, вызванной неизвестностью начальной фазы.

Другими словами, необходимо вычислить отношение $\frac{q_{\text{нек}}^2}{q_{\text{ког}}^2}$.

Для видов модуляции, требующих определения абсолютного значения фазы (не дифференциальных), данный пункт не выполняется.

Построить график зависимости вероятности ошибки $p_{\text{ош}}$ от отношения сигнала/шум $q_{\text{ког}}^2 = \frac{2E_c}{N_0}$ (SNR на символ) или от отношения сигнала/шум

$\frac{E_b}{N_0}$ (SNR на бит) для своего вида модуляции можно с помощью программного кода или окна Bit Error Rate Analysis Tool

The screenshot shows the MATLAB R2015a interface with the 'Bit Error Rate Analysis Tool' open. The tool's 'Modulation type' is set to 'DPSK' and 'Modulation order' is set to '4'. A 'BER Figure' window is overlaid, showing a log-linear plot of BER vs E_b/N_0 (dB) for three theoretical models: theoretical-exact0 (blue), theoretical-exact1 (green), and theoretical-exact2 (red). The plot shows BER decreasing as E_b/N_0 increases from 0 to 18 dB. Theoretical-exact1 has the highest BER, followed by theoretical-exact2, and theoretical-exact0 has the lowest BER.

Пример кода MATLAB

```
clear
close all
EbNo = 0:30; % диапазон значений EbNo
M = 2;
EbNodB=10*log10(EbNo); % EbN0 в дБ
[ber1, ser] = berawgn(EbNodB,'psk',M, 'diff'); % функция berawgn вычисляет значения % BER для модуляции вида PSK при когерентной схеме приема
figure('Color','w')
semilogy(EbNo,ber1,'r'); % построение графика в логарифмической шкале
xlabel('E_b/N_0');
ylabel('BER');
hold on;

M = 16;
[ber2, ser] = berawgn(EbNodB,'qam',M, 'nondiff');
semilogy(EbNo,ber2,'r');

legend('DBPSK', 'QAM-16');
```

Baseband Digital QAM Transmitter

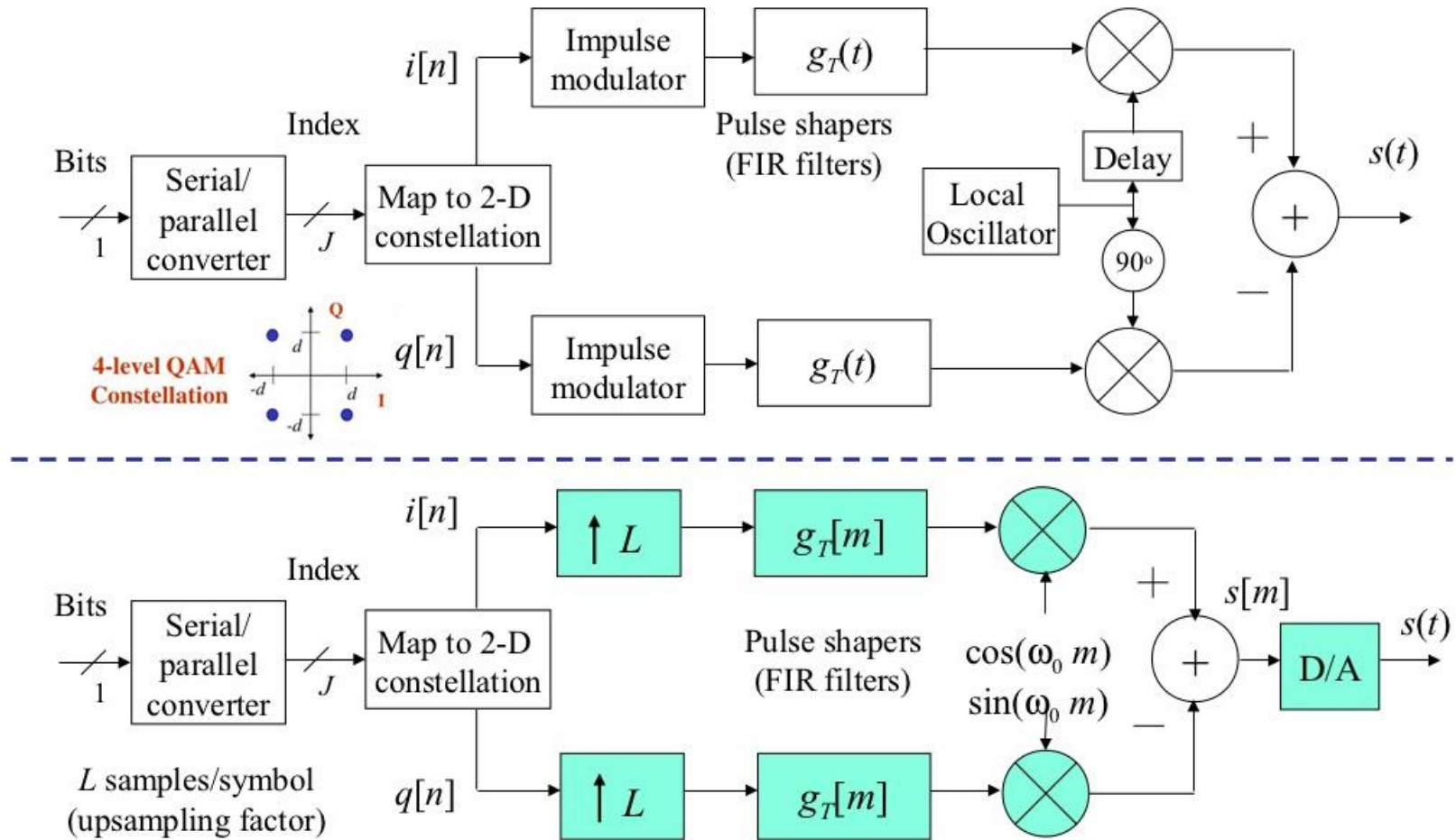


Рисунок 5. – Схема цифрового передатчика с квадратурным модулятором (передающая часть)

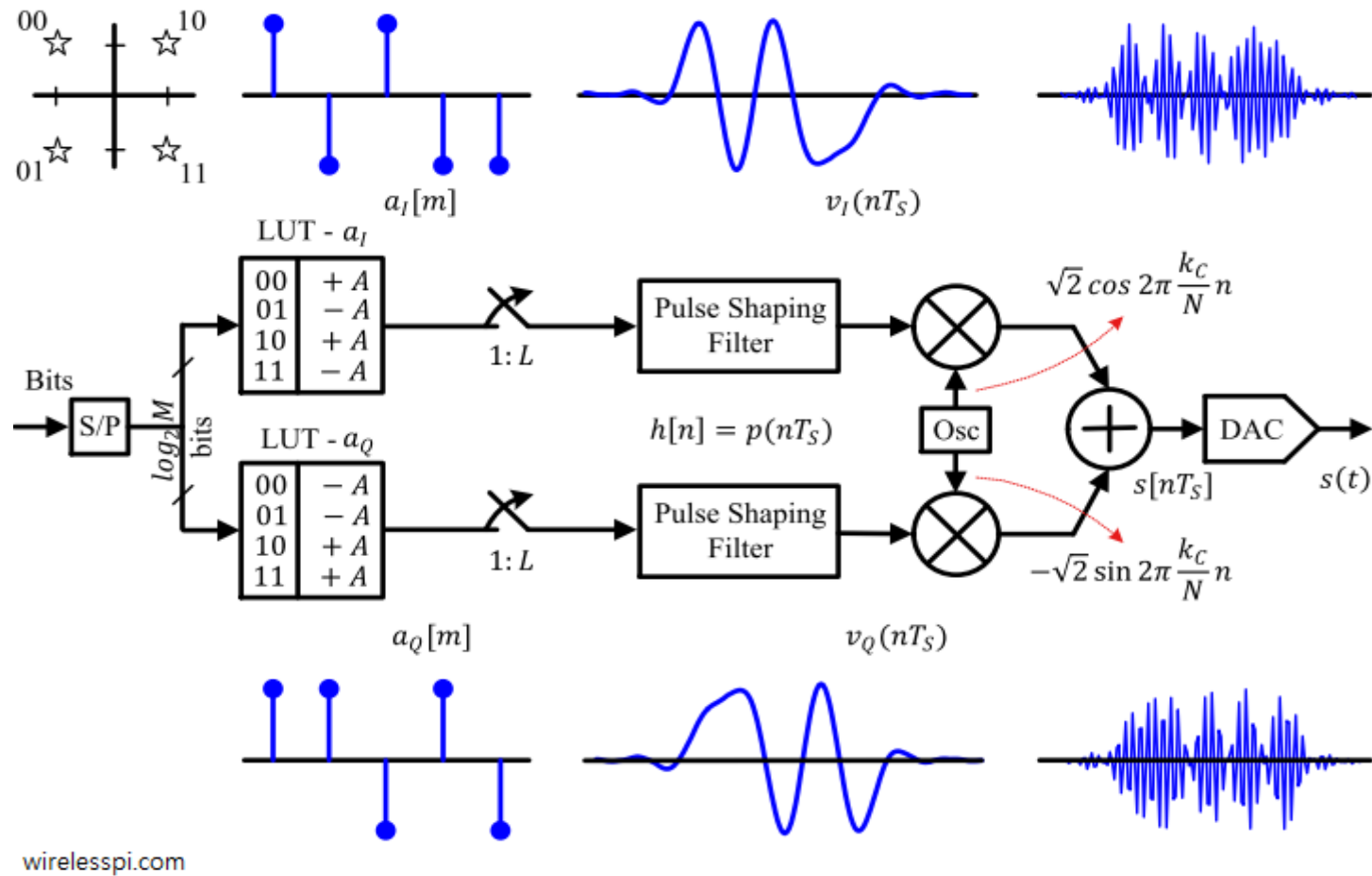


Рисунок 6. – Схема цифрового передатчика с квадратурным модулятором (передающая часть)⁴

⁴ Источник wirelesspi.com

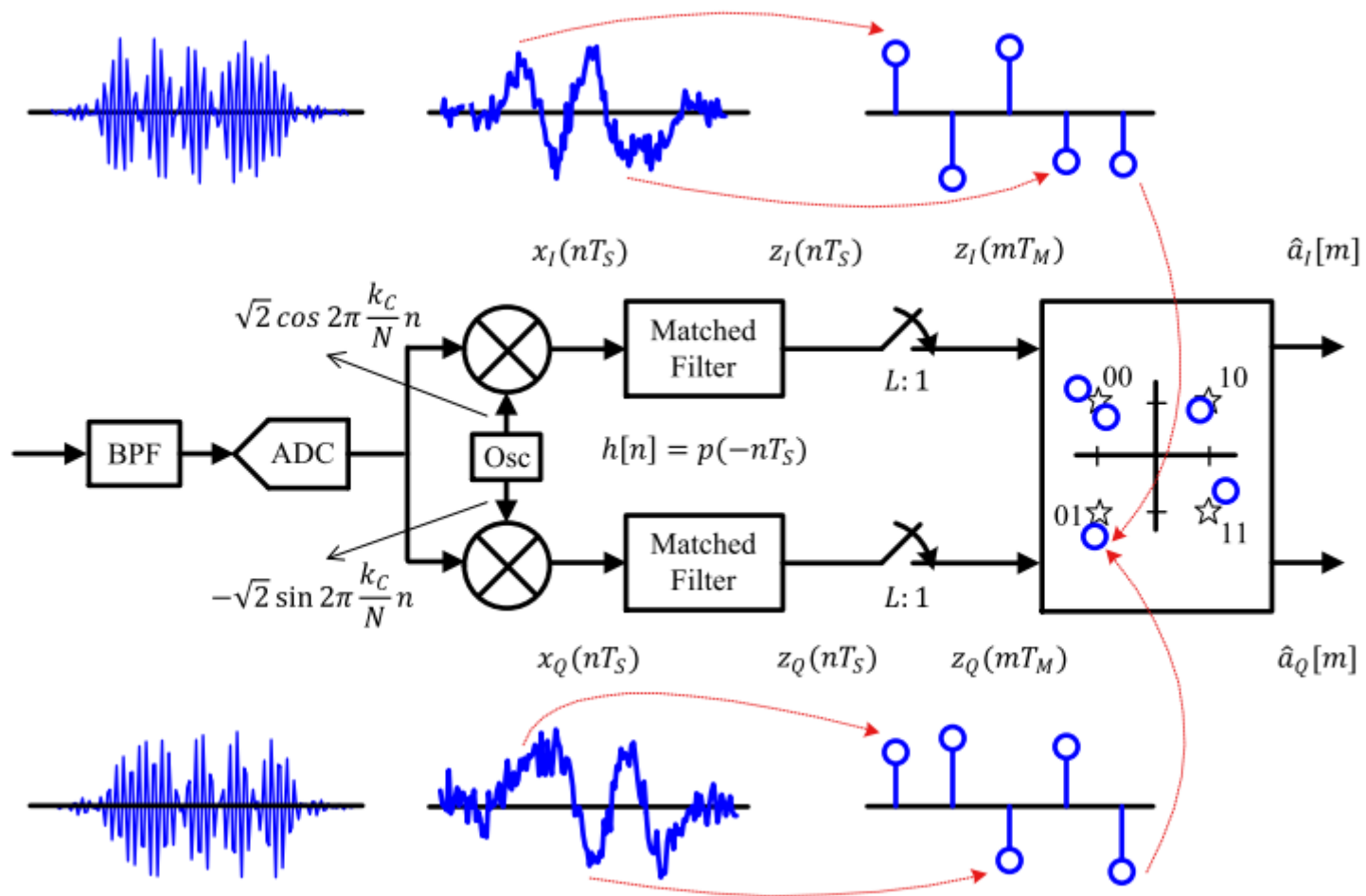


Рисунок 7. – Схема QAM-детектора (приемная часть)⁵

⁵ Источник wirelesspi.com

4.Б ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИИ OFDM. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ OFDM-СИГНАЛА

Несмотря на то, что OFDM дословно расшифровывается как (**Orthogonal Frequency-Division Multiplexing**) мультиплексирование с ортогональным частотным разделением, его относят к методам цифровой модуляции. Хотя на самом деле OFDM лучше представлять не как метод модуляции, а как технологию (новый принцип передачи сигналов). Дело в том, что в OFDM заключены одновременно и модуляция и мультиплексирование, но мультиплексирование особенное. Обычное мультиплексирование подразумевает объединение различных сигналов от разных источников, здесь же происходит объединение составных частей одного и того же сигнала.

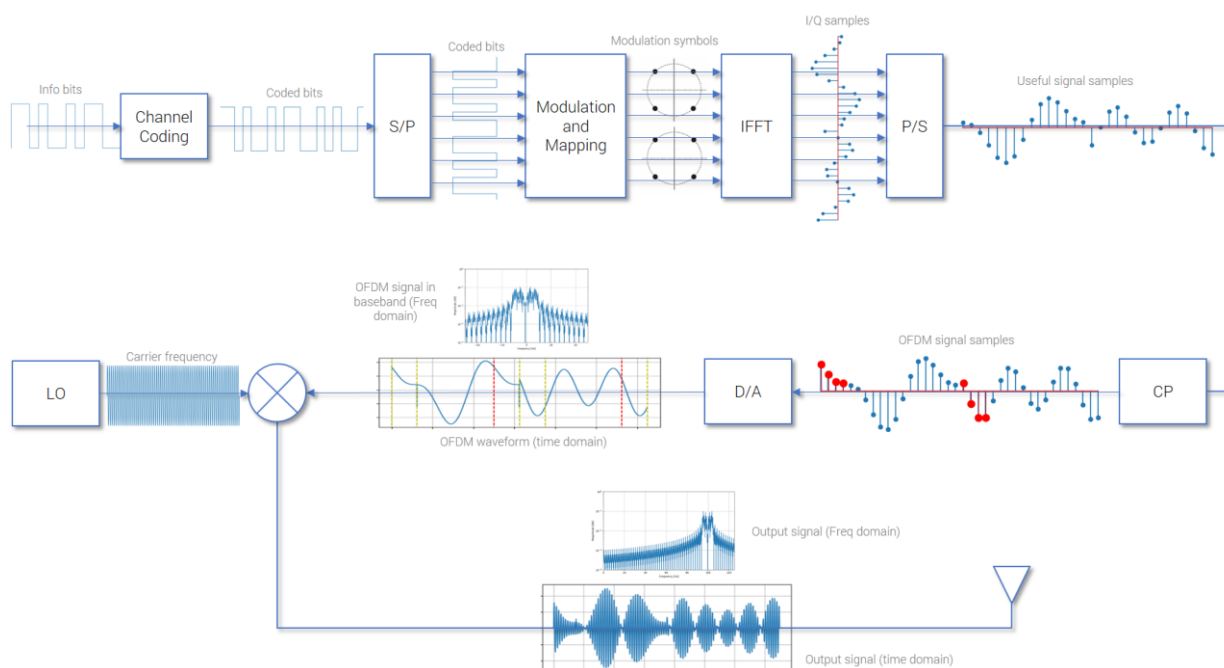


Рисунок 1 – Схема OFDM-модулятора

При OFDM на каждой из поднесущих может передаваться сигнал со своим форматом модуляции (QAM, QPSK и др.) в зависимости от требований к скорости передачи, погодных условий и уровня помех в канале. Таким образом, OFDM выступает не как альтернатива модуляции QAM, QPSK и другим форматам, а как дополнение к ним, к формированию сигнала более устойчивого к помехам и искажениям. Прежде чем формировать OFDM-сигнал мы сначала должны сформировать символы QAM, BPSK или другого вида модуляции.

Рекомендуемые к прочтению статьи и учебные пособия по теме:

Зачем была придумана и используется технология OFDM

[1\) Статья №1](#)

[2\) Статья №2](#)

3) Практический курс National Instruments «Основы передачи ВЧ сигналов»

OFDM сигнал во времени характеризуется через длительность (OFDM-символ), а в частотной области OFDM сигнал характеризуется числом поднесущих, из которых собственно во временной области и формируется OFDM-символ (рисунок 2 и рисунок 3).

Требуемое разнесение по частоте стандартов LTE и GSM, работающих в общей полосе частот.

Полоса частот, занимаемая системой LTE	Разнесение по частоте
10 МГц (50 ресурсных блоков)	5 МГц
5 МГц (25 ресурсных блоков)	2.5 МГц
3 МГц (15 ресурсных блоков)	1.6 МГц
1.4 МГц (6 ресурсных блоков)	0.8 МГц

Ресурсная сетка LTE при стандартном шаге поднесущих $\Delta f = 15$ кГц

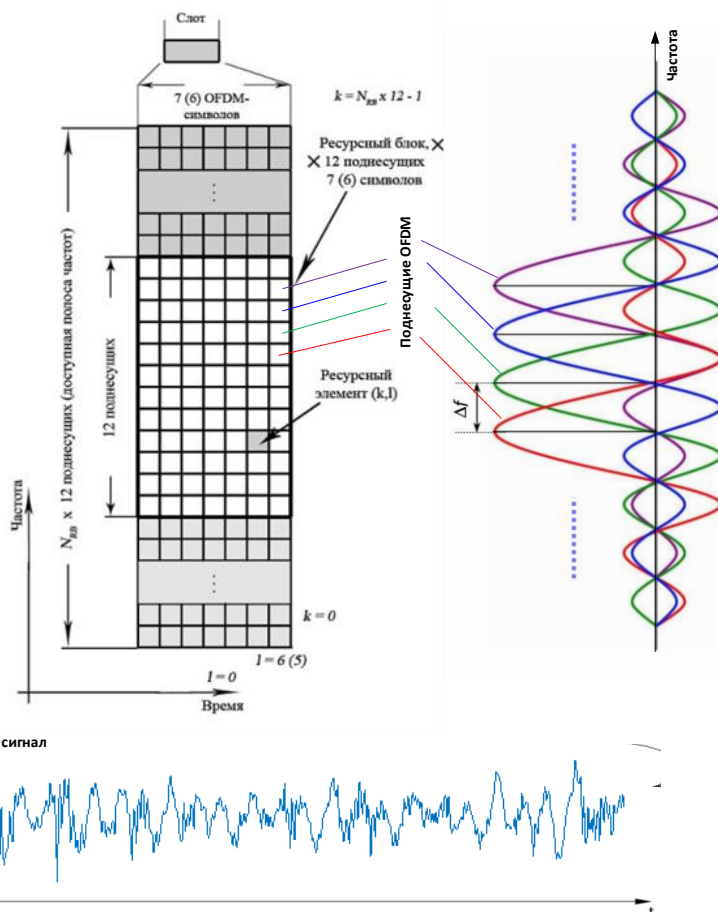


Рисунок 2. Ресурсный блок

OFDM – одна из разновидностей частотного мультиплексирования, в котором единственный канал использует кратные поднесущие на смежных частотах. Кроме того, поднесущие в системе OFDM накладываются, чтобы увеличить спектральную эффективность. Обычно, перекрытие на соседние каналы может вызывать взаимную интерференцию. Однако поднесущие в системе OFDM точно ортогональны к друг другу, поэтому они накладываются без интерференции. В результате системы OFDM позволяют увеличить спектральную эффективность, не вызывая интерференции в соседних каналах.

Формирование OFDM-сигнала

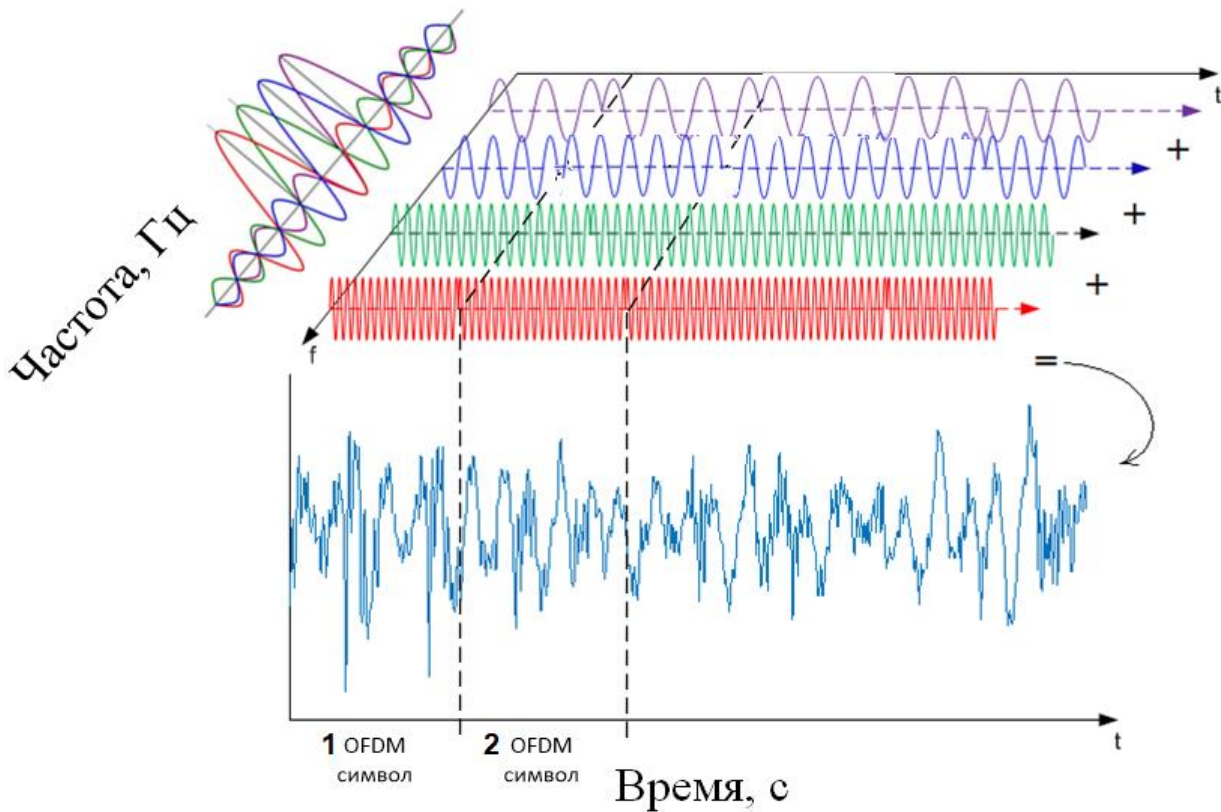


Рисунок 3 – Orthogonal Frequency Division Multiplexing

Изображенный на рисунке 3 OFDM-сигнал в baseband области можно представить выражением, в котором гармонические сигналы представлены комплексной экспоненциальной функцией:

$$s(n) = \frac{1}{\sqrt{N_{FFT}}} \sum_{k=1}^{N_{FFT}} d_k \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N_{FFT}}\right) \quad (23)$$

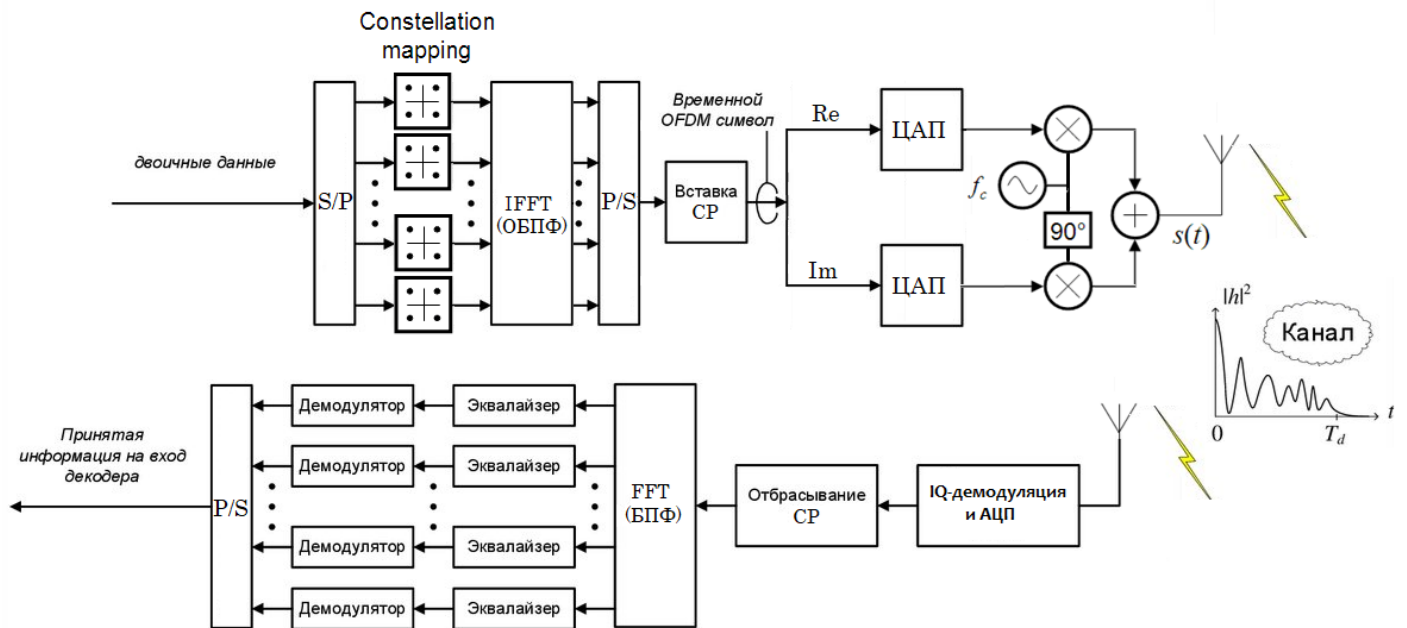
$$f_k = k\Delta f, \quad \Delta f = \frac{1}{T_s}, \quad N_{FFT} = \frac{T_s}{\Delta t}$$

d_k – информационный символ, передаваемый на k -й поднесущей,

n – дискретное время,

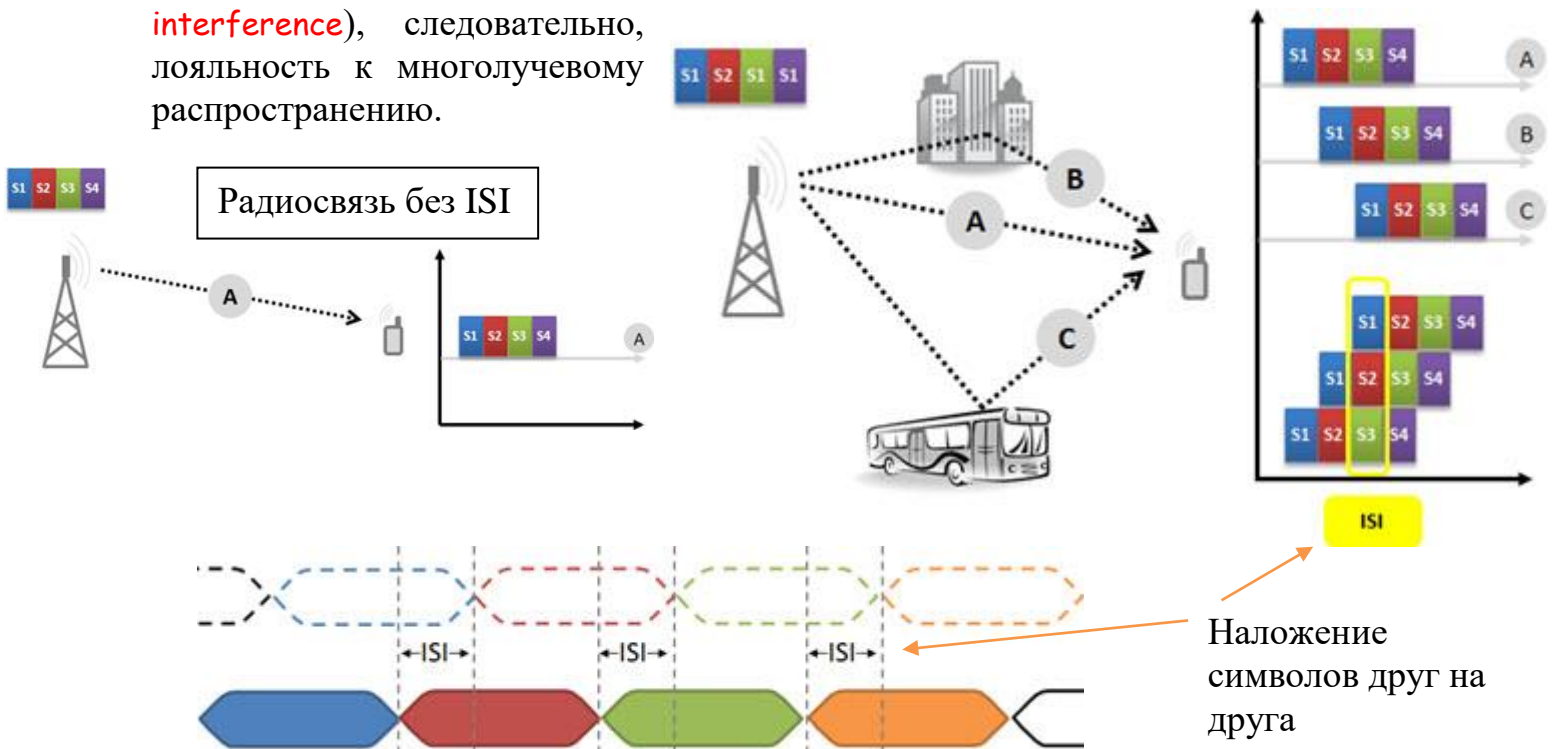
N_{FFT} – число точек БПФ.

Задание 0 - бонусное. Сравните выражение (23) с формулой ОБПФ (IFFT), разберитесь с технологией OFDM и объясните какую роль выполняет IFFT при формировании OFDM-сигнала.



Плюсы технологии OFDM:

1. Высокая эффективность использования радиочастотного спектра благодаря почти прямоугольной форме огибающей спектра OFDM-сигнала при большом количестве поднесущих.
2. Простая аппаратная реализация: базовые операции реализуются методами цифровой обработки (упрощение за счет использования IFFT).
3. Хорошее противостояние межсимвольным помехам (**ISI - intersymbol interference**), следовательно, лояльность к многолучевому распространению.



Наложение символов друг на друга

Возможность применения различных схем модуляции для каждой поднесущей, что позволяет адаптивно варьировать помехоустойчивость и скорость передачи информации.

Минусы технологии OFDM:

1. Необходима высокая синхронизация частоты и времени.
2. Несовершенство современных приемников и передатчиков вызывает фазовый шум, что ограничивает производительность системы.
3. Защитный интервал, используемый в OFDM для борьбы с многолучевым распространением, снижает спектральную эффективность.

Несмотря на некоторые недостатки, OFDM является отличным решением для архитектур современных мобильных сетей, работающих в условиях городской среды мегаполиса, а также для беспроводных сетей доступа Wi-Fi внутри зданий.

Расчет параметров OFDM сигнала

Задание 1 Произвести расчет параметров системы связи с технологией OFDM, используя описанную далее методику.

Вариант N берется такой же, как в практической работе №1 (для студентов заочной формы обучения по номеру шифра). Поскольку значений параметров в представленных ниже таблицах меньше, чем число вариантов – выбор осуществляется с циклическим повторением.

В качестве исходных характеристик для расчетов используем следующие параметры:

Таблица 1. Ширина полосы частот канала

Вариант N	1	2	3	4	5	6
$\Delta F_{кан}$, МГц	15	10	18	14	20	16

Таблица 2. Требуемая скорость передачи \tilde{B} , Гбит/с

Вариант N	1	2	3	4	5	6	7	8
\tilde{B} , Гбит/с	1	0.7	0.4	0.9	1.2	0.7	1.1	0.5

Таблица 3. Максимальная величина задержки сигнала вследствие многолучевого распространения

Вариант N	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$\Delta \tau$, нс	200	210	180	190	205	220	170	208	196

Введем защитный временной интервал (guard interval или Cyclic Prefix) для устранения межсимвольных искажений, вызываемых эффектами

многолучевого распространения радиоволн $\Delta g = 8\Delta\tau$. Guard interval показан на рисунке 4.

Далее необходимо произвести расчет длительности OFDM символа

$$T_{symbol} = 32\Delta g$$

и длительность символа без учета защитного временного интервала (синий прямоугольник на рисунке 4)

$$T = T_{symbol} - \Delta g$$

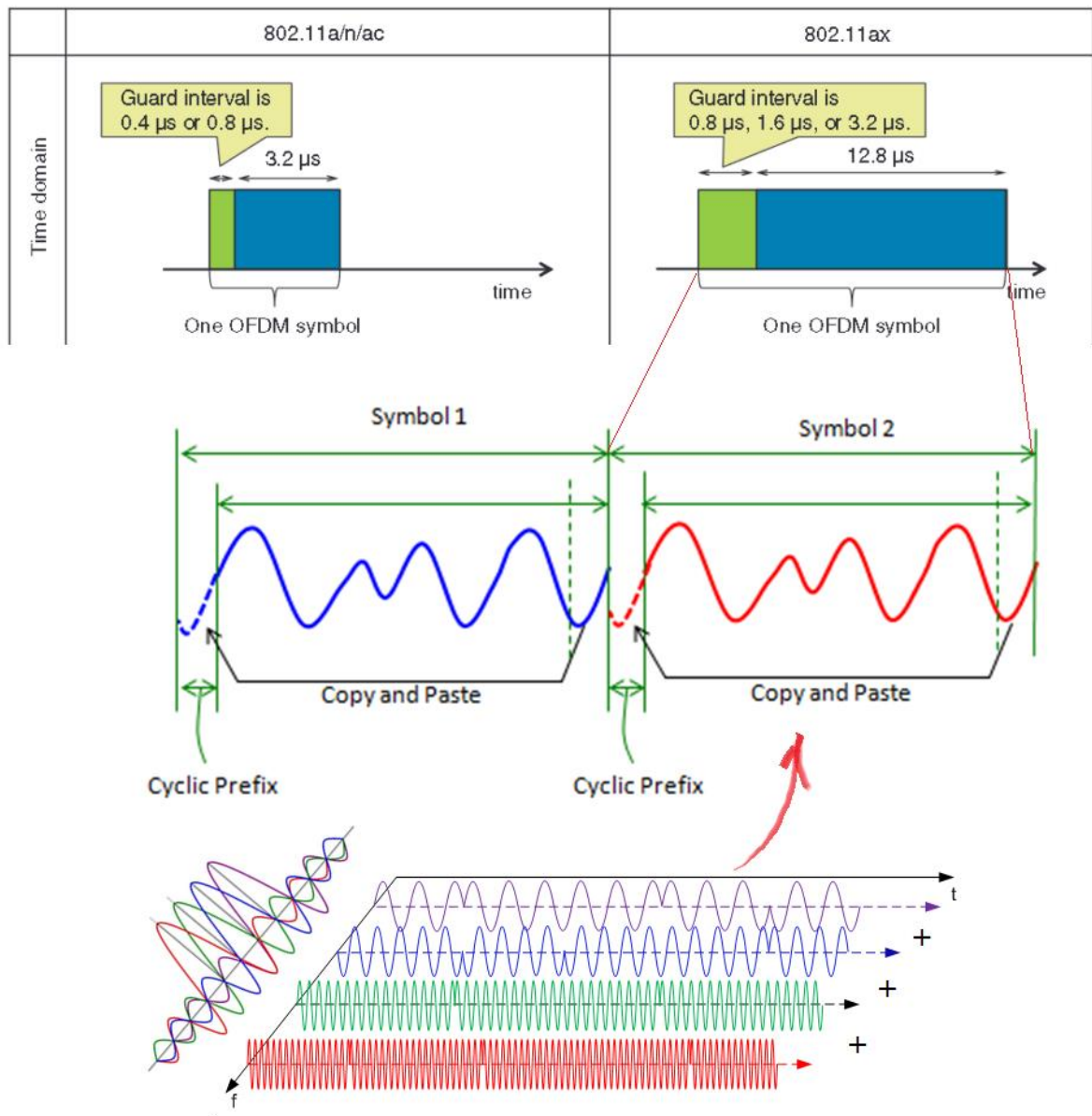


Рисунок 4.

Благодаря прямоугольному формированию радиоимпульса спектры символов OFDM являются функциями sinc, которые равноудалены на оси частот на Δf_{car} . Например, для сигнала k -й поднесущей, спектр описывается в уравнении $S_k(f) = \text{sinc}[\pi T(f - k \cdot \Delta f)]$. Типичный спектр OFDM, показанный на рисунках 5 и 6, состоящий из множества смежных sinc функций, которые сдвинуты на Δf по оси частот.

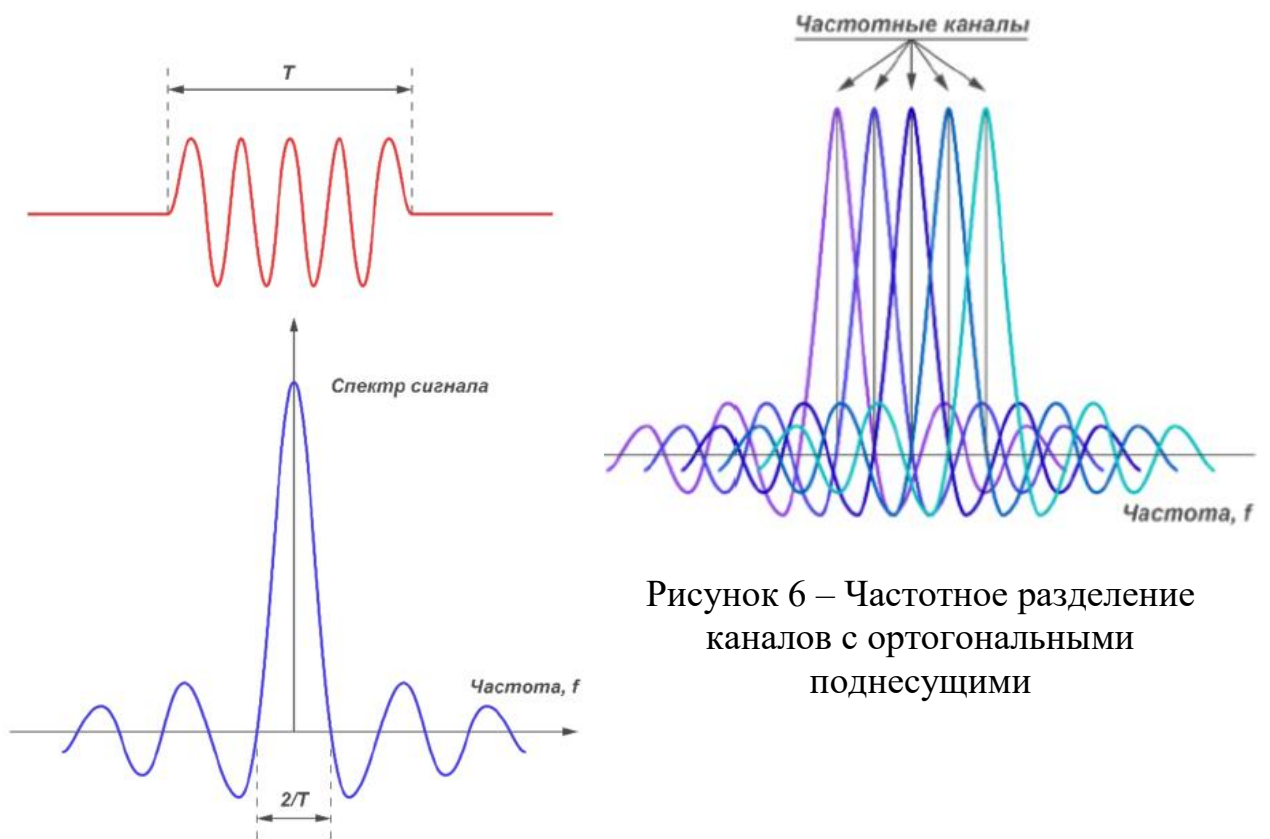


Рисунок 6 – Частотное разделение каналов с ортогональными поднесущими

Рисунок 5 – Радиоимпульс длительностью T и его спектр $S_k(f) = \text{sinc}[\pi T(f - k \cdot \Delta f)]$

Как видно из рисунков 5,6 при длительности радиоимпульса T расстояние между частотами соседних поднесущих можно найти по формуле

$$\Delta f_{car} = \frac{1}{T}$$

Полоса частот, которую будет занимать OFDM сигнал, можно определить выражением

$$\Delta f_{OFDM} = N_{k OFDM} \cdot \Delta f_{car}$$

следовательно полоса канала должна быть не меньше значения $\Delta f_{OFDM} \leq \Delta F_{кан}$. Принимая ширину спектра сигнала OFDM равной ширине канала $\Delta f_{OFDM} = \Delta F_{кан}$, можно найти максимально допустимое количество поднесущих в полосе частот системы

$$N_{k OFDM} = \frac{\Delta F_{кан}}{\Delta f_{car}}$$

Необходимо учесть также наличие вспомогательных поднесущих: пилотных и защитного интервала (см. рисунок 5).

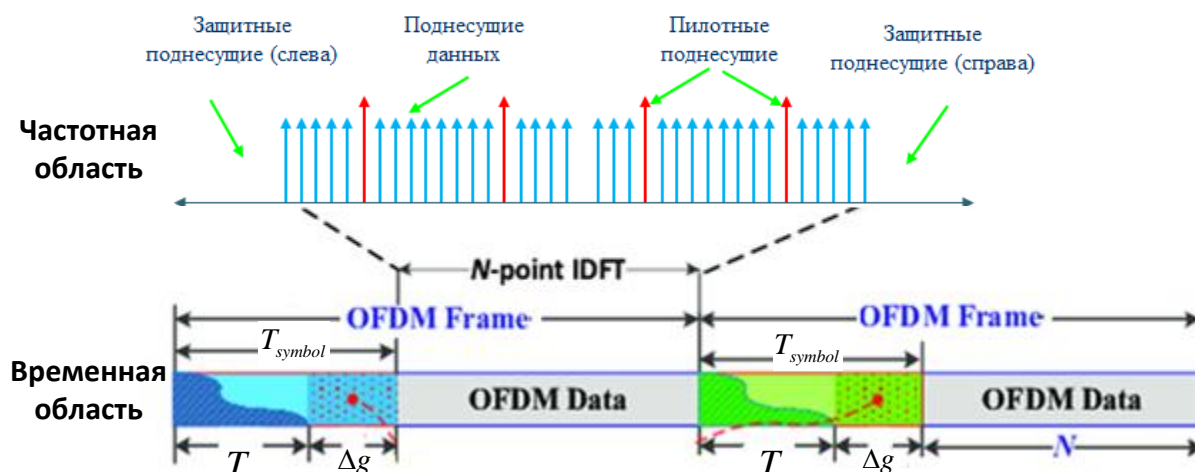


Рисунок 5 – Информационные и пилотные поднесушие в символе OFDM

В соответствии со следующими формулами рассчитаем максимальные интервалы между пилотными поднесушими в частотной и временной плоскостях:

$$D_{freq} < \frac{1}{\Delta\tau \Delta f_{car}} \quad (24)$$

$$D_{time} < \frac{1}{2T_{symbol} F_{Doppl}}$$

где F_{Doppl} – частота Допплеровского сдвига (принимается равной 100 Гц).

Примем $D_{time} = 1$, то есть в каждом передаваемом OFDM-символе будут содержаться пилотные поднесушие, количество которых обозначим через N_p . В рамках каждого OFDM-символа расположим пилотные поднесушие на расстоянии $D_{freq} / 10$ друг от друга, тогда зная общее число поднесуших N_{kOFDM} (все стрелки \uparrow на рис. 5) можно посчитать количество пилотных поднесуших N_p в одном OFDM-символе (красные стрелки \uparrow на рис. 5).

Число поднесуших N_{kOFDM} должно быть кратно $N_{FFT} = 2^m$, так как при обработке сигнала используется алгоритм БПФ (FFT). Для выполнения этого требования можно дополнить передаваемый OFDM-символ нулевыми отсчетами (см. рисунок 6).

Например, если при расчете по формуле **Ошибка! Источник ссылки не найден.** число информационных и пилотных поднесуших получилось равным 500, тогда необходимо дополнить передаваемый OFDM-символ 12 нулевыми отсчетами до 512 поднесуших. Тогда на интервал T будет 512 выборок, отсюда интервал дискретизации можно найти как $T_d = T / N_{FFT} = T / 512$.

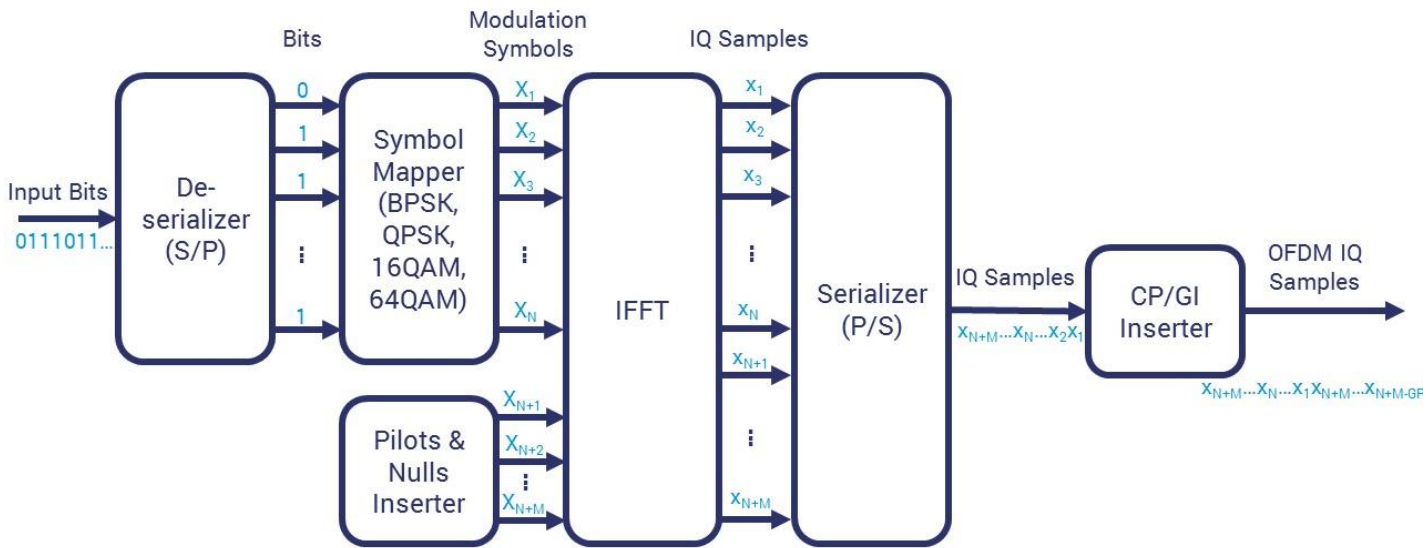


Рисунок 6 – OFDM передатчик

Возможно на интервале времени, равном длительности OFDM-символа, будет укладываться нецелое число интервалов дискретизации $T_{symbol}/T_d \neq$ целому числу. **Изменим интервал дискретизации T_d** так, чтобы на интервале длительностью T_{symbol} укладывалось целое число интервалов дискретизации, т.е. T_{symbol}/T_d стало целым числом.

В результате изменения T_d незначительно изменятся интервал T , защитный интервал Δg и интервал между частотами соседних поднесущих

$$T = T_d \cdot N_{FFT}$$

$$\Delta g = T_{symbol} - T$$

$$\Delta f_{car} = \frac{1}{T}$$

Интервал времени T плюс защитный интервал Δg представляют собой один OFDM-символ (см. рис.7). Из серии OFDM-символов формируется кадр OFDM (англ. frame).

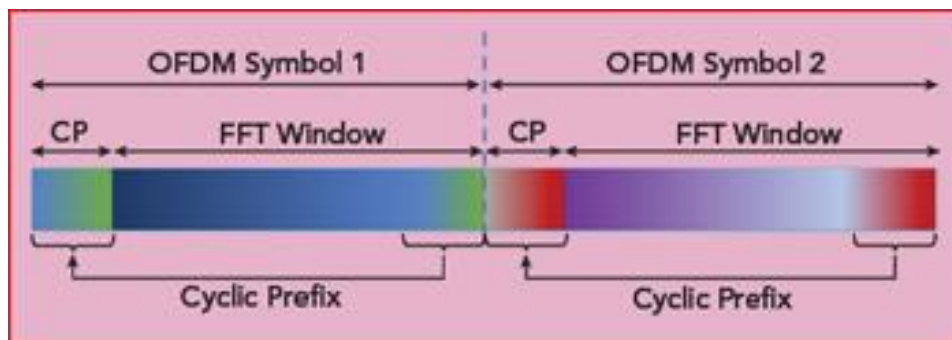


Рисунок 7

Как показано на рисунке 7, длительность кадров LTE составляет 10 мс; эти кадры разделены на 10 подкадров (10 Subframes), причем каждый подкадр имеет длительность 1 мс.

Каждый подкадр содержит два слота длительностью 0,5 мс, которые состоят из 6 или 7 символов OFDM, в зависимости от использования обычного или расширенного циклического префикса.

Спецификации LTE (4G) определяют параметры для полосы пропускания системы от 1,4 МГц до 20 МГц.

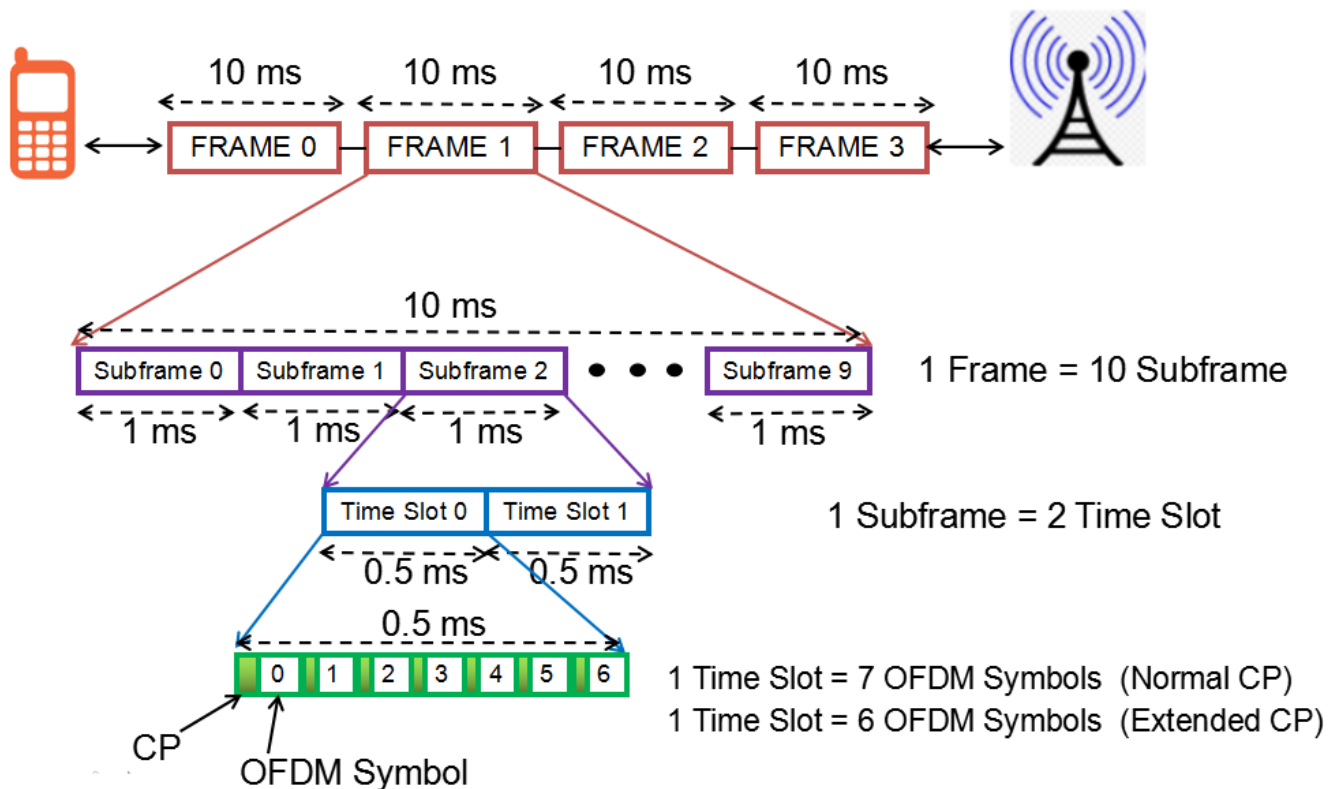
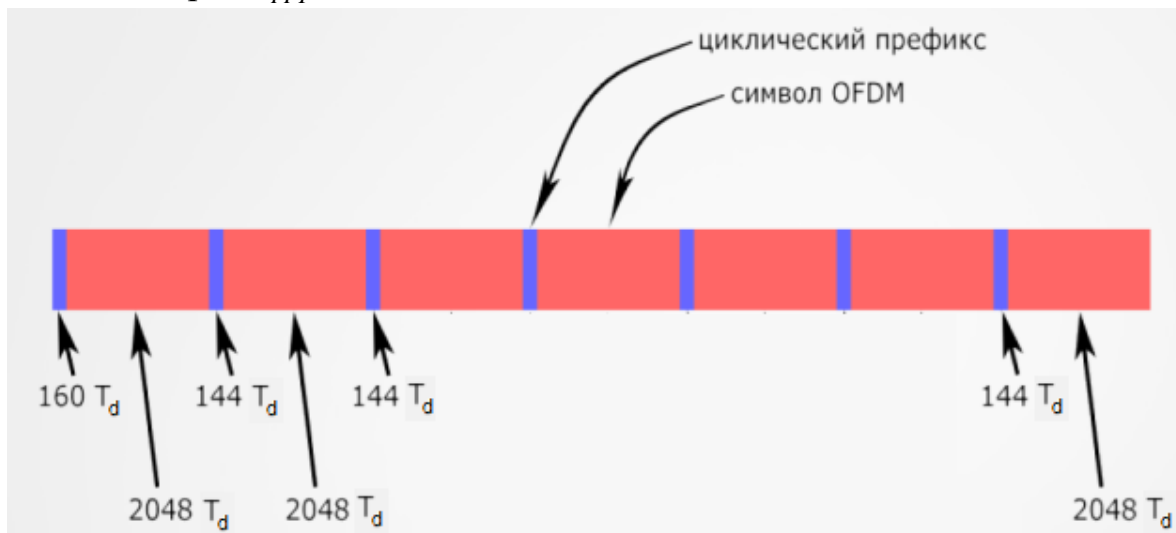


Рисунок. 8 – Кадр (frame) LTE (4G)

В качестве примера на рисунке ниже изображен таймслот из 7 OFDM символов при $N_{FFT}=2048$



Задание 2. Произвести расчет числа бит в кадре OFDM и расчет пропускной способности системы связи с технологией OFDM при заданном виде модуляции (по варианту). Определить на какой вид модуляции необходимо переключиться, если требуется организовать скорость 2.5 Гбит/с.

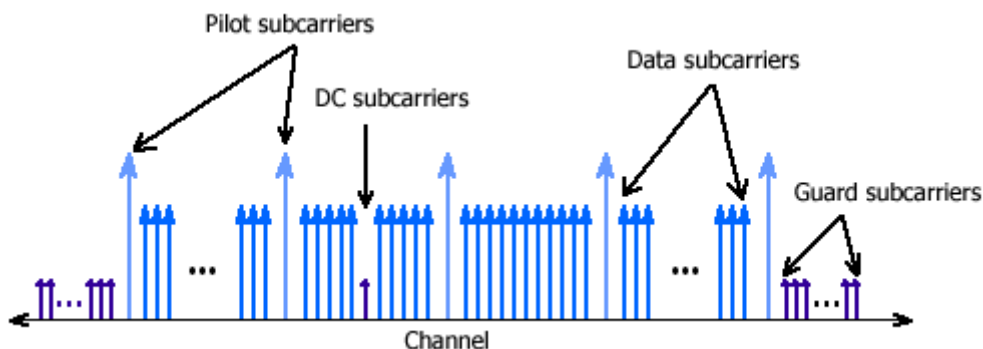


Рисунок. 9 – Виды поднесущих

Каждый кадр OFDM (рис.8) характеризуется параметрами:

N_{symbol} – число OFDM-символов; N_{kOFDM} – общее число поднесущих (subcarriers); N_p – число пилотных поднесущих (Pilot subcarriers), m – число бит на символ модулированного сигнала (значение брать из практической работы №2, например для 16-QAM $m=4$).

Число бит, содержащееся в одном кадре OFDM системы связи LTE при выбранном виде модуляции будет определяться по формуле

$$I_{frame} = N_{symbol} \cdot m \cdot (N_{kOFDM} - N_p) \text{ бит}$$

Число OFDM-символов N_t определить по рисунку 8 для кадра LTE.

Тогда скорость передачи данных в системе связи LTE при выбранном виде модуляции и при длительности кадра $T_{frame} = 10$ мс будет определяться как

$$B = \frac{I_{frame}}{T_{frame}} \text{ бит/с}$$

Можно логически вывести формулу для определения требуемого вида модуляции при заданной скорости \tilde{B} . Для начала необходимо произвести расчет скорости следования OFDM-символов – какое количество их передается за 1 секунду:

$$R_{symbol} = \frac{1}{T_{symbol}} \text{ СИМВ/с}$$

Далее при заданной скорости передачи \tilde{B} Гбит/с и скорости следования символов R_{symbol} символ/с каждый OFDM-символ должен переносить \tilde{B}/R_{symbol} информационных битов.

Для этого каждая поднесущая должна переносить

$$I_{car} = \frac{\tilde{B}}{R_{symbol} \cdot (N_{kOFDM} - N_p)} \text{ бит}$$

Из этого можно определить уровень требуемой модуляции для организации скорости передачи \tilde{B} Гбит/с.

Задание 3. Сравните длительность символа модуляции без применения OFDM и при использовании технологии OFDM. Соотнесите длительность с максимальной величиной задержки сигнала вследствие многолучевого распространения $\Delta\tau$

При заданной скорости передачи \tilde{B} Гбит/с и количестве бит на символ модуляции можно определить требуемое число передаваемых символов за 1 секунду и длительность символа модулированного сигнала (длительность радиоимпульса). Без применения технологии OFDM сигнал будет передаваться радиоимпульсами, необходимо найти их длительность Δt .

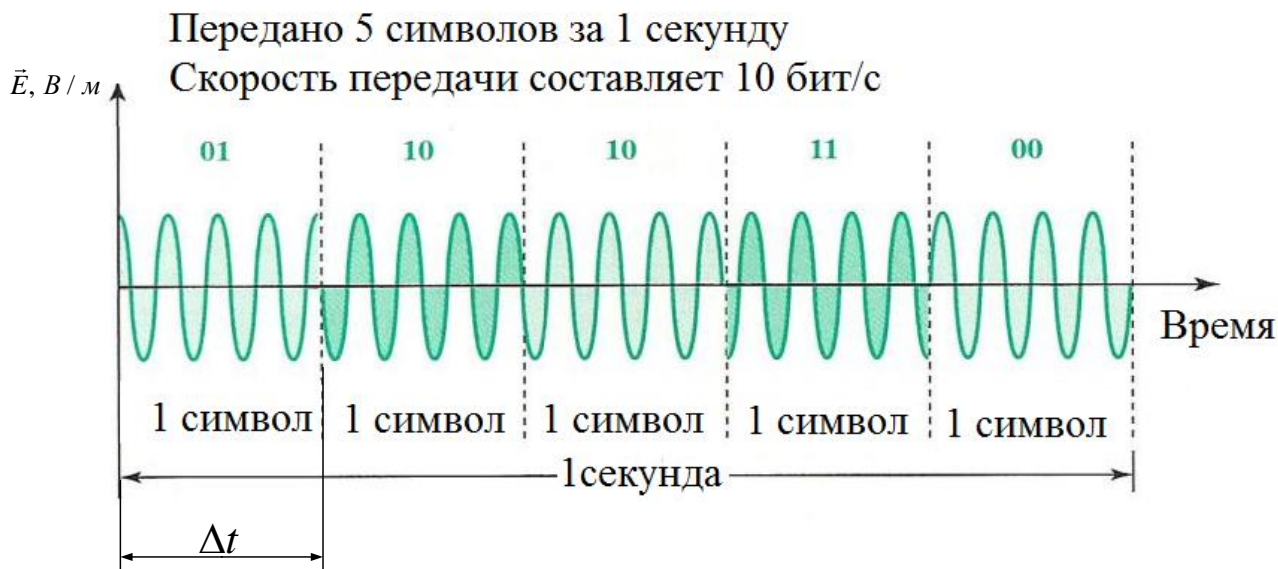


Рисунок. 10 – Сигнал при модуляции QPSK

При технологии OFDM поток данных распараллеливается по $(N_{kOFDM} - N_p)$ поднесущим. В результате при использовании того же вида модуляции длительность символов Δt увеличивается в $(N_{kOFDM} - N_p)$ раз.

$$\Delta t_{OFDM} = \Delta t \cdot (N_{kOFDM} - N_p)$$

Задание 4. В виде вывода сравните полученные значения параметров OFDM с реальными значениями для систем передач с технологиями LTE, Wi-Fi.

Примеры значений в реальных системах:

В системах LTE (4G):

Ширина канала – 20 МГц

Размер FFT – 1024, 2048

Длительность OFDM-символа $T_{symbol} = 66.7$ мкс

Расстояние между поднесущими $\Delta f_{car} = 15$ кГц

В Wi-Fi 4:

Ширина канала – 20 МГц, 40 МГц

Размер FFT – 64, 128

Расстояние между поднесущими $\Delta f_{car} = 312.5$ кГц

Длительность передачи символа OFDM – 3.6 мс (с коротким интервалом); 4 мс (с длинным интервалом)

В Wi-Fi 5:

Ширина канала – 20 МГц, 40 МГц, 80 МГц, 80+80 МГц, 160 МГц

Размер FFT – 64, 128, 256, 512

Расстояние между поднесущими $\Delta f_{car} = 312.5$ кГц

Длительность передачи символа OFDM – 3.2 мс

В Wi-Fi 6:

Ширина канала – 2.4 ГГц: 20 МГц, 40 МГц;
5 ГГц: 80 МГц, 80+80 МГц, 160 МГц

Размер FFT – 64, 128, 256, 512, 1024, 2048

Расстояние между поднесущими $\Delta f_{car} = 78.125$ кГц

Длительность передачи символа OFDM – 12.8 мс

Примечание. В технологии OFDM могут использоваться различные методы модуляции, позволяющие в одном дискретном состоянии сигнала (символе) закодировать несколько информационных битов. Так, в стандарте IEEE 802.11a используются двоичная и квадратурная фазовые модуляции (BPSK и QPSK), в стандарте IEEE 802.11b – дифференциальная двоичная (BDPSK) и квадратурная (QDPSK) относительная фазовая модуляция. Максимальный уровень модуляции:

в стандарте IEEE 802.11n (Wi-Fi 4) – 64-QAM,

в стандарте IEEE 802.11ac Wave 2 (Wi-Fi 5) – 256-QAM,

в стандарте IEEE 802.11ax (Wi-Fi 6) – 1024-QAM.

Задание 5. Итоговые данные системы связи с технологией OFDM записать в таблицу. По рисункам разобраться с назначением каждого параметра.

Параметр	Значение
Полоса пропускания	
Число точек FFT	
Интервал между поднесущими	
Полезная длительность OFDM символа	
Защитный интервал (циклический префикс)	
Максимальная величина задержки сигнала вследствие многолучевого распространения	
Общее число поднесущих	
Число информационных поднесущих	
Число пилотных поднесущих	
Скорость передачи OFDM символов	
Длительность кадра OFDM	
Число символов OFDM в кадре	
Количество бит в кадре	
Скорость передачи системы связи V	
Вид модуляции для требуемой скорости \tilde{V}	

Теоретические сведения:

Канальный ресурс LTE (4G). Ресурсный блок и ресурсный элемент

Существующий канальный ресурс состоит из **ресурсных блоков (РБ)**, каждый из которых включает 12 расположенных рядом поднесущих, занимающих полосу 180 кГц и одного временного слота (7 или 6 OFDM-символов на интервале 0,5 мс). Каждый OFDM-символ представляет собой **ресурсный элемент (РЭ)**, параметрами которого являются 2 значения: $\{k,l\}$, где k указывает на номер поднесущей, а l – номер символа в ресурсном блоке. Во время передачи по линии «вниз» (от базовой станции к абонентской) в каждом блоке из $12 \times 7 = 84$ ресурсных элементов, некоторые из которых применяют для отправки опорных (reference) символов. Выделяемый канальный ресурс определяют количеством ресурсных блоков или групп ресурсных блоков.

Следует учитывать, что скорость передачи сокращается, поскольку часть ресурса занимают пилот символы и управляющие каналы. Пилот символы используют для оценки канала.

В LTE используется адаптивная модуляция и кодирование для повышения пропускной способности передачи данных. Схемы модуляции,

поддерживаемые для полезной нагрузки в восходящей и нисходящей линиях связи - QPSK, 16QAM и 64QAM.

Таблица 1. Число ресурсных блоков, число поднесущих и эффективная ширина полосы в зависимости от выделенной ширины канала

Ширина канала	1,4 МГц	3 МГц	5 МГц	10 МГц	15 МГц	20 МГц
Число ресурсных блоков	6	15	25	50	75	100
Число поднесущих	72	180	300	600	900	1200
Эффективная ширина полосы линия вверх (МГц)	1,08	2,7	4,5	9,0	13,5	18,0
Эффективная ширина полосы линия вниз (МГц)	1,095	2,715	4,515	9,015	13,515	18,015
Количество символов OFDM в субкадре	14/12 (префикс нормальный / расширенный)					

Таблица 2. Пиковые скорости передачи в зависимости от ширины канала, схемы модуляции и использования MIMO.

Ширина канала, МГц	Пиковая скорость передачи данных, Мбит/с					
	QPSK		16 QAM		64 QAM	
	Без MIMO	2*2 MIMO	Без MIMO	2*2 MIMO	Без MIMO	2*2 MIMO
1.4	1.83	3.55	4.9	7.1	5.5	10.6
3	5	8.9	9.17	17.7	13.76	26.6
5	7.6	14.8	15.3	29.6	22.9	44.7
10	15.3	29.6	30.6	59.1	45.9	88.7
15	22.9	44.4	45.9	88.7	68.8	133.1
20	30.6	59.1	61.2	118.3	91.7	177.4

Рекомендация к прочтению: <https://wireless-e.ru/standarty/problemy-5g-new-radio/>

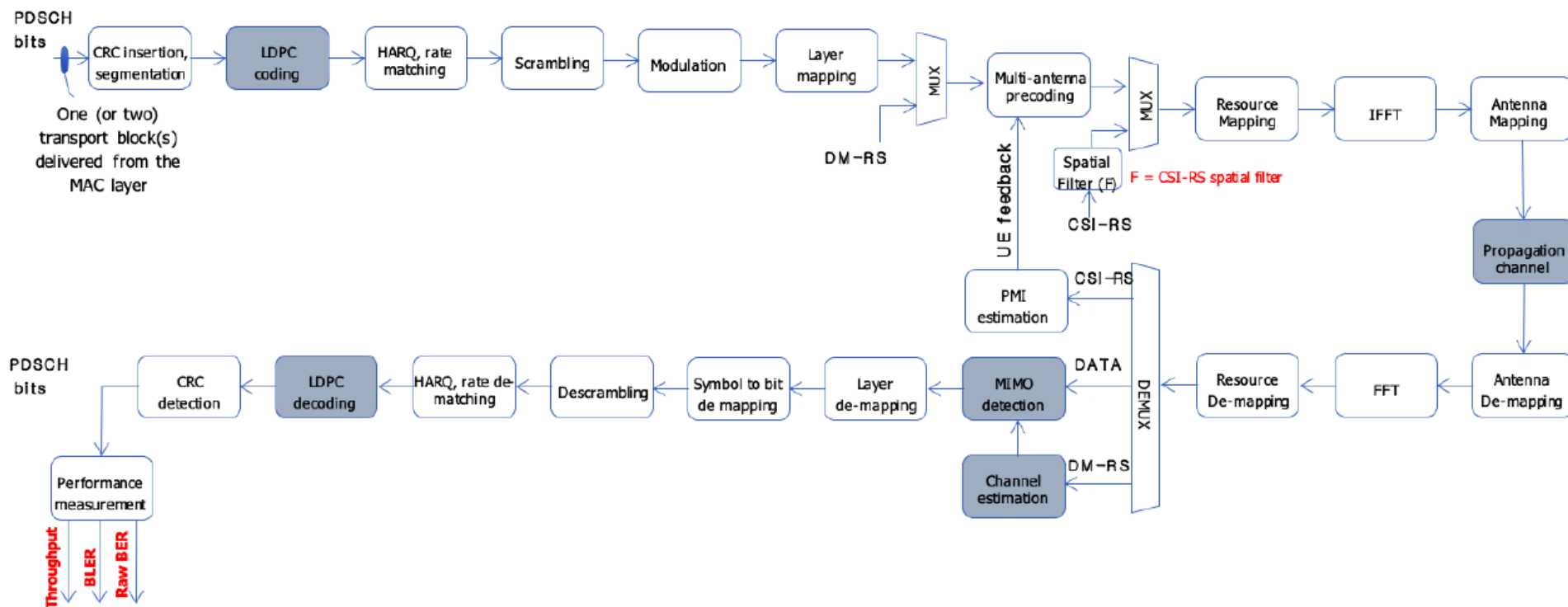


Рисунок 9 – Структурная схема системы связи 5G

Ключевые параметры:

- Ширина канала (**Channel Bandwidth**) [MHz]
- Отношение сигнал/(шум+интерференция) (**SINR**) [dB]
- Физический идентификатор соты [0,1,2...,1007]

- Число TX антенн и RX антенн (**MIMO configuration**)
- Частота несущей (**Carrier Frequency**) f_c [GHz]
- Период повторения пакета [5 10, 20, 40, 80, 160] [ms]

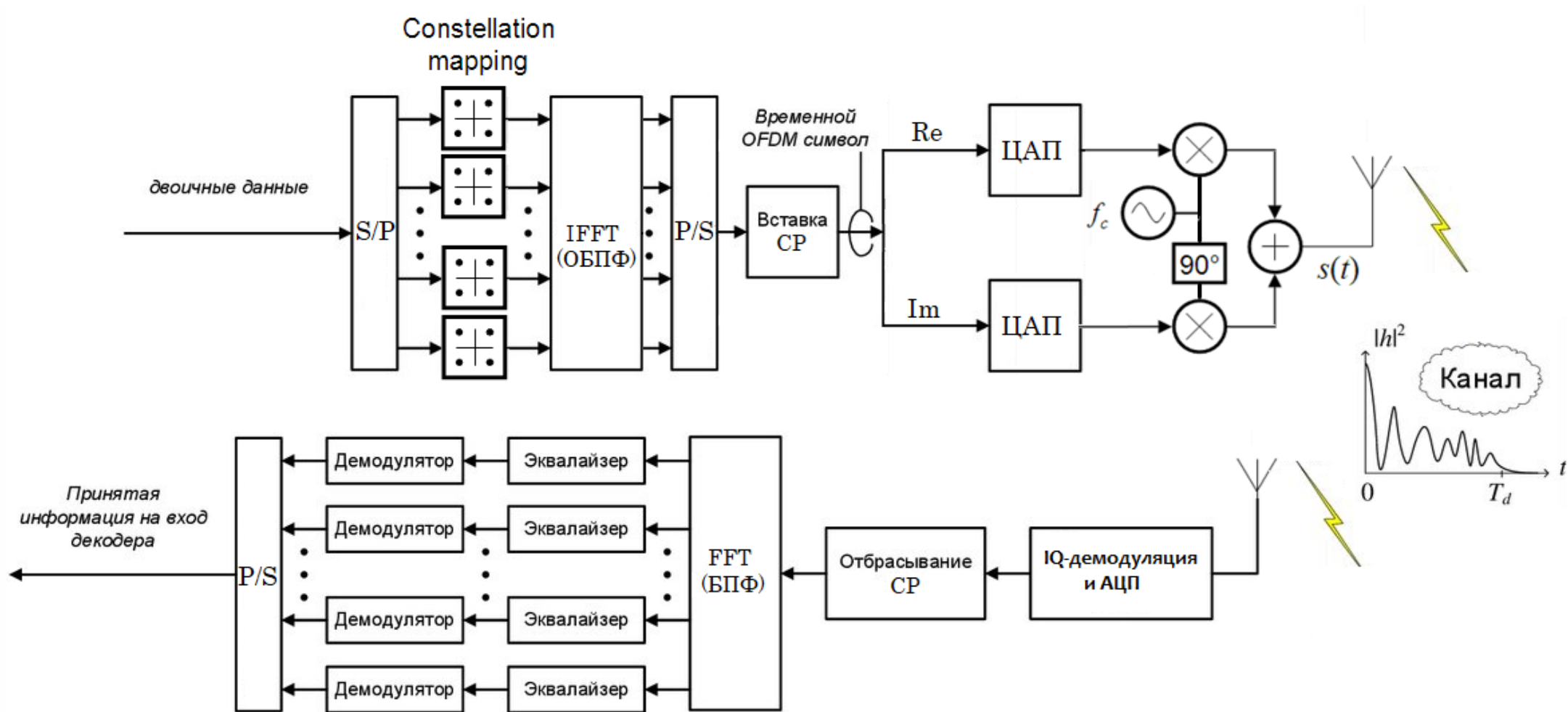


Рисунок 10 – Структурная схема OFDM-системы связи

7. ПЕРЕЧЕНЬ СХЕМ, ГРАФИКОВ И РАСЧЕТОВ, КОТОРЫЕ НЕОБХОДИМО ПРЕДСТАВИТЬ В РАБОТЕ

1. Общая структурная схема системы передачи информации (рисунок 0)
2. Структурные схемы трех систем передачи информации: с baseband модулятором, с технологией OFDM, с технологией расширения спектра DSSS.
3. Рисунки из методички, поясняющие теорию, рассчитываемые параметры и характеристики (**обязательно касательно технологии OFDM**)
4. Структурные схемы оптимального когерентного и некогерентного корреляционного приемника (для случая различения сигнала).

В Заключении курсовой работы студент должен оценить возможности повышения основных показателей качества системы – быстродействия и помехоустойчивости – в первую очередь за счёт применения экономного и помехоустойчивого кодирования. В Заключении **привести примеры, где используется заданный вам по варианту вид модуляции.**

ЛИТЕРАТУРА

Основная литература

1. Биккенин Р.Р. Теория электрической связи: учебное пособие для студ. высших учебных заведений / Р.Р. Биккенин, М.Н.Чесноков. – М. : Издательский центр «Академия», 2010.
2. Андреев Р. Н., Краснов Р. П., Чепелев М. Ю. Теория электрической связи: курс лекций: учебное пособие для вузов. – Горячая линия–Телеком, 2014. – 230 с.
3. Прокис Джон. Цифровая связь. / перевод с англ. под ред. Кловского Д.Д. Издательство: М.: Радио и связь. 800 с.
4. Песков С.Н., Ищенко А.Е. Расчет вероятности ошибки в цифровых каналах связи / Журнал «Теле-Спутник»
5. Bit Error Rate (BER) <https://www.mathworks.com/help/comm/ug/bit-error-rate-ber.html>
6. Васильев К.К., Теория электрической связи: учебное пособие / К.К. Васильев, В.А. Глушков, А.В. Дормидонтов, А.Г. Нестеренко; под общ. ред. К.К. Васильева. – Ульяновск: УлГТУ, 2008. – 452 с.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Министерство цифрового развития, связи и массовых коммуникаций РФ
Уральский технический институт связи и информатики (филиал)
ФГБОУ ВО «Сибирский государственный университет телекоммуникаций
и информатики» в г. Екатеринбурге
(УрТИСИ СибГУТИ)

Построение цифровой системы связи
Курсовая работа
110302.000Т.001 КР

Выполнил
студент гр.

ф.и.о.

ПОДПИСЬ

Руководитель

Кусайкин Д.В.

ф.и.о.

ПОДПИСЬ

Пояснение к шифру:

110302 – направление обучения

Буква – профиль обучения: Т - Транспортные сети и системы, О –

*Технологии и системы оптической связи, И – Инфокоммуникационные
технологии в услугах связи, С – Инфокоммуникационные системы и сети,
М – Системы радиосвязи, мобильной связи и радиодоступа.*

001 – номер варианта

Екатеринбург 202__

Министерство цифрового развития, связи и массовых коммуникаций РФ
Уральский технический институт связи и информатики (филиал)
ФГБОУ ВО «Сибирский государственный университет телекоммуникаций
и информатики» в г. Екатеринбурге
(УрТИСИ СибГУТИ)

ТЕХНИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ

на курсовую работу

по дисциплине: «Теория связи»

на тему: «Построение цифровой системы передачи информации»

студенту группы (группа) Ф.И.О. (полностью)

Вариант № __

ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ

Значение частоты f_B , Гц	2200
Значение относительной ошибки δ	0.1%
Закон распределения	Лапласа
...	

ОТЗЫВ РУКОВОДИТЕЛЯ

1 Заключение о степени соответствия выполненной работы техническому заданию и требованиям методических указаний

- *Работа соответствует выданному техническому заданию*
- *Работа не соответствует выданному техническому заданию*
- *Выполнены не все задания методических указаний*

2 Качество произведенных расчетов

- *Качество расчетов удовлетворительное*
- *Расчеты произведены не верно*

3 Качество оформления пояснительной записки, графического материала, наличие ссылок на первоисточники

- *Качество оформления удовлетворительное*
- *Оформление не соответствует требованиям*
- *Нет ссылок на первоисточники*

4 Заключение о возможности допуска курсовой работы к защите

- *Допустить к защите*
- *Работу необходимо доработать*

Ничего не удалять на этом листе, кроме этой надписи

Руководитель

к.т.н., доцент кафедры МЭС

_____ Кусайкин Д.В.

Содержание

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	110302.000Т.001 КР			
Разраб.		Ф.И.О.			Построение цифровой системы передачи информации Пояснительная записка 61	Лит.	Лист	Листов
Провер.		Кусайкин Д.В					4	25
Реценз.						УрТИСИ СибГУТИ		
Н. Контр.								
Утверд.								