

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
**«БЕЛГОРОДСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ  
ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»**  
( **Н И У « Б е л Г У »** )

ИНСТИТУТ ИНЖЕНЕРНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ И ЕСТЕСТВЕННЫХ НАУК  
КАФЕДРА ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ  
СИСТЕМ И ТЕХНОЛОГИЙ

**ИССЛЕДОВАНИЕ АДАПТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ КОМПЕНСАЦИИ  
МЕЖСИМВОЛЬНЫХ ИСКАЖЕНИЙ РАДИОСИГНАЛОВ**

Выпускная квалификационная работа  
обучающегося по направлению подготовки 11.03.02 Инфокоммуникационные  
технологии и системы связи  
очной формы обучения, группы 07001308  
Барскова Александра Сергеевича

Научный руководитель  
канд. техн. наук, доцент  
кафедры  
Информационно-  
телекоммуникационных  
систем и технологий  
НИУ «БелГУ» Старовойт И.А.

Рецензент  
канд. техн. наук, доцент  
кафедры  
Информационных систем  
НИУ «БелГУ» Жихарев А.Г.

БЕЛГОРОД 2017

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ  
ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
**БЕЛГОРОДСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ  
ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ**  
(НИУ «БелГУ»)

ИНСТИТУТ ИНЖЕНЕРНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ И ЕСТЕСТВЕННЫХ НАУК  
КАФЕДРА ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ И ТЕХНОЛОГИЙ  
Направление подготовки 11.03.02 Инфокоммуникационные технологии и системы связи  
Профиль: «Системы радиосвязи и радиодоступа»

Утверждаю  
Зав. кафедрой

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 201\_ г.

## **ЗАДАНИЕ НА ВЫПУСКНУЮ КВАЛИФИКАЦИОННУЮ РАБОТУ**

Барскова Александра Сергеевича  
(фамилия, имя, отчество)

1. Тема ВКР «Исследование адаптивных фильтров компенсации межсимвольных искажений радиосигналов»

Утверждена приказом по университету от « \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 201\_ г. № \_\_\_\_\_

2. Срок сдачи студентом законченной работы \_\_\_\_.

3. Исходные данные:  
нет

4. Содержание расчетно-пояснительной записки (перечень подлежащих разработке вопросов):

Введение

4.1 Передача информации в радиоканалах с МСИ

4.1.1 Виды многопозиционных методов модуляции

4.1.2 Влияние МСИ на многопозиционные сигналы

4.2 Компенсация МСИ в радиосигналах

4.2.1 Влияние рассогласования параметров приемо-передающей аппаратуры

4.2.2 Методы компенсации МСИ на передающей стороне

4.2.3 Эквализация сигналов на приемной стороне

4.3 Исследование адаптивных фильтров компенсации МСИ

4.3.1 Методы расчета ВК линейных эквалайзеров

4.3.2 Результаты экспериментов

4.4 Техничко-экономическое обоснование принятых решений

4.4.1 Планирование работ по исследованию

4.4.2 Расчет расходов на оплату труда на исследование.

4.4.3 Расчет продолжительности исследования

4.4.4 Расчет стоимости расходных материалов

4.4.5 Расчет сметы расходов на исследование.

5. Перечень графического материала (с точным указанием обязательных чертежей):  
нет

6. Консультанты по работе с указанием относящихся к ним разделов

Раздел	Консультант	Подпись, дата	
		Задание выдал	Задание принял
4.1. – 4.3	<i>канд. техн. наук, доцент каф. ИТСиТ Старовойт И.А.</i>		
4.4	<i>канд. техн. наук доцент каф. ИТСиТ Болдышев А.В.</i>		

7. Дата выдачи задания \_\_\_\_\_

**Руководитель**

*канд. техн. наук,  
доцент кафедры Информационно-телекоммуникационных  
систем и технологий»  
НИУ «БелГУ» \_\_\_\_\_*

(подпись)

*И.А. Старовойт*

Задание принял к исполнению \_\_\_\_\_  
(подпись)

## СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
1 ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ В РАДИОКАНАЛАХ С МСИ	6
1.1 Виды многопозиционных методов модуляции	6
1.2 Влияние МСИ на многопозиционные сигналы	16
2 КОМПЕНСАЦИЯ МСИ В РАДИОСИГНАЛАХ	19
2.1 Влияние рассогласования параметров приемо-передающей аппаратуры	19
2.2 Методы компенсации МСИ на передающей стороне	20
2.3 Эквиализация сигналов на приемной стороне	31
3 ИССЛЕДОВАНИЕ АДАПТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ КОМПЕНСАЦИИ МСИ	35
3.1 Методы расчета ВК линейных эквалайзеров	35
3.2 Результаты экспериментов	44
4 ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКОЕ ОБОСНОВАНИЕ ПРИНЯТЫХ РЕШЕНИЙ	56
4.1 Планирование работ по исследованию	56
4.2 Расчет расходов на оплату труда на исследование.	57
4.3 Расчет продолжительности исследования	58
4.4 Расчет стоимости расходных материалов	59
4.5 Расчет сметы расходов на исследование.	60
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	64
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	66
ПРИЛОЖЕНИЕ А	67
ПРИЛОЖЕНИЕ Б	69
ПРИЛОЖЕНИЕ В	71
ПРИЛОЖЕНИЕ Г	72

					<i>11070006.11.03.02.521.ПЗВКР</i>			
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата				
Разработал	Барсков А.С.				Исследование адаптивных фильтров компенсации межсимвольных искажений радиосигналов	Лит.	Лист	Листов
Проверил	Старовойт И.А.						3	72
Рецензент	Жихарев А.Г..							
Н. Контроль	Старовойт И.А.							
Утвердил	Жиляков Е.Г.							
						<i>НИУ «БелГУ» зр.07001308</i>		

## ВВЕДЕНИЕ

Одной из основных задач при проектировании и реализации телекоммуникационных систем является обеспечение заданного уровня качества приема сигналов в условиях воздействия помех. Для решения данной проблемы необходимо рационально выбрать сигнальный формат и алгоритмы обработки сигналов.

Сигнал, проходя по реальным каналам связи, как правило, искажается в результате неравномерности амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) канала в полосе частот, занимаемой спектром сигнала. Это особенно актуально для радиоканалов, когда вследствие многолучевого распространения сигнала возникают межсимвольные искажения (МСИ), что является одной из основных причин затруднений при приеме. Так, в системах сотовой связи GSM, WCDMA или беспроводных сетях Wi-Fi, WiMAX при распространении радиоволн в условиях многолучевого распространения, может происходить сильное подавление сигнала из-за МСИ, что порождает замирения, вследствие чего мощность принимаемого сигнала может резко снижаться. В таком случае детектирование принимаемых информационных символов становится затруднительным или даже невозможным без введения дополнительной обработки сигнала.

Одним из эффективных методов компенсации МСИ является применение адаптивных фильтров-выравнивателей (эквайзеров), направленных на выравнивание (эквализацию) АЧХ и группового времени задержки (ГВЗ) канала связи. Эквалайзер представляет собой цифровой фильтр с перестраиваемыми весовыми коэффициентами (ВК), который находится в приемном устройстве. Перестройка ВК эквалайзера осуществляется в соответствии со специальными алгоритмами адаптации коэффициентов. Работа таких алгоритмов основывается на заранее известных тестовых последовательностях, внедряющихся в пакеты передаваемых данных. Обычно в

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		3

качестве тестовых сигналов берутся периодические псевдослучайные последовательности.

Таким образом, исследование адаптивных фильтров компенсации межсимвольных искажений является актуальной задачей.

Целью данной выпускной квалификационной работы являются исследование работы адаптивных фильтров компенсации МСИ и разработка рекомендаций по реализации их в реальных радиосистемах.

В ходе выполнения выпускной квалификационной работы были выполнены следующие задачи:

1) Теоретический обзор алгоритмов определения ВК адаптивных фильтров компенсации МСИ.

2) Выбор алгоритма определения ВК адаптивных фильтров компенсации МСИ для имитационного моделирования в программной среде MATLAB.

3) Разработка имитационной модели адаптивного фильтра компенсации МСИ.

4) Исследование работы адаптивного фильтра компенсации МСИ.

5) Техничко-экономическое обоснование принятых решений

Выпускная квалификационная работа состоит из 4 глав. В первой главе рассмотрены особенности передачи информации в радиоканалах с межсимвольной интерференцией (МСИ). Во второй главе рассматриваются методы компенсации МСИ в радиосигналах. В третьей главе представлено исследование эффективности работы адаптивных фильтров компенсации межсимвольных искажений. В четвертой главе представлены технико-экономическое обоснование принятых решений.

Общий объём выпускной квалификационной работы составляет 72 листа.

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		4

# 1 ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ В РАДИОКАНАЛАХ С МСИ

## 1.1 Виды многопозиционных методов модуляции

При проектировании телекоммуникационной системы, выбор методов модуляции играет важную роль. Помимо своей основной функции — преобразования символ-сигнал — процесс модуляции является составной частью общего процесса согласования сигнала с характеристиками канала. Современные методы многопозиционной модуляции в полном соответствии с теоремой Шеннона могут рассматриваться и как способ кодирования данных сообщения в символы канала.

Особенности выбора тех или иных методов модуляции, например, в системах цифрового телевидения обусловлена заданностью сетки каналов эфирного вещания, а именно, использованием уже существующих частотных планов. В разных странах доступными являются радиоканалы с полосами частот 6, 7, или 8 МГц. Цифровой поток различных служб, который должен передаваться в этих полосах, в нормальных условиях составляет в разных системах вещания около 20 Мбит/с и выше. Таким образом, удельная скорость передачи должна составлять примерно 4 бит/(с·Гц) в полосе 6 МГц и 3 бит/(с·Гц) в полосе 7 или 8 МГц. Но включение в тракт передачи фильтров, задающих коэффициент скругления спектра 25-35%, а также необходимость повышения скорости передачи данных за счет ввода символов кодовой защиты от ошибок приводит к дополнительному повышению удельной скорости сверх приведенных теоретических значений.

Теоретически спектральную эффективность до 4 бит/(с·Гц) могут обеспечить такие виды модуляции, как 16-QAM, 4-VSB или 16-PSK. Но по указанным причинам приходится поднимать кратность модуляции и применять модуляцию более высокого порядка, такую как 64-QAM и 8-VSB. В кабельных распределительных ТВ системах, где уровень помех существенно ниже, чем

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		5

при наземном вещании, есть возможность еще более увеличить кратность модуляции и использовать 256-QAM и 16-VSB [4].

Дальше будут рассмотрены основные виды и схемы модуляции, находящие применение в системах цифрового ТВ вещания.

Большинство современных цифровых телекоммуникационных систем строятся по квадратурным схемам. Квадратурный модулятор представляет собой универсальное устройство, которое может быть использовано для получения сигнала линейно-модулированной несущей с двумя боковыми полосами, включая такие виды, как фазовая и амплитудно-фазовая модуляции.

Структурная схема квадратурного модулятора показана на рис. 1.1.4. Основную часть модулятора составляют два балансных модулятора и сумматор ВЧ сигналов, на выходе которого образуется квадратурно-модулированный сигнал  $s(t)$ . Несущие, поступающие на опорные входы балансных модуляторов, имеют разность фаз  $90^\circ$ , т.е. находятся в квадратуре. Входные модулирующие сигналы  $x_I(t)$  и  $y_Q(t)$  являются квантованными по уровню и дискретными во времени. Длительность их тактового интервала определяется частотой тактирования. Таким образом, входные сигналы — это сигналы с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ) в основной полосе. Они могут поступать на сигнальные входы балансных модуляторов непосредственно или через низкочастотные формирующие фильтры, как показано на рис. 1.5. В первом случае на выходе образуется нефильтрованный высокочастотный модулированный сигнал, выходящий за пределы требуемой полосы частот. Во втором же случае, при использовании НЧ фильтров, модулированный сигнал локализуется по спектру и согласуется с выделенной полосой частот канала.

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		6



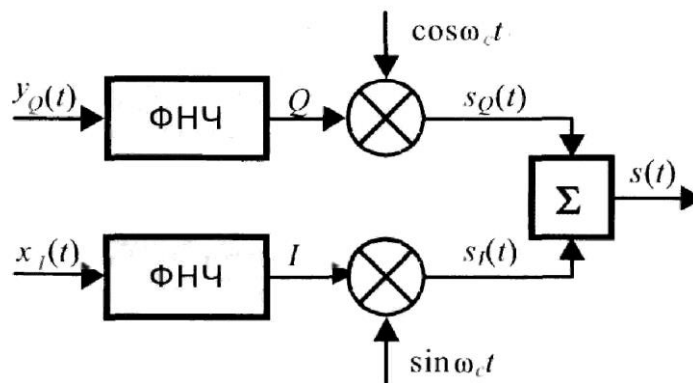


Рисунок 1.1 - Структурная схема квадратурного модулятора

Получение различных видов модуляции с помощью квадратурного модулятора обеспечивается подачей на его входы биполярных АИМ сигналов  $x_I(t)$  и  $y_Q(t)$ , квантованных на различное число уровней и симметричных относительно нуля. В "вырожденном" случае, т.е. когда на один из входов подан ноль напряжения, а на другой двоичная последовательность с относительными уровнями  $\pm 1$ , работает только один канал, и модулятор превращается из квадратурного в обычный балансный. На выходе формируется одномерный сигнал фазовой модуляции с изменением фазы на  $180^\circ$ , переносящий 1 бит/символ. При подаче двоичных АИМ сигналов в оба канала модулятора по каждому из каналов передается 1 бит/символ, а общая скорость передачи составляет 2 бит/символ. В результате образуется сигнал 4-ФМ, обычно называемый **квадратурной ФМ** (КФМ), но формально относящейся к широкому классу **квадратурной амплитудно-фазовой модуляции** (КАФМ). Следует упомянуть, что более общим термином АФМ принято называть виды модуляции с созвездиями, местом точек которых являются концентрические окружности с различными радиусами.

Сигнал КАФМ в общем виде может быть выражен следующей формулой:

$$U(t) = V \sum_k \{a_k g(t - kT) \cos(\omega_c t) - b_k g(t - kT) \sin(\omega_c t)\}, \quad (1.1)$$

где:  $V$  — нормирующий множитель;

$\omega_c$  — частота несущей;

$k$  — число учитываемых тактовых интервалов;

Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата

11070006.11.03.02.521.ПЗВКР

Лист

7

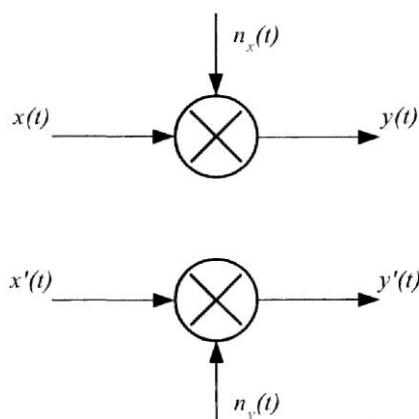
$T$  — длительность тактового интервала;

$g(t)$  — форма импульса;

$a_k$  и  $b_k$  — две независимые переменные, отражающие значения кодовых комбинаций в квадратурных каналах  $I$  и  $Q$  соответственно, т.е. *уровни модулирующих импульсов*.

Модулированному сигналу 4-КФМ соответствует выбор значений  $a_k$  и  $b_k$  из двоичного набора  $\pm 1$ . Для получения разновидностей КАФМ, обладающих большим числом позиций и переносящих  $m$  бит/канал или  $2m$  бит на символ модулированного сигнала ( $m = 2, 3, 4, \dots$ ), входные сигналы модулятора должны иметь  $2m$  уровней, относительные значения которых выбирают из ряда  $\pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots, \pm(2m-1)$ . Соответственно для 16-КАФМ уровни  $a_k$  и  $b_k$  могут принимать четыре значения  $(-3, -1, 1, 3)$ , а для 64-КАФМ — шесть значений  $(-5, -3, -1, 1, 3, 5)$ .

При балансировке (точной настройке) квадратурного модулятора и при точном восстановлении несущих и тактовых частот в демодуляторе сигналы каналов  $I$  и  $Q$  полностью ортогональны и никак не влияют друг на друга. Модель канала передачи при этом приобретает вид, показанный на рис. 1.1.5. Поскольку по радиоканалу одновременно передается пара ортогональных сигналов  $\{x(t), y(t)\}$ , то такой канал и соответствующее ему сигнальное созвездие называются *двумерными*.



**Рисунок 1.2 - Модель канала при квадратурной модуляции**

Пара сигналов  $\{x_i, y_i\}$ , соответствующая конкретному тактовому интервалу, называется *символом модулированного сигнала* или точкой сигнального созвездия. Двумерную модуляцию КАФМ с созвездиями, формируемыми на основе прямоугольной сетки координат, часто рассматривают как операцию учетверения, применяемую к двум одномерным созвездиям АИМ. По этой причине данный вид модуляции обычно называется *квадратурной амплитудной модуляцией* — **КАМ** (Quadrature Amplitude Modulation — QAM). Таким образом, модуляция **4-КФМ** и **4-КАМ** — это равнозначные понятия.

Задача согласования модулированного сигнала с радиоканалом решается, в частности, оптимизацией формы и числа точек двумерного сигнального созвездия. Сигнал КАМ, переносящий  $n$  бит/символ, т.е. имеющий  $2n$  точек сигнального созвездия, обладает следующим интересным свойством. Если  $n$  — целое четное число, то сигнальное созвездие представляет собой простое отображение двух независимых квадратурных каналов и обладает квадратной формой, а точки созвездия имеют координаты в виде нечетных чисел. Если число  $n$  — нечетное, то созвездие имеет крестообразную форму при расположении точек в узлах той же прямоугольной координатной сетки, что и для четного  $n$ .

Минимальное относительное расстояние между любыми двумя точками созвездия равно 2. При увеличении порядка созвездия (числа бит на символ) на единицу необходимо увеличивать мощность передатчика на 3дБ.

*Относительная фазовая (или фазоразностная) модуляция* (ОФМ или ФРМ) является практическим методом реализации приема сигналов с фазовой модуляцией. Перекодировка модулирующего сигнала данных из абсолютного в относительный код позволяет учитывать при декодировании не абсолютные значения фазы сигнала, а ее относительные сдвиги, что устраняет неопределенность решения о значении символа. Благодаря своей простоте и эффективности ОФМ получила широкое распространение в цифровых системах

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		9

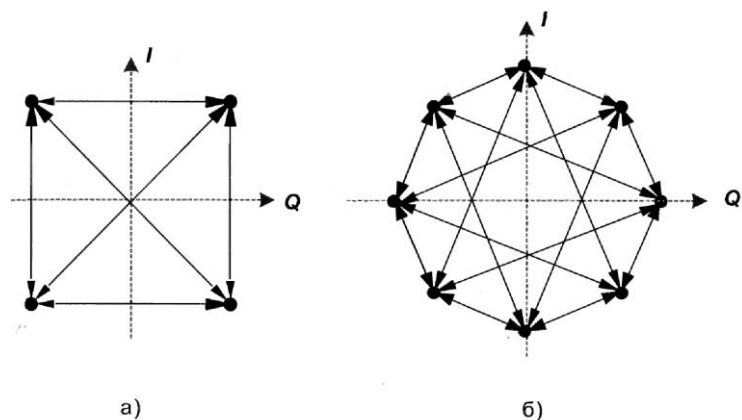
передачи. Этому способствовали такие ее свойства, как в 4 раза более высокая скорость по сравнению с ЧМ при равной помехоустойчивости в канале с АБГШ, а при равной скорости передачи информации вдвое большая помехоустойчивость, чем у ЧМ и вчетверо большая, чем у АМ [4].

Относительная фазовая модуляция является двоичной, или двухпозиционной модуляцией, в которой используются всего два значения фазового сдвига, отличающихся на  $180^\circ$ . Модуляции 2-ОФМ и балансная 2-АМ являются тождественными и имеют одинаковое сигнальное созвездие, с которым совпадает и диаграмма состояний. В современных цифровых системах передачи применяют сигналы многопозиционной М-ОФМ, т.е. модуляции с повышенной кратностью  $K$  ( $M=2^K$ ) по отношению к ОФМ, кратность которой принята за единицу. Зачастую используют такие наборы сигналов как 4-, 8-, 16-ОФМ, созвездия которых показаны на рис. 1.3, б. Но модуляции 8- и 16-ОФМ проигрывают по энергетической эффективности модуляциям 2-ОФМ и 4-ОФМ, так как требуют значительно более высокой мощности передатчика для достижения тех же характеристик.

В цифровом телевидении для передачи по спутниковым трактам и в наземном вещании при тяжелых условиях приема используется двукратная, или четырехфазовая модуляция 4-ОФМ, обеспечивающая наилучший компромисс по соотношению мощность-полоса. Другое название этого вида модуляции, связано с методом получения модулированного колебания, — **квадратурная относительная фазовая модуляция** (КОФМ). В англоязычной литературе **КОФМ** называется **QPSK (Quadrature или Quaternary Phase Shift Keying)**.

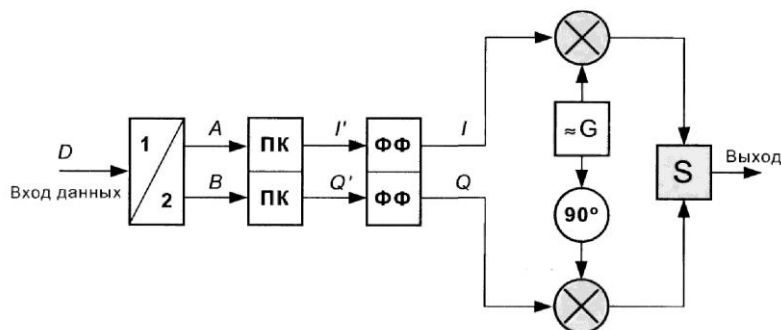
Модуляция QPSK предоставляет необходимый компромисс между скоростью передачи и помехоустойчивостью и применяется как самостоятельно, так и в комбинациях с другими методами. Диаграммы состояний модуляции QPSK и офсетной дифференциальной QPSK (S-DQPSK) показаны на рис. 1.3.

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		10



**Рисунок 1.3 - Диаграммы состояний модуляции QPSK и офсетной дифференциальной QPSK (S-DQPSK)**

При реализации дифференциального кодирования в сочетании со сдвигом несущей на  $\pi/4$  сигнальное созвездие формируется двумя четырехточечными созвездиями QPSK, наложенными со сдвигом  $45^\circ$ . В результате в сигнале присутствуют восемь фазовых сдвигов, причем фазы символов выбираются поочередно: то из одного созвездия QPSK, то из другого. Последовательные символы имеют относительные фазовые сдвиги, соответствующие одному из четырех углов:  $\pm \pi/4$  и  $\pm 3\pi/4$  [4].



**Рисунок 1.4 - Структурная схема модулятора QPSK**

Структурная схема модулятора QPSK показана на рис. 1.1.7.

Входной поток данных  $D$  разделяется на два параллельных подпотока  $A$  и  $B$ , которые затем в преобразователе кода (ПК) преобразуются в относительный код двух каналов (компонентов)  $I'$  и  $Q'$ . Цифровые потоки  $I'$  и  $Q'$  подвергаются сглаживанию в формирующих фильтрах (ФФ), выходные сигналы которых  $I$  и  $Q$  непосредственно управляют работой четырехфазового модулятора, состоящего из двух балансных модуляторов и сумматора.

Фазовый сдвиг несущих в каналах  $I$  и  $Q$  равен  $90^\circ$ . Правило кодирования фазовых сдвигов показано в табл. 1.1.

**Таблица 1.1 Кодирование фазовых сдвигов QPSK**

$A$	$B$	QPSK
<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>
0	0	$45^\circ$
0	1	$135^\circ$
1	0	$315^\circ$
1	1	$225^\circ$

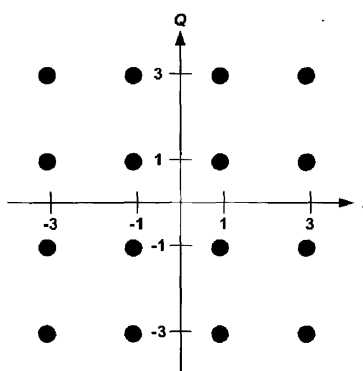
Очевидно, что относительная фазовая модуляция должна и детектироваться особым способом. При приеме сигнала с фазовой или амплитудно-фазовой модуляцией возникают специфические ошибки, связанные с неоднозначностью фазы восстанавливаемой опорной несущей. Число возможных скачков фазы и значения фазовых сдвигов напрямую зависят от кратности модуляции. В результате биты данных в демодулируемой последовательности могут инвертироваться и меняться местами в произвольные моменты времени, что ведет к полной потере информации. По этой причине вместо чисто фазовой модуляции (ФМ) обычно и используется относительная фазовая модуляция (ОФМ), которая за счет безызбыточного изменения структуры передаваемой последовательности (ее перекодирования в относительный код) позволяет устранить эти нежелательные эффекты.

При модуляции 4-ОФМ приходится учитывать скачки фазы на  $\pm\pi/2$  и  $\pm\pi$ , которые ведут не только к инверсии полярности битов, но и переключению двух параллельных подканалов. Поэтому схемы относительного кодирования должны устранять оба этих эффекта.

В системах, построенных по квадратурным схемам, несущие квадратурные каналы  $I$  и  $Q$  независимы друг от друга. Поэтому в этих системах схемы относительного кодирования можно выполнять независимо для каждого канала, что их существенно упрощает. В общем случае для схем с

многократной амплитудно-фазовой модуляцией алгоритм кодирования сводится к следующему. Из сигнального созвездия с  $M=2^K$  точками выделяется группа  $L=2^N$  секторов. Первые  $N$  бит, соответствующие этим секторам, кодируются относительным кодом. Оставшиеся  $K-N$  бит, определяющие положение точки внутри сектора, кодируются кодом Грея, минимизирующим ошибки при приеме соседних точек. При этом для снижения числа ошибок за счет относительного декодирования следует стремиться к тому, чтобы число  $N$  бит, кодируемых относительным кодом, было как можно меньше. В частности, для модуляции типа M-QAM относительно кодируют первые два бита, которые определяют выбор квадранта, а остальные  $M-2$  бит кодируют кодом Грея.

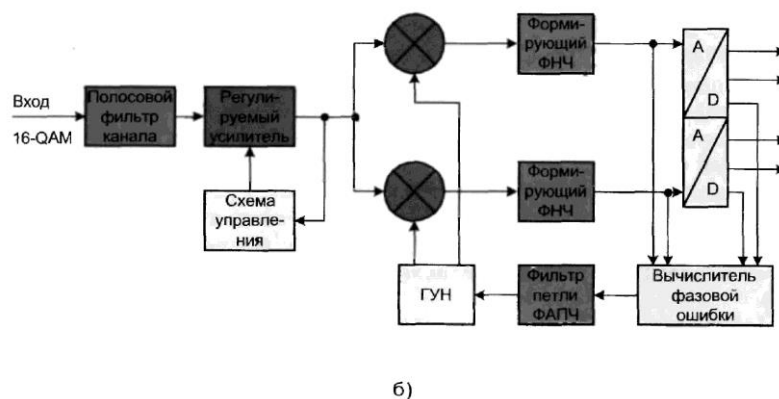
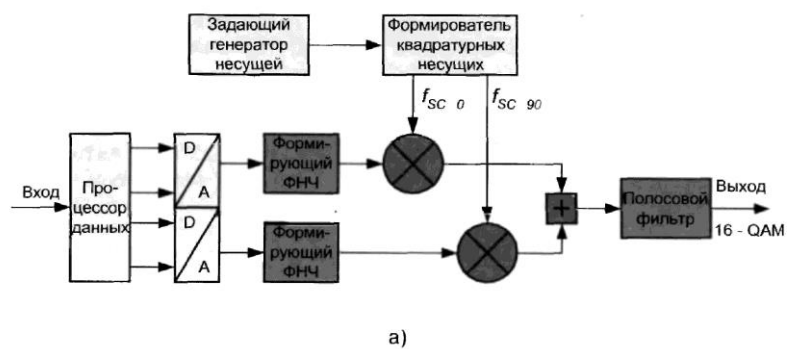
Разновидность модуляции M-QAM часто применяется в системах наземного цифрового ТВ, при передаче сигналов по радиорелейным и кабельным линиям. Широко используется вид модуляции 16-QAM. Сигнальное созвездие 16-QAM показано на рис. 1.8. Оно образуется ансамблем из 16 сигналов, отличающихся между собой по фазе и амплитуде.



**Рисунок 1.5 - Сигнальное созвездие 16-QAM**

В кабельных системах распределения ТВ сигналов наряду с 16-QAM регламентируется применение форматов 64-QAM и даже 256-QAM, созвездия которой образованы 256 позициями фазы и амплитуды.

Рассмотрим принципы построения модема с квадратурной модуляцией на примере системы цифрового вещания с 16-QAM [4]. Структурные схемы модулятора 16-QAM и демодулятора 16-QAM показаны на рис. 1.6



**Рисунок 1.6 Структурные схемы модулятора 16-QAM (а) и демодулятора (б)**

Входной поток данных вначале подвергается необходимой цифровой обработке в процессоре данных: выделению тактовой частоты, скремблированию, дифференциальному кодированию, последовательно-параллельному преобразованию.

Так как при модуляции 16-QAM удельная скорость передачи достигает 4 бит/(с·Гц), то поток данных в ходе его цифровой обработки разделяется на 4 подпотока с соответственно сниженными скоростями, для последующей модуляции. Далее производится цифро-аналоговое преобразование двух двоичных подпотоков в один четырехуровневый с одновременным формированием их спектра в ЦТФ, где импульсам придается сглаженная форма. Четырехуровневые сигналы в каналах  $I$  и  $Q$  управляют работой балансных модуляторов, выходные сигналы которых складываются, образуя сигнал 16-QAM с двумя полосами и подавленной несущей. На балансные модуляторы несущая поступает со сдвигом  $\pi/2$ , т.е. в квадратуре. Выходной сигнал модулятора на промежуточной частоте, несущей проходит через полосовой

Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата

11070006.11.03.02.521.ПЗВКР

Лист

14



фильтр, ограничивающий внеполосные излучения, и может быть конвертирован в полосу любого вещательного канала.

В демодуляторе находятся 2 аналогичных балансных модуляторов и блоки обратного преобразования из четырехуровневых в бинарные сигналы с дальнейшей обработкой данных. Принципиально сложными узлами являются схемы восстановления подавленной несущей и тактовой синхронизации. Эти процедуры основываются на анализе структуры принимаемого сигнала в  $I$  и  $Q$  каналах. Формирующие ФНЧ на выходах балансных модуляторов доводят спектр сигнала до требуемого по Найквисту и ослабляют влияние шумов и помех.

## 1.2 Влияние МСИ на многопозиционные сигналы

Межсимвольная интерференция (МСИ) является одним из основных факторов, препятствующих увеличению скорости передачи данных в системах передачи информации. Это явление возникает при ограничении спектра передаваемого сигнала, для соответствия регламентированным частотным шаблонам, а также может вноситься при прохождении сигнала через канал радиосвязи в котором присутствует явление многолучевого распространения.

Как видно из рисунка 1.7, прямоугольный импульс, проходя через канал связи с ограниченной полосой пропускания, как бы рассеивается во времени, а его форма искажается. Это происходит в следствии ограничения его бесконечного спектра.

Для объяснения появления МСИ рассмотрим стандартную систему цифровой связи. В системе – передатчике, приемнике и канале применяется множество фильтров. На рисунке приведена модель системы, объединяющая все эффекты фильтрации в одну общесистемную передаточную функцию:

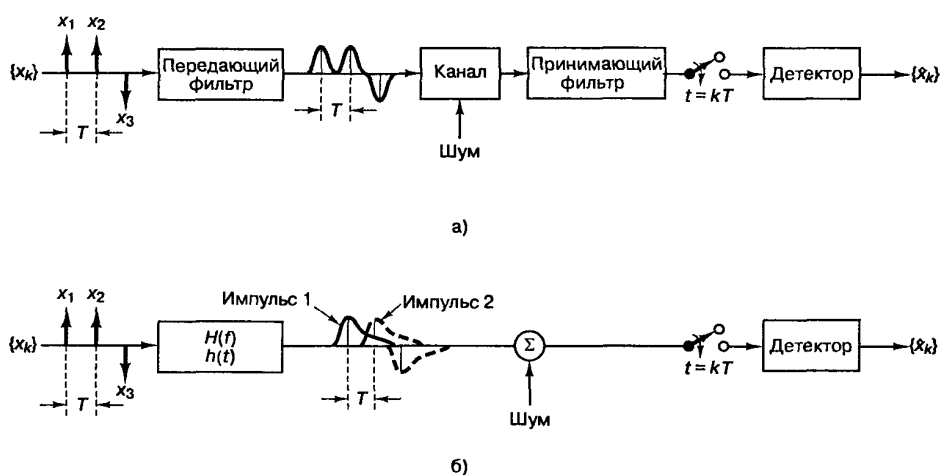
$$H(\omega) = H_{\text{форм}}(\omega) * H_{\kappa}(\omega) * H_{\text{пр}}(\omega) \quad (1.2)$$

где  $H_{\text{форм}}(\omega)$  – ЧХ формирующего (передающего) фильтра

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		15

$H_k(\omega)$  – ЧХ канала

$H_{пр}(\omega)$  – ЧХ принимающего фильтра



**Рисунок 1.7 – Межсимвольная интерференция в процессе детектирования: а) типичная цифровая система; б) эквивалентная модель**

В двоичной системе, использующей кодировку, к примеру, NRZ, решение о значении символа принимается путем сопоставления значения отсчета сигнала, взятого в момент времени, кратный  $T$ , со значением порога (на рисунке значение порога – 0). При прохождении импульсов через частотно ограниченный канал спектр импульсов ограничивается, в результате чего импульсы растягиваются во времени. Хвост импульса размывается на соседний интервал передачи и добавляется к значению отсчета сигнала, препятствуя, таким образом, процессу детектирования и повышая вероятность ошибки. Этот процесс получил название межсимвольной интерференции.

Для борьбы с МСИ можно увеличить длительность тактового интервала, чтобы хвосты импульсов не накладывались друг на друга, однако этот способ неприемлем, так как скорость передачи информации обратно пропорциональна продолжительности тактового интервала:

$$R = \frac{1}{T} \quad (1.3)$$

Следовательно, при увеличении продолжительности тактового интервала  $T$  снизится скорость передачи  $R$ , что мало приемлемо.

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		16

Рассмотрим, как влияет МСИ на сигнальные созвездия многопозиционных сигналов 16-QAM и QPSK.

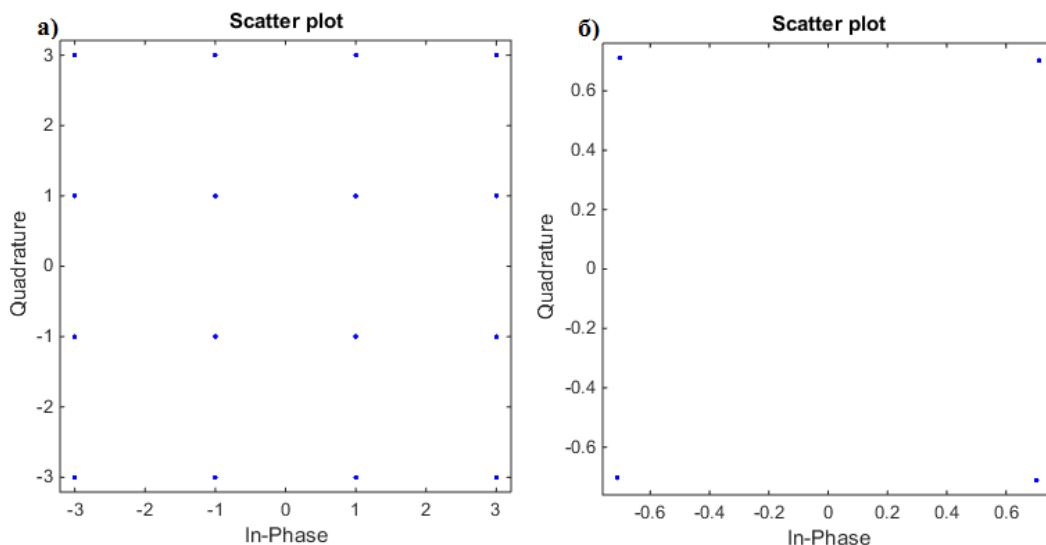


Рисунок 1.8-Исходные сигнальные созвездия: а) 16-QAM; б) QPSK

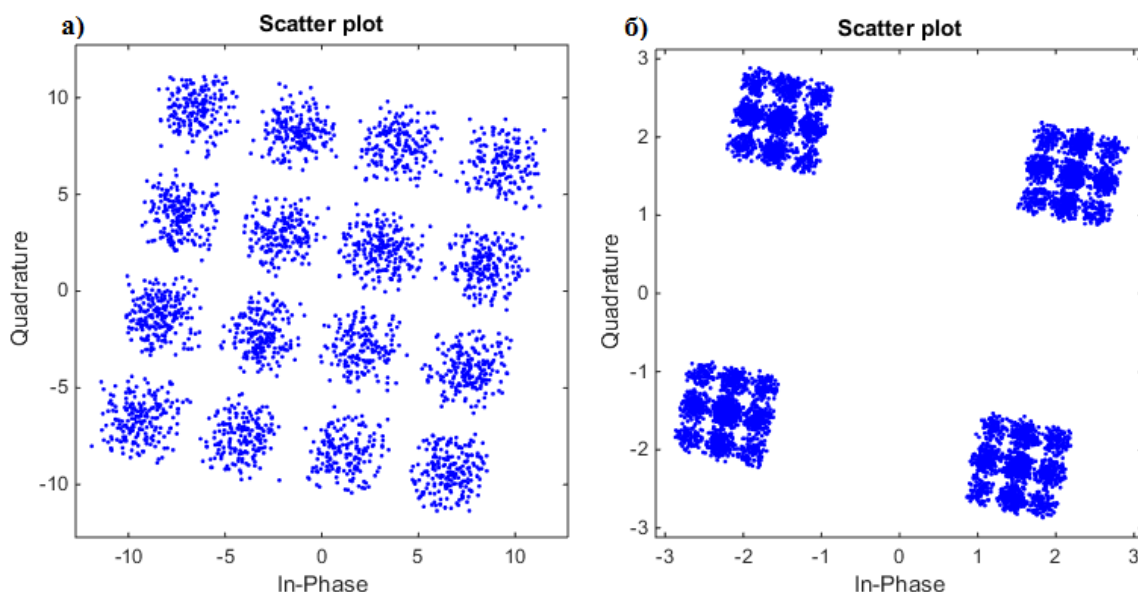


Рисунок 1.9 - Сигнальные созвездия с МСИ с дисперсией 0.13 мкс: а) 16-QAM; б) QPSK

Рисунок 1.9, демонстрирует влияние межсимвольных искажений на сигналы 16-QAM и QPSK. МСИ приводит к отклонению принимаемых отсчетов сигнала от желаемых, а также к повороту сигнального созвездия по своей оси. Таким образом без определенных действий по компенсации влияния МСИ на передаваемый сигнал, корректное функционирование системы связи НЕВОЗМОЖНО.

## 2 КОМПЕНСАЦИЯ МСИ В РАДИОСИГНАЛАХ

### 2.1 Влияние рассогласования параметров приемо-передающей аппаратуры

Одной из распространенных причин снижения верности передаваемой информации является искажения сигнала из-за случайных изменений состояния канала связи или параметров приемо-передающего оборудования. Такие искажения вызывают случайную модуляцию сигнала по амплитуде, частоте или фазе, а также различного рода рассеивания сигнала. Такие искажения и помехи называются мультипликативными, и одной из них является джиттер частоты опорного колебания.

В современных телекоммуникационных системах радиодоступа достаточно часто, для переноса сформированного сигнала на несущую частоту используются квадратурные модуляторы. Данный подход позволяет осуществлять линейный перенос спектра сигнала по частотной оси и имеет относительно простую схемотехническую реализацию.

Математически этот процесс представляет собой умножение исходного сигнала на комплексную экспоненту в степени, которой содержится заданная частота. Для обратного переноса спектра сигнала на видеочастоту также используется умножение сигнала на комплексную экспоненту только с отрицательной частотой.

Однако необходимо отметить, что для устойчивой работы таких модуляторов необходимо, чтобы значения несущей частоты передатчика и опорной частоты приемника были синхронизированы по частоте с точностью до фазы.

Данные модуляторы достаточно чувствительны к рассогласованиям частоты и фазы опорного колебания, что вызывает искажения в передаваемом сигнале в виде потерь ортогональности между квадратурами.

Подобный частотный джиттер может возникнуть в следствие фазового

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		18

шума опорного генератора, который обусловлен особенностью схемной логики управляющей тактовым генератором. Таким образом такое воздействие приводит к повороту плоскости сигнального созвездия выбранной системы модуляции и паразитной модуляции квадратурных компонент, которые оказываются промодулированы по амплитуде частотой биений.

Подобное воздействие достаточно широко распространено в системах радиосвязи с когерентной обработкой, ввиду того, что стабильность опорных и передающих генераторов конечна ( $10^{-6}$ ) и работа ведется на достаточно высоких несущих (1.5-3 ГГц). Данное рассогласование обычно компенсируется системами автоматической подстройки частоты, однако некоторая остаточная ошибка всё равно существует и вызывает пропорциональное смещение спектра принимаемого сигнала, приводя в конечном итоге к потере ортогональности между квадратурами.

## 2.2 Методы компенсации МСИ на передающей стороне

Одним из распространенным методом компенсации МСИ является использование в передающей аппаратуре формирующих фильтров, работа которых основывается на критериях, сформулированных Найквистом. Ниже будут описаны основы работы формирующих фильтров, а также их различные разновидности с приведением глаз-диаграмм.

Рассмотрим модель системы (рис. 2.1), передаваемый сигнал  $s(k)$  может быть представлен как свертка дискретной последовательности информационных символов:

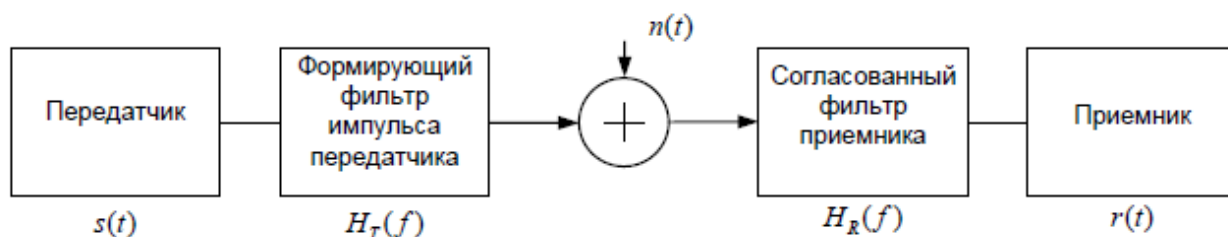
$$s(t) = \sum_k a(k) p(t - kT_s) \quad (2.1)$$

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		19

где  $a(k)$  – биты, соответствующие  $k$ -му символу (или символам констеляционной диаграммы в случае квадратурных методов модуляции),  $p(t)$  форма импульса,  $T_s$  длительность импульса.

С выхода передатчика сигнал поступает на формирующий фильтр с передаточной функцией  $H_T(f)$ .

При прохождении через канал связи на полезный сигнал действует аддитивный белый гауссовский шум  $n(t)$ . На приеме сигнал поступает на согласованный фильтр с частотной характеристикой  $H_R(f)$ .



**Рисунок 2.1- Модель системы передачи и приема**

В общем виде принятый сигнал можно представить следующим образом:

$$r(t) = \int h(t - \tau)s(\tau)d\tau + n(t) \quad (2.2)$$

где  $h(t)$  – импульсная характеристика канала. Тогда общую передаточную функцию всей системы можно выразить в следующем виде:

$$H(f) = H_T(f)H_R(f)H_c(f) \quad (2.3)$$

где  $H_c(f)$  – передаточная функция канала.

При построении формирующих фильтров в телекоммуникационных системах используют фильтры с конечной импульсной характеристикой, в которых бесконечная импульсная характеристика фильтра Найквиста усекается оконной (весовой) функцией. Использование прямоугольной весовой функции приводит к возникновению больших боковых лепестков формирующего

фильтра, низкой скорости спада АЧХ и пульсациям в области полосы пропускания фильтра. Для снижения влияния этих эффектов фронты АЧХ фильтра сглаживают, аппроксимировав их функцией приподнятого косинуса.

На практике же, при проектировании приемного устройства, применяют согласованную фильтрацию сигнала, частотная характеристика которого комплексно сопряжена с формирующим фильтром. Общая же частотная характеристика должна удовлетворять критериям Найквиста. По этой причине при реализации телекоммуникационных устройств на передающей и приемной сторонах чаще всего применяются фильтры с характеристикой корень из приподнятого косинуса, общая частотная характеристика которых соответствует фильтру Найквиста, что позволяет устранять МСИ при приеме информации.

Согласованная фильтрация основывается на выводах Найквиста о возможности передачи ограниченных по полосе и свободных от МСИ сигналов. Эти свойства важны для оптимального распознавания символов в приемнике. Введем импульсную характеристику  $h_{TR}(t)$ , представляющую собой общую импульсную характеристику передатчика-приемника, а  $H_{TR}(f)$  ее преобразование Фурье.

I критерий Найквиста: Нулевая МСИ в моменты выборки. Сигнал, удовлетворяющий I критерию Найквиста (2.4), пересекает ноль в моменты времени, кратные периоду сигнала  $T$ . В этом случае глаздиаграмма полностью открываются вертикально. Это требование во временной области:

$$h_{TR}(kT) = d_{k0}, k \in Z \quad (2.4)$$

где  $d_{k0}$  – дельта-функция Кронекера. Тогда в частотной области I критерий Найквиста вносит следующие ограничения:

$$\sum_k H(f - k/T) = T \quad (2.5)$$

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		21

Для импульса необходима частотная характеристика с наименьшей пропускной способностью, которая удовлетворяет критерию нулевой МСИ, т. е. когда импульсная характеристика пересекает нулевой уровень в точках, отстоящих друг от друга на величину  $T$ .

II критерий Найквиста: Регулярность в нулевых точках. Сигнал, удовлетворяющий II критерию Найквиста (2.6), пересекает ноль в моменты времени  $\pm 1,5T, \pm 2,5T, \pm 3,5T$ . В результате горизонтальное открытие глаза-диаграммы максимально и равно длительности символа  $T$ . Во временной области  $h_{TR}(t)$  должна удовлетворять условию:

$$h_{TR}(kT - T/2) = [d_{k0} + d_{k1}] / 2, k \in Z \quad (2.6)$$

В частотной области (2.6) эквивалентно:

$$\sum (-1)^k H_{TR}(f - k/T) = 2T \cos(\pi f T) \quad (2.7)$$

Кроме максимальной ширины глаздиаграммы, введение II критерия Найквиста помогает в ограничении выбросов передаваемого сигнала.

III критерий Найквиста: сохранение площади импульса. Сигнал, удовлетворяющий III критерию Найквиста (2.8), имеет нулевую площадь для любого другого значения интервала времени, кроме своего собственного. Этот критерий выражается во временной области следующим образом,

$$E = \int_{(2k-1)T/2}^{(2k+1)T/2} h_{TR}(t) dt = d_{k0}, \quad (2.8)$$

IV критерий Найквиста: невосприимчивость к временному джиттеру (TJ). Сигнал, удовлетворяющий IV критерию Найквиста (2.9), пересекает ноль в точках  $kT, k \neq 0$ , при этом производные порядка  $p$  в этих точках равны нулю. Во

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
						22
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		



временной области — это условие переводится в  $h_{TR}(t)$ , удовлетворяющему следующим условиям:

$$h_{TR}^{(p)}(kT) = \begin{cases} 0, \forall k \in Z, p \in N, (p,k) \neq (0,0) \\ 1, \text{ для } (p,k) \neq (0,0) \end{cases} \quad (2.9)$$

Этот критерий обобщает I критерий Найквиста, который в частотной области в настоящее время выражается так:

$$\sum_k k^p H(f - k/T) = h^p T^{p+1} \quad (2.10)$$

Такого рода сигналы требуют пропускной способности, линейно растущей с числом нулевых производных в нуле функции, т. е. чем больше  $p$ , тем шире полоса пропускания канала связи.

Методикой для получения передаточной характеристики фильтра для уменьшения МСИ является оптимизация конструкции импульсной характеристики, путем минимизации конкретных среднеквадратичных искажений сигнала от критериев, которые сформулированы во временной области, при этом они будут связаны с вероятностью ошибочного приема символов. Наиболее значимыми критериями среднеквадратического отклонения искажений являются:

- критерий МСИ в выбранные моменты времени:

$$e_I^2 = \sum_k [h(kT) - d_{k0}]^2 \quad (2.11)$$

- критерий регулярности появления нулей:

$$e_{II}^2 = \sum_k [h(kT - T/2) - (d_{k0} + d_{k1})/2]^2 \quad (2.12)$$

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		23

- критерий чувствительности к временному джиттеру:

$$e_{TJ}^2 = \sum_k [h(kT)]^2 \quad (2.13)$$

В идеальной системе стараются минимизировать (2.11–2.13) одновременно:

$$(e_I^2, e_{II}^2, e_{TJ}^2) \Rightarrow \min \quad (2.14)$$

Однако, сделать это не представляется возможным, так как пропускная способность системы связи всегда ограничена. Обычно стараются удовлетворить I критерий Найквиста, а в случае остальными требованиями стараются найти некий компромисс в зависимости от требований, предъявляемых к системе связи.

При условии идеального канала передачи, и учитывая, что соответствующая фильтрация обычно используется на передающей и приемной части, оптимальный фильтр реализуется передаточной функцией, которая имеет частотную характеристику корень приподнятого косинуса (*SRRC*):

$$H_{RRC}(f) = \begin{cases} T, & 0 \leq |f| \leq \frac{1-r}{2T} \\ T \sqrt{\frac{1}{2} + \cos\left[\frac{\pi T}{r}\left(|f| - \frac{1-r}{2T}\right)\right]}, & \frac{1-r}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+r}{2T} \end{cases} \quad (2.15)$$

где  $r$  ( $0 \leq r \leq 1$ ) – коэффициент сглаживания, представляет собой избыток полосы, деленный на ширину полосы по уровню – 6 дБ, характеризует крутизну фронта характеристики фильтра. Тогда передаточная характеристика передатчика-приемника будет:

$$H_{TR}(f) = |H_{RRC}(f)| \quad (2.16)$$

Кроме того, возможно незначительное нарушение первого критерия в случае, если это приведет к значительному улучшению в остальных критериях. Тогда композиционная погрешность Найквиста будет записана следующим образом:

$$e^2 = \alpha e_I^2 + \beta e_{II}^2 + \chi e_{TJ}^2 \quad (2.17)$$

Минимизация  $e^2$  с учетом ограничений  $h_{TR}(T)$  приводит к следующей общей передаточной функции:

$$H_{\alpha,\beta,\chi}(f,m) = \begin{cases} \frac{\beta \cos(\pi f) - m}{(\alpha + \beta + 4\pi^2 \chi f^2)}, & 0 \leq |f| \leq \frac{1-r}{2T} \\ \frac{\beta \cos(\pi f)}{(\alpha\beta + \pi^2 \beta \chi (1-f^2))} \times \\ \times \frac{(\alpha + 2\pi^2 \chi (1-f)(1-2f))}{2} - \\ - \frac{m(\beta + 2\pi^2 \chi (1-f))}{2(\alpha\beta + \pi^2 \beta \chi (1-f^2))}, & \frac{1-r}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+r}{2T} \\ 0, & f \leq 0 \end{cases} \quad (2.18)$$

В (2.18) частоты были нормализованы так, что период  $T$  равен единице, а множитель Лагранжа  $m$  удовлетворяет условию (2.19):

$$\int_{-(1+r)/2}^{(1+r)/2} H_f df = 1 \quad (2.19)$$

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		25

Трудности формирования импульсных характеристик фильтра, заключаются в выборе оптимальных весовых коэффициентов  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\chi$  и оптимизации разработки фильтра согласно критериям (2.11)–(2.14). Уменьшение (2.18) для определенных  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\chi$  дает конечную переходную характеристику фильтров, представленных ниже.

1. Первый фильтр ( $RC$ ) удовлетворяет (4) и (6),  $\alpha = \beta = 1$ ,  $\chi = 0$ , при этом он не зависит от коэффициента сглаживания:

$$H_{RC}(f) = \begin{cases} \cos^2\left(\frac{\pi f}{2}\right), & 0 \leq |f| \leq 1 \\ 0, & |f| \notin [0,1] \end{cases} \quad (2.20)$$

2. Модифицированный приподнятый косинус ( $MRC$ ), является импульсом, который минимизирует (2.4) и является максимально близким к (6). Это достигается установлением таких значений  $\alpha$  и  $\beta$ , что  $\alpha \gg \beta$ ,  $\chi = 0$ .

$$H_{MRC}(f) = \begin{cases} 1, & 0 \leq |f| \leq \frac{1-r}{2} \\ \cos^2\left(\frac{\pi f}{2}\right), & \frac{1-r}{2} \leq |f| \leq \frac{1+r}{2} \\ 0, & |f| \notin [0, \frac{1+r}{2}] \end{cases} \quad (2.21)$$

Усеченный приподнятый косинус ( $TRC$ ): если  $\alpha = \beta = 1$ ,  $\chi = 0$ , то получаем усеченный приподнятый косинус (2.22), который минимизирует (2.4) и (2.6).

При этом вводится коэффициент  $m$  такой, что  $m = -2(1+r) + \sin(\pi / 2(1+r))$ .

$$H_{TRC}(f) = \begin{cases} \cos^2\left(\frac{\pi f}{2}\right) - \frac{1+m}{2}, & 0 \leq |f| \leq \frac{1+r}{2} \\ 0, & |f| \notin [0, \frac{1+r}{2}] \end{cases} \quad (2.22)$$

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		26

4. Приподнятый косинус тип 2 (*RC2*): если требуется сохранить (2.6) за счет погрешности в (2.4), то получим *RC2* (2.23). В этом случае весовые коэффициенты устанавливаются  $\beta \alpha, \chi = 0$ .

$$H_{RC2}(f) = \begin{cases} \cos(\pi f), & 0 \leq |f| \leq \frac{1-r}{2} \\ \cos^2\left(\frac{\pi f}{2}\right), & \frac{1-r}{2} \leq |f| \leq \frac{1+r}{2} \\ 0, & |f| \notin [0, \frac{1+r}{2}] \end{cases} \quad (2.23)$$

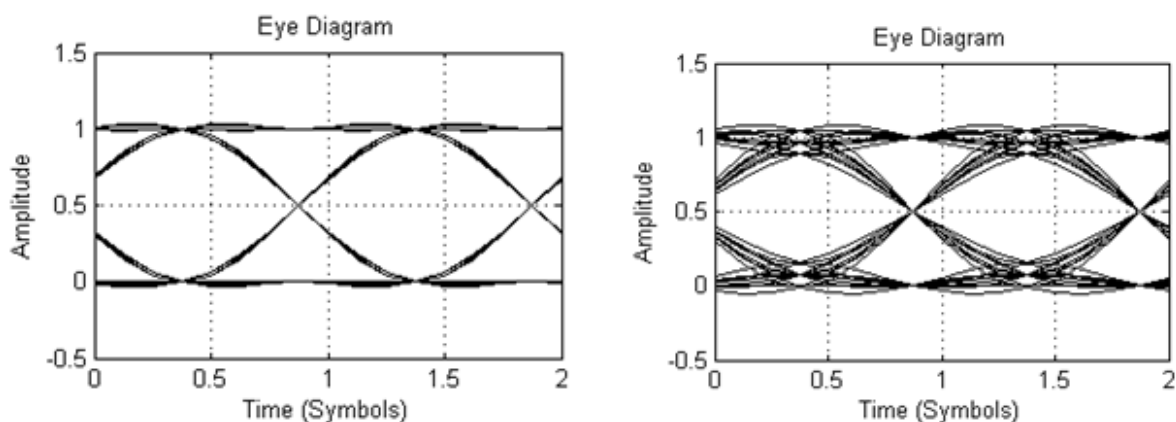
5. Непрерывный фильтр (*BTRC*) имеет непрерывный спектр, что является плюсом при практической реализации, при этом импульс не согласовывается по композиционному критерию погрешности (2.17), хотя он имеет погрешность по (2.6), что сравнимо с *MRC* и *TRC* (2.24).

$$H_{BTRC}(f) = \begin{cases} 1, & 0 \leq |f| \leq \frac{1-r}{2} \\ \exp\left(-\frac{2 \ln 2}{r} \left(f - \frac{1-r}{2}\right)\right), & \frac{1-r}{2} \leq |f| \leq \frac{1}{2} \\ 1 - \exp\left(-\frac{2 \ln 2}{r} \left(\frac{1+r}{2} - f\right)\right), & \frac{1}{2} \leq |f| \leq \frac{1+r}{2} \\ 0, & |f| \notin [0, \frac{1+r}{2}] \end{cases} \quad (2.24)$$

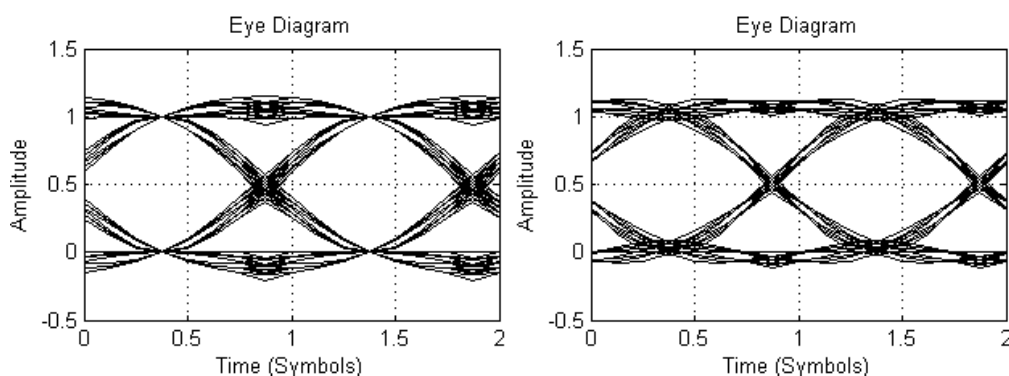
На рисунках 2.2–2.4 показаны глаз-диаграммы для каждого типа импульса при коэффициенте сглаживания  $r = 0,35$  (на практике используют  $r = 0,15–0,35$ ), характеризующие результат многократного наложения битовых последовательностей, отображающая эффекты уширения импульса, приводящие к МСИ, а также фазовое дрожание сигнала, вызывающее возникновение взаимных искажений между символами, что приводит к пересечению глаздиаграммы с временной осью в разные промежутки времени.

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		27

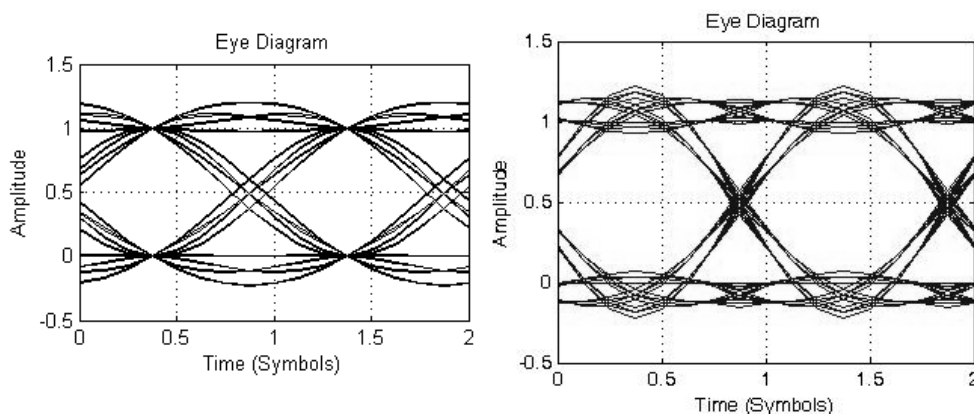
Максимальная ширина области пересечения с временной осью определяется как пиковое фазовое дрожание или джиттер передачи данных.



**Рисунок 2.2-** Глаз-диаграммы фильтров *RC* и *RC2*



**Рисунок 2.3 -** Глаз-диаграммы фильтров *MRC* и *TRC*



**Рисунок 2.4 -** Глаз-диаграмма фильтра *BTRC* и *SRRC*

Для наиболее эффективной компенсации влияния МСИ на передаваемый сигнал нужно выбирать формирующий фильтр с максимально открытой глаз-диаграммой и наибольшим отношением *SNR*. За открытие глаз-диаграммы отвечают два параметра: горизонтальное открытие и высота глаз-диаграммы.

Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата

11070006.11.03.02.521.ПЗВКР

Лист

28

**Таблица 2.1- Сравнительные характеристики формирующих фильтров**

Тип фильтра	Горизонтальное раскрытие	Высота глаз-диаграммы	Полный джиттер (нс)	Средне-квадр. джиттер	Отношение сигнал/шум
<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>4</b>	<b>5</b>	<b>6</b>
<i>RC</i>	750	0.637	250	200	1.39
<i>MRC</i>	1000	0.332	0	0	2.1
<i>TRC</i>	750	0.455	250	220	1.86
<i>RC2</i>	250	0.738	750	264	1.3
<i>BTRC</i>	1000	0.427	0	0	1.83
<i>SRRC</i>	250	0.49	750	248	1.76

Наилучшим по вышеописанным параметрам является фильтр *RC*, но у него  $r = 1$ , при этом полоса пропускания расширяется в 2 раза. Чем меньше горизонтальное раскрытие глаз-диаграммы, тем больше *BER* из-за размытия фронтов импульсов. *SNR* показывает энергетическое отношение уровней нуля и единицы к сумме стандартных отклонений, чем оно выше, тем легче обнаружить сигнал при этом, чем ниже *SNR*, тем *МСИ* выше, т. е. чем больше отклонение передаваемых единицы и нуля от заданного уровня, тем *МСИ* выше. Импульс *SRRC* является характеристикой формирующего фильтра корень приподнятого косинуса, как можно видеть из таблицы 2.1, данный импульс имеет максимальный полный джиттер, а также средние показатели по раскрытию глаз-диаграммы и *SNR*. Импульсы *MRC* и *BTRC* имеют нулевое фазовое дрожание и максимальное горизонтальное раскрытие, кроме того у импульса *MRC* максимальное отношение сигнал/шум. В общем случае при выборе типа фильтра необходимо комплексно учитывать все параметры и выбирать определенный тип в зависимости от реальных условий работы системы связи [6].

### 2.3 Эквиализация сигналов на приемной стороне

В современных системах связи, эквиализация сигналов является необходимой операцией, так как позволяет значительно снизить влияние различных помех, и дает существенный прирост помехоустойчивости. Данная операция производится с помощью специальных устройств, носящих название эквалайзеров. В большинстве современных телекоммуникационных системах используют адаптивные эквалайзеры.

Работа адаптивного эквалайзера состоит из двух фаз: фазы обучения и фазы коррекции. Фаза обучения заключается в приеме тестовой последовательности и вычислении весовых коэффициентов эквалайзера с помощью специальных алгоритмов адаптации.

Тестовая последовательность является заранее известной в приемнике псевдослучайной последовательностью символов заданной длины, которая периодически передается в определенные моменты времени. В процессе приема этой последовательности адаптивный эквалайзер сравнивает декодированные символы тестовой последовательности с символами, хранящимися в его памяти и с помощью алгоритма адаптации меняет свою частотную характеристику определенным образом, чтобы минимизировать ошибку. Непосредственно за тестовой последовательностью в принимаемом пакете информации следует информационная часть.

При использовании таких устройств делается предположение, что за короткий промежуток времени после приема тестовой последовательности параметры радиоканала сильно не изменяются. Вследствие этого прием информационной части пакета (фаза коррекции частотной характеристики радиоканала) осуществляется с той же самой частотной характеристикой эквалайзера, которая была установлена в фазе обучения. Периодичность внедрения тестовой последовательности в пакет, а также ее длина выбирается на усмотрение проектировщика системы, исходя из параметров канала, чтобы

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		30



обеспечить почти оптимальную коррекцию изменяющейся во времени частотной характеристики радиоканала и соответственно минимизацию межсимвольной интерференции.

Наиболее часто для эквализации сигналов используется трансверсальный фильтр, показанный на рис. 2.5.

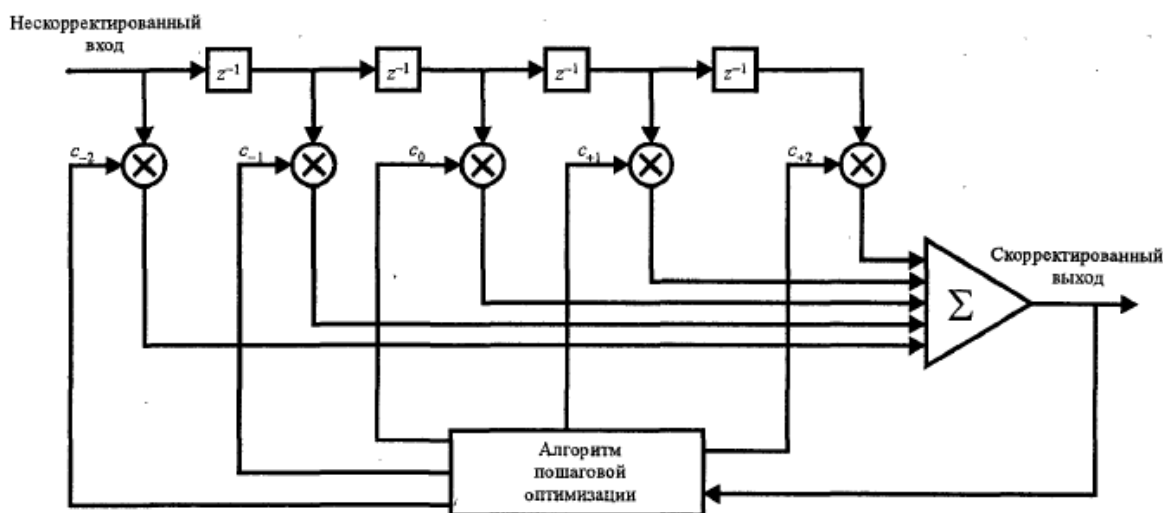


Рисунок 2.5 - Линейный трансверсальный фильтр

Его входом является информационная последовательность  $\{u_t\}$ , а его выходом являются оценки информационной последовательности  $\{\hat{I}_k\}$ . Оценка  $k$ -го символа можно выразить так:

$$\hat{I}_k = \sum_{j=-K}^K c_j u_{k-j} \quad (2.25)$$

где  $\{c_j\}$  является  $2K + 1$  комплексно-значных взвешивающих коэффициентов для ячеек фильтра. Оценка  $\hat{I}_k$  квантуется до ближайшего (по расстоянию) информационного символа для формирования решения  $\tilde{I}_k$ . Если  $\tilde{I}_k$  не идентично передаваемому символу  $I_k$  имеет место ошибка.

По нахождению оптимального критерия для оптимизации весовых коэффициентов фильтра проведено множество исследований. Наиболее употребительной мерой качества для цифровой системы связи является средняя

вероятность ошибки, поэтому желательно выбирать коэффициенты так, чтобы минимизировать этот показатель качества. Однако вероятность ошибки существенно нелинейная функция  $\{c_j\}$ . Следовательно, вероятность ошибки как показатель качества для оптимизации взвешивающих коэффициентов ячеек эквалайзера не практичен.

Для оптимизации коэффициентов эквалайзера широкое распространение получили два критерия: критерий пикового искажения и критерий среднеквадратичной ошибки.

Пиковое искажение определяется как наиболее плохой случай межсимвольной интерференции на выходе эквалайзера. Минимизацию этого показателя качества называют критерием пикового искажения.

Последовательное объединение модели линейного фильтра дискретного времени с импульсной характеристикой  $\{f_n\}$  и эквалайзера, имеющего импульсную характеристику  $\{c_n\}$ , можно представить одним эквивалентным фильтром с импульсной характеристикой:

$$q_n = \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_j f_{n-j} \quad (2.26)$$

Это значит, что  $\{q_n\}$  -это просто свертка  $\{c_n\}$  и  $\{f_n\}$ . Считается, что эквалайзер имеет неограниченное число ячеек. Его выход в  $k$ -й отсчетный момент можно выразить в виде

$$\hat{I}_k = q_0 I_k + \sum_{n \neq k} I_n q_{k-n} + \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_j n_{k-j} \quad (2.27)$$

Первое слагаемое в (2.27) представляет взвешенная версия желательного символа. Для удобства, мы нормируем  $q_0$  к единице. Второе слагаемое является

МСИ. Пиковое значение этой интерференции, которое называется пиковым искажением, равно

$$D(c) = \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} |q_n| = \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \left| \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_j f_{n-j} \right| \quad (2.28)$$

Таким образом,  $D(c)$  является функцией взвешивающих коэффициентов ячеек эквалайзера.

При использовании эквалайзера с неограниченным числом ячеек возможно выбрать веса ячеек так, что  $D(c) = 0$ , т.е.  $q_n = 0$  для всех  $n$ , исключая  $n=0$ . Это значит, что МСИ может быть полностью исключена.

При использовании критерия минимума СКО, взвешивающие коэффициенты ячеек  $\{c_j\}$  эквалайзера подстраиваются так, чтобы минимизировать средний квадрат ошибки:

$$\varepsilon_k = I_k - \hat{I}_k \quad (2.29)$$

где  $I_k$  – информационный символ, переданный на  $k$ -ом сигнальном интервале,  $\hat{I}_k$  – оценка этого символа на выходе эквалайзера, определяемая (2.25).

Если информационные символы  $\{I_k\}$  комплексные, то показатель качества при СКО критерия, обозначаемый  $J$ , определяется так

$$J = E|\varepsilon_k|^2 \quad (2.30)$$

С другой стороны, когда информационные символы вещественные, показатель качества просто равен квадрату вещественной величины  $\varepsilon_k$ . В любом случае,  $J$  является квадратичной функцией коэффициентов эквалайзера [1].

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		33

## 3 ИССЛЕДОВАНИЕ АДАПТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ КОМПЕНСАЦИИ МСИ

### 3.1 Методы расчета ВК линейных эквалайзеров

Выше было описано два различных критерия для определения величин коэффициентов эквалайзера  $\{c_k\}$ . Один критерий основан на минимизации СКО на выходе эквалайзера, которая определяется (2.30). Второй критерий основан на минимизации пикового искажения на выходе эквалайзера, определяемого (2.28). Ниже будет рассмотрено два алгоритма адаптации коэффициентов адаптивного эквалайзера

Алгоритм сведения к нулю:

При использовании критерия пикового искажения, искажение  $D(c)$ , определяемое (2.28), минимизируется путем выбора коэффициентов эквалайзера  $\{c_k\}$ . В общем, это не простой в вычислительном отношении алгоритм для осуществления оптимизации, исключая частные случаи, когда пиковое искажение на входе эквалайзера  $D_n$  меньше единицы. Если  $D_n < 1$ , то искажение  $D(c)$  на выходе эквалайзера минимизируется путем получения отклика эквалайзера  $q_n = 0$  для  $1 \leq |n| \leq K$  и  $q_0 = 1$ . В этом случае получается простой в вычислительном отношении алгоритм, названный алгоритмом сведения к нулю АСН («нуль-форсирующим» алгоритмом), который и обеспечивает указанные условия.

«Нуль-форсирующее» решение достигается путем получения взаимной корреляции между последовательностью ошибок  $\varepsilon_k = I_k - \hat{I}_k$  и желательной информационной последовательностью  $\{\hat{I}_k\}$ , равной нулю для сдвигов в области  $0 \leq |n| \leq K$ . Доказательство того, что именно это ведет к желательному решению, совсем простое. Мы имеем

$$E(\varepsilon_k I_{k-j}^*) - E[(I_k - \hat{I}_k) I_{k-j}^*] = E(I_k I_{k-j}^*) - E(\hat{I}_k I_{k-j}^*), \quad j = -K, \dots, K \quad (3.1)$$

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		34

Предположим, что информационные символы некоррелированы, то есть  $E(I_k I_j^*) = \delta_{kj}$  и что информационная последовательность  $\{I_k\}$  некоррелирована с аддитивной шумовой последовательностью  $\{\eta_k\}$ . Тогда, после вычисления математического ожидания в (3.1) получим

$$E(\varepsilon_k I_{k-j}^*) = \delta_{j0} - q_j, \quad j = -K, \dots, K \quad (3.2)$$

Следовательно, условие

$$E(\varepsilon_k I_{k-j}^*) = 0, \quad j = -K, \dots, K \quad (3.3)$$

выполняется, когда  $q_0 = 1$  и  $q_n = 0, 1 \leq |n| \leq K$ .

В случае, когда характеристика канала неизвестна, взаимная корреляция, определяемая (3.1), также не известна. Данная проблема может быть решена с помощью передачи известной тестовой (обучающей) последовательности  $\{I_k\}$  до приемника, которую можно использовать для оценки взаимных корреляций путем подстановки средних во времени вместо средних по ансамблю, определяемых (3.1). После начального обучения, требующего передачи тестовой последовательности определённой длины, которая равна или превышает длину эквалайзера, можно определить коэффициенты, удовлетворяющие (3.3).

Простой рекуррентный алгоритм для настройки коэффициентов эквалайзера можно записать так

$$c_j^{k+1} = c_j^k + \Delta \varepsilon_k I_{k-j}^*, \quad j = -K, \dots, -1, 0, 1, \dots, K \quad (3.4)$$

где  $c_j^k$  значение  $j$ -го коэффициента в момент  $t = kT$ ,  $\varepsilon_k = I_k - \hat{I}_k$  - сигнал

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		35

ошибки в момент  $t = kT$ , а  $\Delta$  - скалярный множитель, который контролирует скорость настройки, как это будет объяснено позже в этом разделе. Это алгоритм сведения к нулю (АСН). Слагаемое  $\varepsilon_k I_{k-j}^*$  является оценкой взаимной корреляции (среднее по ансамблю)  $E(\varepsilon_k I_{k-j}^*)$ . Операция усреднения взаимной корреляции выполняется посредством рекуррентного алгоритма разностного уравнения первого порядка (3.4), которое реализуется простым интегратором с дискретным временем.

Вслед за фазой обучения, после которой коэффициенты эквалайзера сошлись к своим оптимальным значениям, решения на выходе детектора обычно достаточно надёжны, так что они могут быть использованы для продолжения процесса адаптации коэффициентов. Это называется моделью адаптации, управляемой решениями. В этом случае взаимные корреляции в (3.4) включают в себя сигнал ошибки  $\tilde{\varepsilon}_k = \tilde{I}_k - I_k$  и преддетектированную выходную последовательность  $I_{k-j}$ ,  $j = -K, \dots, K$ . Следовательно, для адаптивной модели (3.4) получаем

$$c_j^{k+1} = c_j^k + \Delta \tilde{\varepsilon}_k \tilde{I}_{k-j}^* \quad (3.5)$$

Рисунок 3.1.1 иллюстрирует ЭНВП с моделью обучения и с адаптивной моделью функционирования. Характеристики АСН похожи на характеристики алгоритма наименьших квадратов (НК), который минимизирует СКО и который подробно описывается в следующем разделе.

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
						36
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		

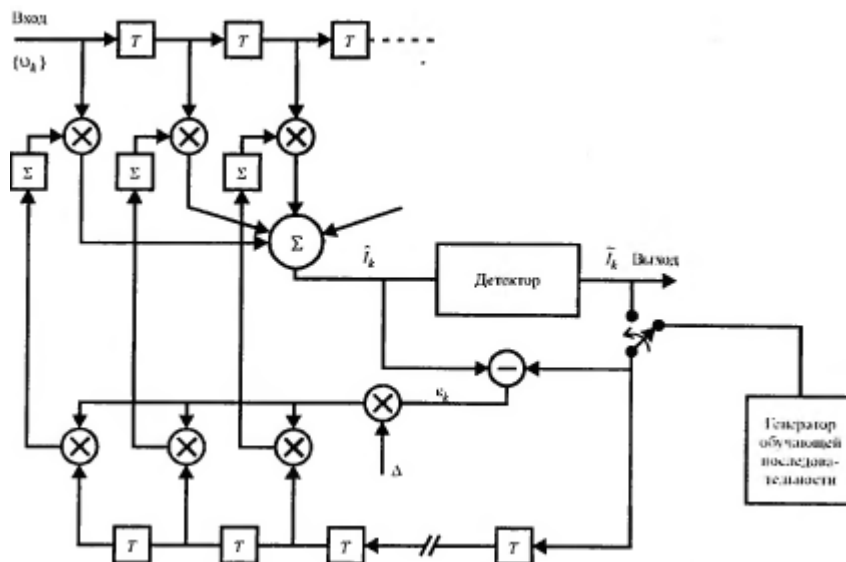


Рисунок 3.1 - Адаптивный эквалайзер с нулевыми взаимными помехами

Алгоритм наименьших квадратов:

При минимизации СКО, оптимальные весовые коэффициенты эквалайзера определяются из решения системы линейных уравнений, выраженной в матричной форме:

$$GC = \xi, \quad (3.6)$$

где  $\Gamma$  – ковариационная матрица размером  $(2K + 1) \times (2K + 1)$  отсчётов сигнала  $\{v_k\}$ ,  $C$  – вектор-столбец из  $(2K + 1)$  коэффициентов эквалайзера, а  $\xi$  – вектор-столбец канальных коэффициентов фильтра размерности  $(2K + 1)$ . Решение для вектора коэффициентов  $C_{opt}$  оптимального эквалайзера можно получить путём обращения ковариационной матрицы  $\Gamma$ , что можно эффективно выполнить посредством алгоритма Левинсона-Дурбина.

Альтернативно для вычисления  $C_{opt}$  можно использовать итеративную процедуру, которая избегает обращение матрицы. Вероятно простейшая итеративная процедура – это метод крутого спуска, когда можно начинать выбором произвольного начального вектора  $C$ , скажем  $C_0$ . Этот первоначальный выбор коэффициентов соответствует некоторой точке

поверхности квадратичной функции СКО в пространстве коэффициентов размерности  $(2K + 1)$ . Затем в этой точке на поверхности СКО вычисляется градиентный вектор  $G_0$ , имеющий  $2K + 1$  градиентных компонент  $\frac{1}{2} \partial J / \partial c_{0k}$ ,  $k = -K, \dots, -1, 0, 1, \dots, K$ . На каждом шаге вес меняется в направлении, противоположном соответствующей градиентной компоненте. Изменение веса на  $j$ -м шаге пропорционально объёму  $j$ -ой градиентной компоненты. Таким образом, последовательные значения коэффициентов  $C$  определяются согласно отношениям

$$C_{k+1} = C_k - \Delta G_k, \quad k = 0, 1, 2, \dots, \quad (3.7)$$

а вектор градиента  $G_k$  равен

$$G_k = \frac{1}{2} \frac{dJ}{dC_k} = \Gamma C_k - \xi = -E(\varepsilon_k V_k^*) \quad (3.8)$$

Вектор  $C_k$  представляет набор коэффициентов  $k$ -й итерации,  $\varepsilon_k = I_k - \hat{I}_k$  является сигналом ошибки на  $k$ -й итерации.  $V_k$  - вектор отсчетов принимаемого сигнала, по которым делаются оценки  $\hat{I}_k$ , т.е.  $V_k = [v_{k+K} \dots v_k \dots v_{k-K}]$ , а  $\Delta$  - положительное число, выбираемое достаточно малым для того, чтобы обеспечить сходимость итеративной процедуры. Если минимум СКО достигнут на некотором шаге  $k = k_0$ , тогда  $G_k = 0$ , так что дальнейшие изменения у шаговых весов не происходят. В общем случае, при методе кратчайшего спуска точное значение  $J_{\min}(K)$  нельзя получить при конечных величинах  $k_0$ .

Однако, к нему можно как угодно приблизиться при некотором конечном значении  $k_0$ .

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		38



Основная трудность при использовании метода кратчайшего спуска для определения оптимальных шаговых весов - это отсутствие значений вектора градиента  $G_k$ , который зависит как от ковариационной матрицы  $\Gamma$ , так и от вектора  $\xi$  взаимных корреляций. В свою очередь, эти величины зависят от коэффициентов  $\{f_k\}$  эквивалентной модели канала с дискретным временем и от ковариаций информационной последовательности и аддитивного шума. Все эти величины могут быть, в общем, неизвестны на приёме. Чтобы преодолеть эти трудности, можно использовать оценку вектора градиентов. Это значит, что алгоритм настройки коэффициентов шаговых весов можно выразить в форме

$$\hat{C}_{k+1} = \hat{C}_k - \Delta \hat{G}_k \quad (3.9)$$

где  $\hat{G}_k$  означает оценку вектора градиентов  $G_k$ , а  $\hat{C}_k$  означает оценку вектора коэффициента  $C_k$ .

Из (3.8) мы замечаем, что  $G_k$  равно обратной величине математического ожидания  $\varepsilon_k V_k^*$ , следовательно, оценка  $G_k$  равна

$$\hat{G}_k = -\varepsilon_k V_k^* \quad (3.10)$$

Поскольку  $E(\hat{G}_k) = G_k$ , оценка  $\hat{G}_k$  является несмещённой оценкой правильного вектора градиента  $G_k$ . Подстановка (3.10) в (3.9) даёт алгоритм

$$\hat{C}_{k+1} = \hat{C}_k + \Delta \varepsilon_k V_k^* \quad (3.1.11)$$

Это базовый алгоритм НК (наименьших квадратов) для рекуррентной настройки коэффициентов шаговых весов эквалайзера, впервые предложенный Уидроу и Хоффом (1960).

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		39

Базовый алгоритм (3.11) и некоторые его модификации в настоящее время используются во многих адаптивных эквалайзерах, которые применяются в высокоскоростных модемах. Три варианта базового алгоритма были получены путём использования только информации о знаке, содержащейся в сигнале ошибки  $\varepsilon_k$  и (или) в компонентах  $V_k$ .. Таким образом, три возможных варианта алгоритма определяются так

$$c_{(k+1)j} = c_{kj} + \Delta c \operatorname{sgn}(\varepsilon_k) v_{k-j}^*, \quad j = -K, \dots, -1, 0, 1, \dots, K \quad (3.12)$$

$$c_{(k+1)j} = c_{kj} + \Delta \varepsilon_k c \operatorname{sgn}(v_{k-j}^*), \quad j = -K, \dots, -1, 0, 1, \dots, K \quad (3.13)$$

$$c_{(k+1)j} = c_{kj} + \Delta c \operatorname{sgn}(\varepsilon_k) c \operatorname{sgn}(v_{k-j}^*), \quad j = -K, \dots, -1, 0, 1, \dots, K \quad (3.14)$$

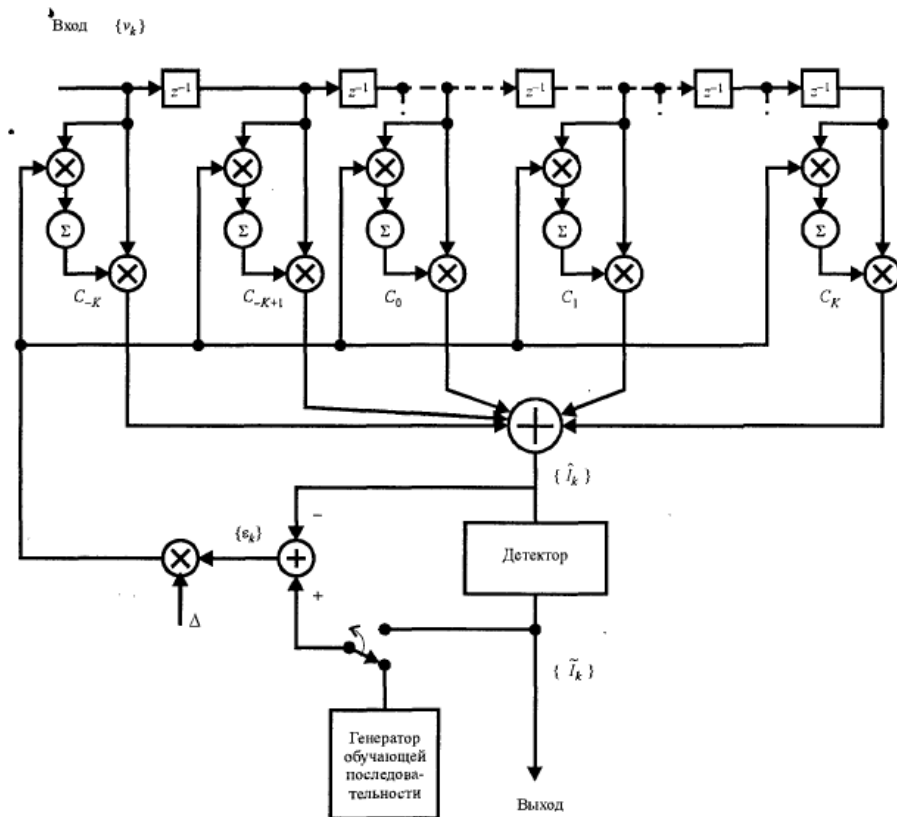


Рисунок 3.2 - Линейный адаптивный эквалайзер, основанный на критерии минимума СКО

где  $c\text{sgn}(x)$  определяется так

$$c\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1 + j & (\text{Re}(x) > 0, \text{Im}(x) > 0), \\ 1 - j & (\text{Re}(x) > 0, \text{Im}(x) < 0), \\ -1 + j & (\text{Re}(x) < 0, \text{Im}(x) > 0), \\ -1 - j & (\text{Re}(x) < 0, \text{Im}(x) < 0), \end{cases} \quad (3.15)$$

Заметим, что в (3.15)  $j = \sqrt{-1}$ , что следует отличать от индекса  $j$  в (3.12)-(3.14).

Очевидно, что алгоритм (3.14) существенно легче для реализации, однако он дает наиболее медленную сходимость по сравнению с другими.

Другие разновидности алгоритма НК можно получить с помощью усреднения или фильтрации векторов градиентов по нескольким итерациям до выполнения настройки коэффициентов эквалайзера. Например, усреднение по  $N$  векторам градиентов даст

$$\bar{G}_{mN} = -\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \varepsilon_{mN+n} V_{mN+n}^* \quad (3.16)$$

а соответствующее рекуррентное уравнение для адаптации коэффициентов эквалайзера по  $N$  итерациям имеет вид

$$\hat{C}_{(k+1)N} = \hat{C}_{kN} - \Delta \bar{G}_{kN} \quad (3.17)$$

Действительно, операция усреднения согласно (3.16) уменьшает шум в оценке вектора градиентов, как показано Гарднером (1987).

Другой подход основывается на фильтрации шумовых составляющих градиента с помощью низкочастотного фильтра и использованию выхода

фильтра как оценки вектора градиента. Например, простой низкочастотный фильтр для шумовых градиентов дает выход

$$\bar{\hat{G}}_k = w\bar{\hat{G}}_{k-1} + (1-w)\hat{G}_k, \quad \bar{\hat{G}}(0) = \hat{G}(0) \quad (3.18)$$

где выбор  $0 \leq w \leq 1$  определяет полосу пропускания низкочастотного фильтра. Если  $w$  близко к единице, полоса фильтра мала и эффективное усреднение осуществляется по многим векторам градиентов. С другой стороны, если  $w$  мало, низкочастотный фильтр имеет большую полосу и, следовательно, он обеспечивает малое усреднение по векторам градиентов. С фильтрацией векторов градиентов по (3.18) вместо  $G_k$  мы получаем алгоритм НК с фильтрацией градиентов, определяемой так

$$\hat{C}_{k+1} = \hat{C}_k - \Delta \bar{\hat{G}}_k \quad (3.19)$$

В вышеизложенном материале было предположено, что приемник имеет знание о переданной информационной последовательности при формировании сигналов ошибки между желательным символом и его оценкой. Такое знание обеспечивается в течение короткого периода обучения, когда к приемнику для первоначальной настройки шаговых весов передается известная информационная последовательность.

Наиболее часто в качестве тестовой (обучающей) последовательности выбирается периодическая псевдослучайная последовательность, такая как последовательность регистра сдвига максимальной длины с периодом  $N$ , равным длине (памяти) эквалайзера ( $N = 2K + 1$ ). В этом случае, градиент обычно усредняется по длине последовательности как указано в (3.6), а эквалайзер настраивается на каждом периоде согласно (3.17). Практическая схема для непрерывной настройки весов

отводов может быть или основана на управлении решениями, когда решения (оценки) по информационным символам предполагаются правильными и используются вместо  $I_k$  при формировании сигнала ошибки  $\varepsilon_k$ , или такая, в которой известная псевдослучайная испытательная последовательность вставляется в информационный сигнал (путём суммирования или перемежения во времени), а веса отводов настраиваются путем сравнения принимаемых испытательных символов с известными переданными сигналами. При использовании операционной модели с управлением решениями сигнал ошибки оказывается равным  $\tilde{\varepsilon}_k = \tilde{I}_k - \hat{I}_k$  где  $\tilde{I}_k$  - это решение приёмника, основанное на оценке  $\hat{I}_k$ . До тех пор, пока приёмник работает с малыми вероятностями ошибок, редкие ошибки будут иметь несущественное влияние на сходимость алгоритма.

Если характеристики канала меняются, эти изменения отражаются в коэффициентах  $\{f_k\}$  эквивалентной модели канала с дискретным временем. Они также отражаются в сигнале ошибки  $\varepsilon_k$ , поскольку он зависит от  $\{f_k\}$ . Таким образом, шаговые веса будут меняться согласно (3.11), отражая изменения в канале. Простое изменение в шаговых весах возникает, если меняется статистика шума или информационной последовательности. Таким образом, эквалайзер является адаптивным [1].

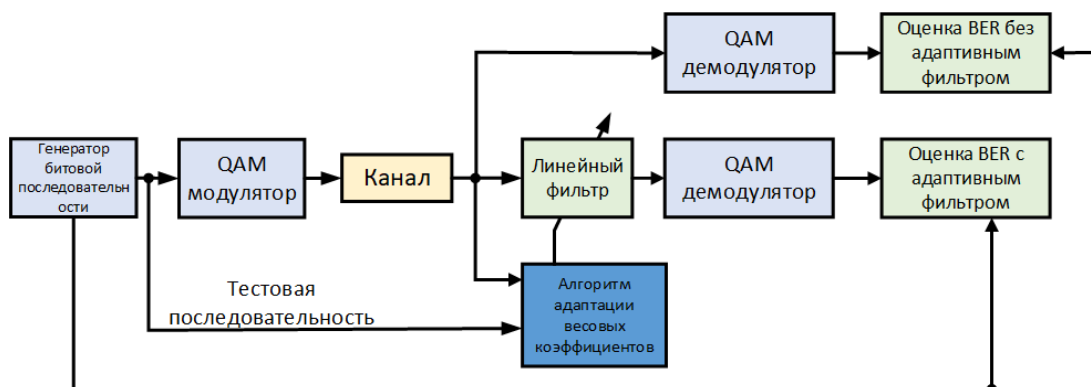
### 3.2 Результаты экспериментов

В ходе выполнения выпускной квалификационной работы, была разработана имитационная модель компенсации межсимвольных искажений с помощью адаптивных эквалайзеров.

В ходе экспериментов будет проведено сравнение помехоустойчивости сигналов QAM-16 и QAM-64 с применением адаптивных фильтров и без их применения, а также будет исследована эффективность компенсации влияния

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		43

МСИ при различных количествах коэффициентов, хранящихся в памяти адаптивного фильтра.



**Рисунок 3.3- Структурная схема разработанной модели**

На рисунке 3.3 представлена структурная схема разработанной модели для исследования работы адаптивных фильтров компенсации межсимвольных искажений радиосигналов. Модель была разработана в программной среде MatLab.

В блоке генератор битовой последовательности происходит генерация исходной информационной последовательности, часть которой берется в качестве тестового сигнала и передается в блок алгоритм адаптации весовых коэффициентов. В блоке QAM модулятор происходит модуляция исходной последовательности с помощью модуляции 16-QAM и 64-QAM. В блоке Канал в сигнал вносится МСИ и добавляется аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ). В блоке Алгоритм адаптации весовых коэффициентов на основе тестовой последовательности происходит адаптация коэффициентов на с помощью алгоритма наименьших квадратов (LS (Least Square)). В блоке Линейный фильтр происходит компенсация искажений сигнала при помощи весовых коэффициентов, рассчитанных в блоке Алгоритм адаптации весовых коэффициентов. В блоке QAM демодулятор происходит демодуляция сигнала. В блоках Оценка BER без адаптивного фильтра и в Оценка BER с адаптивным фильтром, высчитывается коэффициент битовых ошибок BER в первом случае с использованием адаптивного фильтра во втором без его использования.

В качестве алгоритма адаптации весовых коэффициентов линейного адаптивного эквалайзера был выбран алгоритм наименьших квадратов (LS (Least Square)). Для оценки работы фильтров, были выбраны сигналы QAM-16

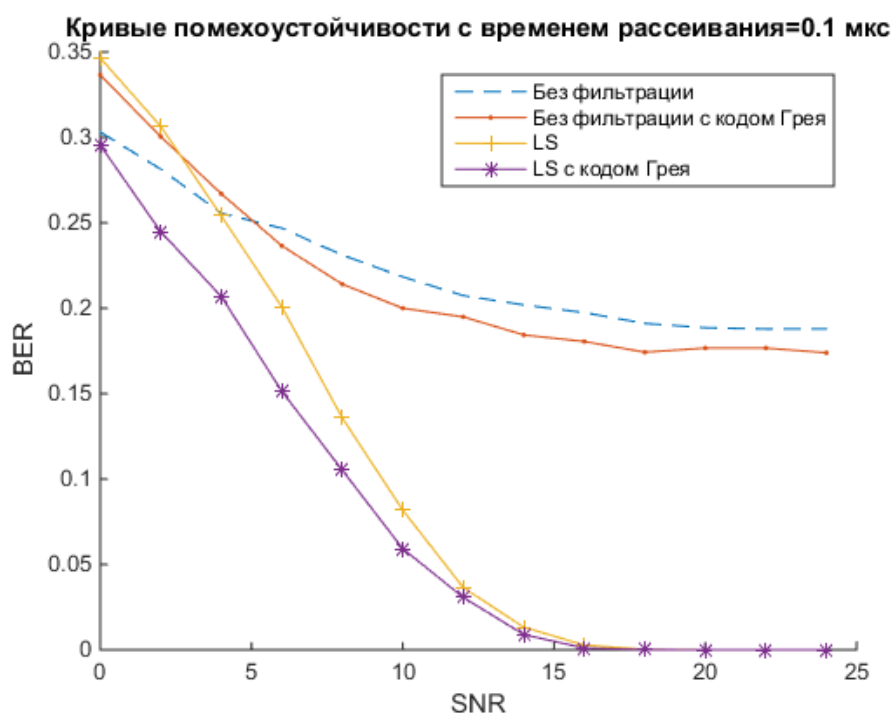
и QAM-64 с частотой несущей 2.4 ГГц и символьной скоростью 1 Мбод/с.

В качестве параметра оценки эффективности работы эквалайзеров, будет использоваться коэффициент битовой ошибки (BER):

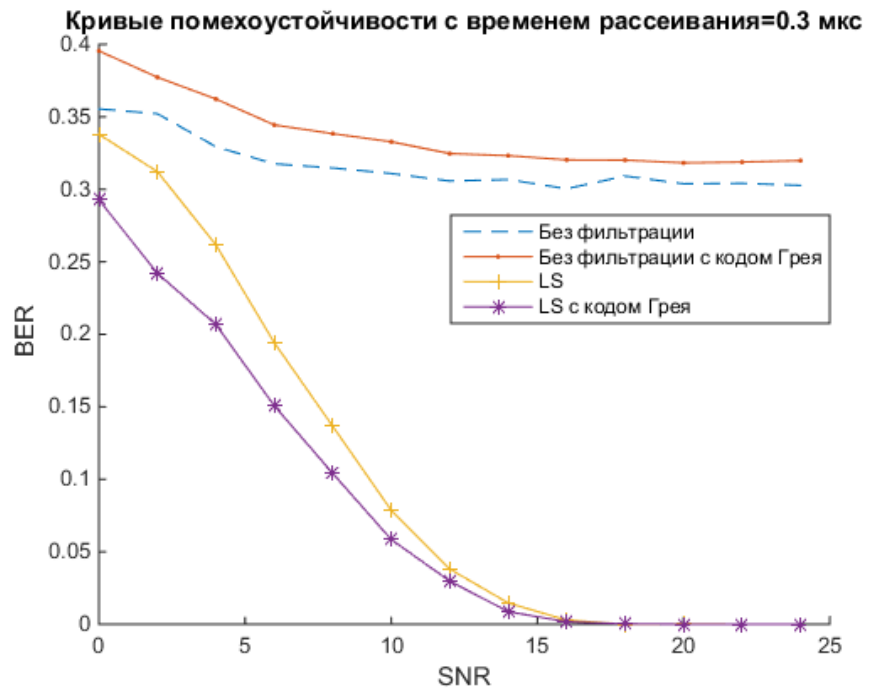
$$BER = \frac{N_{ош}}{N_{нб}}, \quad (3.1)$$

Где  $N_{ош}$  – количество ошибок,  $N_{нб}$  – количество переданных бит.

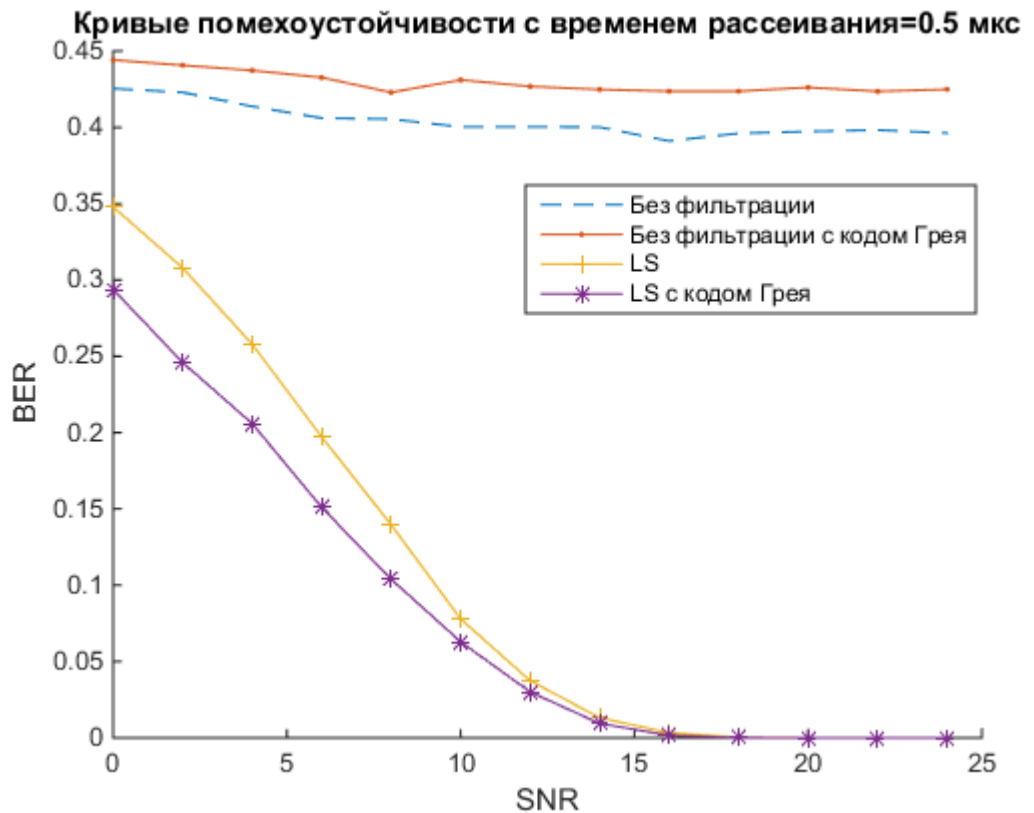
Ниже представлены кривые помехоустойчивости QAM-16 при добавлении АБГШ с отношением сигнал/шум (SNR) 0 до 24 дБ с шагом 2 дБ и внесением межсимвольных искажений с использованием адаптивного эквалайзера и без его использования. Количество коэффициентов, хранящихся в памяти фильтра, составляет 20.



**Рисунок 3.4- Кривые помехоустойчивости сигнала QAM-16**



**Рисунок 3.5- Кривые помехоустойчивости сигнала QAM-16**



**Рисунок 3.6- Кривые помехоустойчивости сигнала QAM-16**

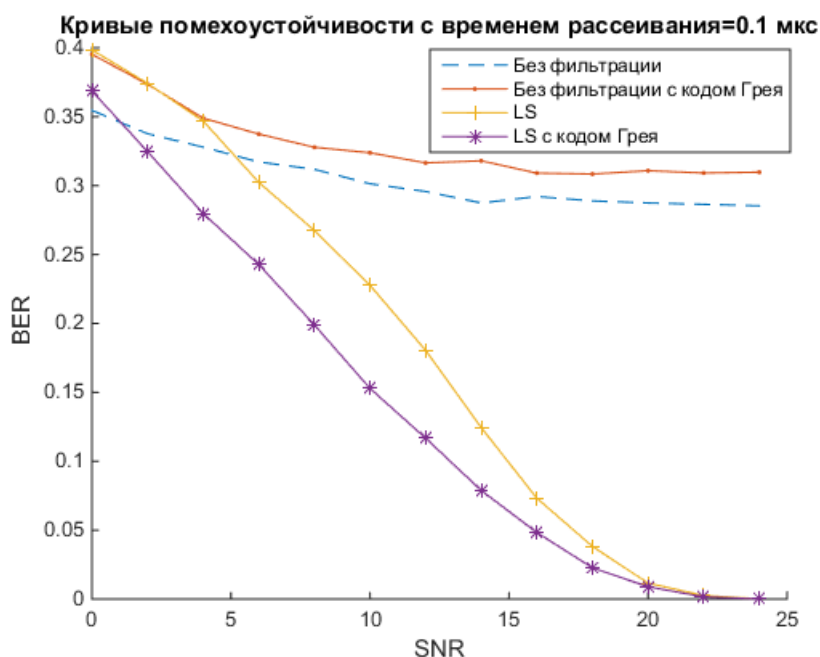
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата

11070006.11.03.02.521.ПЗВКР

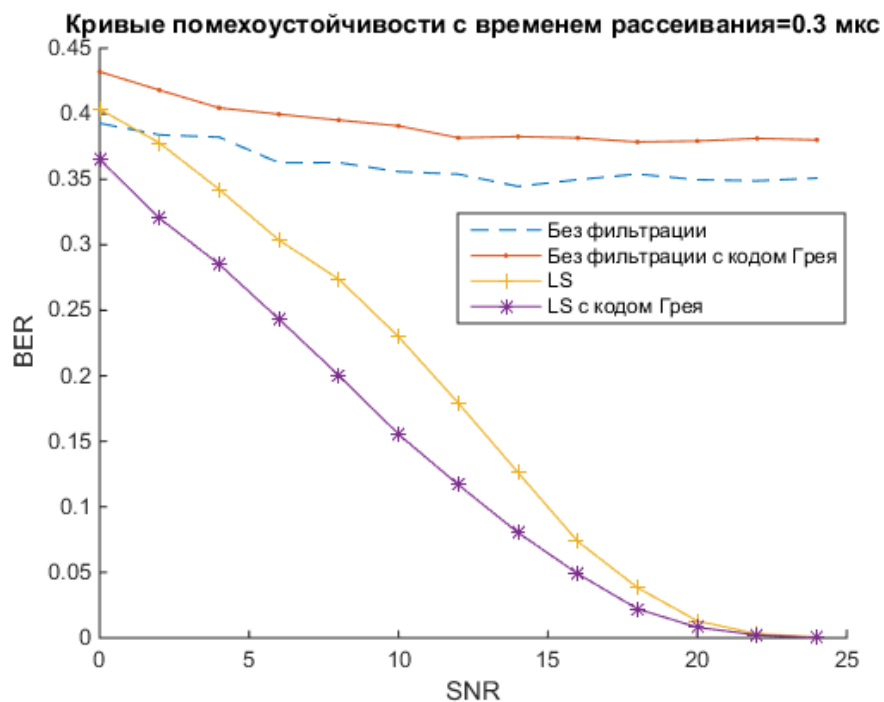


Проанализировав рисунки 3.4-3.6, можно сделать вывод, что при увеличении времени рассеивания сигнала, показатель BER у сигналов без эквализации сильно ухудшается в то время как у сигналов с эквализацией ухудшение достаточно незначительно. Если принять пороговое значение BER равным порядка  $10^{-3}$ , то можно заметить, что для сигналов с эквализацией, достаточно отношения сигнал/шум 15 дБ, в то время как сигналы без эквализации, не достигают порогового значения BER.

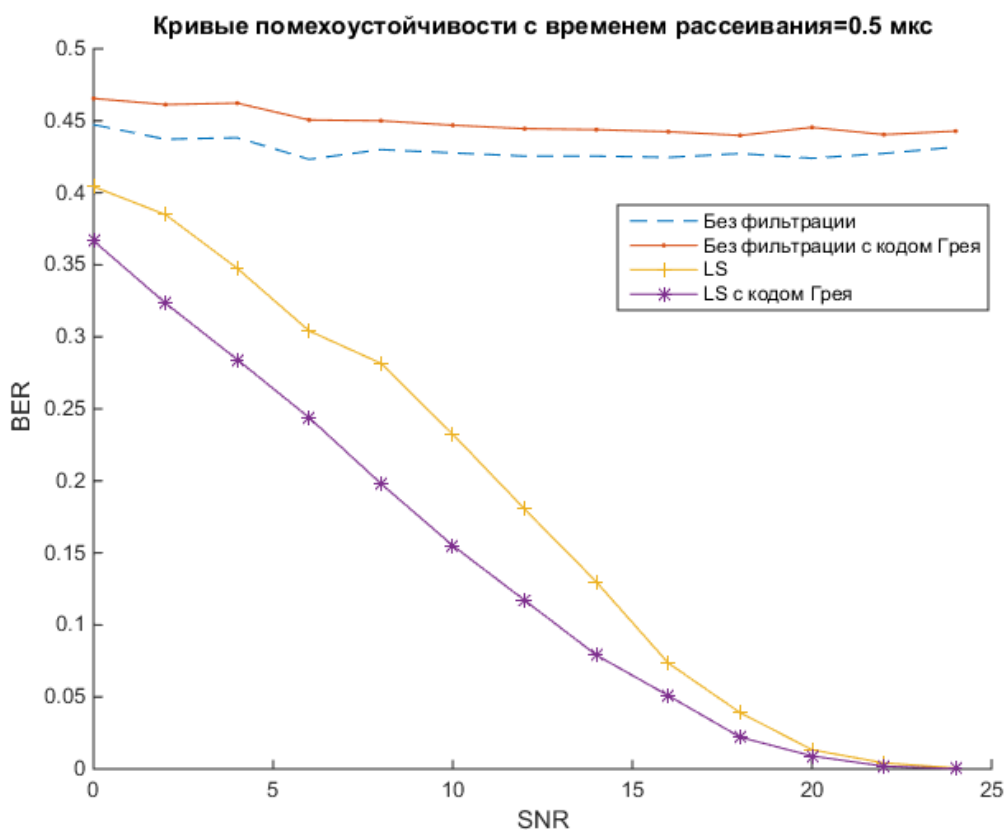
Теперь проанализируем кривые помехоустойчивости сигналов QAM-64:



**Рисунок 3.7- Кривые помехоустойчивости сигнала QAM-64**



**Рисунок 3.8- Кривые помехоустойчивости сигнала QAM-64**



**Рисунок 3.9- Кривые помехоустойчивости сигнала QAM-64**

Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата

11070006.11.03.02.521.ПЗВКР

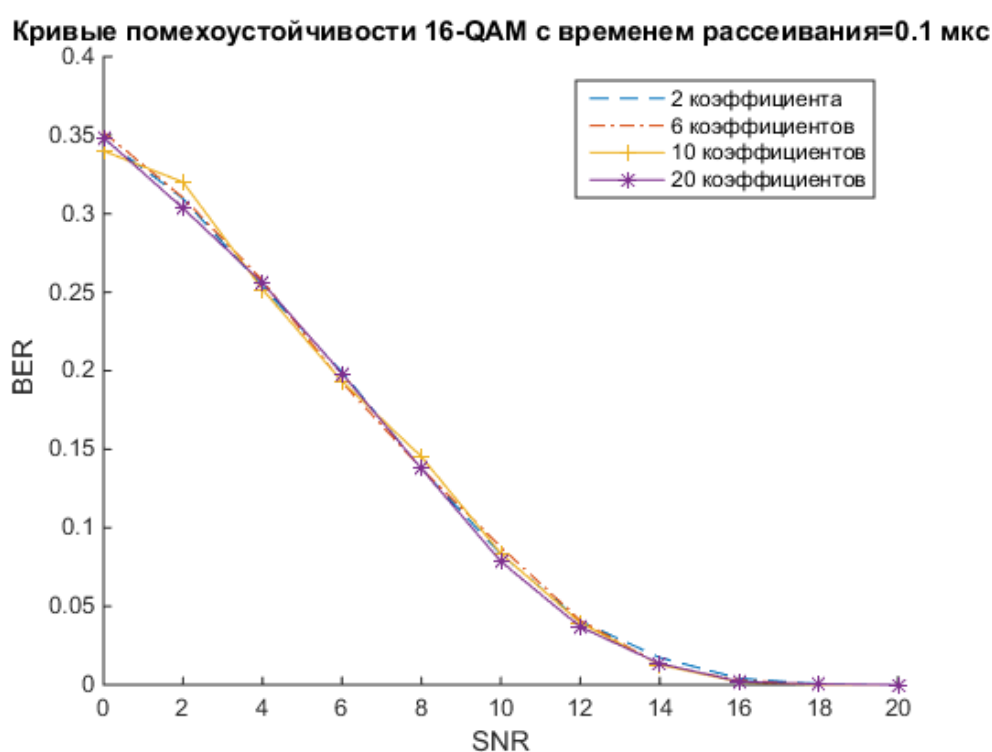
Лист

48

В случае с QAM-64 можно наблюдать аналогичную ситуацию, как и в случае QAM-16.

Исходя из результатов моделирования представленных на рисунках 3.7-3.9 можно сделать однозначный вывод, что эквализация сигналов достаточно эффективно борется с явлением межсимвольной интерференции. Также было установлено, что без использования каких-либо операций по устранению МСИ, коэффициент битовой ошибки не достигает допустимого значения, поэтому при реализации систем связи необходимо использовать адаптивные фильтры компенсации МСИ, что так же даст существенный прирост помехоустойчивости.

Теперь проанализируем работу адаптивного фильтра при различном количестве коэффициентов хранящихся в памяти:



**Рисунок 3.10- Кривые помехоустойчивости сигнала QAM-16**

Как видно из графика выше, увеличение количества коэффициентов в памяти фильтра, практически не дает выигрыша по SNR с данной степенью МСИ.

Кривые помехоустойчивости 16-QAM с временем рассеивания=0.3 мкс

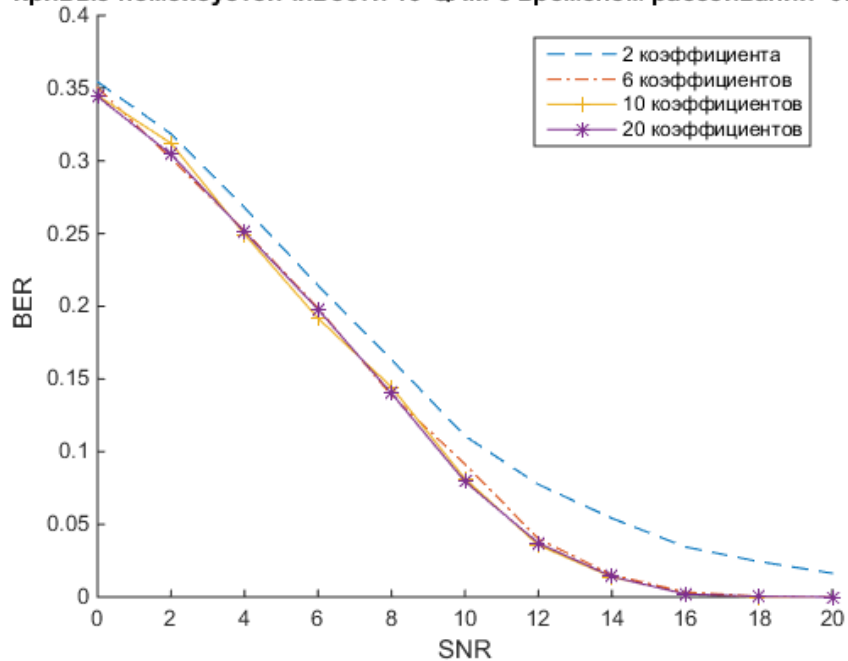


Рисунок 3.11- Кривые помехоустойчивости сигнала QAM-16

Кривые помехоустойчивости 16-QAM с временем рассеивания=0.6 мкс

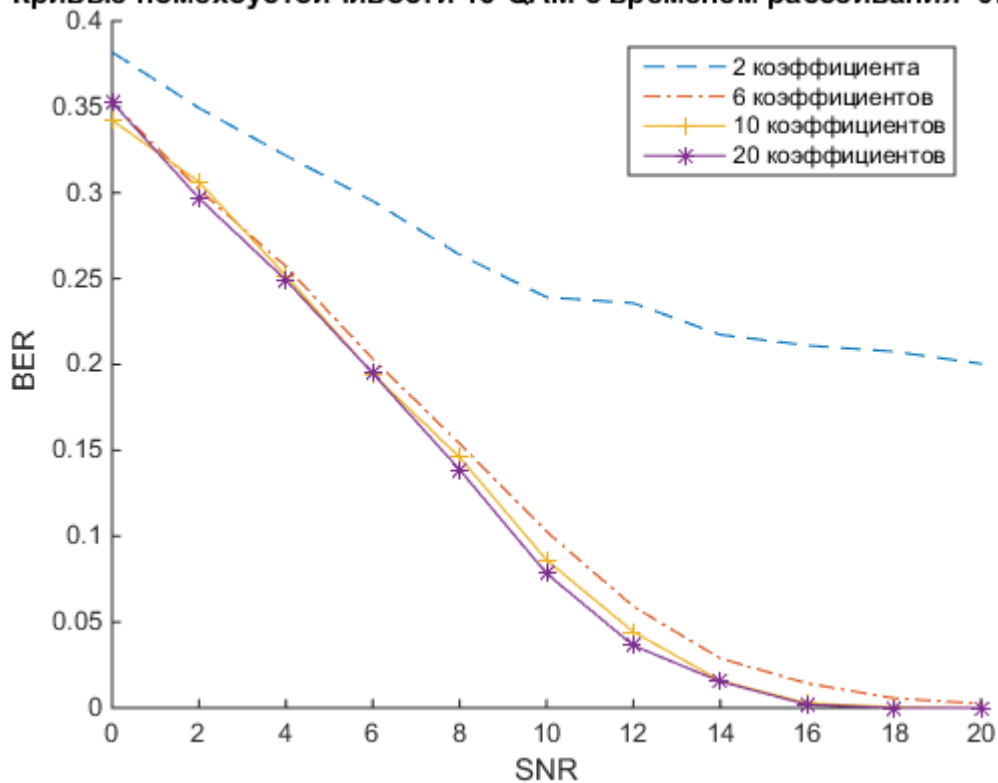


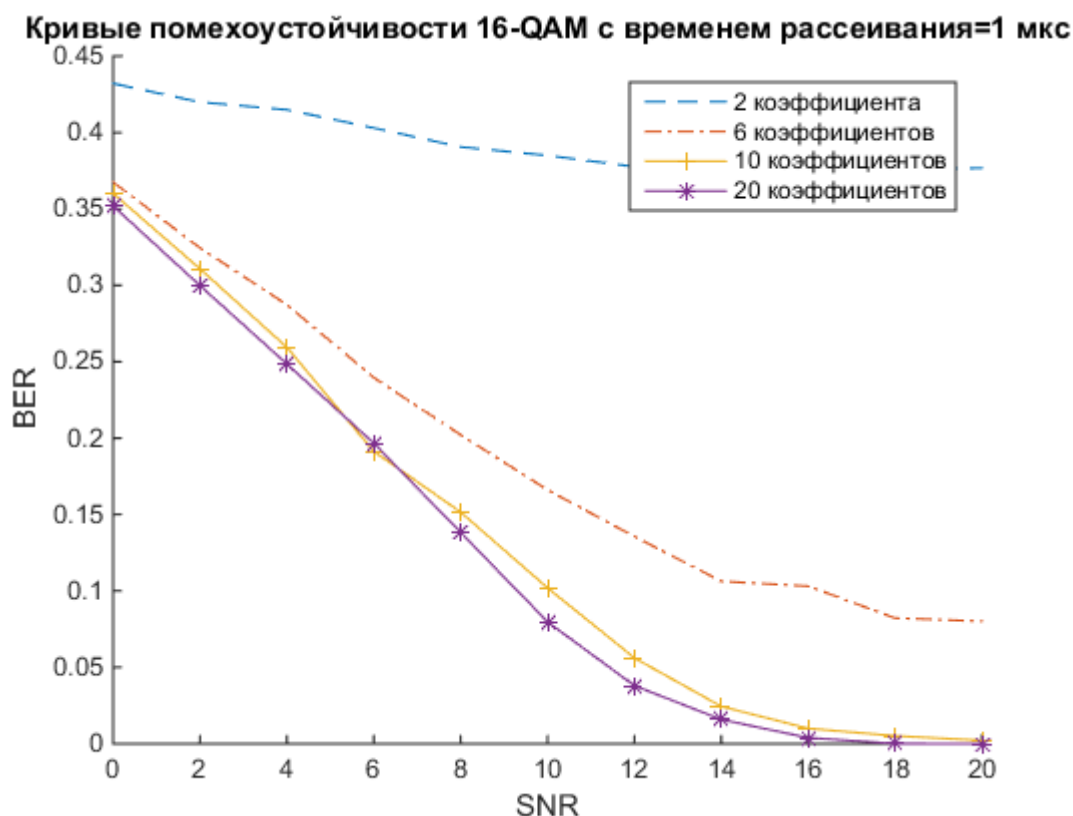
Рисунок 3.12- Кривые помехоустойчивости сигнала QAM-16

Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата

11070006.11.03.02.521.ПЗВКР

Лист

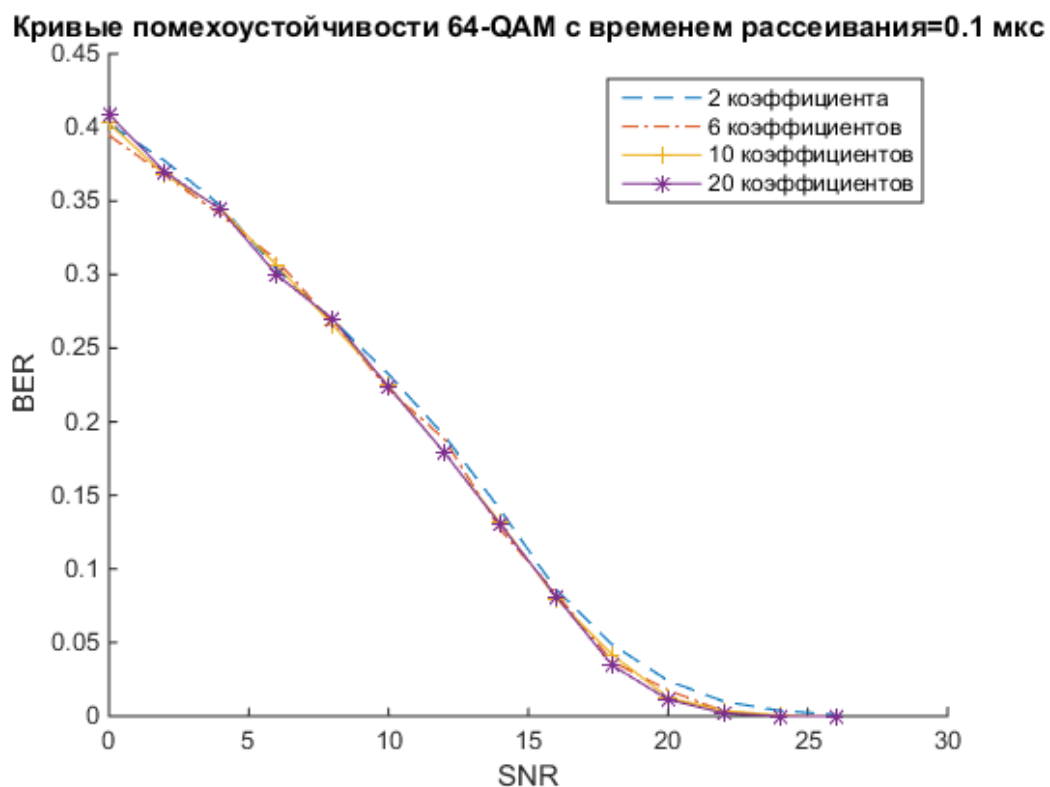
50



**Рисунок 3.13- Кривые помехоустойчивости сигнала QAM-16**

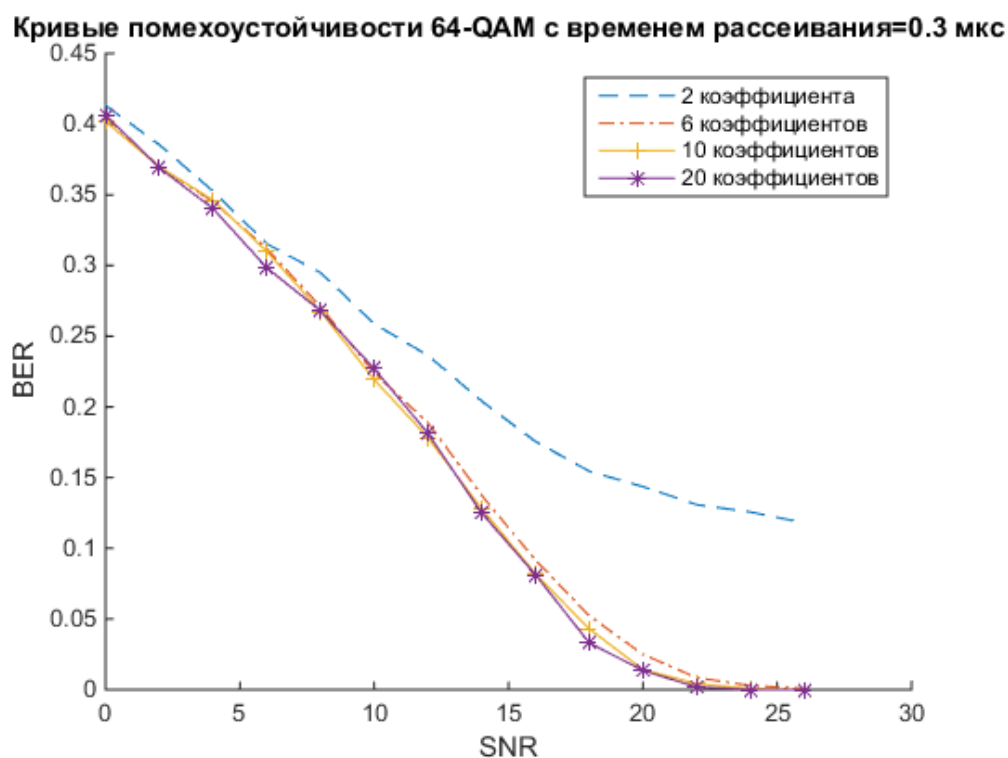
На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы: при времени рассеивания 0.3 мкс, увеличение количества коэффициентов в памяти с 2 до 6, дает выигрыш по SNR, однако дальнейшее увеличение количества коэффициентов его не дает. В случае же времени рассеивания равного 0.6 мкс, увеличение количества коэффициентов с 2 до 6 дает уже значительный выигрыш по SNR, однако дальнейшее увеличение количества коэффициентов незначительно улучшает этот параметр. При времени рассеивания 1 мкс увеличение количества коэффициентов с 2 до 6 дает значительный выигрыш, так же, как и увеличение с 6 до 10. Дальнейшее увеличение дает незначительный выигрыш.

Проведем те же действия с QAM-64:



**Рисунок 3.14- Кривые помехоустойчивости сигнала QAM-64**

Как и в случае с 16-QAM видно, что при данной степени МСИ увеличение количества коэффициентов в памяти фильтра нецелесообразно.



**Рисунок 3.15- Кривые помехоустойчивости сигнала QAM-64.**

Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата

11070006.11.03.02.521.ПЗВКР

Лист

52

Кривые помехоустойчивости 64-QAM с временем рассеивания=0.6 мкс

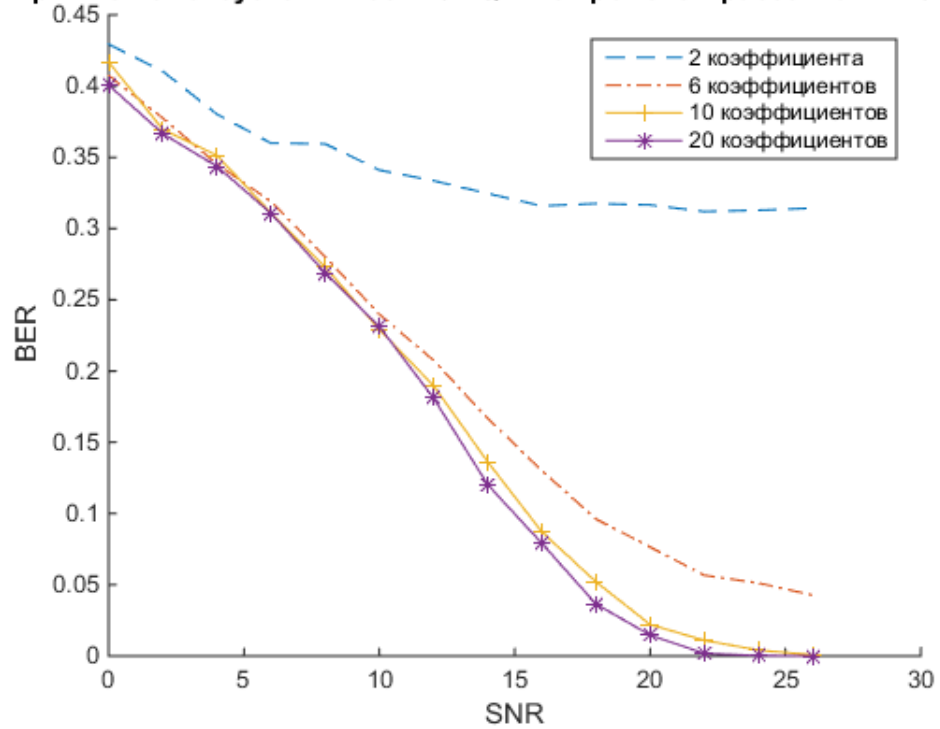


Рисунок 3.16- Кривые помехоустойчивости сигнала QAM-64.

Кривые помехоустойчивости 64-QAM с временем рассеивания=1 мкс

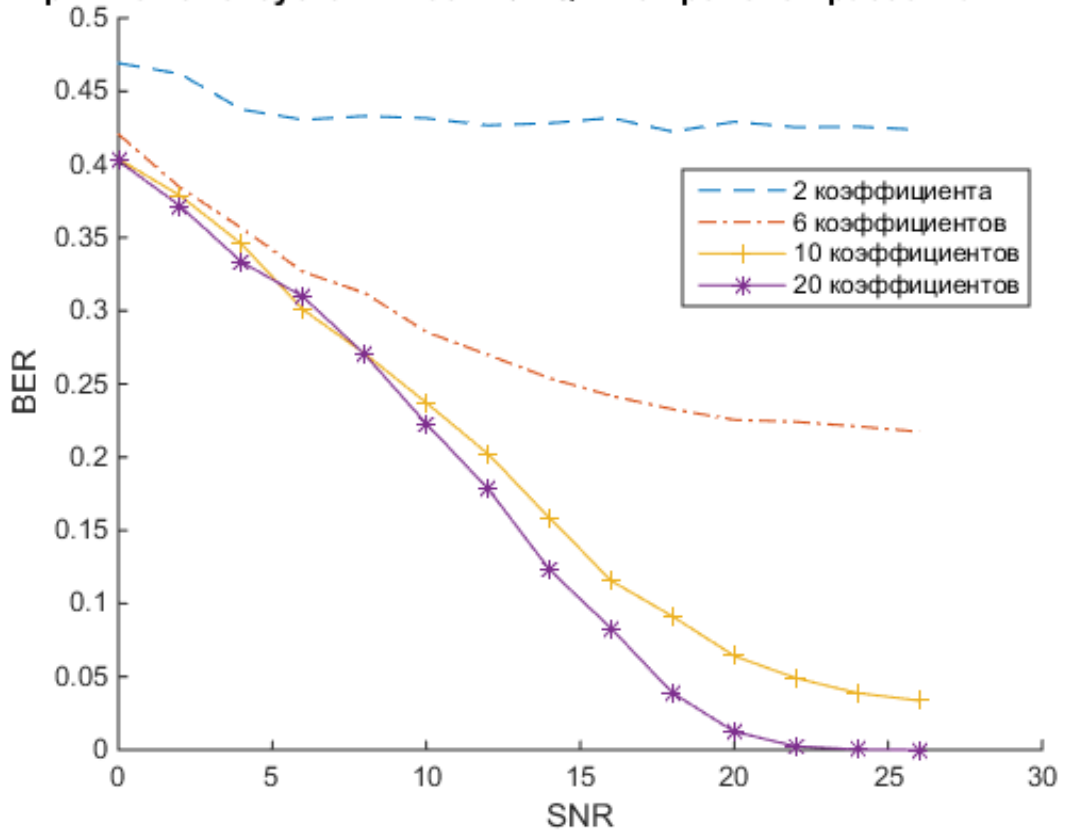


Рисунок 3.17 Кривые помехоустойчивости сигнала QAM-64.

Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата

11070006.11.03.02.521.ПЗВКР

В случае с сигналом QAM-64, можно наблюдать такую же тенденцию, как и с сигналом QAM-16. Очевидно, что при увеличении позиционности сигнала, его устойчивость к МСИ снижается, что и видно на рисунках 3.14-3.17.

Исходя из вышеизложенных результатов моделирования, можно заключить, что использование адаптивных эквалайзеров позволяет достаточно эффективно бороться с явлением межсимвольных искажений, а также АБГШ. Также можно сделать вывод, что увеличение количества коэффициентов, хранящихся в памяти эквалайзера позволяет увеличить эффективность его работы, однако при некоторых степенях МСИ это является нецелесообразным, так как не даст особого выигрыша в отношении сигнал/шум. Поэтому при проектировании адаптивных эквалайзеров, следует выбирать количество весовых коэффициентов, хранящихся в памяти фильтра, исходя из степени влияния МСИ в радиоканале.

Так, например, при использовании модуляции 16-QAM и алгоритма адаптации LS, при времени рассеивания не превышающем 0.1 мкс необходимо и достаточно 2-х коэффициентов. Если время рассеивания не превышает 0.3 мкс, то достаточно 6 коэффициентов, а при 1 мкс достаточно 10 коэффициентов.

При использовании 64-QAM, если время рассеивания не превышает 0.1 мкс, то так же, как и в случае с 16-QAM достаточно 2х коэффициентов, при 0.3 мкс 6-ти коэффициентов, при 0.6 мкс 10-ти, а при 1 мкс 20-ти коэффициентов.



## 4 ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКОЕ ОБОСНОВАНИЕ ПРИНЯТЫХ РЕШЕНИЙ

### 4.1 Планирование работ по исследованию

В реализации исследования заняты:

- студент НИУ «БелГУ» группы 07001308 Барсков А.С., проводящий разработку, исследование, необходимые расчеты, составляющий техническую документацию на исследование;
- кандидат технических наук, доцент кафедры ИТСиТ Старовойт И.А., осуществляющий общее руководство исследованием.

Расчет сроков проведения и трудоемкости представлен в таблице 4.1.

**Таблица 4.1 – Планирование работ по исследованию**

Наименование работ	этапов	Исполнитель	Трудоемкость, час	Продолжительность, дней
1		2	3	4
1.Подготовительный				
1.1. Сбор информации		Барсков А.С.	35	6
1.2. Выработка идеи		Старовойт И.А.	20	5
1.3. Определение объема исследовательских работ		Барсков А.С.	10	2
1.4. Формирование исследовательской работы		Барсков А.С.	60	12
1.5. Обработка и анализ информации		Барсков А.С.	20	4
<b>Итого:</b>			<b>145</b>	<b>29</b>
2.Основной (экономический анализ)				
2.1. Обоснование целесообразности работы		Барсков А.С.	12	4
2.2. Выполнение работы		Барсков А.С.	60	12
<b>Итого:</b>			<b>72</b>	<b>16</b>
3.Заключительный				
3.1. Техничко-экономическое обоснование		Барсков А.С.	40	7

#### Окончание таблицы 4.1

1	2	3	4
3.2. Оформление документации	Барсков А.С.	20	3
3.3. Утверждение документации	Старовойт И.А.	20	3
<b>Итого:</b>		<b>80</b>	<b>13</b>

Результатом планирования является расчет трудоемкости исследования по часам и количеству дней.

#### 4.2 Расчет расходов на оплату труда на исследование

Расчет расходов на оплату труда разработки исследования представлен в таблице 4.2.

Таблица 4.2 - Расчет расходов на оплату труда

Должность Исполнителей		Трудоемкость, час	Оклад, руб
1		2	3
Младший сотрудник	научный	257	9000
Старший сотрудник	научный	40	25000
<b>Итого:</b>		297	

Часовая тарифная ставка ( $Ч_{ТС}$ ) рассчитывается по формуле:

$$Ч_{ТС} = \frac{P}{F_{мес}} \quad (4.1)$$

где  $F_{мес}$  – фонд рабочего времени месяца, составляет 176 часов (22 рабочих дня по 8 часов в день);  $P$  – оклад сотрудника.

$$Ч_{ТС} = \frac{9000}{176} = 51,13 \text{ руб}$$

$$Ч_{ТС} = \frac{25000}{40} = 625 \text{ руб}$$

Расход на оплату труда ( $P_{OT}$ ) находится следующим образом:

$$P_{OT} = Ч_{ТС} * T_{сум} \quad (4.2)$$

где  $T_{сум}$  – суммарная трудоемкость каждого из исполнителей.

$$P_{OT} = 51,13 * 257 = 13140,41 \text{ руб}$$

$$P_{OT} = 625 * 40 = 25000 \text{ руб}$$

Результаты расчетов сведены в таблицу 4.3.

**Таблица 4.3 - Расчет расходов на оплату труда**

Должность Исполнителей	Трудоемкость, час	Оклад, руб	ЧТС, руб/час	Рот, руб
1	2	3	4	5
Младший научный сотрудник	257	9000	51,13	13140,41
Старший научный сотрудник	40	25000	625	25000
<b>Итого:</b>	297			38140,41

### 4.3 Расчет продолжительности исследования

Согласно расчетам, трудоемкость исследования составила 297 часа.

Продолжительность исследования составит:

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		57

$$T_{иссл} = T_{сум} / T_{РД} \quad (4.3)$$

где ТСУМ = 472 часа суммарная трудоемкость исследования, ТРД = 8 часов – продолжительность рабочего дня

$$T_{иссл} = 297 / 8 = 37$$

Продолжительность исследования составляет 37 дней, расчет производится без учета выходных и праздничных дней.

#### 4.4 Расчет стоимости расходных материалов

В разделе стоимости расходных материалов учитываются расходы на приобретение основных материалов необходимых для проведения исследования, оформления соответствующей документации, а также учитывается стоимость картриджа. Расчет стоимости расходных материалов приведен в таблице 4.4

Таблица 4.4 - Стоимость расходных материалов.

Наименование расходных материалов	Цена за единицу, руб.	Количество, шт.	Сумма, руб.
1	2	3	4
Бумага	200	1	200
Канцтовары	380	-	380
Расходные материалы для принтера (картридж)	3525	-	3525
<b>Итого:</b>			4105

Определили, что для проведения исследования затраты на приобретение расходных материалов потребуется 4105 рублей.

#### 4.5 Расчет сметы расходов на исследование.

С учетом часового тарифной ставки рассчитаем общие расходы на разработку и проведение исследования. В данную статью расходов включаются премиальные выплаты, районный коэффициент и страховые взносы. Для оценки затрат на исследование составляем смету на разработку и проведение исследования.

Произведем расчет расходов:

Премиальные выплаты рассчитываются по формуле:

$$ПВ = P_{OT} K_{ПВ} \quad (4.4)$$

где  $K_{ПВ}$  - коэффициент премиальных выплат, составляет 20 %, в случае если премии не предусмотрены  $K_{ПВ}=1$ .

$$ПВ = 38140,41 * 0,2 = 7628,1 \text{ руб}$$

Дополнительные затраты на проведение исследования можно определить, как:

$$З_{ДОП} = P_{OT} K \quad (4.5)$$

где  $K$  - коэффициент дополнительных затрат ( $K=14\%$ ).

$$З_{ДОП} = 38140,41 * 0,14 = 5339,66 \text{ руб}$$

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		59

В заработной плате может быть предусмотрен районный коэффициент, которых характеризует доплату при работе в трудных условиях. Величина коэффициента определяется в зависимости от характера производства.

$$PK = P_{OT} K_{PB} \quad (4.6)$$

где  $K_{PB}$  – коэффициент районных выплат, для примера составляет 15 % от суммы.

$$PK = 38140,41 * 0,15 = 5721,1 \text{ руб}$$

Общие расходы на оплату труда вычисляются по формуле:

$$P_{общ} = P_{OT} + ПВ + PK + З_{доп} \quad (4.7)$$

где  $P_{OT}$  - основная заработная плата; ПВ - премиальные выплаты;  $З_{доп}$  - дополнительные затраты; РК - районный коэффициент.

$$P_{общ} = 38140,41 + 7628,1 + 5721,1 + 5339,66 = 56829,27 \text{ руб}$$

Из таблицы 4.1 берется итоговая сумма стоимости расходных материалов по статье расходных материалов.

$$\Sigma P_{PM} = 4105 \text{ руб}$$

Страховые взносы рассчитываются по формуле:

$$CB = P_{OT} 0,3 \quad (4.8)$$

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		60

$$CB = 38140,41 * 0,3 = 11442,12 \text{ руб}$$

Амортизационные исчисления на использование компьютера вычисляются аналогично выражению (6). В данном примере они составляют 25% от стоимости компьютера.

$$AO = C_{ПК} * 0,25 \quad (4.9)$$

$$AO = 3000 * 0,25 = 7500 \text{ руб}$$

Расходы на использование Интернета берутся из расчета месячной абонентской платы для предприятия. Пусть:

$$P_{ИИТ} = 1500 \text{ руб}$$

Административно-хозяйственные расходы составляют 50% от основной заработной платы ( $P_{OT}$ ).

$$P_{AX} = P_{OT} * 0,5 \quad (4.10)$$

$$P_{AX} = 38140,41 * 0,5 = 19070,2 \text{ руб}$$

Результаты расчета расходов сведем в таблицу. Смета расходов на разработку и проведение исследования представлена в таблице 4.5.

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		61

**Таблица 4.5 - Смета расходов на разработку и проведение исследования**

<b>Наименование статей расходов</b>	<b>Сумма, руб.</b>	<b>Удельный вес статей, %</b>
<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>
1.Стоимость расходных материалов	4105	4,1
2. Расходы на оплату труда	56829,27	
2.1. Основная заработная плата	38140,41	38
2.2. Дополнительные затраты	5339,66	5,3
2.3. Премияльные выплаты	7628,1	7,6
2.4 Районный коэффициент	5721,1	5,7
3. Единый социальный налог	11442,12	11,4
4. Амортизационные исчисления на использование компьютера	7500	7,5
5. Расходы на использование Интернет	1500	1,5
6.Административно-хозяйственные расходы	19070,2	18,9
<b>Итого:</b>	<b>100446,59</b>	<b>100</b>

Результатом экономической оценки исследования является определение затрат на разработку и реализацию исследования:

- продолжительность исследовательских работ составила 37 дней;
- сметы расходов на исследование – 100 446,59 рублей.



## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе выполнения выпускной квалификационной работы поставленные цели были достигнуты, а также решены следующие задачи:

- 1) Теоретический обзор алгоритмов определения ВК адаптивных фильтров компенсации МСИ.
- 2) Выбор алгоритма определения ВК адаптивных фильтров компенсации МСИ для имитационного моделирования в программной среде MATLAB.
- 3) Разработка имитационной модели адаптивного фильтра компенсации МСИ.
- 4) Исследование работы адаптивного фильтра компенсации МСИ.
- 5) Техничко-экономическое обоснование принятых решений

По полученным результатам можно сделать следующие выводы. В сигнале, в следствие ограничения его спектра для соответствия регламентируемым частотным шаблоном, а также при прохождении через радиоканал, может возникнуть явление межсимвольной интерференции (МСИ), поэтому для достижения больших скоростей передачи данных, необходимо и обязательно использовать на приемной стороне линейные фильтры-выравниватели (эквайзеры). Во всех современных средствах радиосвязи и радиодоступа, используются адаптивные линейные эквалайзеры. Их применение позволяет эффективно компенсировать влияние МСИ и других искажений, что дает существенный прирост помехоустойчивости.

Работа адаптивного фильтра существенно зависит от числа коэффициентов, хранящихся в его памяти. Чем больше время рассеивания импульса при МСИ, тем больше следует использовать коэффициентов. Поэтому при реализации адаптивных эквалайзеров в реальных радиосистемах, следует учитывать степень МСИ в канале связи и отталкиваясь от этого выбирать оптимальное количество коэффициентов, хранящихся в памяти адаптивного фильтра. Так, например, при использовании модуляции 16-QAM и алгоритма адаптации LS, при времени рассеивания не превышающем 0.1 мкс

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		63

необходимо и достаточно 2-х коэффициентов. Если время рассеивания не превышает 0.3 мкс, то достаточно 6 коэффициентов, а при 1 мкс достаточно 10 коэффициентов. При использовании 64-QAM, если время рассеивания не превышает 0.1 мкс, то так же, как и в случае с 16-QAM достаточно 2х коэффициентов, при 0.3 мкс 6-ти коэффициентов, при 0.6 мкс 10-ти, а при 1 мкс 20-ти коэффициентов.

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		64

## СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Прокис Дж. Цифровая связь [Текст] / Прокис Дж. – М.: Радио и связь, 2000. –800 с.
2. Скляр Бернад. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение [Текст] / Скляр Бернад – М.: Вильямс, 2003. –1104 с.
3. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы [Текст] / В.И. Джиган – М.: Техносфера, 2013. –528 с.
4. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы [Текст] / С.И. Баскаков – М.: Высшая школа, 2000. –462 с.
5. Адаптивные фильтры: Пер. с англ. / Под ред. К.Ф. Н. Коуэна и П.М. Гранта. — М.: Мир, 1988. — 392 с
6. Султанов А.Х. Компенсация межсимвольных искажений на основе формирующих фильтров в телекоммуникационных системах [Текст] / А.Х. Султанов, В.Х. Багманов, И. К. Мешков, А.Г. Мешкова, А.А. Ишмияров// Вестник УГАТУ. – 2013. - Т. 17, № 4 (57). С. 128–134.
7. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов [Текст] // Радио и связь, 1989
8. Джиган В.И. Многообразие алгоритмов адаптивной фильтрации по критерию наименьших квадратов. [Текст] // Современная электроника. 2008. № 3. С. 32–39.
9. Джиган В.И. Прикладная библиотека адаптивных алгоритмов. [Текст] // Электроника: Наука, Технологии, Бизнес. 2006. № 1. С. 60–65.
10. Сергиенко А.Б. Алгоритмы адаптивной фильтрации: особенности реализации в MatLab [Текст] // Exponenta pro: математика в приложениях. 2003. № 1. С. 18-28
11. Nyquist H. Certain topics in telegraph transmission theory // AIEE Trans. 47, 1928. 617-644.

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		65

**Листинг разработанной модели для сравнения помехоустойчивости сигналов с использованием адаптивных фильтров и без использования**

```

clc
clear all
close all
M = 16; % Размер созвездия
k = log2(M); % Количество бит на символ
n = 12000; % Количество бит для передачи
numSamplesPerSymbol = 1; % Количество сэмплов на символ
rng default
dataIn = randi([0 1],n,1); % Data
dataInMatrix = reshape(dataIn,length(dataIn)/k,k); % Reshape
data
dataSymbolsIn = bi2de(dataInMatrix);

%% Модуляция
dataMod = qammod(dataSymbolsIn,M,0);
dataModG = qammod(dataSymbolsIn,M,0,'gray'); % Gray coding

%% Канал
snr=0:3:24;
h=disp_filt(1250,0.13,1,10e6,length(dataMod));
dataMod_D=ifft(fft(dataMod).*h);
dataModG_D=ifft(fft(dataModG).*h);
m=10; %память фильтра

for i=1:length(snr)
    receivedSignal(i,:) = awgn(dataMod_D,snr(i),'measured');
    receivedSignalG(i,:) = awgn(dataModG_D,snr(i),'measured');
    %NMSE=NSE(dataMod,dataMod_D,0)
%% Прием
lsf(i,:)=LS_fast(receivedSignal(i,:),m,dataMod,0);
lsfG(i,:)=LS_fast(receivedSignalG(i,:),m,dataModG,0);
% [~,g]=LMS(dataMod,receivedSignal(i,:),m,2e-4,0,10,1);
% [lsf(i,:),~]=LMS(dataMod,receivedSignal(i,:),m,2e-4,g,1,0);
% [~,gG]=LMS(dataModG,receivedSignalG(i,:),m,2e-4,0,10,1);
% [lsfG(i,:),~]=LMS(dataModG,receivedSignalG(i,:),m,2e-4,gG,1,0);
dataSymbolsOut(i,:) = qamdemod(receivedSignal(i,:),M);
dataSymbolsOutG(i,:) = qamdemod(receivedSignalG(i,:),M,0,'gray');
dataSymbolsOutf(i,:) = qamdemod(lsf(i,:),M);
dataSymbolsOutGf(i,:) = qamdemod(lsfG(i,:),M,0,'gray');
dataOutMatrix = de2bi(dataSymbolsOut(i,:),k);
dataOutMatrixf = de2bi(dataSymbolsOutf(i,:),k);
dataOut(i,:) = dataOutMatrix(:);
dataOutf(i,:) = dataOutMatrixf(:);
dataOutMatrixG = de2bi(dataSymbolsOutG(i,:),k);
dataOutMatrixGf = de2bi(dataSymbolsOutGf(i,:),k);
dataOutG(i,:) = dataOutMatrixG(:);
dataOutGf(i,:) = dataOutMatrixGf(:);

```

```

[numErrors(i),ber(i)] = biterr(dataIn,dataOut(i,:));
[numErrors(i),berf(i)] = biterr(dataIn,dataOutf(i,:));
[numErrors(i),berg(i)] = biterr(dataIn,dataOutG(i,:));
[numErrors(i),bergf(i)] = biterr(dataIn,dataOutGf(i,:));
end
figure(1)
hold on
semilogy(snr,ber,'--')
semilogy(snr,berg,'.-')
semilogy(snr,berf,'-+')
semilogy(snr,bergf,'-*')
legend('Без фильтрации','Без фильтрации с кодом Грея','LS','LS с
кодом Грея')
hold off
title('Кривые помехоустойчивости с временем рассеивания=0.5 мкс')
xlabel('SNR')
ylabel('BER')

```

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		67

**Листинг разработанной модели для исследования эффективности работы адаптивного фильтра при различном количестве коэффициентов.**

```

clc
clear all
close all
M = 16; % Размер созвездия
k = log2(M); % Количество бит на символ
n = 12000; % Количество бит для передачи
numSamplesPerSymbol = 1; % Количество сэмплов на символ
rng default
dataIn = randi([0 1],n,1); % Data
dataInMatrix = reshape(dataIn,length(dataIn)/k,k); % Reshape
data
dataSymbolsIn = bi2de(dataInMatrix);

%% Модуляция
dataMod = qammod(dataSymbolsIn,M,0);
dataModG = qammod(dataSymbolsIn,M,0,'gray'); % Gray coding

%% Канал
snr=0:2:26;
h=disp_filt(1250,0.6,1,10e6,length(dataMod));
dataMod_D=ifft(fft(dataMod).*h);
dataModG_D=ifft(fft(dataModG).*h);
m=[1 3 5 15]; %память фильтра
for j=1:1:length(m)
for i=1:1:length(snr)
receivedSignal(i,:) = awgn(dataMod_D,snr(i),'measured');
receivedSignalG(i,:) = awgn(dataModG_D,snr(i),'measured');
%NMSE=NSE(dataMod,dataMod_D,0)
%% Прием
lsf(i,:)=LS_fast(receivedSignal(i,:),m(j),dataMod,0);
lsfG(i,:)=LS_fast(receivedSignalG(i,:),m(j),dataModG,0);
dataSymbolsOut(i,:) = qamdemod(receivedSignal(i,:),M);
dataSymbolsOutG(i,:) = qamdemod(receivedSignalG(i,:),M,0,'gray');
dataSymbolsOutf(i,:) = qamdemod(lsf(i,:),M);
dataSymbolsOutGf(i,:) = qamdemod(lsfG(i,:),M,0,'gray');
dataOutMatrix = de2bi(dataSymbolsOut(i,:),k);
dataOutMatrixf = de2bi(dataSymbolsOutf(i,:),k);
dataOut(i,:) = dataOutMatrix(:);
dataOutf(i,:) = dataOutMatrixf(:);
dataOutMatrixG = de2bi(dataSymbolsOutG(i,:),k);
dataOutMatrixGf = de2bi(dataSymbolsOutGf(i,:),k);
dataOutG(i,:) = dataOutMatrixG(:);
dataOutGf(i,:) = dataOutMatrixGf(:);
[numErrors(i),ber(i)] = biterr(dataIn,dataOut(i,:));
[numErrors(i),berf(j,i)] = biterr(dataIn,dataOutf(i,:));
[numErrors(i),berg(i)] = biterr(dataIn,dataOutG(i,:));
[numErrors(i),bergf(j,i)] = biterr(dataIn,dataOutGf(i,:));

```

```

end
end
figure(1)
hold on
% semilogy(snr,ber,'--')
% semilogy(snr,berg,'.-')
semilogy(snr,berf(1,:), '--')
semilogy(snr,berf(2,:), '-.')
semilogy(snr,berf(3,:), '-+')
semilogy(snr,berf(4,:), '-*')
% semilogy(snr,bergf,'-*')
legend('2 коэффициента','6 коэффициентов','10 коэффициентов','20
коэффициентов')
hold off
title('Кривые помехоустойчивости 64-QAM с временем рассеивания=1
мкс')
xlabel('SNR')
ylabel('BER')
figure(2)
hold on
% semilogy(snr,ber,'--')
% semilogy(snr,berg,'.-')
semilogy(snr,bergf(1,:), '--')
semilogy(snr,bergf(2,:), '-.')
semilogy(snr,bergf(3,:), '-+')
semilogy(snr,bergf(4,:), '-*')
% semilogy(snr,bergf,'-*')
legend('2 коэффициента','6 коэффициентов','10 коэффициентов','20
коэффициентов')
hold off
title('Кривые помехоустойчивости 16-QAM с кодировкой Грея с
временем рассеивания=0.1 мкс')
xlabel('SNR')
ylabel('BER')

```

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		69

Листинг программы, реализующей алгоритм LS.

```
function [X_LS,h]=LS_fast(X_in,Nk,X_ish,h)
N=length(X_in);
X_ish=X_ish(:);
X_in=X_in(:);
h=h(:);
V=zeros(N,Nk);
A=X_in(:);
C=1;
dL=1:N;
V(:,1)=1;
for q=-Nk:Nk
    B=circshift(A,q);
    V(:,C+1)=B;
    C=C+1;
end
if h==0
    RX=V'*V;
    RY=V'*X_ish;
    h=pinv(RX)*RY;
end
X_LS=V*h;
X_LS=X_LS(:);
end
```



## ПРИЛОЖЕНИЕ Г

### Листинг программы, реализующей дисперсионный фильтр

```
function [imp]=disp_filt(lambda,D,dL,Fsym,Nb) %alpha-затухание
c=2.997925e8; %lambda-длина волны
D=D*10^-6; %D-количество секунд в мкс
lambda=lambda*1e-4; %dL-расстояние
betta_2=-(D*(lambda^2))/(2*pi*c); %Fsym-символьная скорость
%alpha=alpha*0.11512929;
Fgr=pi*Fsym;
I=floor(Nb);
w1=(-1:2/(I-1):1);
w1=Fgr.*w1.';
phi0=betta_2/2*(1000*(dL))*w1.^2;
phi0=phi0-max(phi0);
phi0=ifftshift(phi0);
phi0(1)=0;
imp=exp((dL)+1i*phi0);
```

					11070006.11.03.02.521.ПЗВКР	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	одпись	Дата		71