

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 ЭФФЕКТИВНОСТИ КОМПЕНСАЦИИ ИСКАЖЕНИЙ
СИГНАЛОВ В РАДИОКАНАЛАХ С ЗАМИРАНИЯМИ НА ОСНОВЕ
ЛИНЕЙНЫХ ЭКВАЛАЙЗЕРОВ**

Выпускная квалификационная работа
обучающегося по направлению подготовки 11.03.02 Инфокоммуникационные
технологии и системы связи
очной формы обучения, группы 07001308
Королюка Никиты Олеговича

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

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

Королюка Никиты Олеговича

1. Тема ВКР Исследование эффективности компенсации искажений сигналов в радиоканалах с замираниями на основе линейных эквалайзеров

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

2. Срок сдачи студентом законченной работы _____

3. Исходные данные к работе:

рэлеевский многолучевой канал; сигнал OFDM; количество поднесущих равно 256; поднесущие промодулированы 4 – позиционной PSK; количество фреймов OFDM равно 122880; длительность циклического префикса равна 3.2 мкс; количество пилот – символов равно 4; длительность фрейма OFDM равна 12.8 мкс; количество лучей в канале равно 4; соотношение сигнал/шум равно 0, 5, 10, 15, 20, 25; значения средней задержки Δt равно $1.6 \cdot 10^{-6}$, $3.2 \cdot 10^{-6}$, $6.4 \cdot 10^{-6}$; количество весовых коэффициентов эквалайзера равно 5, 15, 25, 35.

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

4 Введение

4.1 Передача информации в радиоканалах с замираниями +

4.1.1 Каналы с замираниями и их особенности

4.1.2 Виды многопозиционных методов модуляции

4.1.3 Сигналы с ортогональным частотным разделением

4.2 Искажения и рассогласования в системах с OFDM +

4.2.1 Влияние рассогласования параметров приемника

4.2.2 Разбалансировка квадратурных составляющих

4.2.3 Проблемы, вызываемые многолучевостью

4.2.4 Эквализация сигналов на приемной стороне

4.3 Исследование эффективности компенсации искажений сигналов в радиоканалах на основе

линейных эквалайзеров

4.3.1 Линейные эквалайзеры и их применение

4.3.2 Компенсация искажений в радиоканалах с замираниями

4.3.3 Результаты экспериментов

4.4 Технико-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 работы

Раздел	Консультант	Подпись, дата	
		Задание выдал	Задание принял
4.1 – 4.3	канд. техн наук, доцент каф. ИТСиТ Ушаков Д.И.		
4.4	канд. техн наук, доцент каф. ИТСиТ Болдышев А.В.		

7. Дата выдачи задания _____

Руководитель

Кандидат технических наук, доцент
кафедры Информационно-телекоммуникационных
систем и технологий»

НИУ «БелГУ» _____ Ушаков Д.И.

(подпись)

Задание принял к исполнению _____ Королюк Н.О.

(подпись)

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
1 ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ В РАДИОКАНАЛАХ С ЗАМИРАНИЯМИ	5
1.1 Каналы с замирениями и их особенности	5
1.2 Виды многопозиционных методов модуляции	7
1.3 Сигналы с ортогональным частотным разделением	15
2 ИСКАЖЕНИЯ И РАССОГЛАСОВАНИЯ В СИСТЕМАХ С OFDM	23
2.1 Влияние рассогласования параметров приемника	23
2.2 Разбалансировка квадратурных составляющих	32
2.3 Проблемы, вызываемые многолучевостью	37
2.4 Эквализация сигналов на приемной стороне	41
3 ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ КОМПЕНСАЦИИ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛОВ В РАДИОКАНАЛАХ НА ОСНОВЕ ЛИНЕЙНЫХ ЭКВАЛАЙЗЕРОВ	54
3.1 Линейные эквалайзеры и их применение	54
3.2 Компенсация искажений в радиоканалах с замирениями	60
3.3 Результаты экспериментов	62
4 ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКОЕ ОБОСНОВАНИЕ ПРИНЯТЫХ РЕШЕНИЙ	68
4.1 Планирование работ по исследованию	68
4.2 Расчет расходов на оплату труда на исследование	69
4.3 Расчет продолжительности исследования	70
4.4 Расчет стоимости расходных материалов	71
4.5 Расчет сметы расходов на исследование	71
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	75
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	77

					<i>11070006.11.03.02.646.ПЗВКР</i>			
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата				
Разработал	Королюк Н.О.				Исследование эффективности компенсации искажений сигналов в радиоканалах с замирениями на основе линейных эквалайзеров	Лит.	Лист	Листов
Проверил	Ушаков Д.И.						2	78
Рецензент	Жихарев А.Г.					<i>НИУ «БелГУ» гр. 07001308</i>		
Н. Контроль	Ушаков Д.И.							
Утвердил	Жиляков Е.Г.							

ВВЕДЕНИЕ

Интенсивное использование беспроводных технологий оказывает значительное влияние на стиль жизни большого числа людей, вовлеченных в информационный обмен между собой. Растет число пользователей сети Интернет, увеличивается количество услуг мобильной связи, предлагаемых пользователям сотовыми операторами. Новые поколение беспроводных технологий связи позволяют обеспечивать доступ к различному мультимедийному контенту с высокой скоростью и не зависимо от местоположения абонента.

Однако разработка беспроводных систем связи, которые могли бы надежно поддерживать появляющиеся мультимедийные приложения, сталкивается с рядом технологических вызовов, которые требуют серьезных усилий разработчиков. Один из таких вызовов направлен на борьбу с так называемыми замираниями в беспроводных каналах подвижной связи. Данный эффект возникает вследствие суперпозиции нескольких по-разному затухших и задержанных копий переданного сигнала на приемнике. Сложение этих копий приводит к большим флуктуациям принятого сигнала с соответствующим ухудшением качества связи.

Один из известных подходов минимизации влияния замираний сигнала на приемной стороне связан с применением так называемого циклического префикса. Суть его заключается в том, что к концу передаваемого сигнала добавляется циклическое повторение (несколько отсчетов) начала сигнала, увеличивая тем самым общую длительность передаваемого сигнала. Данный метод имеет один недостаток в виде снижения спектральной эффективности передаваемого сигнала за счет увеличения его длительности

Другим известным способом компенсации замираний является так называемое «выравнивание» или эквалаизация принимаемого сигнала. В этом случае детектору предоставляется последовательность демодулированных выборок, модифицированных или «очищенных» эквалайзером от последствий

									Лист
									3
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	11070006.11.03.02.646.ПЗВКР				

искажений. Таким образом в данной выпускной работе проводится оценка эффективности компенсации искажений сигналов в радиоканалах с замираниями на основе адаптивных эквалайзеров, что является актуальной задачей в области беспроводной связи.

Целью выпускной квалификационной работы является оценка эффективности применения линейных эквалайзеров для компенсации искажений сигналов в радиоканалах с замираниями.

Для достижения цели выпускной квалификационной работы были определены задачи, которые необходимо решить в процессе исследования:

- анализ особенностей передачи информации в радиоканалах с замираниями и видов многопозиционных методов модуляций OFDM;
- анализ влияний искажений и рассогласований в радиопередающей аппаратуре на качество приема сигналов с OFDM;
- обзор адаптивного линейного эквалайзера и его применение;
- разработка компьютерной модели радиотракта с релеевскими замираниями;
- проведение исследования и анализ полученных результатов эффективности компенсации искажений сигналов в радиоканалах с замираниями с помощью разработанной имитационной модели;
- обоснование технико-экономическое решений.

Выпускная квалификационная работа состоит из 4 глав. В первой главе рассмотрены особенности передачи информации в радиоканалах с замираниями. Во второй главе рассматриваются искажения и рассогласования в системах с OFDM. В третьей главе изложено исследование эффективности компенсации искажений сигналов в радиоканалах на основе линейных эквалайзеров. В четвертой главе представлены технико-экономическое обоснование принятых решений.

Общий объем выпускной квалификационной работы составляет 78 листов.

						Лист
					11070006.11.03.02.646.ПЗВКР	4
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

1 ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ В РАДИОКАНАЛАХ С ЗАМИРАНИЯМИ

1.1 Каналы с замираниями и их особенности

Огибающая сигнала – это функция, построенная по характерным точкам данного сигнала, например, по экстремумам. Огибающая $U_s(t)$ произвольного сигнала $s(t)$ определяется как модуль соответствующего аналитического сигнала [1]:

$$U_s(t) = |z_s(t)| = \sqrt{s^2(t) + \tilde{s}^2(t)} \quad (1.1)$$

Проходя через каналы радиосвязи, сигнал претерпевает множество изменений. Одним из таких явлений является многолучевое распространение. На пути распространения от источника к приемнику сигнал может встречать какие-либо преграды, от которых он переотражается и возникает множество копий одного и того же сигнала, но с различными задержками и коэффициентами затухания. Такое явление называется многолучевым распространением. Вследствие такого воздействия на сигнал, на приемную антенну приходит множество электромагнитных волн с разными задержками, затуханиями и фазами, в следствии чего их суперпозиция вызывает амплитудные и фазовые искажения принятого сигнала. Если окажется, что эти сигналы в сумме несли весомую энергию сигнала, то это может привести к увеличению числа ошибок и снижению качества канала связи. Это явление получило название замирания сигнала, потому что сигнал как будто перестает на некоторое время поступать между источником и приемником.

Выделяют следующие разновидности замираний: быстрые и медленные замирания. Медленные замирания возникают из-за плохих метеоусловий. Быстрые замирания возникают из-за движения приемника (источника) или

						Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	11070006.11.03.02.646.ПЗВКР	5

препятствий, близкорасположенными с получателем сигнала. Этот вид замираний частотно селективен, то есть изменение частоты, на которой ведется передача, может или снизить этот эффект, или полностью его убрать.

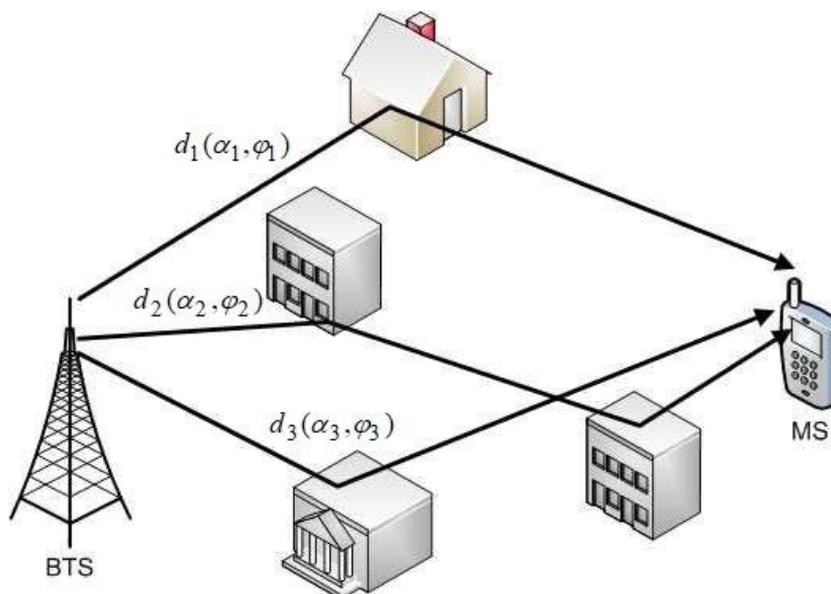


Рисунок 1.1 – Многолучевое распространение сигнала, где d_1, d_2, d_3 – отраженные лучи; $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ – затухание сигнала; $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$ – фаза сигнала

Различают замирания Рэлея и замирания Райса. Рэлеевские замирания характеризуются отсутствием на приемной стороне прямого луча с нулевой задержкой. Огибающая сигнала в этом случае может быть характеризована распределением Рэлея:

$$p_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1.2)$$

где r является амплитудой огибающей принимаемого сигнала и σ – средней энергией сигнала.

У замираний Райса на приемной стороне прямой луч с нулевой задержкой присутствует. Тогда изменения огибающей могут быть описаны распределением Райса:

$$p_{Ri}(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2+s^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left[\frac{rs}{\sigma^2}\right] \quad (1.3)$$

где I_0 - это модифицированная функция Бесселя и s - это амплитуда постоянной составляющей сигнала [2].

1.2 Виды многопозиционных методов модуляции

В технике цифровой связи методы модуляции играют весьма значимую 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.

Аналитический сигнал – это один из способов комплексного представления сигнала, который применяется при анализе сигналов и систем их обработки. Он позволяет ввести в анализ понятия огибающей и мгновенной частоты сигнала. Аналитический сигнал на комплексной плоскости отображается вектором, модуль и фазовый угол которого изменяются во времени, и описывается формулой:

$$z_s(t) = s(t) + j\tilde{s}(t) \quad (1.4)$$

где $s(t)$ - исходный сигнал, $\tilde{s}(t)$ - мнимая часть аналитического сигнала [1].

Есть ряд особенностей, связанных с распространением радиоволн (многолучевое отражение, селективное затухание, влияние осадков), а также с воздействием помех от промышленных объектов и других радиосредств, работающих в совмещенном или в соседних каналах. Одним из методов борьбы с этими явлениями является переход от схемы модуляции с последовательной передачей данных на одной несущей в канале (одночастотной модуляции) к схеме модуляции с параллельной передачей данных на многих несущих в одном канале (многочастотная модуляция).

Удобным средством анализа характеристик модулированных сигналов является отображение их с помощью полярных и квадратурных диаграмм в виде сигнальных созвездий.

При модуляции несущего колебания изменению могут быть подвергнуты такие его параметры как амплитуда, фаза и частота. При простых видах модуляции модулирующее сообщение изменяет только один параметр. При комбинированных видах модуляции (а также при плохой схмотехнической реализации простых схем) одновременно могут изменяться амплитуда и фаза несущей.

Наиболее простой способ отображения амплитудно-фазовых соотношений модулированного сигнала — это полярная диаграмма. При построении полярной диаграммы несущая является опорным элементом, относительно которого отсчитывается угол фазового сдвига и изменение уровня модулированного сигнала. Модуль радиус-вектора, исходящего из центра окружности (начала координат), характеризует относительный уровень элементарного сигнала, а угол наклона между радиус-вектором и некоторым начальным радиусом — текущий фазовый сдвиг. Математически это можно выразить стандартной записью модулированного сигнала:

$$s(t) = A \cos(\omega t + \theta) = A \operatorname{Re}\{e^{j(\omega t + \theta)}\} = A \operatorname{Re}\{e^{j\omega t} e^{j\theta}\}. \quad (1.5)$$

Отображение сигнала $s(t)$ на полярной диаграмме соответствует его "замораживанию" во времени, когда фиксируются только амплитуда сигнала A и его начальный фазовый сдвиг θ . Экспоненциальная форма записи сигнала позволяет выделить сомножители, характеризующие частоту несущей $e^{j\omega t}$ и ее фазу $e^{j\theta}$. При построении полярной диаграммы частотный сомножитель исключается, а остается только фазовый.

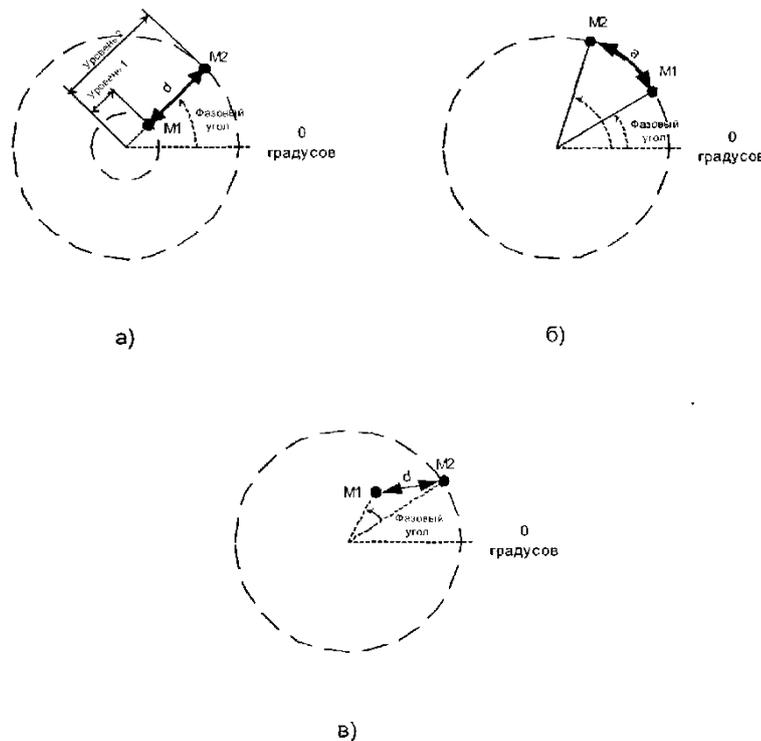


Рисунок 1.2 – Полярные диаграммы для АМ (а), ФМ (б) и амплитудно-фазовой (в) модуляций

Современные модуляторы для цифровых систем передачи строятся, как правило, по квадратурной схеме. В таком модуляторе выходной сигнал образуется суммированием двух различных модулированных сигналов, несущие которых имеют между собой фазовый сдвиг 90° . Входы двух модулирующих сигналов квадратурного модулятора обозначаются I и Q : I (синфазный) относится к каналу, в котором начальный фазовый сдвиг несущей принимается равным 0° , Q — к каналу, несущая в котором сдвинута на 90° . Для адекватного отображения пространства сигналов на выходе квадратурного модулятора полярные диаграммы преобразуют в прямоугольную систему координат, в которой по горизонтальной оси I откладывают уровень сигнала в синфазном канале, а по вертикальной оси Q — уровень сигнала в квадратурном канале. Все остальные построения соответствуют полярной диаграмме с учетом того, что ось I символизирует нулевой фазовый сдвиг, а ось Q — сдвиг на 90° . Проекции вектора сигнала на оси I и Q рассматривают как его квадратурные компоненты. Рисунок 1.3 поясняет переход от полярной диаграммы к

квadrатурной, а полные квадратурные диаграммы для 4-ФМ и 8-ФМ показаны на рисунке 1.4.

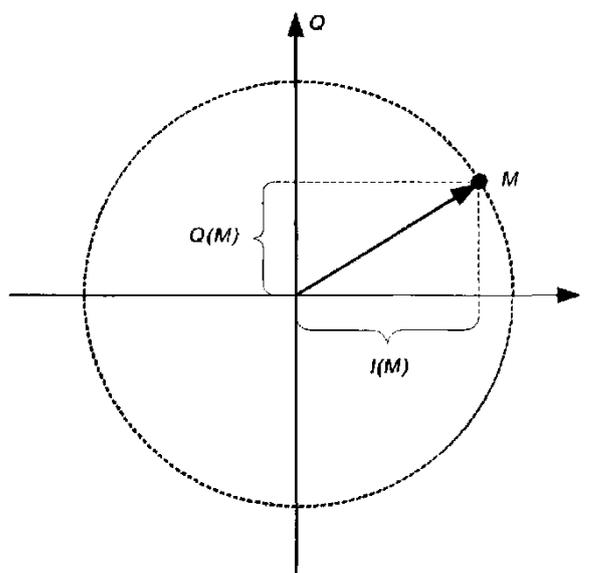


Рисунок 1.3 – Преобразование полярной диаграммы в квадратурную диаграмму

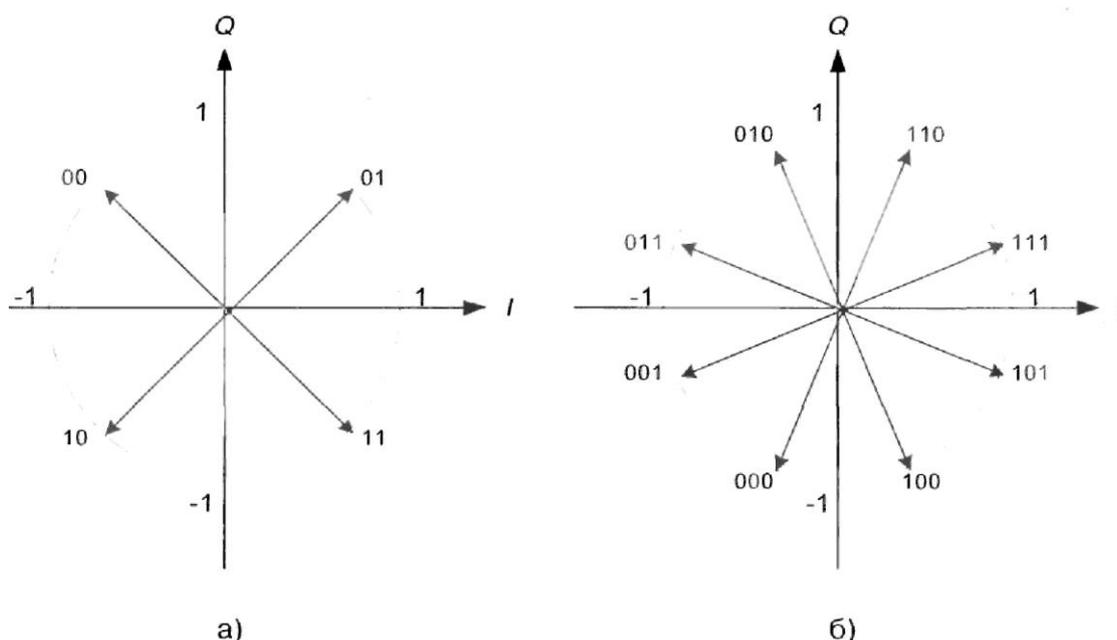


Рисунок 1.4 – Полные квадратурные диаграммы для модуляций 4-ФМ (а) и 8-ФМ (б)

Для упрощения рисунка квадратурной диаграммы, особенно при отображении сигналов современных многопозиционных видов модуляции, обычно изображают только конечные точки векторов, исходящих из начала координат, а сами векторы, как правило, опускают. Часто опускают и сами оси I

и Q , подразумевая, что они проходят через центр симметрии фигуры. Полное множество модулированных сигналов, изображенных на квадратурной диаграмме в виде точек, называют сигнальным созвездием, а сами сигналы - точками созвездия. Форма сигнального созвездия соответствует виду модуляции, а расстояния между точками созвездия характеризуют помехоустойчивость при приеме сигнала. Если требуется пометить точки созвездия, рядом с ними размещают значения битов модулирующих сигналов, которые порождают данный модулированный сигнал с конкретными значениями фазы и амплитуды.

Квадратурный модулятор является универсальным устройством, 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 рисунке 1.6. Основу 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 взаимный фазовый сдвиг 90° , 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 рисунке 1.5. В первом случае формируется нефильтрованный выходной ВЧ сигнал с частотными составляющими, выходящими за пределы необходимой полосы. При НЧ фильтрации модулирующих сигналов модулированный сигнал также локализуется по спектру и согласуется с выделенной полосой частот канала.

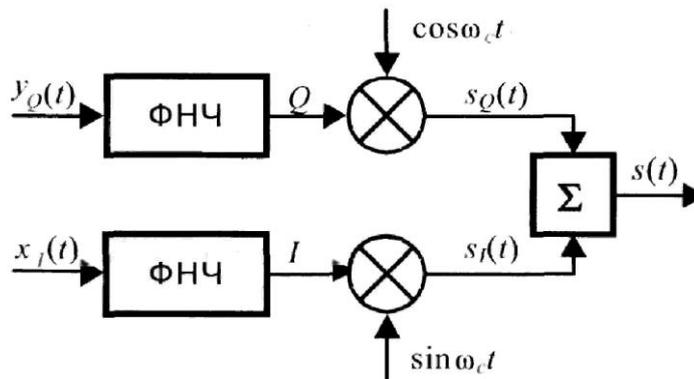


Рисунок 1.5 – Структурная схема квадратурного модулятора

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 ± 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° , переносящий 1 бит/символ. Сигнал КАФМ в общем виде может быть выражен следующей формулой:

$$U(t) = V \sum_k \{a_k g(t - kT) \cos(\omega_c t) - b_k g(t - kT) \sin(\omega_c t)\}, \quad (1.6)$$

где: V — нормирующий множитель;

ω_c — частота несущей;

k — число учитываемых тактовых интервалов;

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 ± 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 точной настройке (балансировке) квадратурного модулятора и при точном восстановлении несущих и тактовых частот в демодуляторе информационные сигналы обоих каналов полностью независимы и никак не влияют друг на друга. Модель канала передачи при этом приобретает вид, показанный на рисунке 1.6. Поскольку по радиоканалу одновременно передается пара ортогональных сигналов $\{x(t), y(t)\}$, то такой канал и соответствующее ему сигнальное созвездие называются двумерными.

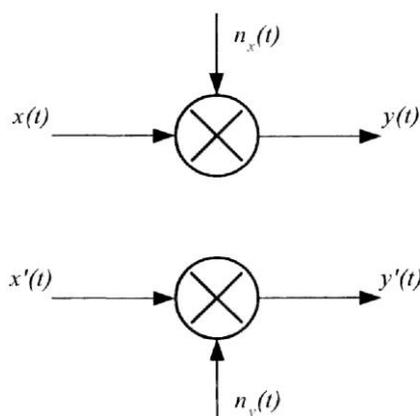


Рисунок 1.6 – Модель канала при квадратурной модуляции

Пара сигналов $\{x_t, y_t\}$, соответствующая конкретному тактовому интервалу, называется символом модулированного сигнала или точкой сигнального созвездия. Двумерную модуляцию КАФМ с созвездиями, формируемыми на основе прямоугольной координатной сетки, 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.

Сигналы квадратурной амплитудной модуляции М-QAM широко используются при передаче сигналов телевидения по радиорелейным и кабельным линиям, в некоторых системах цифрового телевизионного наземного вещания. Наиболее распространен формат модуляции 16-QAM. Сигнальное созвездие 16-QAM показано на рисунке 1.7. Оно образуется ансамблем из 16 сигналов, различающихся между собой по фазе и амплитуде.

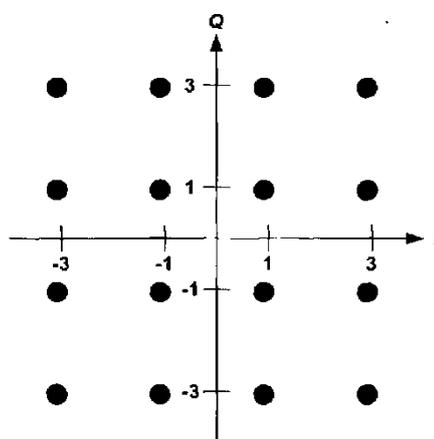


Рисунок 1.7 – Сигнальное созвездие 16-QAM

В системах с квадратурной модуляцией несущей 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 [3].

1.3 Сигналы с ортогональным частотным разделением

В системах наземного цифрового ТВ вещания существуют наиболее тяжелые условия приема сигналов, особенно при приеме на подвижных объектах. Для достижения необходимого качества приема в ряде систем применяют очень сложные методы модуляции и канального кодирования. К их числу относится многочастотный метод передачи, получивший название OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex — ортогональное частотное разделение мультиплекса).

Мультиплексом называется цифровой поток, передаваемый по одному физическому каналу сети вещания. Суть метода OFDM в следующем. В полосе канала вещания (8 МГц для России) размещается от 2 до 8 тысяч несущих. Каждая несущая модулируется низкоскоростным потоком данных, являющимся частью общего цифрового потока. В качестве первичного метода модуляции разделенных несущих допускается использовать QPSK, 16- и 64-QAM [3].

В OFDM используется разбиение последовательности символов данных на параллельный поток с увеличением длительности каждого символа. Передаваемая последовательность символов данных $x_{m,k}$, которые берутся из алфавитов, так называемых m -ичных систем модуляции (m -позиционных) PSK, BPSK, QPSK, QAM и т.п., разбивается на блоки из N символов. Каждый блок из N последовательных символов преобразуется в блок из N параллельных символов длительностью $T=NT_s$ каждый. Эти символы передаются поднесущими, отстоящими друг от друга на интервал $\Delta f = 1/T$ Гц, что обеспечивает их ортогональность при прямоугольной форме модулирующих видеоимпульсов, несмотря на случайные фазы, обусловленные модуляцией данными.

Полученные символы модулируют N соответствующих поднесущих частот (рисунок 1.8).

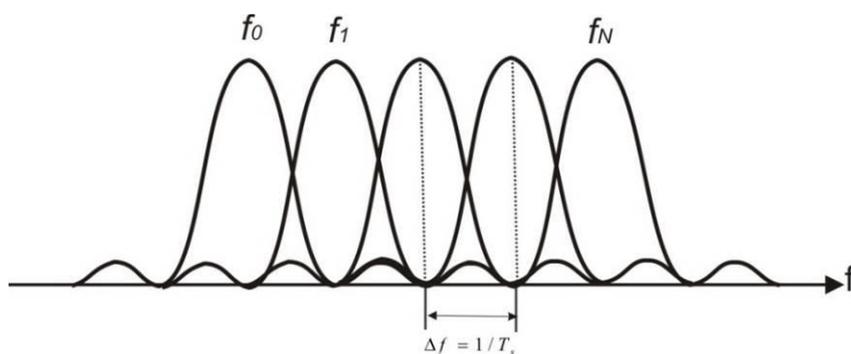


Рисунок 1.8 – Взаимное расположение ортогональных частот в частотном спектре OFDM сигнала

Сигнал OFDM состоит из суммы поднесущих, которые промодулированы, например, с использованием фазовой (PSK) или квадратурной амплитудной модуляции (QAM). Если d_i есть комплексные символы QAM, N_s – число поднесущих, T – длительность символа и f_c – несущая частота, то один символ OFDM, начинающийся в момент $t = t_s$, может быть описан выражением:

$$s(t) = \begin{cases} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=-N_s/2}^{N_s/2-1} d_{i+N_s/2} \exp \left[j2\pi \left(f_c - \frac{i+0.5}{T} \right) (t-t_s) \right] \right\}, & t_s \leq t \leq t_s + T; \\ 0, & t < t_s, t > t_s + T. \end{cases} \quad (1.7)$$

В литературе часто используется низкочастотное эквивалентное комплексное представление этого сигнала, которое определяется соотношением:

$$s(t) = \begin{cases} \sum_{i=-N_s/2}^{N_s/2-1} d_{i+N_s/2} \exp \left[j2\pi \frac{i}{T} (t-t_s) \right], & t_s \leq t \leq t_s + T; \\ 0, & t < t_s, t > t_s + T. \end{cases} \quad (1.8)$$

В этом представлении вещественная и мнимая части соответствуют синфазной и квадратурной составляющим OFDM – сигнала, которые должны быть умножены на косинус и синус требуемой несущей частоты для получения полного сигнала OFDM.

Такая особенность позволяет использовать алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ) при формировании сигнала OFDM в аппаратуре.

Следует обратить внимание на то, что в суммарном сигнале частотные спектры частично перекрываются. Причем перекрытие спектра производится таким образом, что максимум спектральной плотности для любой поднесущей всегда соответствует минимальному значению первого лепестка соседних поднесущих. В этом случае скалярное произведение соседних частотных спектров не равно нулю только на частотах максимальных значений поднесущих. Только в таком случае может быть реализована плотная «упаковка» спектра многочастотного сигнала.

Метод OFDM в настоящее время широко используется в широкополосных цифровых системах передачи данных подвижным абонентам, высокоскоростных цифровых линиях передачи, в цифровом радиовещании и телевидении. Причиной такого широкого распространения таких сигнально-кодовых конструкций заключается в основных достоинствах OFDM:

- высокий коэффициент использования выделенного частотного спектра;
- отсутствие межсимвольной интерференции и устойчивость к многолучевому распространению радиоволн;
- модуляция и демодуляция сигналов выполняются в дискретной форме с использованием быстрого преобразования Фурье.

Однако, необходимо отметить, что на практике в принятом сигнале всегда присутствуют шумы и всегда есть некоторая взаимная несогласованность стабильности частот передающего и опорного генераторов. Поэтому соответствие максимума спектральной плотности базисных функций нулевым значениям спектральной плотности остальных базисных функций на

практике будет выполняться неточно. Исходя из этого, сигналы OFDM наиболее чувствительны к джиттеру (дрожанию) частот поднесущих и их фаз.

Отдельного внимания заслуживает вопрос о частотной характеристике OFDM сигналов. Особенность заключается в том, что в реальной системе OFDM-символ представляет собой сумму модулированных QAM-символами гармонических колебаний, каждое из которых имеет прямоугольную огибающую. В результате вне основной полосы системы цифровой радиосвязи спектр последовательности OFDM-символов убывает достаточно медленно, поскольку представляет собой сумму функций вида $\sin(x)/x$.

Рассматриваемая OFDM модель может быть представлена на частотно – временной плоскости как двумерная решетка. Такое представление используется при решении вопросов компенсации искажений, связанных с каналом.

Модель системы OFDM может быть построена так, чтобы представлять передаваемый OFDM – сигнал в соответствии с соотношением

$$x(t) = \sum_{k,l} d_k \varphi_{k,l}(t) \quad (1.9)$$

где функция $\varphi_{k,l}$ является смещенной по времени на l_{τ_0} и по частоте на k_{f_0} базовой функцией $\varphi(t)$ в двумерной частотно – временной решетке, как показано на рисунке 1.9.

Очевидно, что функция $\varphi_{k,l}(t)$ связана с базовой функцией $\varphi(t)$ следующим соотношением:

$$\varphi_{k,l}(t) = \varphi(t - l_{\tau_0}) e^{j2\pi k f_0 t} \quad (1.10)$$

Обычно в качестве базовой функции $\varphi(t)$ выбирается прямоугольный импульс с амплитудой $1/\sqrt{\tau_0}$, длительностью τ_0 и интервалом по частоте

						Лист
					11070006.11.03.02.646.ПЗВКР	18
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

$f_0 = 1/\tau_0$. Каждый передаваемый сигнал в решетчатой структуре испытывает не меняющиеся плоские замирания во время приема, что упрощает оценку канала и процесс выравнивания – компенсации влияния канала. Затухание в каждом канале оценивается на основе принятых символов – пилотных сигналов, известных априори и располагающихся в заданных точках частотно – временной решетки. Эта техника часто используется в OFDM – системах связи для оценивания канала на основе пилотных сигналов [4].

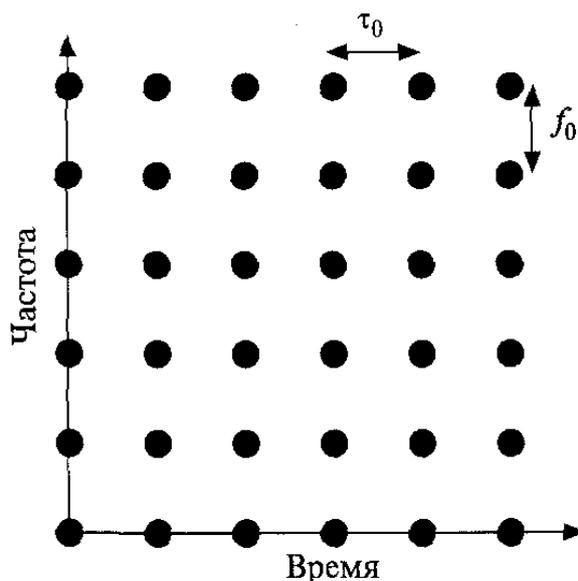


Рисунок 1.9 – Двумерная решетка в частотно – временной области

Для компенсации этого недостатка, в существующих системах связи, в выделенном частотном ресурсе вводятся защитные интервалы, представляющие из себя несколько поднесущих, на которых информация не передается (рисунок 1.10).

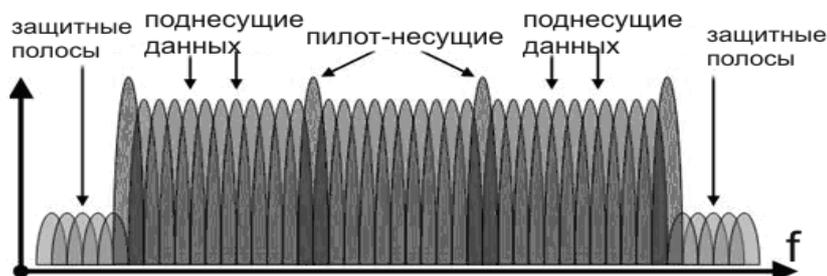


Рисунок 1.10 – Структура частотного спектра OFDM сигнала

Введение защитных интервалов позволяет снизить уровень внеполосных излучений и, как следствие, минимизировать влияние на смежные каналы

интерференционных помех, но данный подход существенно снижает эффективность использования выделенного частотного ресурса.

В пределах защитного интервала передается как бы возвращённая назад во времени копия последующей части символа. Процесс формирования полного символа OFDM, включающего защитный интервал, схематично показан на рисунке 1.11.

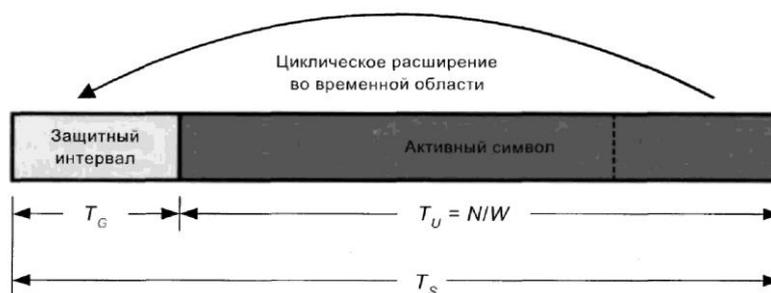


Рисунок 1.11 – Формирование защитного интервала в сигнале OFDM, где T_S - общая длительность символа OFDM, T_G - защитный интервал, $T_U = T_S - T_G$ - полезная длительность символа

Правильный выбор длительности защитного интервала позволяет в определенных пределах устранить помехи, вызываемые эхо-сигналами. На рисунке 1.12. показаны временные интервалы для основного сигнала и двух его эхосигналов. Задержка первого эхо-сигнала находится в допустимых пределах, и переходные процессы из-за стыка двух символов приходятся на защитный интервал основного сигнала, не искажая его полезную часть. Напротив, если второй эхо-сигнал задержан свыше допустимых пределов, то его переходная зона приходится на полезную часть основного сигнала, т.е. защита не обеспечивается.

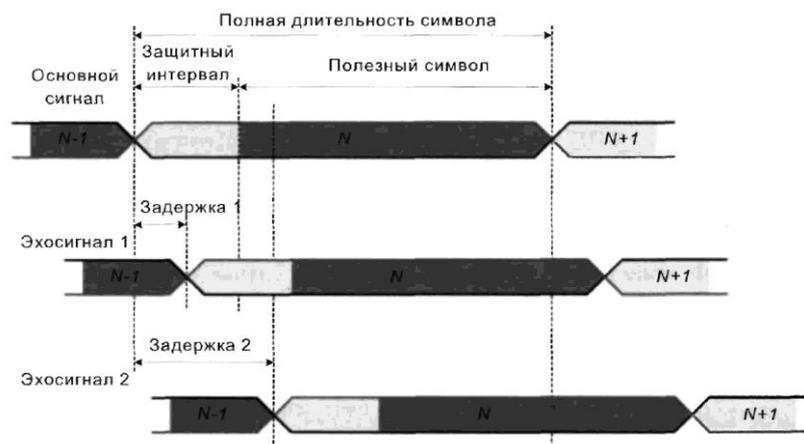


Рисунок 1.12 – Воздействие эхо-сигналов на основной сигнал

Рисунок 1.13 иллюстрирует суммирование нескольких задержанных сигналов с образованием мешающего сигнала, устраняемого за счет защитного интервала. На рисунке помимо основного сигнала показаны отраженные эхосигналы 1; 2 и сигнал соседнего передатчика одночастотной сети (эхосигнал 3).

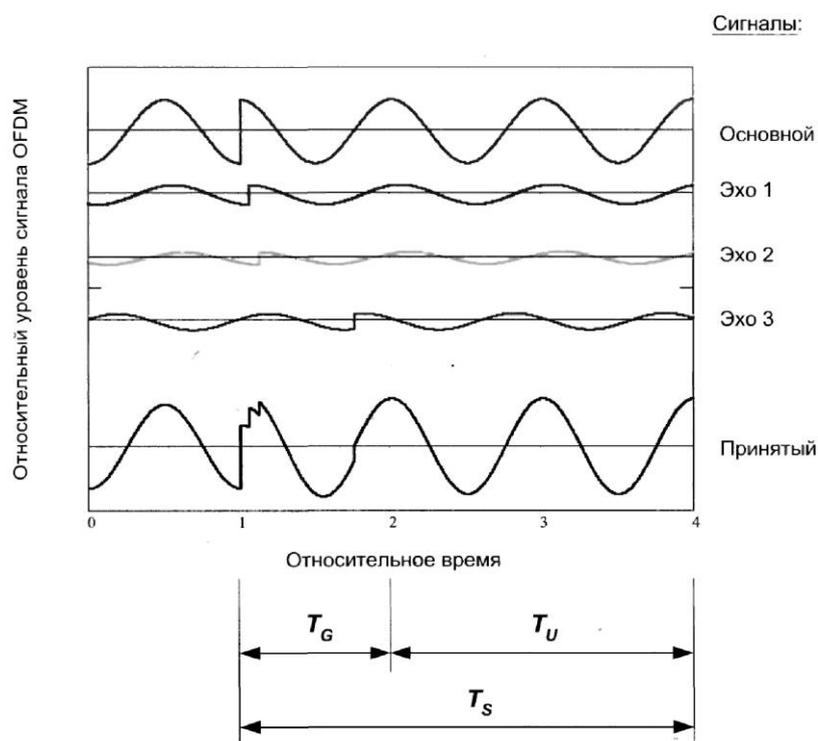


Рисунок 1.13 – Защитный интервал в символе OFDM

В приемник поступает сумма этих четырех сигналов. При выборе времени T_c больше времени импульсной реакции канала или времени задержки распространения, МСИ существенно снижается, так как все переходные

процессы от нежелательных сигналов завершаются в пределах защитного интервала. Заметим, что даже при наличии защитного интервала интерференция между несущими сохраняется. Так как введение защитного интервала снижает пропускную способность системы, то обычно на практике его длительность не превышает одной четверти от длительности символа. Хорошим способом увеличения длительности защитного интервала и поддержания высокой пропускной способности является увеличение числа несущих и, тем самым, увеличение полезной длительности символа при относительно уменьшенной длительности защитного интервала. В системном плане радикальным средством борьбы со всеми искажениями и помехами является переход к схеме с кодированием — COFDM [3].

Таким образом, можно выделить некоторые недостатки присущие сигнально-кодовым конструкциям с OFDM:

- высокая чувствительность к смещению частоты и флюктуациям фазы принимаемого сигнала относительно опорного гармонического колебания приемника;
- относительное высокое значение отношения пиковой мощности радиосигнала к её среднему значению, что заметно снижает энергетическую эффективность радиопередатчиков;
- высокий уровень внеполосных излучений OFDM-сигнала.

2 ИСКАЖЕНИЯ И РАССОГЛАСОВАНИЯ В СИСТЕМАХ С OFDM

2.1 Влияние рассогласования параметров приемника

Системы связи на основе технологии OFDM кроме больших достоинств имеют и недостатки, а кроме того, они, как и другие системы, подвержены действию окружающих условий, в которых работают. Для устойчивой работы и высокой спектральной эффективности OFDM – систем, а также упрощения процесса разработки приемопередатчиков нужно учесть вопросы искажений и рассогласований сигналов.

В системах связи для воспроизведения переданного сигнала в приемнике должна быть обеспечена синхронизация с передатчиком по частоте, фазе и времени. Это непростая задача, особенно в условиях мобильности, когда условия работы и окружающая обстановка быстро меняются. Например, когда мобильная станция включается, она может не иметь никакой информации об окружающей обстановке, и она должна выполнить определенные действия, основанные на принятых протоколах/стандартах, для установления связи с базовой станцией или точкой доступа. Этот процесс в связной терминологии известен как *synchronization and acquisition* — синхронизация и вхождение в связь. Задача синхронизации и вхождения в связь и так является сложной, но искажения делают ее еще сложнее.

Расстройка частоты.

Расстройка частоты в системах OFDM может быть двух видов: рассогласование между тактовыми генераторами передатчика и приемника и рассогласование между опорными частотами передающей и приемной станций. Ниже проводится анализ этих рассогласований и влияния их на характеристики системы связи.

Искажения из-за рассогласования тактовых генераторов.

						Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	11070006.11.03.02.646.ПЗВКР	23

Период дискретизации принятого сигнала определяется тактовым генератором аналого-цифрового преобразователя приемника, который редко имеет точное согласование с тактовым генератором цифро – аналогового преобразователя передатчика, вызывая медленный дрейф момента отсчета в приемнике относительно передатчика.

Ошибки тактовых генераторов проявляются двумя путями. Первый — медленное изменение момента отсчета, вызывающее поворот (вращение) фазы поднесущих и последующую потерю в отношении сигнал/шум из-за ИМН, и второй — они вызывают потерю ортогональности между поднесущими из-за взаимного рассеяния энергии между соседними поднесущими. Нормированная ошибка дискретизации:

$$t_{\Delta} = \frac{T' - T}{T} \quad (2.1)$$

где T и T' — интервалы дискретизации в передатчике и приемнике соответственно. Теперь общее влияние t_{Δ} на принятую поднесущую $R_{l,k}$ (после ДПФ) может быть учтено с помощью следующего выражения:

$$R_{l,k} = \exp[j2\pi kt_{\Delta} l T_s / T_U] X_{l,k} \sin c(\pi kt_{\Delta}) H_{l,k} + W_{l,k} + N_{t_{\Delta}}(l, k) \quad (2.2)$$

где l — индекс OFDM-символа; k — индекс поднесущей; T_s — полная длительность символа; T_U — полезная длительность символа; $W_{l,k}$ — аддитивный белый гауссовский шум; $N_{t_{\Delta}}$ — дополнительная интерференция из-за расстройки частоты дискретизации. Мощность последнего слагаемого $N_{t_{\Delta}}$ может быть приближенно выражена соотношением:

$$P_{t_{\Delta}} \approx \frac{\pi^2}{3} (kt_{\Delta})^2 \quad (2.3)$$

Следовательно, уровень помехи растет как квадрат произведения расстройки t_{Δ} и индекса поднесущей k . Это означает, что поднесущие с наибольшим индексом наиболее подвержены искажениям. Ухудшение может быть выражено также, как потери в SNR, в дБ следующим соотношением:

$$D_n \approx 10 \log_{10} \left[1 + \frac{\pi^2}{3} \frac{E_s}{N_0} (kt_{\Delta})^2 \right] \quad (2.4)$$

Для систем OFDM с небольшим числом поднесущих и небольшой ошибкой по частоте дискретизации t_{Δ} такой, что $kt_{\Delta} \ll 1$, потерями, вызванными ошибкой частоты дискретизации можно пренебречь. Самая большая проблема, связанная с ошибкой дискретизации, состоит в разной величине поворота фазы, который испытывают разные поднесущие, в зависимости от индекса поднесущей k и индекса символа l ; это видно из сомножителя $\exp[j2\pi kt_{\Delta} l T_s / T_U]$.

Согласно этому выражению, угол поворота будет наибольшим для самой дальней поднесущей и, кроме того угол поворота возрастает с увеличением индекса символа l . Величина t_{Δ} управляется петлей синхронизации и обычно очень мала, но с ростом l поворот со временем становится столь большим, что корректная демодуляция становится невозможной, и это вызывает необходимость отслеживания частоты дискретизации в OFDM-приемнике. Влияние расстройки частоты дискретизации на ухудшение SNR показано на рисунке 2.1 для разного числа поднесущих. Из рисунка 2.1 видно, что с возрастанием числа поднесущих возрастают и потери, т. е. система OFDM с большим числом поднесущих очень чувствительна к расстройке частоты дискретизации.

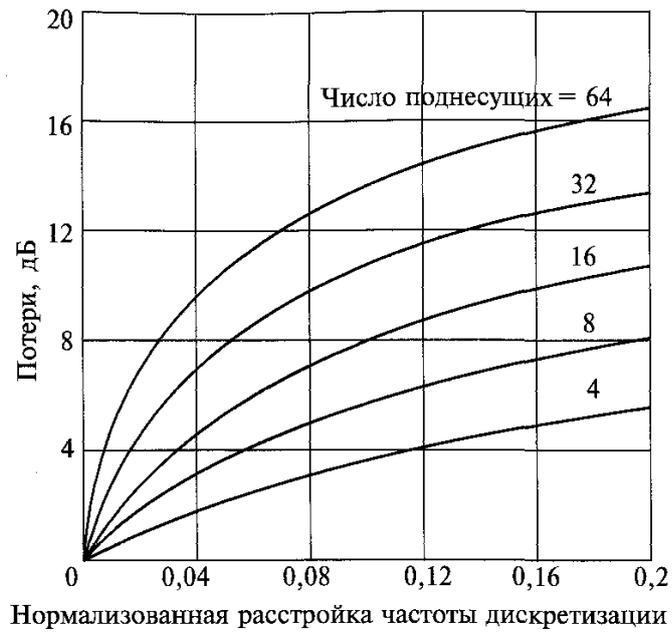


Рисунок 2.1 – Ухудшение отношения сигнал/шум из – за расстройки тактового генератора

Расстройка несущей частоты.

OFDM-системы более чувствительны к частотным ошибкам, чем системы с одной несущей частотой. Расстройка частоты возникает в приемнике из-за нестабильности местного генератора и изменений условий работы приемника и передатчика, из-за доплеровских сдвигов, вызванных относительным движением передатчика и приемника, из-за фазового шума, вводимого другими канальными искажениями. Потери обуславливаются снижением амплитуды, обрабатываемой поднесущей, и интерференцией от соседних поднесущих, как показано на рисунке 2.2.

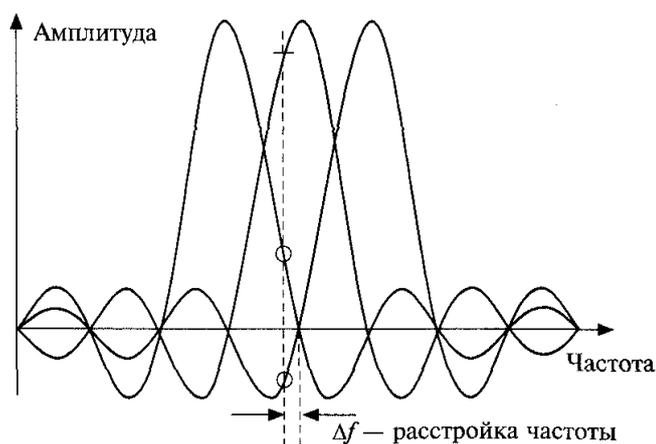


Рисунок 2.2 – Потеря ортогональности и снижение амплитуды из-за расстройки несущей частоты

Потери амплитуды происходят из-за того, что отсчет желательной поднесущей берется не на пике эквивалентной sinc-функции после вычисления ДПФ. Соседние поднесущие вызывают интерференцию, потому что отсчет берется не в точках пересечения нуля их спектральными плотностями. Для сравнительно небольших частотных ошибок энергетические потери в децибелах приближенно могут быть определены соотношением:

$$SNR_{loss}(dB) \approx \frac{10}{3 \ln 10} (\pi T f_{\Delta})^2 \frac{E_s}{N_0} \quad (2.5)$$

где f_{Δ} — расстройка частоты, являющаяся функцией расстояния между поднесущими; T — интервал дискретизации. Характеристики системы зависят от вида модуляции. Естественно, модуляция с большим числом точек созвездия более чувствительна к расстройке частоты, чем модуляция с небольшим созвездием. Вот почему требования по SNR для модуляционных схем с большими созвездиями существенно выше при тех же самых величинах BER. Предполагается, что две поднесущие OFDM-системы могут быть представлены, используя ортогональные частотные тоны на выходе A/D преобразователя в низкочастотном эквиваленте как:

$$\varphi_k(t) = e^{j2\pi kt/T} \text{ и } \varphi_{k+m}(t) = e^{j2\pi(k+m)t/T} \quad (2.6)$$

где T — интервал дискретизации. Предположим, что из-за дрейфа частоты от k -й поднесущей до $(k + m)$ -й поднесущей приемник имеет уход частоты δ , т. е.:

$$\varphi_{k+m}^\delta(t) = e^{j2\pi(k+m+\delta)t/T} \quad (2.7)$$

Из-за этой частотной расстройки между k -й и $(k+m)$ -й поднесущими появилась интерференция, определяемая соотношениями:

$$I_m(\delta) = \int_0^T e^{j2\pi kt/T} e^{j2\pi(k+m+\delta)t/T} dt = \frac{T(1 - e^{-j2\pi\delta})}{j2\pi(m + \delta)} \quad (2.8)$$

И

$$|I_m(\delta)| = \frac{T|\sin(\pi\delta)|}{\pi|m + \delta|} \quad (2.9)$$

Общие энергетические потери из-за интерференции от всех N поднесущих приближенно могут быть определены следующим образом:

$$\sum_m I_m^2(\delta) \approx (T\delta)^2 \sum_{m=1}^{2N-1} \frac{1}{m^2} \approx (T\delta)^2 \frac{23}{14} \quad (2.10)$$

для $N \gg 1$ (достаточно $N > 5$).

Зависимости уровня интерференции между поднесущими из-за потери ортогональности, вызванной расстройкой частоты, от положения поднесущей в виде графиков приведены на рисунке 2.3.

						Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	11070006.11.03.02.646.ПЗВКР	28

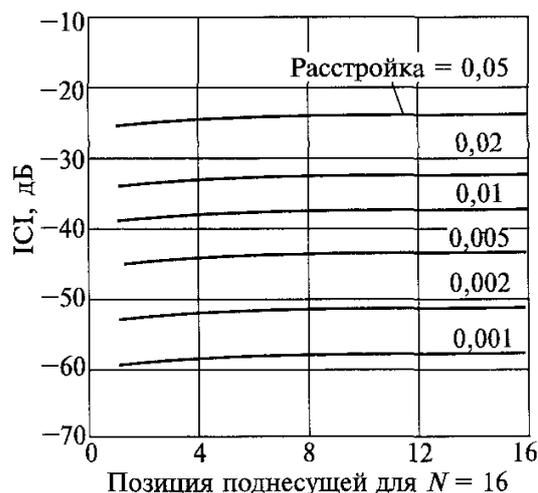


Рисунок 2.3 – Полная ISI из – за потери ортогональности, вызванной расстройкой частоты

Расстройка временной синхронизации.

В приемнике очень важной является символьная синхронизация. Без нее невозможно правильно демодулировать и декодировать входную последовательность данных. Временную синхронизацию можно обеспечить за счет введения обучающих последовательностей в дополнение к символам данных в системах с OFDM. Тем не менее, приемник может не быть в состоянии обеспечить полную временную синхронизацию переданного символа из-за искажений в канале, что вызывает временную расстройку между передатчиком и приемником. Влияние временной расстройки подавляется при использовании циклического префикса. Если отклик канала и при наличии временной расстройки не превышает длительности CP, то ортогональность поднесущих сохраняется. Но временная расстройка вызывает поворот фазы поднесущих. Временная расстройка может быть представлена фазовым сдвигом, вводимым каналом, и может быть оценена из вычисления импульсного отклика канала. Когда приемник не синхронизирован по времени с принимаемым потоком данных, то SNR принятого символа ухудшается. Величина ухудшения ζ может быть оценена в единицах выходного SNR относительно оптимального момента отсчета T_{optimal} как:

$$\zeta = \frac{\Lambda(\tau)}{\Lambda(0)} \quad (2.11)$$

где $\Lambda(-)$ — автокорреляционная функция, τ — задержка между оптимальным моментом отсчета T_{optimal} и временем приема символа. Параметр τ является случайной величиной, поскольку он оценивается в присутствии шума, и обычно величина τ называется временным джиттером (timing jitter). Представляют интерес два специальных случая: базовые низкочастотные ограниченные по времени сигналы и сигналы с ограниченной полосой частот с нормированными автокорреляционными функциями вида:

$$\Lambda(\tau) = \left[1 - \frac{|\tau|}{T_{\text{symbol}}} \right]; \quad \Lambda(\tau) = \frac{1}{N} \left[\frac{\sin(\pi N W \tau)}{\sin(\pi W \tau)} \right] \quad (2.12)$$

где W — ширина спектра сигнала с ограниченной полосой. Одночастотная система лучше описывается сигналом с ограниченной полосой, тогда как система с OFDM лучше описывается сигналом, ограниченным по времени. Для одночастотной системы временной джиттер проявляется как зашумленная опорная фаза узкополосного сигнала. В случае системы с OFDM для оценки остаточных фазовых ошибок вместе с поднесущими данными также передаются пилотные поднесущие.

Потеря ортогональности из-за временного рассогласования.

Ниже приводятся результаты анализа влияния временного рассогласования на ИМН и на соответствующую потерю ортогональности. Обозначим временное рассогласование между двумя следующими друг за другом символами как τ . Принятый поток символов в приемнике может быть описан следующим образом:

$$X_i = c_0 \int_{-T/2}^{-T/2+\tau} \varphi_k(t) \varphi_l^*(t-\tau) dt + c_1 \int_{-T/2+\tau}^{T/2} \varphi_k(t) \varphi_l^*(t-\tau) dt \quad (2.13)$$

где:

$$\varphi_k(t) = e^{j2\pi kt/T} \quad (2.14)$$

Подставляя $m = \kappa - l$, можно получить амплитуду принятого символа в виде:

$$|X_i| = \begin{cases} 2T \left| \frac{\sin(m\pi\tau/T)}{m\pi} \right|, c_0 \neq c_1 \\ 0, c_0 = c_1 \end{cases} \quad (2.15)$$

Это выражение можно упростить для случая $\tau \ll T$:

$$\frac{|X_i|}{T} \approx \frac{2m\pi\tau/T}{m\pi} = 2\frac{\tau}{T} \quad (2.16)$$

что не зависит от m для $\tau \ll T$.

Можно вычислить среднюю мощность интерференции как:

$$E \left[\frac{|X_i|^2}{T^2} \right] = 4 \left(\frac{\tau}{T} \right)^2 \frac{1}{2} + 0 \frac{1}{2} = 2 \left(\frac{\tau}{T} \right)^2 \quad (2.17)$$

ICI в децибелах рассчитывается согласно соотношению:

$$ICI_{об} = 10 \log_{10} \left[2 \left(\frac{\tau}{T} \right)^2 \right] \quad (2.18)$$

Фазовый шум несущей.

						Лист
					11070006.11.03.02.646.ПЗВКР	31
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

Искажения фазы несущей возникают из-за нестабильности генераторов передатчика и приемника. Поворот фазы может быть результатом либо ошибок синхронизации, либо ухода фазы несущей для частотно-селективного канала [33]. Анализ характеристик системы с учетом фазового шума несущей был выполнен в [20]. Фазовый шум несущей с моделировался винеровским процессом $\theta(t)$ с параметрами:

$$E\{\theta(t)\}=0 \text{ и } E\{\theta(t_0 + t) - \theta(t_0)\}^2 = 4\pi\beta|t| \quad (2.19)$$

где β — односторонняя ширина спектральной плотности мощности генератора несущей, Гц. Потери в отношении сигнал/шум, т. е. его повышение, необходимое для компенсации ошибок, приближенно могут быть оценены выражением:

$$D(\text{дБ}) \approx \frac{11}{6 \ln 10} \left(4\pi N \frac{\beta}{W} \right) \frac{E_s}{N_0} \quad (2.20)$$

где W — ширина спектра; E_s/N_0 — отношение сигнал/шум на символ. Отметим, что потери возрастают с увеличением числа поднесущих [5].

2.2 Разбалансировка квадратурных составляющих

Приемник с прямым преобразованием использует два квадратурных синусоидальных сигнала для формирования так называемого квадратурного преобразования. Этот процесс требует сдвига сигнала местного генератора на 90 градусов для получения двух квадратурных синусоидальных компонентов. Когда существует рассогласование (разбалансировка) между усилением и фазой двух синусоидальных сигналов и/или по двум ветвям смесителя,

						Лист
					11070006.11.03.02.646.ПЗВКР	32
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

усилителям и НЧ фильтрам, то квадратурные базовые низкочастотные сигналы будут искажены.

Структура приемника с прямым преобразованием, также известная как приемник с нулевой промежуточной частотой или синхронный приемник, преобразует полосовой сигнал прямо с несущей частоты в окрестность нулевой частоты, используя только одну стадию преобразования. Структура традиционного супергетеродинного приемника включает стадии ПЧ между ВЧ и базовыми сигналами. Приемник с прямым преобразованием имеет несколько преимуществ: нет стадии промежуточной частоты, нет зеркального режекторного фильтра, меньшее число компонентов. Однако прямое преобразование имеет два основных недостатка: разбаланс IQ и дрейф нуля (DC offset).

Приемник с прямым преобразованием использует два квадратурных синусоидальных сигнала для формирования так называемого квадратурного преобразования. Этот процесс требует сдвига сигнала местного генератора на 90° для получения квадратурных синусоидальных составляющих. На рисунке 2.4 приведена структура такого приемника с прямым преобразованием.

Когда существует рассогласование по усилению и по фазе двух синусоидальных сигналов и/или по двум ветвям смесителя, усилителям и НЧ фильтрам, то квадратурные базовые сигналы будут искажены.

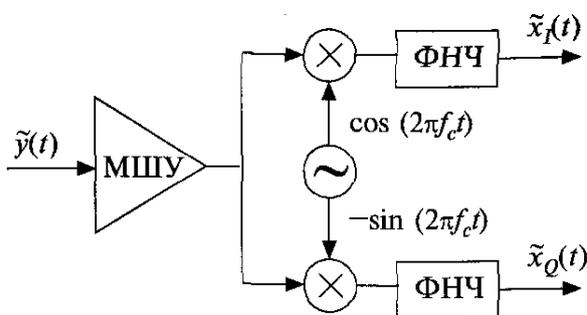


Рисунок 2.4 – Архитектура приемника с прямым преобразованием (МШУ – малошумящий усилитель; ФНЧ – фильтр низких частот)

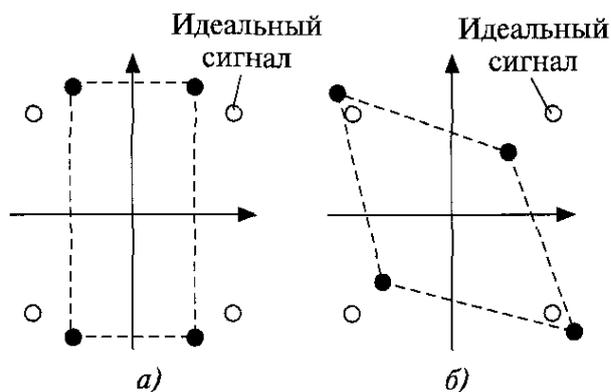


Рисунок 2.5 – Влияние разбаланса IQ на сигналы QPSK: а – ошибка усиления в сигналах местных генераторов; б – фазовая ошибка в сигналах местных генераторов

Предположим, что принятый полосовой сигнал идентичен переданному сигналу и задан соотношением

$$y(t) = \text{Re}\{x(t)e^{j2\pi f_c t}\} = x_I(t) \cos(2\pi f_c t) - x_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (2.21)$$

где $x(t) = x_I(t) + jx_Q(t)$ — переданный базовый сигнал. Положим, что ошибка в коэффициенте усиления равна $20\log[(1 + \varepsilon_A)/(1 - \varepsilon_A)]$ дБ, а фазовая ошибка составляет $\varepsilon + \theta$ градусов. Тогда можно представить такой разбаланс, используя выходные сигналы местных генераторов $2(1 + \varepsilon_A)\cos(2\pi f_c t - \varepsilon_A/2)$ и $-2(1 - \varepsilon_A)\sin(2\pi f_c t + \varepsilon_A/2)$.

Умножая полосовые сигналы на два сигнала местных генераторов и пропуская их через пару низкочастотных фильтров, получаем демодулированные базовые сигналы в виде:

$$\tilde{x}_I(t) = (1 + \varepsilon_A)[x_I(t) \cos(\varepsilon_\theta/2) - x_Q(t) \sin(\varepsilon_\theta/2)] \quad (2.22)$$

$$\tilde{x}_Q(t) = (1 - \varepsilon_A)[x_Q(t) \cos(\varepsilon_\theta/2) - x_I(t) \sin(\varepsilon_\theta/2)] \quad (2.23)$$

Эти уравнения показывают, что разбаланс IQ вызывает интерференцию между I и Q базовыми сигналами. Рисунок 2.5 показывает пример того, как разбаланс IQ может исказить созвездие QPSK.

Для анализа разбаланса IQ в частотной области уравнения (2.22) и (2.23) может быть переписано в виде:

$$\begin{aligned}\tilde{x}(t) &= \tilde{x}_I(t) + j\tilde{x}_Q(t) = \\ &= [\cos(\varepsilon_\theta/2) + j\varepsilon_A \sin(\varepsilon_\theta/2)]x(t) + [\varepsilon_A \cos(\varepsilon_\theta/2) - j\sin(\varepsilon_\theta/2)]x^*(t) = (2.24) \\ &= \eta_\alpha x(t) + \eta_\beta x^*(t)\end{aligned}$$

где $(.)^*$ означает комплексное сопряжение. В системе OFDM базовый сигнал состоит из нескольких поднесущих. Комплексно-сопряженный базовый сигнал k -й поднесущей с данными X_k идентичен передаче данных X_k^* на $(-k)$ -й поднесущей:

$$((X_{k,I} + jX_{k,Q})e^{j2\pi k f_S t})^* = (X_{k,I} - jX_{k,Q})e^{-j2\pi k f_S t} = X_k^* e^{j2\pi(-k) f_S t} \quad (2.25)$$

где f_S — расстояние между поднесущими.

Принятый базовый OFDM-сигнал при разбалансе IQ определяется соотношением:

$$\tilde{X}_k = \eta_\alpha X_k + \eta_\beta X_{-k}^* \quad (2.26)$$

В заключение отметим, что кроме комплексного коэффициента передачи, накладываемого на текущие данные поднесущей X_k , IQ разбаланс вводит ИМН от зеркальной поднесущей X_k . Эта интерференция между поднесущими делает приемники OFDM очень чувствительными к воздействию разбаланса IQ. Для решения этой проблемы разработчик может потребовать строгой

детализации согласования двух вервей или компенсации разбаланса в низкочастотной части приемника.

Дрейф нуля.

Дрейф нуля (DC смещение) — смещение постоянной составляющей — возникает из-за самопреобразования и нелинейности входных каскадов приемника. Составляющие с нелинейностью четного порядка будут вызывать большой дрейф нуля в приемнике. Например, пусть усилитель имеет нелинейную амплитудную характеристику вида $\alpha_1 x(t) + \alpha_2 x^2(t)$. Также предположим, что в полосе этого усилителя есть синусоидальный источник помех вида. Тогда выходной сигнал усилителя будет определяться соотношением:

$$\frac{1}{2} \alpha_2 A^2 + \alpha_1 A \cos(2\pi ft) + \frac{1}{2} \alpha_2 A^2 \cos(4\pi ft) \quad (2.27)$$

Отметим, что первое слагаемое представляет собой постоянную составляющую, связанную с помехой.

Самопреобразование возникает из-за конечного сопротивления изоляции между местным генератором и ВЧ входными портами смесителя, который обычно является кремниевой интегральной схемой. Самопреобразование имеет три возможных механизма:

- 1) утечка местного генератора (статическая постоянная составляющая);
- 2) переизлучение местного генератора (динамическая постоянная составляющая);
- 3) сильные внутрисполосные помехи.

Сигнал местного генератора может проникать на входной порт смесителя или даже малошумящего усилителя. Сигнал утечки местного генератора может затем вернуться на вход смесителя и смешаться с самим собой, генерируя

статический компонент постоянной составляющей на выходе смесителя, как показано на рисунке 2.6,а.

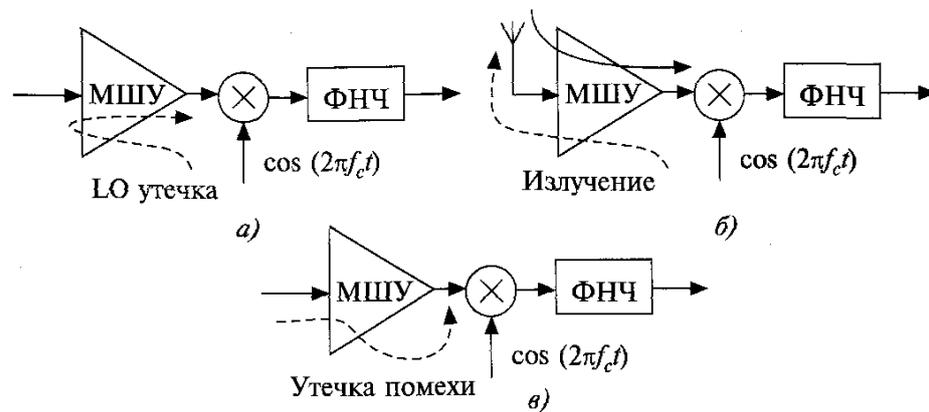


Рисунок 2.6 – Механизмы возникновения смещения постоянной составляющей: а – утечка сигналов местного генератора; б – переизлучение местного генератора; в – утечка помехи

Сигнал местного генератора может также проникнуть в антенну и переизлучиться. Переизлученный сигнал местного генератора может отразиться от препятствий и вернуться на вход, вызывая меняющееся во времени смещение постоянной составляющей, как показано на рисунке 2.6,б. Сильный источник помехи, такой как местный генератор другого абонента, также может найти путь на вход смесителя и смешаться сам с собой (самосмещение помехи), что приведет к динамическому смещению постоянной составляющей. Рисунок 2.6,в иллюстрирует это явление.

Смещение постоянной составляющей может быть много сильнее, чем полезный сигнал, например, больше чем 40 дБ в системе GSM. Когда это случается, смещение постоянной составляющей насыщает все последующие каскады и делает приемник «глухим». Известные схемы для борьбы со смещением постоянной составляющей включают связь по переменному току, оценку и подавление смещения и др. с использованием адаптивных методов [5].

2.3 Проблемы, вызываемые многолучевостью

В мобильной беспроводной связи приемник объединяет переданные сигналы, пришедшие разными путями. Одни — пришедшие за счет отражения от близлежащих объектов, другие — из-за дифракции от близлежащих препятствий. Разные лучи, приходящие на приемник, могут интерферировать друг с другом и вызывать искажения сигнала, несущего информацию. Искажения, вызванные многолучевостью, включают рассеяние задержки, потери мощности сигнала и расширение частотного спектра. Случайная природа изменений канала связи во времени может быть смоделирована как узкополосный случайный процесс. Для большого числа отраженных сигналов, попадающих на приемную антенну, распределение приходящего сигнала может быть в силу центральной предельной теоремы теории вероятностей смоделировано как комплексный гауссовский случайный процесс. Огибающая принятого сигнала может быть разложена на быстро меняющиеся флуктуации, наложенные на медленно меняющиеся. Когда средняя амплитуда огибающей испытывает сильное ослабление из-за разных фаз интерферирующих лучей, то сигнал рассматривается как замирающий. Термин «многолучевость» используется для определения случая приема на антенну многих копий сигналов, несущих информацию. Многолучевой канал может быть описан статистически и охарактеризован корреляционной функцией. Переданный сигнал может быть достаточно точно смоделирован как узкополосный процесс:

$$s(t) = x(t)e^{-2\pi f_c t} \quad (2.28)$$

Рассеиватели многолучевого канала обычно считаются гауссовскими, а канал характеризуют переменными задержками распространения, коэффициентами затухания и доплеровскими сдвигами. Меняющийся во времени импульсный отклик канала связи может быть определен соотношением:

$$h(\tau_n, t) = \sum_n \alpha_n(\tau_n, t) e^{-2\pi f_{Dn} \tau_n(t)} \delta[t - \tau_n(t)] \quad (2.29)$$

где $h(\tau_n, t)$ — отклик канала в момент времени t на импульсное воздействие в момент времени $t - \tau_n(t)$; $\alpha_n(t)$ — коэффициент затухания сигнала, принятого по n -му лучу, $\tau_n(t)$ — задержка распространения для n -го луча; f_{Dn} — доплеровский сдвиг для сигнала, принятого по n -му лучу.

Доплеровский сдвиг частоты появляется из-за относительного движения передатчика и приемника и может быть выражен как:

$$f_{Dn} = \frac{v \cos(\theta_n)}{\lambda} \quad (2.30)$$

где v — относительная скорость движения между передатчиком и приемником; λ — длина волны несущей; θ_n — угол между направлениями перемещения и прихода луча.

Переданный сигнал после прохождения через канал связи описывается соотношением:

$$z(t) = h(\tau_n, t) * s(t) = \sum_n \alpha_n[\tau_n(t)] e^{-2\pi(f_c + f_{Dn})\tau_n(t)} x[t - \tau_n(t)] e^{-j2\pi f_c t} \quad (2.31)$$

где:

$$\delta[t - \tau_n(t)] * x(t) = x(t - \tau_n(t)); \delta[t - \tau_n(t)] * e^{-j2\pi f_c t} = e^{-j2\pi f_c (t - \tau_n(t))} \quad (2.32)$$

Выражение для $z(t)$ может быть записано в другой форме:

$$z(t) = \sum_n \beta_n x[t - \tau_n(t)] e^{-j2\pi f_c t} \quad (2.33)$$

где $\beta_n = \alpha_n [\tau_n(t)] e^{-2\pi(f_c + f_{Dn})\tau_n(t)}$ — гауссовский случайный процесс.

Огибающая функции канального отклика $h(\tau_n, t)$ имеет релейское распределение, так как отклик канала является гауссовским случайным процессом. Плотность вероятности коэффициента передачи канала с релейскими замираниями определяется соотношением:

$$f_z(z) = \frac{z}{\sigma^2} \exp\left[-\left(\frac{z^2}{2\sigma^2}\right)\right] \quad (2.34)$$

Канал без луча прямой видимости (non-line-of-sight — NLOS) обычно считается каналом с релейскими замираниями. Канал, имеющий луч прямой видимости (LOS) между приемником и передатчиком, обычно характеризуется распределением Райса:

$$f_z(z) = \frac{z}{\sigma^2} I_0\left(\frac{z\eta}{\sigma^2}\right) \exp\left[-\left(\frac{z^2 + \eta^2}{2\sigma^2}\right)\right] \quad (2.35)$$

где I_0 — модифицированная функция Бесселя нулевого порядка; η и σ^2 — среднее значение и дисперсия луча прямой видимости соответственно. Автокорреляционная функция канала связи с импульсным откликом $h(\tau, t)$ определяется соотношением:

$$R_c(\tau, \Delta t) = E[h(\tau, t)h^*(\tau, t + \Delta t)] \quad (2.36)$$

Она может быть измерена путем передачи очень узких импульсов и измерением взаимной корреляции принятого сигнала с его сопряженной задержанной версией. Средняя мощность канала может быть найдена при приравнении $\Delta t = 0$, т. е. $R_c(\tau, 0) = R_c(\tau)$. Эта характеристика называется профилем задержки мощности или профилем многолучевой интенсивности. Диапазон значений τ , при которых $R_c(\tau)$ является ненулевой, иногда называется многолучевым рассеянием задержки канала, и обозначается как τ_m . Обратная величина многолучевого рассеяния задержки является мерой диапазона когерентности канала, т. е.:

$$B_m \approx \frac{1}{\tau_m} \quad (2.37)$$

Диапазон когерентности канала играет важную роль в системах связи. Если желаемый диапазон сигнала системы связи мал по сравнению с диапазоном когерентности канала, то система испытывает плоские замирания (или частотно неселективные замирания) и это упрощает требования к обработке сигнала приемной системой, потому что плоские замирания могут быть преодолены добавлением избыточного запаса мощности в бюджет линии системы. И наоборот, если желаемая ширина спектра сигнала велика по сравнению с полосой когерентности канала, то система испытывает частотно-селективные замирания и это ухудшает способность приемника принимать правильное решение о желаемом сигнале. Каналы, чья статистка остается постоянной в течение нескольких символьных интервалов, рассматриваются как каналы медленными замираниями, по сравнению с каналами, чьи статистики меняются быстро во время символьного интервала. Беспроводные каналы внутри помещений, например, характеризуются медленными частотно-селективными замираниями [5].

						Лист
					11070006.11.03.02.646.ПЗВКР	41
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

2.4 Эквализация сигналов на приемной стороне

Во многих каналах связи, например, в каналах с замираниями, искажение фазы и амплитуды обычно проявляется одновременно. При передаче последовательности импульсов подобное искажение проявляется в виде рассеивания или «размывания» импульсов, так что ни один импульс принятой демодулированной последовательности не определяется однозначно. Совокупность методов обработки или фильтрации сигнала, направленных на устранение или снижение такого эффекта, именуется как «выравнивание».

Выравнивание разбито на две большие категории. Первая категория, оценка последовательности с максимальным правдоподобием (MLSE), подразумевает измерение $h_c(t)$ (импульсная характеристика) с последующей подстройкой приемника под требования передачи. Цель такой подстройки – позволить детектору произвести точную оценку демодулированной искаженной последовательности импульсов. При использовании приемника MLSE искаженные выборки не изменяются и не проходят этап непосредственной компенсации последствий помех; вместо этого приемник перенастраивается так, чтобы максимально эффективно работать с искаженными выборками. Вторая категория, выравнивание с помощью фильтров, включает использование фильтров для компенсации искажений импульсов. В этом случае детектору предоставляется последовательность демодулированных выборок, модифицированных или «очищенных» эквалайзером от последствий искажений. Выравнивание с помощью фильтров также имеет несколько подтипов. Фильтры могут быть линейными устройствами, содержащими только элементы с прямой связью (трансверсальные эквалайзеры), или нелинейными, включающими элементы с обратной связью (эквалайзеры с обратной связью по решению). Кроме того, фильтры могут различаться алгоритмом работы, который может быть заданным или адаптивным. Также они могут различаться разрешением или частотой обновления. Если выборки производятся только в пределах символа, то есть одна выборка на символ, то это символьное

									Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	11070006.11.03.02.646.ПЗВКР				42

разделение. Если каждому символу соответствует несколько выборов, то это фракционное разделение.

В инвариантных относительно времени каналах с известными частотными характеристиками, характеристики канала могут измеряться, и, соответственно, могут подгоняться значения весовых коэффициентов отводов. Если весовые коэффициенты остаются фиксированными в течение всего процесса передачи данных, выравнивание называется заданным (preset); простой метод заданного выравнивания заключается в установке весовых коэффициентов $\{c_n\}$, согласно некоторым усредненным знаниям о канале. Такой метод использовался для передачи информации по телефонным каналам со скоростью, не превышающей 2400 бит/с. Еще один метод заданного выравнивания состоит в передаче настроечной последовательности, которая в приемнике сравнивалась с последовательностью, сгенерированной локально. Отличия последовательностей позволяют установить весовые коэффициенты $\{c_n\}$. Важным моментом использования любой разновидности заданного выравнивания является то, что установка параметров производится либо единожды, либо в исключительно редких случаях (например, при прерывании передачи и необходимости ее повторной настройки).

Тип выравнивания, способный отслеживать постепенные изменения, называется адаптивным (adaptive). Его реализация может включать периодическую или непрерывную «подборку» весовых коэффициентов отводов. Периодическая корректировка выполняется путем периодической передачи начальной комбинации битов или краткой настроечной последовательности, заранее известной приемнику. Кроме того, начальная комбинация битов используется приемником для определения начала передачи, установки уровня автоматической регулировки усиления (automatic gain control - AGC) и для согласования с принятым сигналом внутренних часов и местных гетеродинов. Непрерывная подстройка осуществляется посредством замещения известной тестовой последовательности набором информационных символов,

						Лист
					11070006.11.03.02.646.ПЗВКР	43
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

которые получены на выходе эквалайзера и считаются известными данными. При непрерывной и автоматической (наиболее распространенный подход) настройке используется метод, управляемый решением (decision directed). Название метода не стоит путать с DFE - эквалайзером с решающей обратной связью. Управление решением связано только со способом юстировки (с помощью сигнала от детектора) весовых коэффициентов отводов фильтра. Эквалайзер DFE - это наличие дополнительного фильтра на выходе детектора, рекурсивным образом возвращающего сигнал на вход детектора. Следовательно, при использовании DFE существует два фильтра (направляющий и фильтр обратной связи), обрабатывающие данные для снижения межсимвольной интерференции.

Недостатком заданного выравнивания является то, что оно требует предварительной настройки в начале каждой новой передачи. Кроме того, нестационарные каналы, вследствие межсимвольной интерференции и фиксированных весовых коэффициентах отводов, могут приводить к ухудшению производительности системы. Адаптивное выравнивание, в частности адаптивное выравнивание, управляемое решением, успешно устраняет межсимвольную интерференцию, если первоначальная вероятность ошибки не превышает один процент (эмпирическое правило). Если вероятность ошибки превышает один процент, эквалайзер, управляемый решением, может и не дать требуемого результата. Общее решение этой проблемы - инициализировать эквалайзер с альтернативным процессом, (таким, как передача начальной комбинации битов), что позволит обеспечить низкую вероятность ошибки в канале, а затем переключиться в режим управления решением. Чтобы избежать служебных издержек, вносимых начальной комбинацией битов, проекты многих систем предусматривают работу в режиме непрерывного широко вещания с использованием для первоначальной оценки канала алгоритмов слепого выравнивания (blind equalization). Эти алгоритмы согласовывают коэффициенты фильтра со статистикой выборок, а не с решениями относительно значений выборок.

						Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	11070006.11.03.02.646.ПЗВКР	44

Для оценки оптимальных коэффициентов автоматические эквалайзеры используют итеративные методы. При получении устойчивого решения для значений весовых коэффициентов фильтра, требуется усреднять либо данные для устойчивой статистики сигнала, либо зашумленное решение, полученное из зашумленных данных. Сложность алгоритма и проблемы численной устойчивости часто приводит к разработке алгоритмов, усредняющих зашумленные решения. Наиболее надежным из этого класса алгоритмов является алгоритм минимальной среднеквадратической (least-mean-square - LMS) ошибки. Каждая итерация этого алгоритма использует зашумленную оценку градиента ошибок для регулировки весовых коэффициентов относительно снижения среднеквадратической ошибки. Градиент шума - это просто произведение $e^{(k)}\mathbf{r}_x$ скалярного значения ошибки $e^{(k)}$ и вектора данных \mathbf{r}_x . Вектор \mathbf{r}_x - это вектор выборок канала, которые подверглись воздействию шума и в момент k находились на выравнивающем фильтре. Выше использовалось следующее математическое представление: передавался импульс, и выравнивающий фильтр работал с последовательностью выборок (вектором), представляющей импульсный отклик канала. Эти принятые выборки (в виде сдвига во времени) изображались как матрица \mathbf{x} . Теперь, вместо использования отклика на импульс, предполагается передача данных на вход фильтра, соответственно определяется вектор принятых выборок \mathbf{r}_x , представляющий информационный отклик канала. Ошибка записывается как разность желаемого сигнала и сигнала, полученного на выходе фильтра:

$$e(k) = z(k) - \hat{z}(k) \quad (2.38)$$

Здесь $z(k)$ - желаемый выходной сигнал (выборка без межсимвольной интерференции), а $\hat{z}(k)$ - оценка $z(k)$ в момент времени k (производится в устройстве квантования), имеющая следующий вид:

$$\hat{z}(k) = \mathbf{c}^T \mathbf{r}_x = \sum_{n=-N}^N x(k-n)c_n \quad (2.39)$$

В формуле (2.39) суммирование представляет свертку входящих информационных выборок с весовыми коэффициентами отводов $\{c_n\}$, где c_n - коэффициент n -го отвода в момент времени k , а \mathbf{c}^T - транспонированный вектор весовых коэффициентов в момент времени k . Далее будет показано, что итеративный процесс, обновляющий значения весовых коэффициентов в каждый момент времени k , имеет следующий вид:

$$\mathbf{c}(k+1) = \mathbf{c}(k) + \Delta e(k) \mathbf{r}_x \quad (2.40)$$

Здесь $\mathbf{c}(k)$ - вектор весовых коэффициентов фильтра в момент времени k , а Δ - малый член, ограничивающий шаг коэффициентов, а значит, контролирующей скорость сходимости алгоритма и дисперсию устойчивого решения. Это простое соотношение является следствием принципа ортогональности, утверждающего, что ошибка, сопровождающая оптимальное решение, ортогональна обрабатываемым данным. Поскольку алгоритм рекурсивен (по отношению к весовым коэффициентам), необходимо следить за его устойчивостью. Устойчивость гарантируется, если параметр Δ меньше значения обратной энергии данных в фильтре. Если алгоритм является устойчивым, он в среднем сходится к оптимальному решению, при этом его дисперсия пропорциональна параметру Δ . Таким образом, желательно, чтобы параметр сходимости Δ был больше (для более быстрой сходимости), но не настолько, чтобы привести к неустойчивости, хотя, с другой стороны, малый параметр Δ обеспечивает малую дисперсию. Обычно для получения низкодисперсного устойчивого решения Δ выбирается равным фиксированной небольшой величине. Существуют схемы, позволяющие Δ меняться от больших значений к меньшим в процессе получения устойчивого решения [6].

Адаптивный линейный эквалайзер.

Ниже будет описано два алгоритма для выполнения оптимизации автоматически и адаптивно.

Алгоритм сведения к нулю.

При использовании критерия пикового искажения искажение $D(c)$ 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, обозначенное 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:

$$E(\varepsilon_k I_{k-j}^*) - E[(I_k - \hat{I}_k) I_{k-j}^*] = E(I_k I_{k-j}^*) - E(\hat{I}_k I_{k-j}^*), \quad j = -K, \dots, K \quad (2.41)$$

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 $\{\eta_k\}$. После вычисления математического ожидания в (2.41) получим:

$$E(\varepsilon_k I_{k-j}^*) = \delta_{j0} - q_j, \quad j = -K, \dots, K \quad (2.42)$$

Следовательно, условие

$$E(\varepsilon_k I_{k-j}^*) = 0, \quad j = -K, \dots, K \quad (2.43)$$

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

Если характеристика канала неизвестна, взаимная корреляция, определяемая (2.41), также не известна. Эта трудность может быть преодолена путем передачи известной обучающей последовательности $\{I_k\}$ до приемника, которую можно использовать для оценки взаимных корреляций путем подстановки средних во времени вместо средних по ансамблю, определяемых (2.41). После начального обучения, требующего передачи тестирующей последовательности определённой длины, которая равна или превышает длину эквалайзера, можно определить коэффициенты, удовлетворяющие (2.43).

Простой рекуррентный алгоритм для настройки коэффициентов эквалайзера можно записать так

$$c_j^{k+1} = c_j^k + \Delta \varepsilon_k I_{k-j}^*, \quad j = -K, \dots, -1, 0, 1, \dots, K \quad (2.44)$$

где c_j^k значение j -го коэффициента в момент $t = kT$, $\varepsilon_k = I_k - \hat{I}_k$ - сигнал ошибки в момент $t = kT$, а Δ - 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 (2.44), которое реализуется простым интегратором с дискретным временем.

Вслед за периодом обучения, после которого 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 (2.44) включают в себя сигнал ошибки $\tilde{\varepsilon}_k = \tilde{I}_k - I_k$ в преддетектированную выходную последовательность I_{k-j} , $j = -K, \dots, K$. Следовательно, для адаптивной модели (2.44) получаем

$$c_j^{k+1} = c_j^k + \Delta \tilde{\varepsilon}_k \tilde{I}_{k-j}^* \quad (2.45)$$

Рисунок 2.7 иллюстрирует ЭНВП с моделью обучения и с адаптивной моделью функционирования. Характеристики АСН похожи на характеристики алгоритма наименьших квадратов (НК), который минимизирует СКО.

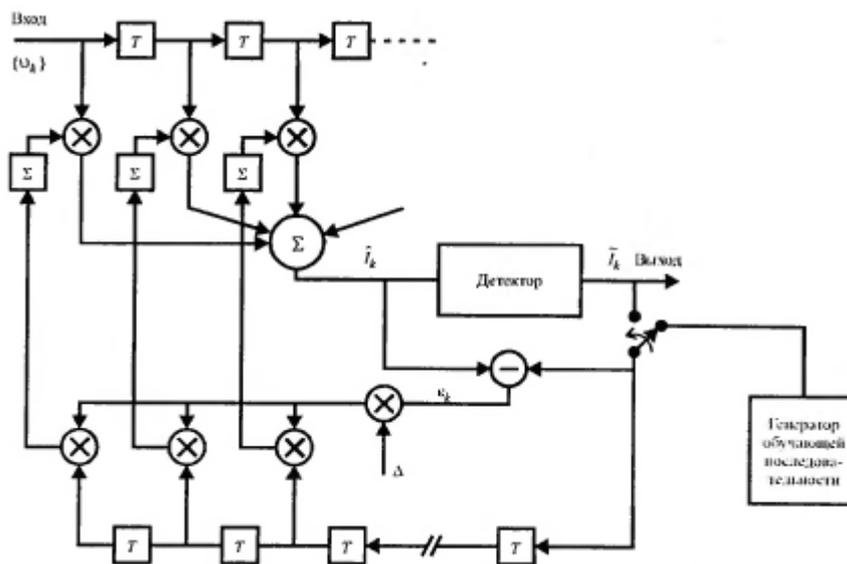


Рисунок 2.7 – Адаптивный эквалайзер с нулевыми взаимными помехами (ЭНВП)

Алгоритм наименьших квадратов (НК).

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

$$\Gamma C = \xi \quad (2.46)$$

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

$$C_{k+1} = C_k - \Delta G_k, \quad k = 0, 1, 2, \dots, \quad (2.47)$$

а вектор градиента G_k равен:

$$G_k = \frac{1}{2} \frac{dJ}{dC_k} = \Gamma C_k - \xi = -E(\varepsilon_k V_k^*) \quad (2.48)$$

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 Δ - 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 .

На практике часто в качестве 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 (2.56), а эквалайзер настраивается на каждом периоде согласно (2.57). 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 ε_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 ε_k , поскольку он зависит от $\{f_k\}$. Таким образом, шаговые веса будут меняться согласно (2.51), отражая изменения в канале. Простое изменение в шаговых весах возникает, если меняется статистика шума или информационной последовательности. Таким образом, эквалайзер оказывается адаптивным.

Линейные эквалайзеры для базовых и полосовых сигналов.

Наша трактовка адаптивных линейных эквалайзеров были выполнена через эквивалентные низкочастотные сигналы. Однако в практических приложениях адаптивный эквалайзер, показанный на рисунке 2.8, можно реализовать или с базовыми или полосовыми сигналами. Например, рисунок 2.12 иллюстрирует демодуляцию сигналов КАМ (или многофазовый ФМ) при первоначальной передаче базовых сигналов и при выравнивании базовых сигналов при помощи эквалайзера с комплексными коэффициентами.

В действительности, комплексный эквалайзер с комплексными величинами (синфазных и квадратурных компонентов) по входу эквивалентен четырем параллельным эквалайзерам с вещественными коэффициентами ячеек, как показано на рисунке 2.13.

В качестве альтернативы, мы можем выравнивать сигнал как полосовой. Это выполняется, так, как показано на рисунке 2.14 для двухмерного сигнального созвездия как при КАМ и ФМ. Принимаемый сигнал фильтруется

и, параллельно, он проходит через преобразователь Гильберта, называемый фазо-расщепляющим фильтром.

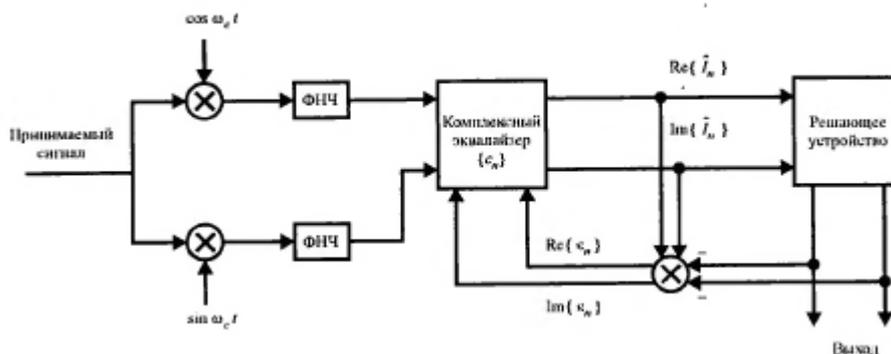


Рисунок 2.12 – Демодуляция сигналов КАМ

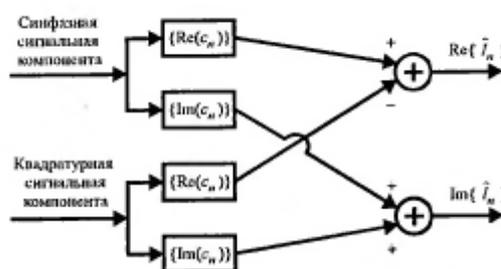


Рисунок 2.13 – Комплексный эквалайзер для базового сигнала КАМ

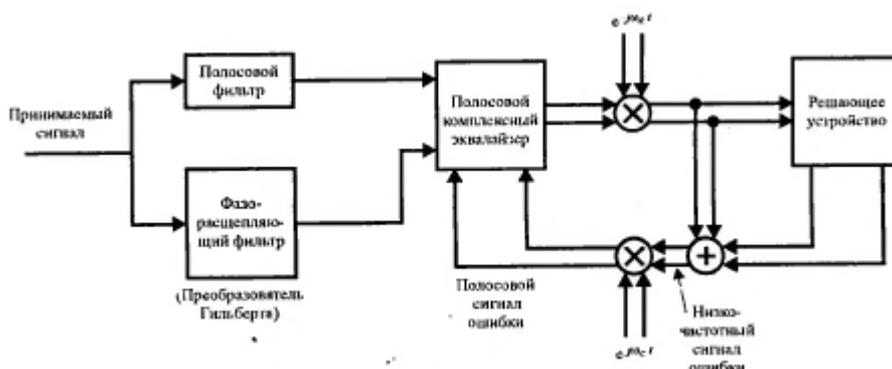


Рисунок 2.14 – Выравнивание полосовых сигналов КАМ или ФМ

Таким образом, мы имеем эквивалент синфазных и квадратурных компонент в полосовом сигнале, который питает полосовой комплексный эквалайзер. После эквалайзера сигнал обратно превращается в базовый и детектируется. Сигнал ошибок, генерируемый для целей настройки коэффициентов эквалайзера, формируется, как базовый и преобразуется по частоте в полосовой, как показано на рисунке 2.14 [7].

3 ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ КОМПЕНСАЦИИ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛОВ В РАДИОКАНАЛАХ НА ОСНОВЕ ЛИНЕЙНЫХ ЭКВАЛАЙЗЕРОВ

3.1 Линейные эквалайзеры и их применение

Фильтрация сигналов — это такая их обработка, целью которой является извлечение интересующей информации, например, сигналов, обладающих определенными характеристиками. Обработка сигналов может выполняться как аналоговым, так и цифровым способом. Известно, что свойства цифрового фильтра с фиксированными параметрами обычно определяются его передаточной функцией. В свою очередь, передаточная функция определяет структуру фильтра и его вычислительную сложность. Если требования к передаточной функции невозможно сформулировать заранее или эти требования могут меняться в процессе работы фильтра, то вместо фильтра с фиксированными параметрами необходимо использовать фильтр с изменяемыми параметрами, например, адаптивный.

Адаптивный фильтр — это фильтр с изменяемыми в процессе работы параметрами, набор которых во многом зависит от критерия работы адаптивного фильтра. Этим критерием часто является достижение минимума некоторой целевой функции, как правило, квадратичной функции ошибки между так называемым требуемым и выходным сигналами адаптивного фильтра. Достижение минимума целевой функции означает, что выходной сигнал адаптивного фильтра «близок» к требуемому сигналу, т. е. повторяет по форме этот сигнал.

Выходной сигнал адаптивного фильтра приближается к требуемому сигналу за счет изменения весовых коэффициентов, рассчитываемых на основе обработки требуемого и входного (входных в многоканальном случае) сигналов. В установившемся режиме значения весовых коэффициентов

соответствуют минимуму целевой функции или находятся в небольшой окрестности этого минимума. Так как состояние адаптивного фильтра меняется в процессе настройки весовых коэффициентов, то считается, что он приспособливается или адаптируется к существующим условиям функционирования. Поэтому и такой фильтр, и алгоритм вычисления его весовых коэффициентов называют адаптивными.

Одним из примеров использования адаптивных фильтров является задача обратной идентификации объекта. Решение этой задачи широко используется для выравнивания характеристик электрических каналов связи (рисунок 3.1) с помощью адаптивных эквалайзеров.

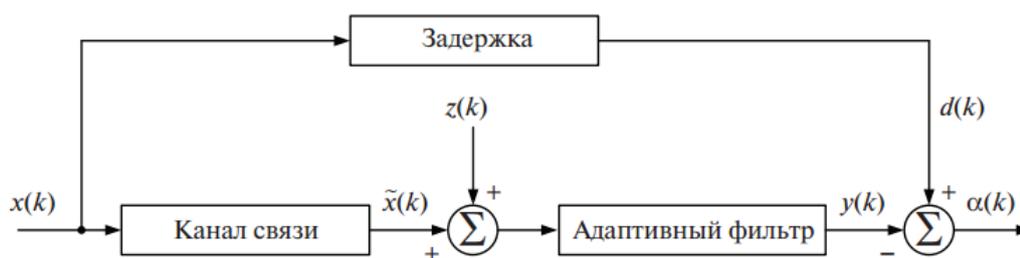


Рисунок 3.1 – Выравнивание АЧХ электрического канала связи

Необходимость выравнивания канала связи возникает из-за того, что при передаче цифровых данных по каналам с ограниченной полосой пропускания возникают искажения сигнала. Эти искажения, наряду с шумом канала $z(k)$ (рисунок 3.1), сказывается на правильности решения о соответствии принятого информационного символа $\tilde{x}(k)$ символу $x(k)$, переданному по каналу связи. Если бы этот канал представлял собой просто линию задержки на время t_0 , то принимаемый сигнал (информационные символы) можно было бы легко оценивать (различать). Однако большинство каналов связи с математической точки зрения представляют собой КИХ-фильтр с импульсным откликом w (рисунок 3.2,а).

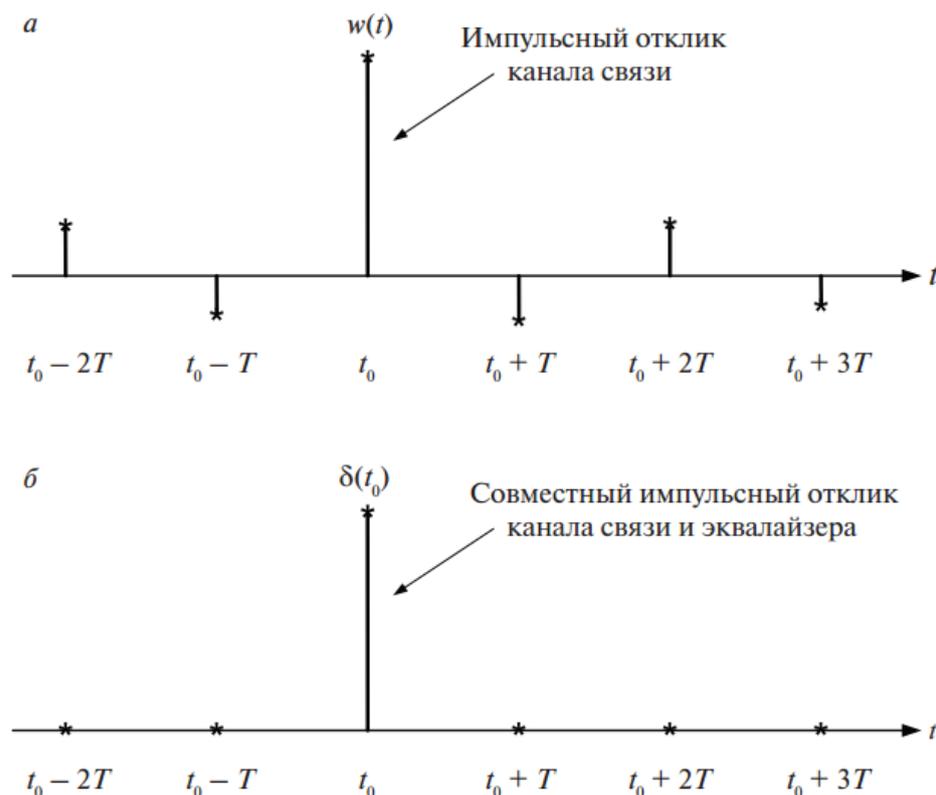


Рисунок 3.2 – Выравнивание электрического канала связи

Согласно рисунку 3.2,а в каждый отсчет времени k , совпадающий с моментом смены информационных символов, следующих с периодом T , на выходе канала образуется взвешенная сумма передаваемых подряд символов, т. е.:

$$\tilde{x}(t_0 + kT) = w(t_0)x(t_0 + kT) + \sum_{n \neq k} w(t_0 + kT - nT)x(t_0 - nT) \quad (3.1)$$

В этой сумме только один символ несет текущую информацию, а остальные являются шумом, который не позволяет правильно различать символы на приемной стороне. Чтобы повысить вероятность правильного решения относительно принимаемых символов, используются эквалайзеры — устройства, которые уменьшают искажения сигнала.

Эквалайзер функционирует таким образом, что его АЧХ становится близкой к обратной АЧХ канала связи. Другими словами, совместная АЧХ канала связи и эквалайзера становится близкой к равномерной. Это означает,

что свертка импульсных откликов канала связи w и эквалайзера h в моменты времени kT близка к дельта-функции (рисунок 3.2,б), в результате чего искажения сигнала уменьшаются. В этом случае выходной сигнал эквалайзера определяется как:

$$y(t_0 + kT) = \delta(t_0)x(t_0 + kT) + 0 \quad (3.2)$$

т. е. информационный символ может быть правильно обнаружен (оценен и декодирован).

Можно заметить, что на рисунке 3.1 решается задача идентификации линейной системы, определяющей задержку приема передаваемого сигнала. Известно, что импульсная характеристика линии задержки равна дельта-функции (т. е. одному ненулевому ВК), а АЧХ, как следствие, является равномерной. Идентификация импульсной характеристики линии задержки осуществляется с помощью каскадного соединения КИХ-фильтра с фиксированными ВК (т. е. канала связи) и КИХ-фильтра с изменяемыми ВК (т. е. адаптивного фильтра). Это означает, что свертка фиксированного импульсного отклика канала связи с изменяемым импульсным откликом адаптивного фильтра в процессе адаптации приближается к дельта-функции, а АЧХ становится равномерной. Для обеспечения этого условия АЧХ адаптивного фильтра при адаптации приближается к обратной АЧХ канала связи.

Рисунок 3.1 демонстрирует лишь принцип работы эквалайзера. На практике требуемый сигнал «не поступает» по отдельному каналу связи. Он формируется на приемной стороне в течение протокола установления модемом связи, когда известная (тренировочная) последовательность символов передается модемом источника информации на противоположном конце канала связи. После настройки адаптивного фильтра эквалайзера, т. е. когда канал связи уже выровнен, вместо известной тренировочной последовательности передаются собственно неизвестные данные, а в качестве сигнала $d(k)$

используется сигнал $\tilde{y}(k)$, т. е. выходной сигнал адаптивного фильтра $y(k)$, «квантованный» по критерию минимума расстояния до элементов созвездия алфавита передаваемых данных.

Существует два типа эквалайзеров (рисунок 3.3): без обратной связи и с обратной связью. Адаптивный фильтр эквалайзера с обратной связью можно рассматривать как двухканальный адаптивный фильтр. Эквалайзеры с обратной связью обеспечивают более качественное выравнивание характеристик канала, так как выходной сигнал такого эквалайзера после обучения частично формируется из уже ранее принятых «правильных» символов [8].

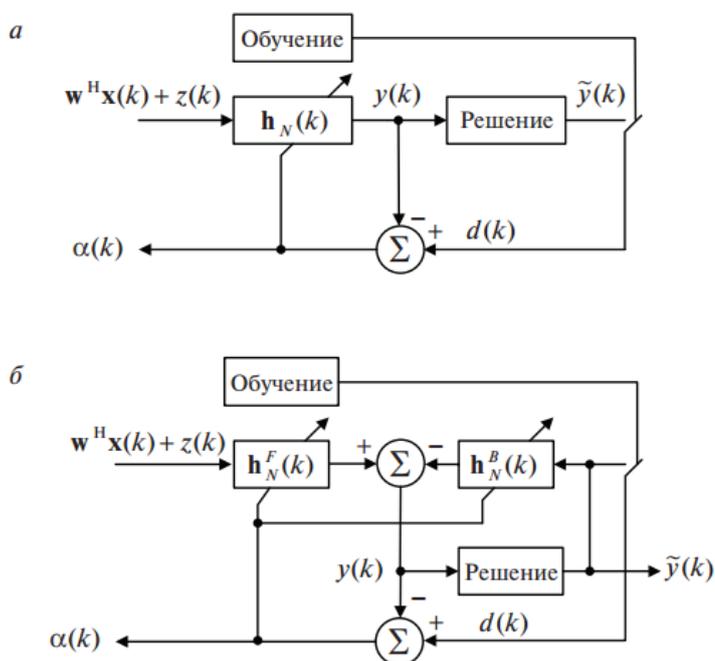


Рисунок 3.3 – Адаптивные эквалайзеры: а – без обратной связи; б – с обратной связью

Применение адаптивного линейного эквалайзера:

Адаптацию и работоспособность можно представить следующим выражением:

$$y = V * \beta \tag{3.3}$$

Где: y – выходной сигнал; V – матрица термов; β – искомые в процессе адаптации коэффициенты.

Умножим правую и левую часть выражения (3.3) на V^T :

$$V^T * y = V^T V * \beta \quad (3.4)$$

Умножим правую и левую часть равенства 3.4 на множитель $(V^T V)^{-1}$

$$(V^T V)^{-1} V^T * y = (V^T V)^{-1} (V^T V) \beta \quad (3.5)$$

Отсюда следует, что вектор коэффициентов β можно вычислить следующим образом:

$$\beta = (V^T V)^{-1} V^T * y \quad (3.6)$$

$$Rx = (V^T V); Ry = V^T * y \quad (3.7)$$

$$\beta = Rx^{-1} * Ry \quad (3.8)$$

$$V = \begin{pmatrix} x_{k-n} & \cdots & x_k & \cdots & x_{k+n} \\ \vdots & \cdots & \ddots & \cdots & \vdots \\ x_{k+s-n} & \cdots & x_{k+s} & \cdots & x_{k+s+n} \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

$$y_l = \sum_{n=-N}^N \beta_n * x(k-n) = V * \vec{\beta} \quad (3.10)$$

$$\vec{\beta} = [\beta_{-N}, \beta_{1-N}, \dots, \beta_N]; \quad (3.11)$$

Схема адаптивного линейного эквалайзера представлена на рисунке 3.4. Необходимо отметить, что алгоритм поиска коэффициентов согласно выражению (3.6) называется LS. Метод наименьших квадратов (МНК, Least

Squares, LS) — математический метод, применяемый для решения различных задач, основанный на минимизации суммы квадратов отклонений некоторых функций от искомым переменных. Он может использоваться для «решения» переопределенных систем уравнений (когда количество уравнений превышает количество неизвестных), для поиска решения в случае обычных (не переопределенных) нелинейных систем уравнений, для аппроксимации точечных значений некоторой функции. МНК является одним из базовых методов регрессионного анализа для оценки неизвестных параметров регрессионных моделей по выборочным данным [9].

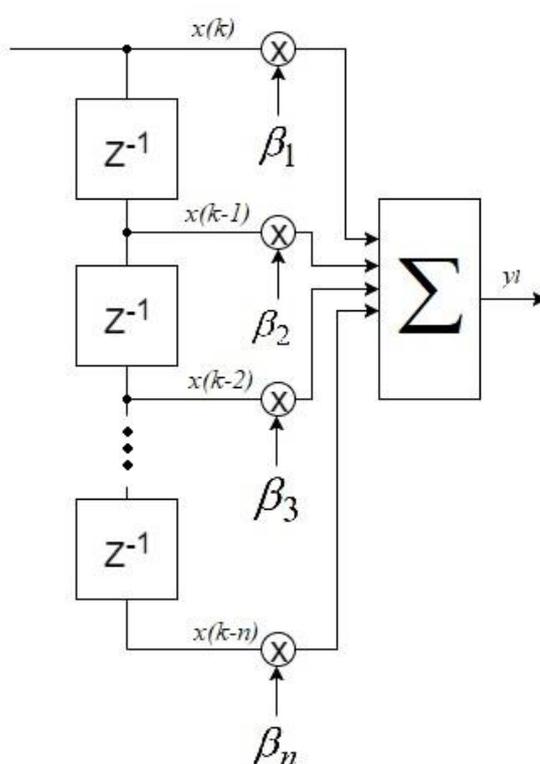


Рисунок 3.4 – Адаптивный линейный эквалайзер

3.2 Компенсация искажений в радиоканалах с замираниями

Для выполнения исследования по теме выпускной квалификационной работы «Исследование эффективности компенсации искажений сигналов в радиоканалах с замираниями на основе адаптивных эквалайзеров» был написан код в программном обеспечении MATLAB. Созданная модель имитирует формирователь OFDM сигналов, радиоканал с рэлеевскими замираниями и

демодулятор. Для осуществления передачи данных, была выбрана модуляция OFDM. В качестве алгоритма для вычисления весовых коэффициентов линейного адаптивного эквалайзера был выбран алгоритм наименьших квадратов (Least Square, LS).

Условно имитационную модель можно разделить на семь блоков: начальные данные, «OFDM symbol», «Frequency selective channel», «SNR of channel», «Transmit through channel», «Receiver», «Plot the BER».

В блоке начальных данных задаются начальные параметры: количество поднесущих, длина циклического префикса, период выборки канала, максимальный доплеровский сдвиг частоты, количество пилот – символов, количество символов для PSK модуляции, количество кадров OFDM (фреймов).

В блоке «OFDM symbol» происходит непосредственно формирование OFDM и циклического префикса (защитный интервал), который добавляется в начало каждого OFDM-символа.

В блоке «Frequency selective channel» непосредственно формируется частотно – селективный канал. Задаются значения задержки лучей в канале и среднее значение мощности в дБ. Для формирования канала была использована встроенная функция «chan = rayleighchan(ts,fd,tau,pdb)». Эта функция строит частотно-избирательный («множественный путь») канал с замираниями, который моделирует каждый дискретный путь как независимый процесс замирания Рэля. «Тau» - вектор задержек пути, каждый из которых задается в секундах. Pdb - вектор средних значений коэффициента усиления, каждый из которых задается в дБ [10]. Также были использованы следующие свойства функции: StoreHistory (Если это значение равно 1, информация о состоянии канала, необходимая инструменту визуализации канала, сохраняется, когда функция фильтра канала обрабатывает сигнал. Значение по умолчанию - 0), StorePathGains (Если установлено значение 1, комплексный вектор усиления пути сохраняется, поскольку функция фильтра канала обрабатывает сигнал. Значение по умолчанию - 0), ResetBeforeFiltering (Если 1, каждый вызов

фильтра сбрасывает состояние функции перед фильтрацией. Если 0, процесс замирания поддерживает непрерывность от одного вызова к другому).

В блоке «SNR of channel» непосредственно задается соотношение сигнал/шум дБ.

В блоке «Transmit through channel» осуществляется передача данных через сформированный канал.

В блоке «Receiver» осуществляется прием и обработка полученных данных. Данные демодулируются и проходят через адаптивный эквалайзер с алгоритмом наименьших квадратов (LS).

В блоке «Plot the BER» происходит построение графиков BER («Bit error rate»), коэффициент битовых ошибок – это отношение числа ошибочно принятых бит (символов), к общему числу бит измеряемого сигнала в заданном временном интервале).

Структурная схема имитационной модели представлена на рисунке 3.5.

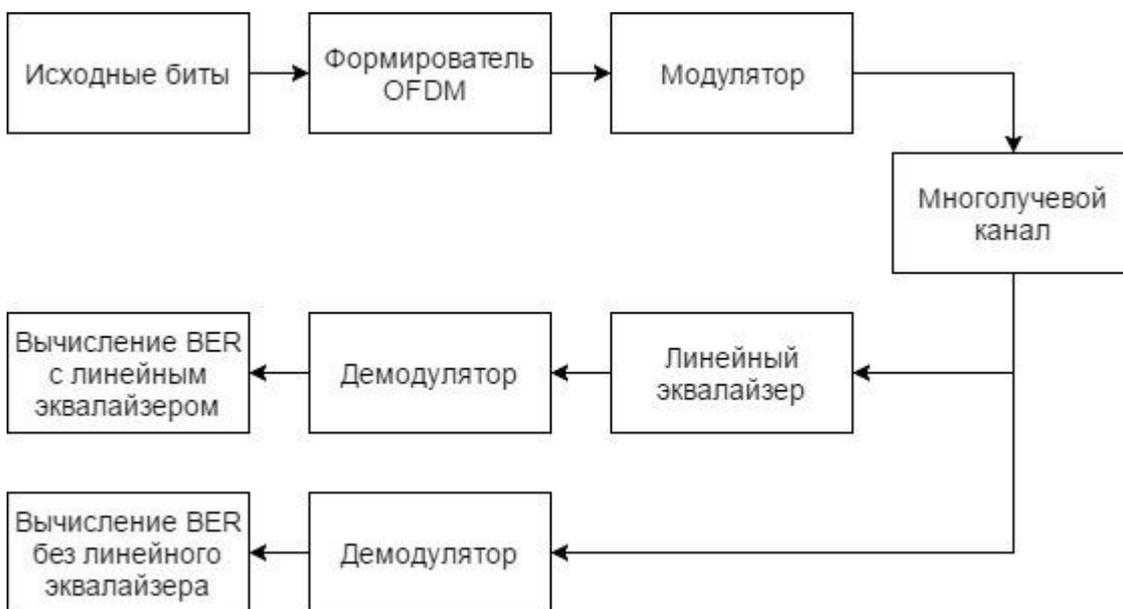


Рисунок 3.5 – Структурная схема имитационной модели

3.3 Результаты экспериментов

Для выполнения эксперимента были выбраны следующие параметры: рэлеевский многолучевой канал; сигнал OFDM; количество поднесущих равно 256; поднесущие промодулированы 4 – позиционной PSK; количество

фреймов OFDM равно 122880; длительность циклического префикса равна 3.2 мкс; количество пилот – символов равно 4; длительность фрейма OFDM равна 12.8 мкс; количество лучей в канале составляет 4; соотношение сигнал/шум равно 0, 5, 10, 15, 20, 25; значения средней задержки $\Delta\tau = 1.6 * 10^{-6}$, $\Delta\tau = 3.2 * 10^{-6}$ и $\Delta\tau = 6.4 * 10^{-6}$, количество весовых коэффициентов эквалайзера равно 5, 15, 25, 35.

Для оценки эффективности компенсации искажений, будет использоваться коэффициент битовой ошибки (BER):

$$BER = \frac{N_{ош}}{N_{нб}} \quad (3.12)$$

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

Суть эксперимента заключается в следующем: через многолучевой рэлеевский канал передается сигнал, который переотражается несколько раз, в следствие чего на приемник приходит 4 копии одного и того же сигнала с различными задержками τ . Так как величина τ косвенно влияет на характер замираний и может приводить как к быстрым, так и медленным, для эксперимента изменяется величина τ , чтобы симитировать замирания разного характера (рисунок 3.6). После обработки полученных сигналов формируются 3 графика, демонстрирующие эффективность работы эквалайзера с разным количеством коэффициентов по сравнению с префиксом OFDM и отсутствием какой – либо фильтрации при различных длительностях задержки τ .

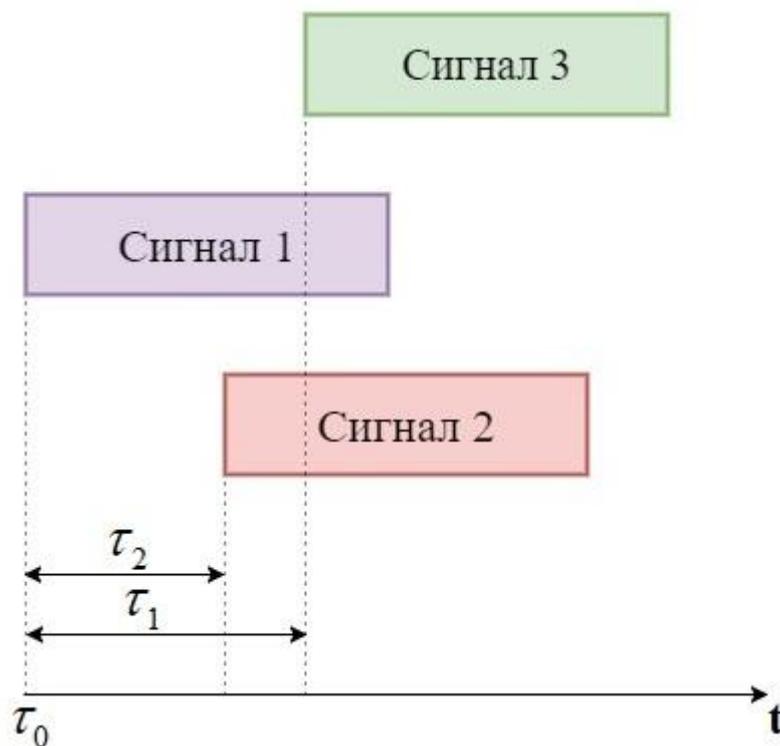


Рисунок 3.6 – Демонстрация имитации замираний путем изменения задержки τ сигналов, где τ_0 – нулевая задержка первого пришедшего сигнала, τ_1, τ_2 – задержка сигналов, ось t – время прихода сигнала на приемник

В ходе выполнения исследования были получены графики зависимости BER от соотношения сигнал/шум, которые представлены на рисунках 3.7-3.9.

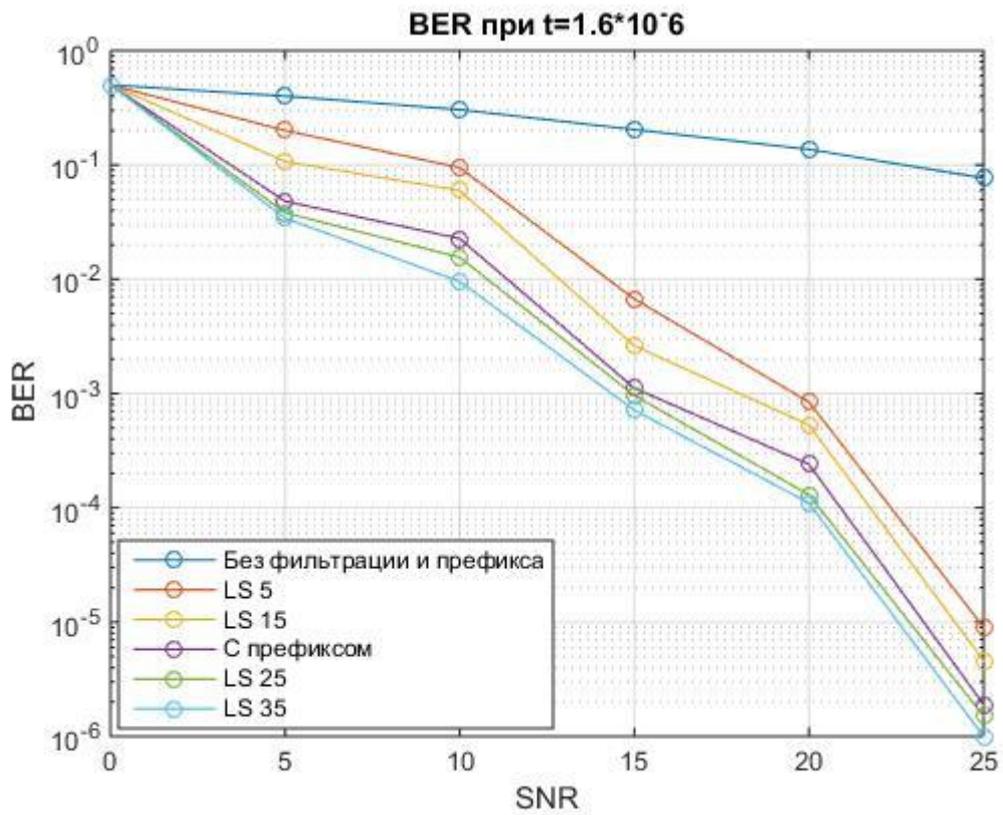


Рисунок 3.7 – Кривые помехоустойчивости при $\Delta\tau = 1.6 \cdot 10^{-6}$

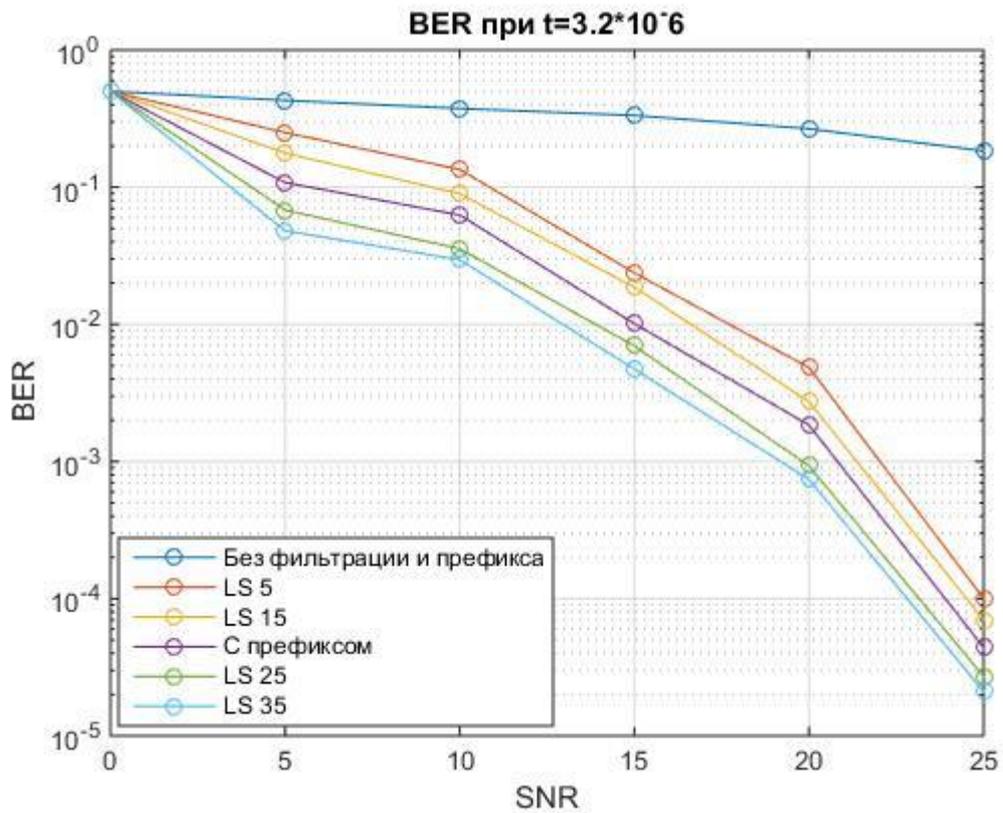


Рисунок 3.8 – Кривые помехоустойчивости при $\Delta\tau = 3.2 \cdot 10^{-6}$

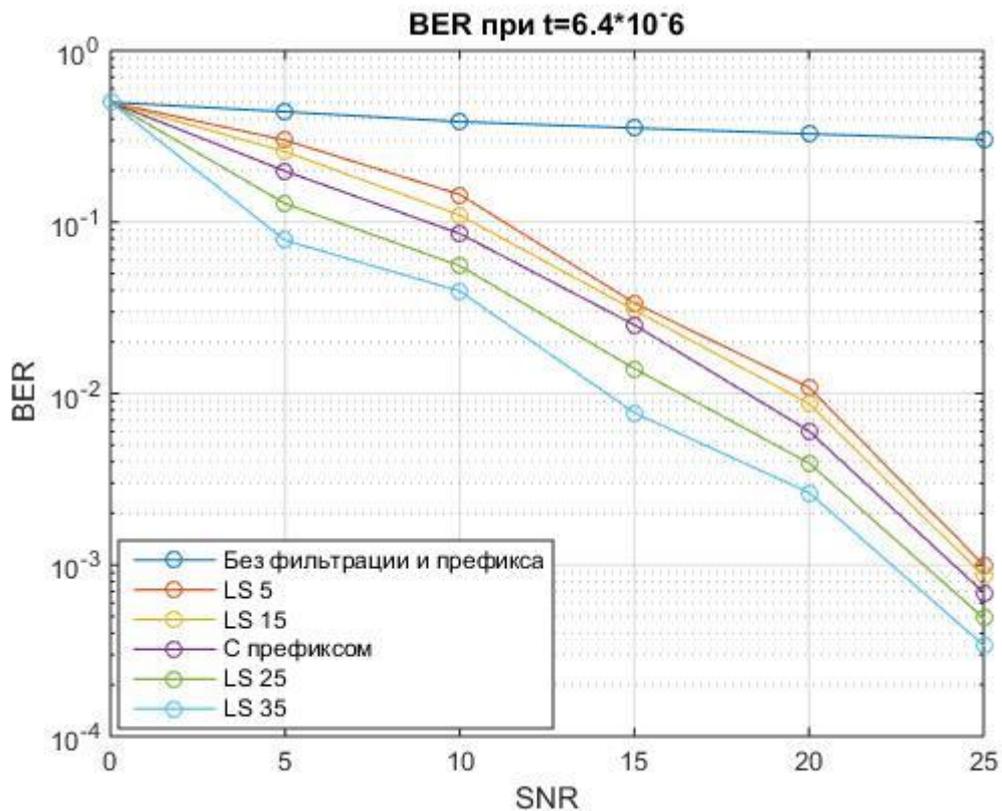


Рисунок 3.9 – Кривые помехоустойчивости при $\Delta\tau = 6.4 * 10^{-6}$

Проанализировав полученные графики, можно сделать вывод, что при замираниях, когда $\Delta\tau = 1.6 * 10^{-6}$, коэффициент битовой ошибки колеблется на уровне 10^{-5} и 10^{-6} – что является отличным результатом, без фильтрации и префикса BER составляет 10^{-1} . Также можно сказать, что линейные эквалайзеры с количеством коэффициентов 5 и 15 работают хуже, чем префикс OFDM, на уровне 10^{-5} BER, однако при увеличении количества коэффициентов до 25 и 35 эффективность работы эквалайзеров улучшается и превышает префикс OFDM. Следует отметить, что хоть и разница между количеством коэффициентов эквалайзеров 25 и 35 достаточно высока, исправляют ошибки они практически на одном уровне, который составляет 10^{-6} . При замираниях, когда $\Delta\tau = 3.2 * 10^{-6}$, коэффициент битовой ошибки колеблется на уровне 10^{-4} и 10^{-5} – что является хорошим результатом, без фильтрации и префикса BER составляет меньше 10^{-1} . Линейные эквалайзеры с количеством коэффициентов 5 и 15 работают практически на одном уровне и BER равен 10^{-4} . Работа

префикса OFDM также ухудшилась и коэффициент битовой ошибки равен чуть больше 10^{-4} . При работе эквалайзеров с 25 и 35 коэффициентами BER практически равен 10^{-5} , однако исправляют ошибки они также практически на одном уровне. При замираниях, когда $\Delta\tau = 6.4 * 10^{-6}$, коэффициент битовой ошибки колеблется на уровне 10^{-3} и 10^{-4} – что является приемлемым результатом, без фильтрации и префикса BER составляет меньше 0.6. Качество работы линейных эквалайзеров с количеством коэффициентов 5 и 15 заметно ухудшилась, BER равен 10^{-3} . Префикс OFDM также близок к отметке BER в 10^{-3} . Разница в работе между эквалайзерами с 25 и 35 коэффициентами стала заметнее.

Исходя из вышеизложенных результатов, можно сделать вывод, что использование линейных эквалайзеров позволяет эффективно компенсировать искажения сигналов в радиоканалах с замираниями. Однако стоит учитывать, что эффективность компенсации искажений сильно зависит от количества коэффициентов эквалайзера – при низком количестве коэффициентов эквалайзера искажения компенсируются хуже, чем при использовании префикса OFDM, но стоит отметить, что префикс OFDM негативно влияет на скорость передачи сигналов, т.е. снижает ее. Поэтому следует заметить, что при малой задержке $\Delta\tau = 1.6 * 10^{-6}$ эквалайзеры с низким количеством коэффициентов (5 и 15) справляется с появившимися замираниями сигнала, так как BER равен 10^{-5} . При задержке $\Delta\tau = 3.2 * 10^{-6}$ линейный эквалайзеры с низким количеством коэффициентов также способны исправлять появившиеся замирания сигнала, но уже с меньшим BER, который равен 10^{-4} . А при задержке $\Delta\tau = 6.4 * 10^{-6}$ работа эквалайзеров с низким количеством коэффициентов ухудшается до отметки BER в 10^{-3} . Поэтому целесообразно использовать линейные эквалайзеры с большим количеством коэффициентов (25 и 35) при длительной задержке, так как возникают замирания, с которыми эквалайзеры с низким количеством коэффициентов не справляются.

4 ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКОЕ ОБОСНОВАНИЕ ПРИНЯТЫХ РЕШЕНИЙ

4.1 Планирование работ по исследованию

В реализации исследования заняты:

– студент НИУ «БелГУ» группы 07001308 Королук Н.О., проводящий разработку, исследование, необходимые расчеты, составляющий техническую документацию на исследование;

– кандидат технических наук, доцент кафедры ИТСиТ Ушаков Д.И., осуществляющий общее руководство исследованием.

Расчет сроков проведения и трудоемкости представлен в таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Планирование работ по исследованию

Наименование этапов работ	Исполнитель	Трудоемкость, час	Продолжительность, дней
1	2	3	4
1.Подготовительный			
1.1. Сбор информации	Королук Н.О.	35	6
1.2. Выработка идеи	Ушаков Д.И.	20	5
1.3. Определение объема исследовательских работ	Королук Н.О.	10	2
1.4. Формирование исследовательской работы	Королук Н.О.	60	12
1.5. Обработка и анализ информации	Королук Н.О.	20	4
Итого:		145	29
2.Основной (экономический анализ)			
2.1. Обоснование целесообразности работы	Королук Н.О.	12	4
2.2. Выполнение работы	Королук Н.О.	60	12
Итого:		72	16
3.Заключительный			

Окончание таблицы 4.1

3.1. Технико-экономическое обоснование	Королук Н.О.	40	7
3.2. Оформление документации	Королук Н.О.	20	3
3.3. Утверждение документации	Ушаков Д.И.	20	3
Итого:		80	13

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 научный сотрудник	257	9000
Старший научный сотрудник	40	25000
Итого:	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
Итого:	297			38140,41

4.3 Расчет продолжительности исследования

Согласно расчетам, трудоемкость исследования составила 297 часа.

Продолжительность исследования составит:

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

где $T_{\text{сум}} = 472$ часа суммарная трудоемкость исследования, $T_{\text{рд}} = 8$ часов – продолжительность рабочего дня

$$T_{\text{иссл}} = 297 / 8 = 37$$

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
Итого:			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 ($K=14\%$).

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

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.

						Лист
					11070006.11.03.02.646.ПЗВКР	72
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

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

Общие расходы на оплату труда вычисляются по формуле:

$$P_{\text{общ}} = P_{\text{ОТ}} + ПВ + PK + 3_{\text{ДОП}} \quad (4.7)$$

где $P_{\text{ОТ}}$ - основная заработная плата; ПВ - премиальные выплаты; $3_{\text{ДОП}}$ - дополнительные затраты; РК - районный коэффициент.

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

Из таблицы 4.4 берется итоговая сумма стоимости расходных материалов по статье расходных материалов.

$$\Sigma P_{\text{РМ}} = 4105 \text{ руб}$$

Страховые взносы рассчитываются по формуле:

$$CB = P_{\text{ОТ}} * 0,3 \quad (4.8)$$

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

Амортизационные исчисления на использование компьютера составляют 25% от стоимости компьютера и высчитываются:

$$AO = C_{\text{ПК}} * 0,25 \quad (4.9)$$

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

						Лист
					11070006.11.03.02.646.ПЗВКР	73
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

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 ($P_{ОТ}$).

$$P_{АХ} = P_{ОТ} \cdot 0,5 \quad (4.10)$$

$$P_{АХ} = 38140,41 \cdot 0,5 = 19070,2 \text{ руб}$$

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

Таблица 4.5 - Смета расходов на разработку и проведение исследования

Наименование статей расходов	Сумма, руб.	Удельный вес статей, %
1	2	3
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
Итого:	100446,59	100

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 была достигнута цель по оценке эффективности применения линейных эквалайзеров для компенсации искажений сигналов в радиоканалах с замираниями, все поставленные задачи выполнены в полном объеме, а именно:

- анализ особенностей передачи информации в радиоканалах с замираниями и видов многопозиционных методов модуляций OFDM;
- анализ влияний искажений и рассогласований в радиопередающей аппаратуре на качество приема сигналов с OFDM;
- обзор адаптивного линейного эквалайзера и его применение;
- разработка компьютерной модели радиотракта с релейскими замираниями;
- проведение исследования и анализ полученных результатов эффективности компенсации искажений сигналов в радиоканалах с замираниями с помощью разработанной имитационной модели;
- обоснование технико-экономическое решений.

В ходе исследования было выяснено, что использование линейных эквалайзеров позволяет эффективно компенсировать искажения сигналов в радиоканалах с замираниями. Однако стоит учитывать, что эффективность компенсации искажений сильно зависит от количества коэффициентов эквалайзера – при низком количестве коэффициентов эквалайзера искажения компенсируются хуже, чем при использовании префикса OFDM, но стоит отметить, что префикс OFDM негативно влияет на скорость передачи сигналов, т.е. снижает ее. Поэтому следует заметить, что при малой задержке $\Delta\tau = 1.6 * 10^{-6}$ эквалайзеры с низким количеством коэффициентов (5 и 15) справляется с появившимися замираниями сигнала, так как BER равен 10^{-5} . При задержке $\Delta\tau = 3.2 * 10^{-6}$ линейный эквалайзеры с низким количеством коэффициентов также способны исправлять появившиеся замирания сигнала,

									Лист
									75
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	11070006.11.03.02.646.ПЗВКР				

но уже с меньшим BER, который равен 10^{-4} . А при задержке $\Delta\tau = 6.4 * 10^{-6}$ работа эквалайзеров с низким количеством коэффициентов ухудшается до отметки BER в 10^{-3} . Поэтому целесообразно использовать линейные эквалайзеры с большим количеством коэффициентов (25 и 35) при длительной задержке, так как возникают замирания, с которыми эквалайзеры с низким количеством коэффициентов не справляются.

						Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	11070006.11.03.02.646.ПЗВКР	76

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы [Текст] / С.И. Баскаков – М.: Высшая школа, 2000. –462 с.
2. Барсков А.С., Королук Н.О. Моделирование рэлеевских многолучевых замираний сигнала в MATLAB и LABVIEW [Текст] / А.С. Барсков, Н.О. Королук // Инновации, технологии, наука: сборник статей международной научно – практической конф., Уфа, 28 авг. 2016 г., в 2 ч. ч. 2 / - Уфа: МЦИИ ОМЕГА САЙНС, 2016. –242 с.
3. Берлин А.Н. Цифровые сотовые системы связи [Текст] / А.Н. Берлин – М.: Эко – Трендз, 2007. –296 с.
4. Ушаков, Д.И. Разработка методов и алгоритмов повышения эффективности систем передачи информации с OFDM [Текст]: дис. к.техн.н.: 05.13.01 / Д.И. Ушаков. – Белгород, 2013. –142 с.
5. Бакулин, М.Г., Крейнделин, В.Б., Шлома, А.М., Шумов, А.П. Технология OFDM. Учебное пособие для вузов [Текст] / М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин, А.М. Шлома, А.П. Шумов – М.: Горячая линия – Телеком, 2016. – 352 с.
6. Скляр Бернард. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение [Текст] / Скляр Бернард – М.: Вильямс, 2003. –1104 с.
7. Прокис Дж. Цифровая связь [Текст] / Прокис Дж. – М.: Радио и связь, 2000. –800 с.
8. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы [Текст] / В.И. Джиган – М.: Техносфера, 2013. –528 с.
9. Метод наименьших квадратов [Электронный ресурс] // MachineLearning.ru – профессиональный информационно-аналитический ресурс, посвященный машинному обучению, распознаванию образов и интеллектуальному анализу данных / Режим доступа http://www.machinelearning.ru/wiki/index.php?title=%D0%9C%D0%B5%D1%82%D0%BE%D0%B4_%D0%BD%D0%B0%D0%B8%D0%BC%D0%B5%D0%BD%D

							Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	11070006.11.03.02.646.ПЗВКР		77

1%8C%D1%88%D0%B8%D1%85_%D0%BA%D0%B2%D0%B0%D0%B4%D1%80%D0%B0%D1%82%D0%BE%D0%B2 (Дата обращения 12.05.2017).

10. Construct Rayleigh fading channel object – MATLAB rayleighchan [Электронный ресурс] // MathWorks – Makers of MATLAB and Simulink / Режим доступа - <https://www.mathworks.com/help/comm/ref/rayleighchan.html?requestedDomain=www.mathworks.com&requestedDomain=www.mathworks.com> (Дата обращения 12.05.2017).

						Лист
					11070006.11.03.02.646.ПЗВКР	78
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		