

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования
«Московский физико-технический институт
(национальный исследовательский университет)»
Физтех-школа Радиотехники и Компьютерных Технологий
Кафедра радиофизики и технической кибернетики

Направление подготовки / специальность: 03.03.01 Прикладные математика и физика
(бакалавриат)

Направленность (профиль) подготовки: Радиотехнические системы и системы управления

КОМПЕНСАЦИЯ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛА В КАНАЛАХ СВЯЗИ КВ ДИАПАЗОНА С ПОМОЩЬЮ АДАПТИВНЫХ АЛГОРИТМОВ ЭКВАЛИЗАЦИИ

(бакалаврская работа)

Студент:

Стародумова Полина Андреевна

(подпись студента)

Научный руководитель:

Макарычев Егор Михайлович,

(подпись научного руководителя)

Консультант (при наличии):

(подпись консультанта)

Москва 2020

Аннотация

Дипломная работа посвящена исследованию эквалайзеров – цифровых адаптивных фильтров, весовые коэффициенты которых подстраиваются под характеристики обрабатываемого сигнала. Они используются для передачи сигнала в канале с наличием шумов и помех с неизвестными заранее характеристиками либо в нестационарном во времени канале.

Изложено устройство адаптивных структур – линейных и с обратной связью, символьного и дробного эквалайзера, подходы к их имплементации. Рассмотрены наиболее распространенные алгоритмы фильтрации – LMS и RLS.

Описано построение модели, реализованной в среде программирования MATLAB, позволяющей симулировать передачу сигнала КВ диапазона через канал связи, в котором сообщение претерпевает различные искажения, и затем восстанавливать данные с помощью адаптивных фильтров различной конфигурации. Искажения включают в себя белый гауссовский шум, доплеровское смещение и уширение спектра, многолучевое распространение, задержку сигнала. Получены зависимости вероятности битовой ошибки от отношения E_b/N_0 для различных условий канала передачи и настроек эквалайзера, приведены соответствующие графики.

Оглавление

1 Сокращения	4
2 Введение	5
3 Эквалайзеры	7
3.1 Линейный эквалайзер	7
3.2 Эквалайзер с обратной связью по решению	9
3.3 Дробный эквалайзер.....	10
4 Алгоритмы фильтрации	11
4.1 Least Mean Square	11
4.2 Recursive Least Square	12
5 Модель	13
6 Экспериментальные результаты	15
6.1 Компенсация шума.....	16
6.1 Доплеровское смещение	18
6.2 Фазовый сдвиг	21
6.3 Задержка сигнала.....	22
6.4 Канал Рэлея	24
Литература.....	28

1 Сокращения

DFE – Decision-Feedback Equalizer (эквалайзер с обратной связью по решению)

LMS – Least Mean Square

RLS – Recursive Least Square

QPSK – Quadrature Phase Shift Keying

QAM – Quadrature Amplitude Modulation

BER – Bit Error Rate

SPS – Samples Per Symbol

RRC – Root-raised-cosine (фильтр «приподнятого косинуса»)

AGC – Automatic Gain Control (автоматическая регулировка усиления)

МСИ – межсимвольная интерференция

КВ – коротковолновый

ВЧ – высокочастотный

2 Введение

Исследование распространения сигнала в КВ диапазоне, то есть с частотой от 3 МГц до 30 МГц, обусловлено широким применением соответствующих систем связи как в военных, так и мирных целях. Данный вид передачи информации имеет ряд преимуществ: в том числе возможность многократного отражения ВЧ сигналов от ионосферы и поверхности Земли, что позволяет производить их передачу соответствующим образом, то есть на значительно большие расстояния, нежели только в прямой видимости приёмник-передатчик. Вместе с тем функция передачи начинает значительно зависеть от всевозможных условий окружающей среды.

Следовательно, в осуществлении успешной передачи сообщения в КВ диапазоне необходимым оказывается нивелирование помех, создаваемых каналом или другими источниками связи. Другими словами, требуется с высокой точностью выделить на фоне шума и демодулировать полезный сигнал. Это становится возможным благодаря применению адаптивных методов эквализации для компенсации искажений сигнала – фазовых, частотных и амплитудных изменений, которые приводят к МСИ и замиранию сигнала. С помощью эквализации могут быть ликвидированы эффекты, вызванные наличием в канале доплеровского смещения и уширения спектра, многолучевым распространением, передачей сигнала с задержкой. Подобное выравнивание сигнала заключается в оценке импульсного отклика канала путем обработки известной приёмнику тренировочной последовательности, которая отправляется в начале сеанса связи. С учётом полученной ИХ производится восстановление дальнейшего содержательного сигнала путём подстройки коэффициентов фильтра по определённым алгоритмам. Дипломная работа заключается в подробном описании упомянутых структур, построении и реализации модели для коррекции искажённого сигнала в среде программирования MATLAB.

Нередко использование КВ диапазона оказывается единственно возможным решением в задачах дальней связи, например, в труднодоступных районах или в отсутствие необходимой инфраструктуры [1]. Однако имеет место ряд недостатков: помимо относительно невысокой скорости передачи и загруженности КВ диапазона, надёжность связи существенно зависит от времени суток и года – от нестабильного состояния ионосферы, характеристик её слоёв, от которых отражаются радиоволны (рис. 1):

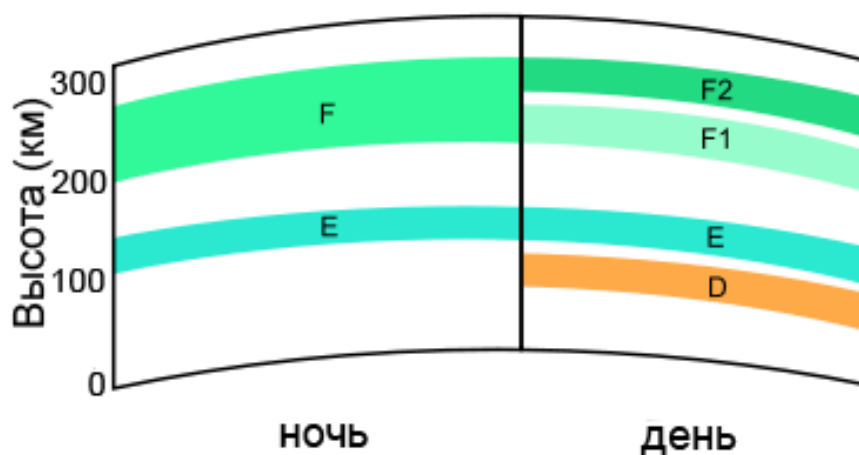


Рисунок 1 – строение ионосферы [8]

При приёме отражённых от разных слоёв компонент сигнала возникают эффекты многолучевого распространения – МСИ, замирание, уширение спектра. Для данного КВ канала связи доступны 4 пути передачи: с однократным отражением от E или F слоя, двукратным от F и смешанный тракт. Слой D – поглощающий, для остальных определяется максимально применимая частота, при которой может происходить отражение. Искажения КВ канала описываются потерями в сигнале, рассеянием по частоте, различием во времени распространения по разным путям.

По упомянутым причинам исследование данного вида передачи является крайне актуальным – адаптивные структуры, о моделировании которых идёт речь в дипломной работе, могут эффективно бороться с упомянутыми проблемами и повышать качество связи.

3 Эквалайзеры

При прохождении дискретного сигнала по беспроводному каналу в нём имеет место эффект многолучевого распространения, являющийся причиной МСИ в принимаемом сигнале – распространению импульса за пределы отведенного ему временного интервала и интерференции с соседними. Также причиной МСИ является частотная характеристика канала связи, вызывающая "размытие" последовательных символов. Для борьбы с МСИ и шумовыми искажениями на стороне приёмника используются эквалайзеры.

Методы эквализации делятся на две группы – выравнивание искажённого сигнала посредством фильтрации (адаптивные) и коррекция путём оценки последовательности с максимальным правдоподобием (maximum-likelihood sequence estimation – MLSE). Метод MLSE, реализованный в эквалайзере Витерби, заключается в измерении импульсной характеристики канала передачи и дальнейшей перенастройке приёмника под него без изменения искажённого сообщения. Мы же подробнее рассмотрим адаптивные структуры.

По принципу работы можно выделить два подтипа фильтров: линейный (также называемый трансверсальным) эквалайзер (linear equalizer) и эквалайзер с обратной связью по решению (decision-feedback equalizer) [4]. Для каждого из них задаётся математический алгоритм адаптации. Как будет показано в дипломной работе, оптимальная конфигурация эквалайзера зависит от условий канала.

3.1 Линейный эквалайзер

С целью изучения импульсного отклика канала начале сеанса связи передатчиком отправляется тренировочная последовательность символов. Это требуется для оптимизации настроек эквалайзера. После завершения процесса обучения система может отправлять данные – эквалайзер переходит в режим обработки сигнала. Входной сигнал обрабатывается адаптивным фильтром, далее подсчитывается ошибка как разница выходного и опорного (принятого,

отфильтрованного с учётом данных об обучении) сигналов. Задача адаптивного фильтра – минимизировать эту ошибку. Для этого после обработки каждого отсчёта эквалайзер получает оценку сигнала (веса фильтра) и использует её для обновления весовых коэффициентов следующего отсчёта (рис. 3) [6]. Способ подсчёта оценки и подстройка коэффициентов зависят от структуры и алгоритма фильтрации эквалайзера. Эквалайзер сходится, если ошибка становится малой и стабильной (рис. 2):

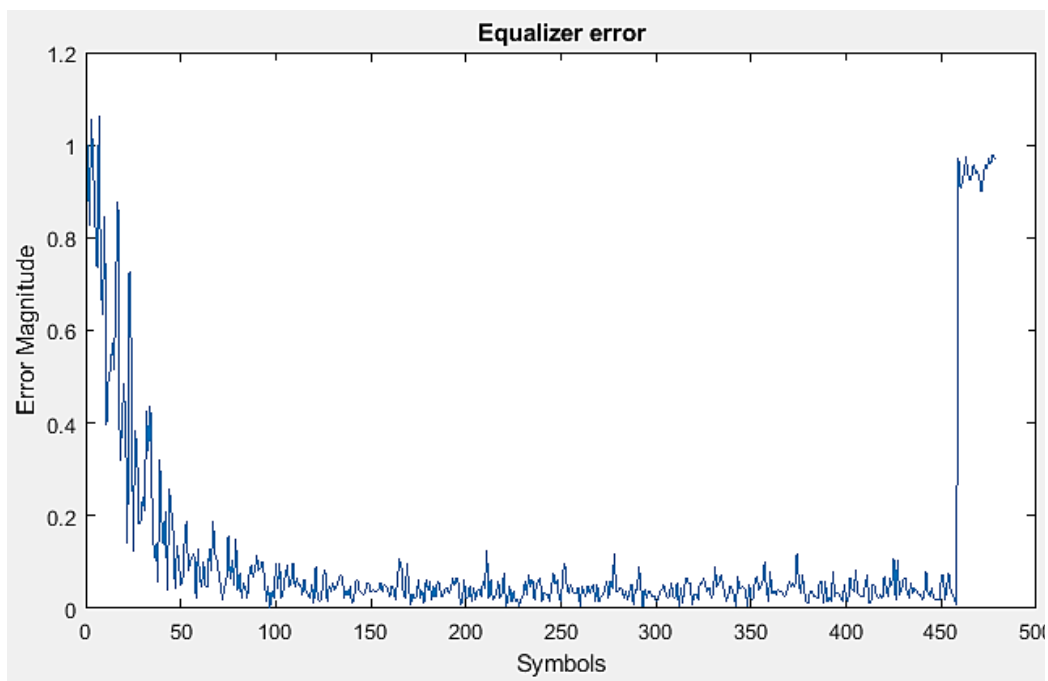


Рисунок 2 – изменение ошибки эквалайзера в процессе выравнивания сигнала

В идеале выходной сигнал эквалайзера – это задержанная версия переданной информации.

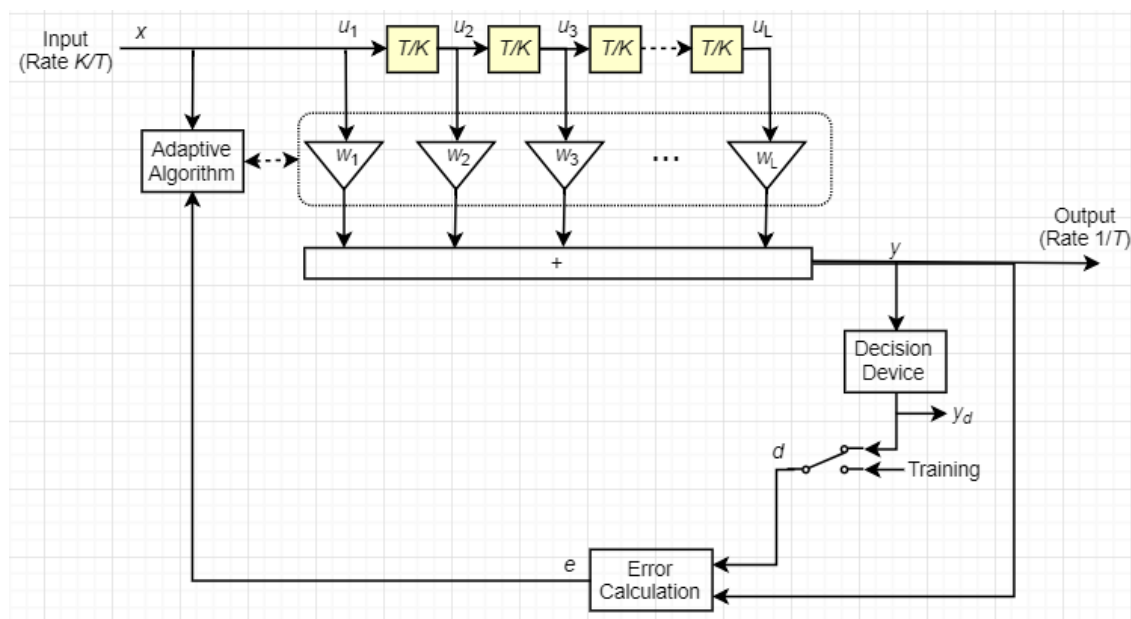


Рисунок 3 – структура линейного эквалайзера

3.2 Эквалайзер с обратной связью по решению

DFE состоит из двух фильтров – прямой (аналогичен линейному) и фильтра обратной связи (рис. 4) [6]. В данном типе эквалайзеров обратная связь используется для устранения остаточной интерференции и прочих помех после прохождения сигнала через фильтр эквалайзера. Эти искажения компенсируются по последовательности принятых символов фильтром обратной связи и вычитаются из выходного сигнала в процессе адаптации.

DFE используются в том числе для компенсации искажений в каналах, частотная характеристика которых содержит нули или глубокие провалы, что является проблемным для линейных фильтров. DFE эффективно компенсирует нелинейные затухания. Несмотря на более высокую производительность в целом, основной недостаток этого типа эквалайзеров – это вероятность критического поведения из-за распространения ошибок вдоль сообщения.

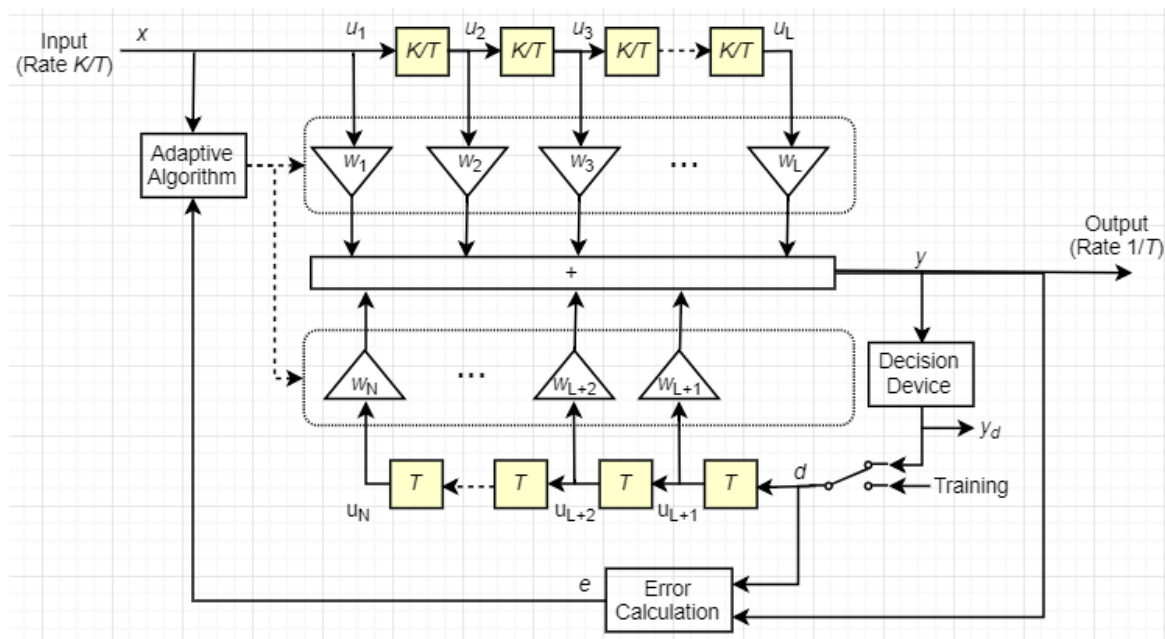


Рисунок 4 – структура эквалайзера с обратной связью

3.3 Дробный эквалайзер

По способу обработки импульсов сигнала эквалайзеры можно поделить на символьные или символьно-интервальные (symbol-spaced equalizer) и дробные (fractional symbol-spaced equalizer). Для первых при фильтрации период дискретизации равен длительности информационного символа T , то есть за отсчёты берутся импульсы передаваемого сигнала. В целях символьной синхронизации адаптивных структур оптимально проводить дискретизацию сигнала с периодом меньшим T . В этом случае одному символу соответствует несколько отсчётов сигнала, количество которых определяется целым параметром количества отсчётов на символ (samples per symbol) адаптивного фильтра (для символьного он равен единице). В любой конфигурации сигнал на выходе дробного эквалайзера имеет частоту $1/T$. Наиболее часто используются эквалайзеры с шагом $\frac{1}{2}T$.

4 Алгоритмы фильтрации

Существуют три основных алгоритма выравнивания:

- метод наименьших квадратов (LMS – least mean square)
- рекурсивный метод наименьших квадратов (RLS – recursive least square)
- метод постоянных модулей (CMA – constant modulus algorithm)

СМА применяется для «слепой» адаптации (blind equalization), в процессе которой используется только статистика передаваемого сигнала. Так как в дипломе моделируется восстановление сигнала с предварительным обучением эквалайзера, рассмотрим первые два [10].

4.1 Least Mean Square

В алгоритме наименьших средних квадратов (LMS) коэффициенты эквалайзера рекурсивно обновляются следующим образом. Пусть w это вектор весовых коэффициентов w_i , u – вектор импульсов входного сигнала u_i , $e = d - Y$ – ошибка, вычисляемая как разница между опорным и выходным сигналом фильтра. На основе текущего набора коэффициентов создается новый в виде:

$$w_{\text{new}} = w_{\text{current}} + (\text{StepSize}) u^* e. \quad (1)$$

Оператор $*$ обозначает комплексное сопряжение. Параметр StepSize («размер шага») задается как положительный скаляр. От его величины зависит скорость обновления коэффициентов эквалайзера. Например, для частотного сдвига – насколько быстро будет поворачиваться созвездие, чтобы компенсировать набег фазы.

Таким образом, при увеличении StepSize время сходимости уменьшается, но эквалайзер становится менее стабильным и более чувствительным к искажениям или каким-то аномалиям в информации.

Достоинство алгоритма – вычислительная простота, линейная зависимость от количества весов, следствием чего является медленная сходимость.

4.2 Recursive Least Square

В алгоритме RLS сначала вычисляется весовой вектор Калмана K с использованием текущего набора входных данных и обратной корреляционной матрицы P

$$K = \frac{Pu}{\text{ForgettingFactor} + u^H Pu}, \quad (2)$$

где H – эрмитово транспонирование.

ForgettingFactor («коэффициент забывания») задается в виде скаляра в диапазоне $(0, 1]$. Матрица обновляется следующим образом:

$$P_{\text{new}} = \frac{P_{\text{current}}(1 - Ku^H)}{\text{ForgettingFactor}}. \quad (3)$$

Далее вычисляется новый набор весов, где ошибка равна $e = d - Y$:

$$w_{\text{new}} = w_{\text{current}} + K^* e. \quad (4)$$

Уменьшение коэффициента забывания снижает время сходимости эквалайзера, но приводит к тому, что выходной сигнал становится менее стабильным.

Быстрая сходимость данного алгоритма достигается за счет более высокой вычислительной сложности (относительно LMS) – рост с квадратом числа весов [9].

5 Модель

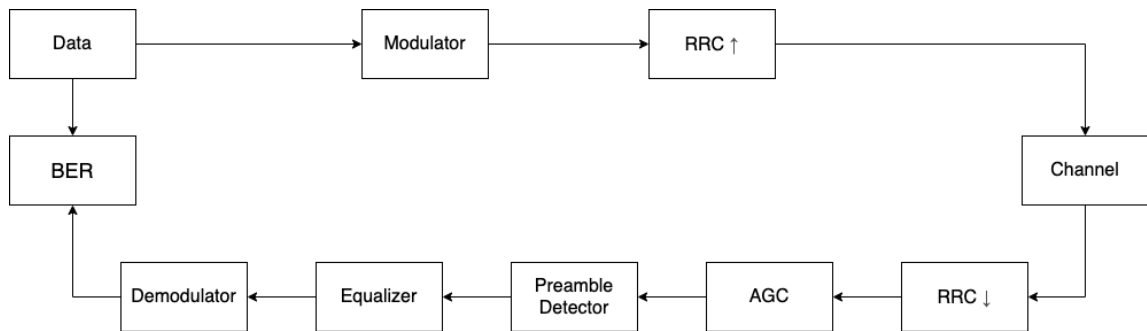


Рисунок 5 – схема модели системы с адаптивной структурой

Приступим к описанию модели на рис. 5 и рассмотрению блоков, из которых она состоит. В начале схемы расположен источник сигнала – генератор случайной последовательности. Дополнительно генерируются преамбула (М-последовательность) и данные для эквалайзера – тренировочная последовательность, известная и передатчику, и приёмнику. Преамбула требуется для однозначного детектирования сигнала – она задаётся в виде последовательности, у которой автокорреляционная функция имеет один выраженный пик. В качестве тренировочной (обучающей) последовательности чаще всего используется псевдослучайная.

Чтобы сглаживание фронтов передаваемых символов не создавало дополнительной МСИ, в случае символьно-интервальной конфигурации эквалайзера должна дополнительно генерироваться последовательность для символьного синхронизатора. Мы же с этой целью будем использовать дробный фильтр.

Далее сигнал подвергается модуляции. В моделировании процесса эквализации применялись два вида:

- 1) квадратурная фазовая манипуляция (QPSK) – фазовая модуляция, при которой фаза несущего колебания меняется скачкообразно в зависимости от информационного сообщения. Сигнальное созвездие состоит из четырёх точек, размещённых на равных расстояниях на окружности. Наибольшую

эффективность показала модуляция с использованием кодирования Грея, при котором соседние вектора сигнала отличаются только в одном разряде.

2) квадратурная амплитудная модуляция (4, 16, 64-QAM) – вид амплитудной модуляции, которая заключается в разделении несущей на две одинаковой частоты, смещённых относительно друг друга по фазе на $\pi/4$, где каждая промодулирована по одному из дискретных уровней амплитуды. С увеличением числа точек созвездия возможна более высокая скорость передачи, но вместе с тем уровни располагаются ближе друг другу и становятся менее различимыми для адаптивного фильтра. Система чувствительнее к шуму, а к эквализации ставятся более жёсткие требования.

Затем, в соответствии с общей передаточной функцией системы, сигнал попадает на формирующий фильтр приподнятого косинуса для передающей стороны. Добавленные при интерполяции отсчёты более подобно описывают картину.

Также в модель встроена автоматическая регулировка усиления для приёма слишком слабых или сильных сигналов. В этом случае соответствующий блок AGC выставляет усиление таким образом, чтобы средняя мощность сигнала оставалась в определенном диапазоне, что необходимо для корректной работы адаптивных алгоритмов. Это особенно важно при QAM-модуляции – энергии символов различаются, поэтому коэффициент усиления не должен меняться слишком быстро в процессе передачи данных во избежание ошибок фильтрации на выбросах в последовательности.

Наконец сигнал передаётся по каналу связи. Цель работы в создании как можно более универсальной модели возможных повреждений сообщения. Ряд параметров программы отвечает соответствующим условиям реального канала, описывая такие искажения как

- доплеровский сдвиг

- затухание вследствие многолучевого распространения и доплеровское уширение спектра (канал Рэлея)
- сдвиг несущей частоты
- фазовый сдвиг
- варьируемая дробная задержка
- белый гауссовский шум

После канала передачи расположен понижающий RRC фильтр для принимающей стороны.

Детектор преамбулы считает корреляцию преамбулы и принимаемого сигнала и строит график метрики обнаружения. На месте пика АКФ ставится временная метка начала передаваемой информации, сама преамбула отбрасывается.

После эквализации производится соответствующая демодуляция сигнала и подсчитывается битовая ошибка из абсолютной ошибки между выходной последовательностью эквалайзера и переданной источником.

6 Экспериментальные результаты

Моделирование необходимых систем осуществлялось в среде программирования MATLAB с использованием функций и блоков библиотеки Communications Toolbox, реализующих упомянутые алгоритмы.

При выборе конфигурации эквалайзера для моделирования прохождения сигнала через канал и его выравнивания, учитываются доплеровские и частотно-селективные характеристики канала.

Об эффективности работы эквалайзера с заданными настройками говорит значение частоты битовых ошибок – отношение числа ошибочно принятых бит, к общему количеству бит передаваемого сообщения. Промежуточные результаты качественно проверяются на графиках и сигнальных созвездиях.

6.1 Компенсация шума

Так как речь идёт о цифровой системе связи, вместо S/N (отношения мощности полезного сигнала к шуму) будем характеризовать её значением E_b/N_0 – отношением энергии 1 бита сообщения к энергетической спектральной плотности шума [3]. В модели диплома использован наиболее распространённый – аддитивный белый гауссовский шум, с однородной спектральной плотностью мощности.

Как уже говорилось, основной метрикой качества системы является значение вероятности приёма ошибочного бита BER. Для большинства модуляций зависимость BER от E_b/N_0 получена аналитически [4]. В частности, для QPSK вероятность ошибки на бит:

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right), \quad (5)$$

где $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp(-t^2/2) dt$ – функция распределения хвоста стандартного нормального распределения.

$$\text{Для M-QAM [5]: } P_b \approx \frac{4}{\log_2 M} Q\left(\sqrt{\frac{3\frac{E_b}{N_0} \log_2 M}{M-1}}\right). \quad (6)$$

Реализуем модель компенсации шумовых искажений дробным эквалайзером и построим график поведения BER в зависимости от уровня добавляемого шума для различных конфигураций фильтра. Нанесём для сравнения теоретические кривые, также рассчитанные в MATLAB.

В канале с отсутствием искажений эквалайзер с меньшим числом ошибок восстанавливает сигнал при уменьшении StepSize для LMS и приближении ForgettingFactor к единице в случае RLS (рис. 6), что объясняется способом обновления коэффициентов в данных алгоритмах (1), (4) – чем больше соседних отсчётов используются для оценки сигнала, тем больше накапливается суммарная ошибка колебаний ненулевых весов фильтра.

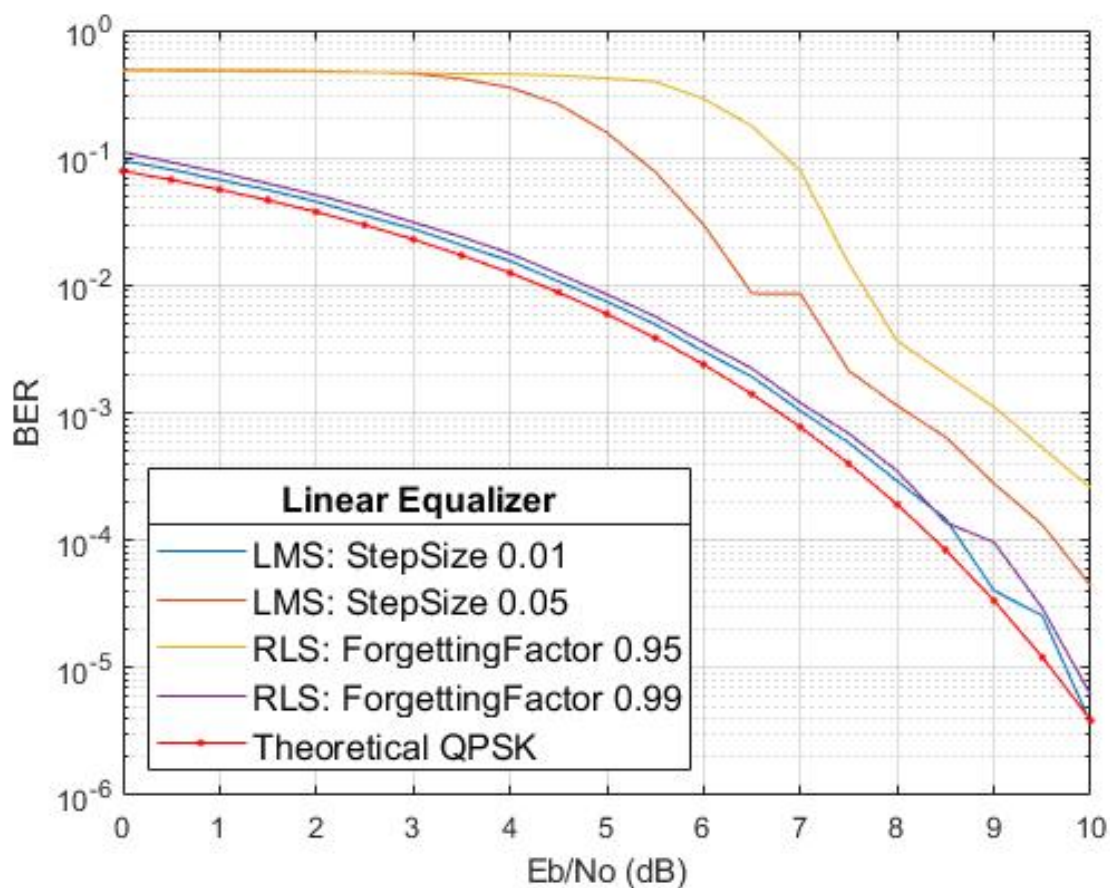


Рисунок 6 – помехоустойчивость линейного эквалайзера при использовании алгоритмов LMS и RLS

Аналогично, при использовании линейного фильтра и с обратной связью увеличение параметра Number of Taps, то есть учёт большего числа отсчётов, в идеальных условиях канала приводит к возрастанию вероятности ошибки (рис. 7). Избыточная длина эквалайзера приводит к увеличению остаточной символьной интерференции,

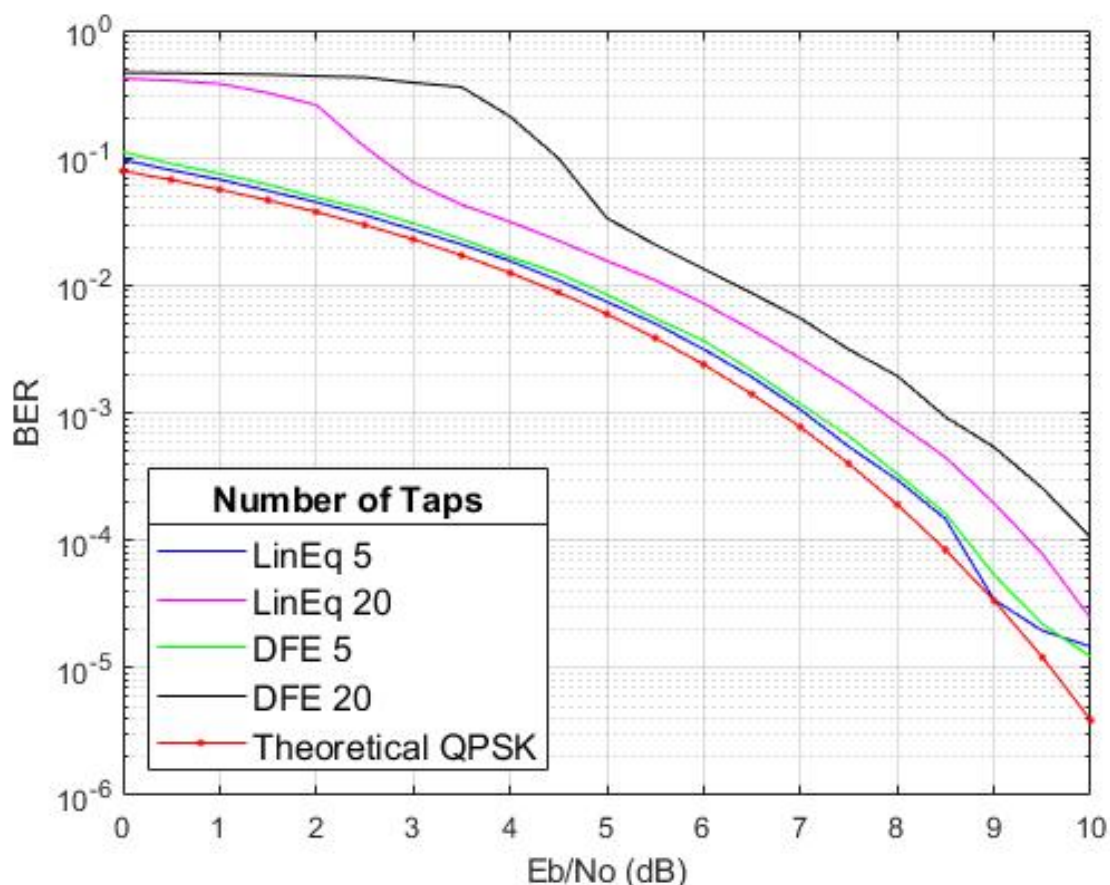


Рисунок 7 – сравнение работы линейного эквалайзера и DFE для различных NumTaps

6.1 Доплеровское смещение

С целью исследования конкретного типа искажений в дальнейшем будем рассматривать каналы с пренебрежимо малым шумом.

Эффект Доплера – изменение частоты сигнала, получаемого приёмником, вследствие движения источника или перемещения самого приёмника.

Требуется решить задачу смещения несущей частоты и остального спектра от исходных значений. В случае PSK-модуляции все M точек созвездия будут «поворачиваться» на величину доплеровского сдвига. Адаптация заключается в обратном повороте фазовой плоскости:

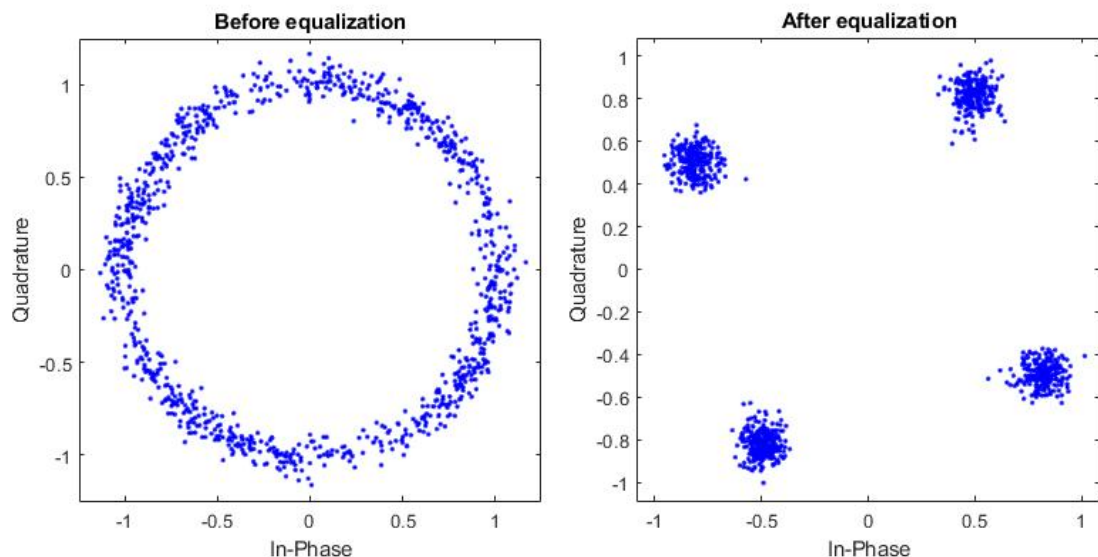


Рисунок 8 – иллюстрация процесса выравнивания для передачи в канале с частотным сдвигом

Используя упомянутую программу, было смоделировано восстановление сигнала с помощью линейного дробного (SPS = 2) эквалайзера, работающего на алгоритмах RLS и LMS.

Как было показано в разделе 4, обновление коэффициентов адаптивного фильтра (а значит, и качество выравнивания сигнала) напрямую зависит от значений параметров – StepSize в случае алгоритма адаптации LMS и ForgettingFactor для RLS. Построим кривые зависимости битовой ошибки от величины эффекта Доплера (Doppler Shift) для каждой конфигурации эквалайзера (рис. 9, 10):

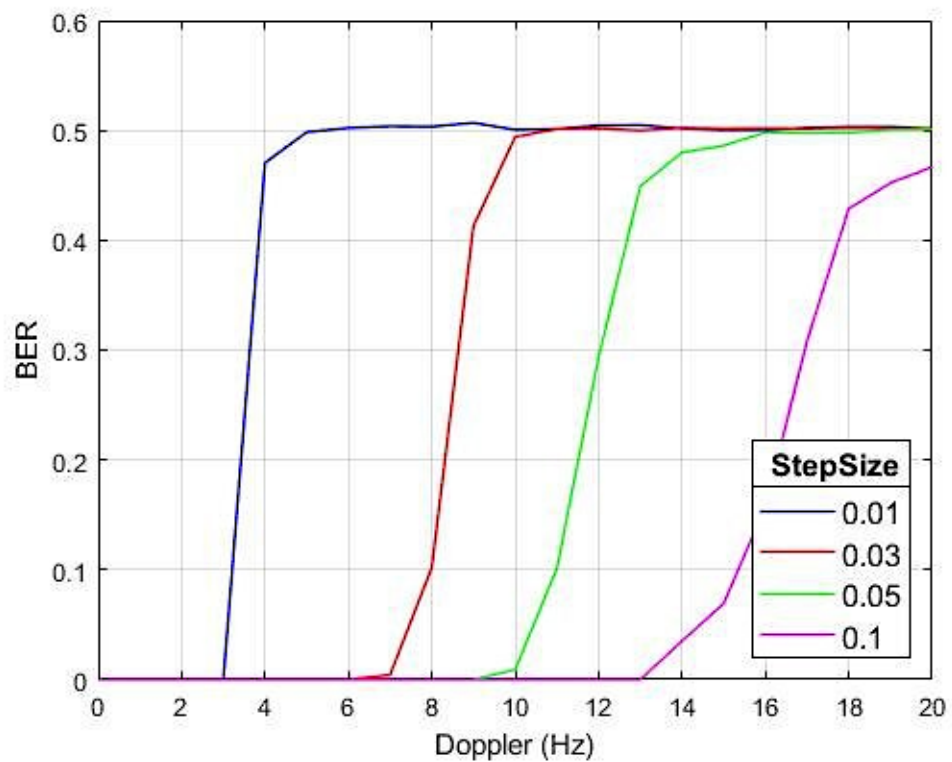


Рисунок 9 – зависимость BER от доплеровского сдвига при различных значениях StepSize

При наличии искажений в канале учёт большего числа соседних отсчётов способствует более точной оценке выходного сигнала фильтром. Однако для каждого значения StepSize и ForgettingFactor обнаруживается точка срыва – максимальное значение частотного сдвига Доплера, при котором эквалайзер справляется с различением точек созвездия и восстановлением сигнала.

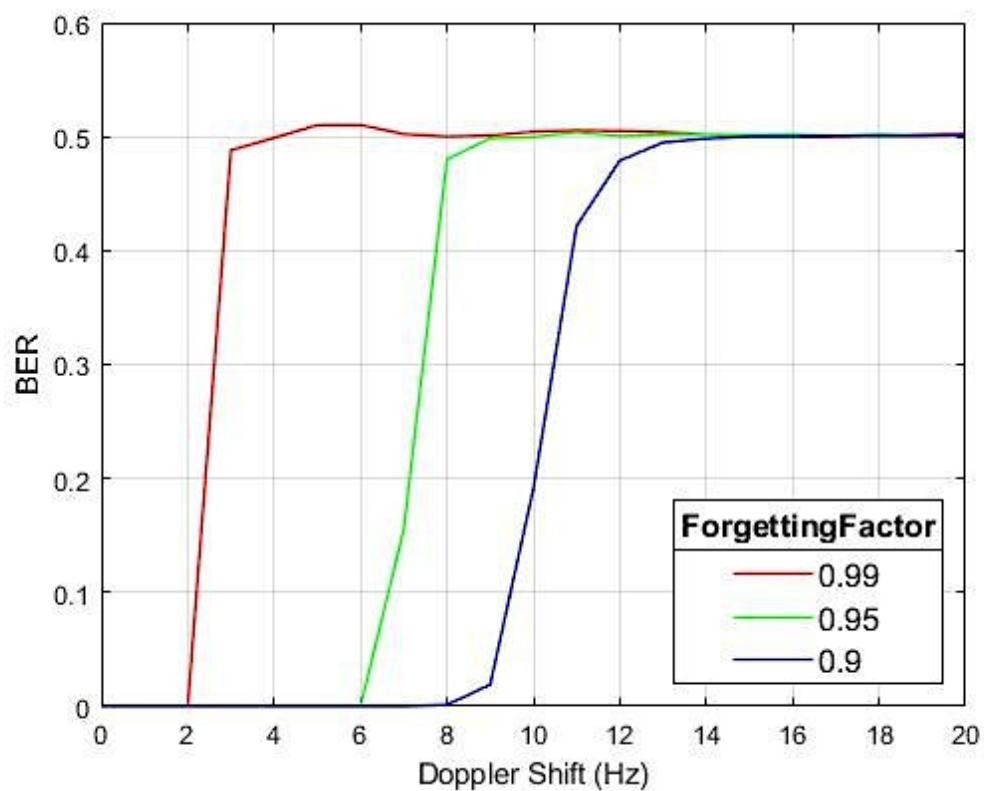


Рисунок 10 – зависимость BER от доплеровского сдвига при различных значениях ForgettingFactor

6.2 Фазовый сдвиг

На рис. 11 показан результат эквализации сигнала, смещённого по фазе на $3\pi/4$. Задача адаптивного фильтра – «повернуть» созвездие обратно на значение сдвига.

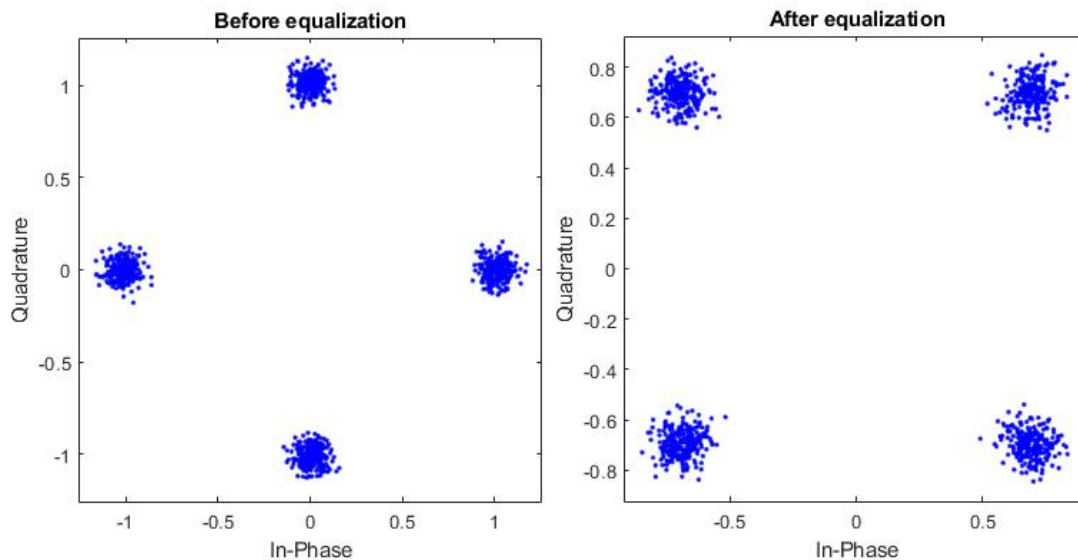


Рисунок 11 – компенсация фазового сдвига сигнала на $3\pi/4$

6.3 Задержка сигнала

Блок настраиваемой дробной задержки (Variable Fractional Delay) смещает входной сигнал на заданное количество отсчётов. Далее происходит ресэмплинг входного сигнала для получения новых отсчётов на нецелых интервалах дискретизации. В построенной модели используется фильтр Фарроу – интерполяция методом Лагранжа. Было выявлено, что для компенсации задержки линейным эквалайзером требуется предварительная символьная синхронизация, дробный же выполняет в том числе эту задачу (рис. 13) – восстанавливает исходные точки созвездия QPSK:

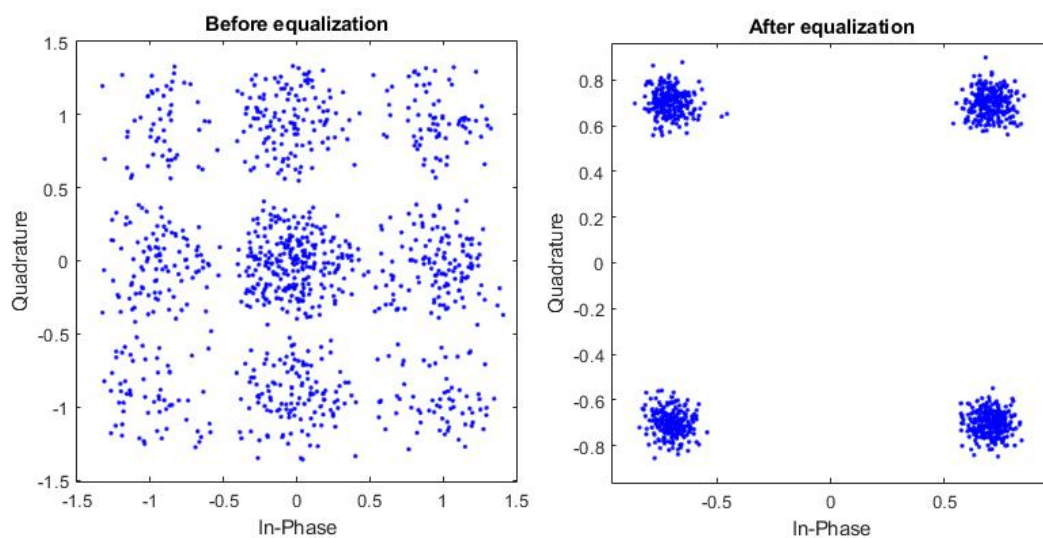


Рисунок 12 – сигнальные созвездия сигнала с искажением задержки передачи
до и после эквализации

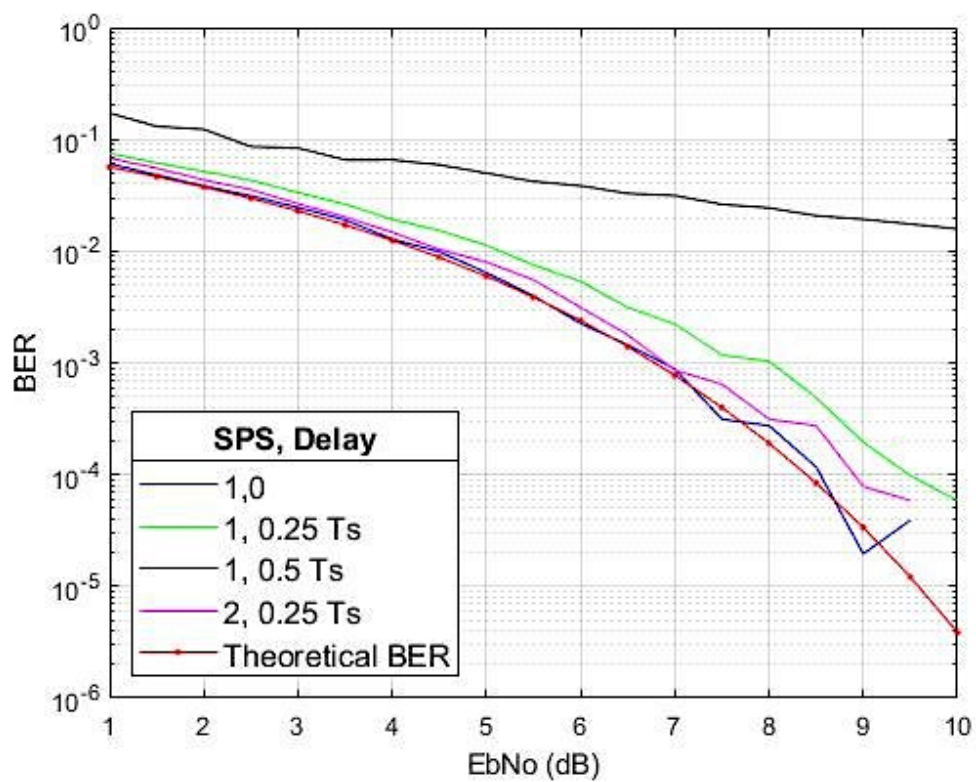


Рисунок 13 – зависимость BER от E_b/N_0 для дробного и символьного
эквалайзеров

6.4 Канал Рэлея

При передаче по каналу сигнал может встречать преграды на пути и оказываться в некотором соотношении поглощенным или отражённым ими. Отражённый сигнал попадает на приёмник с определённым опозданием, а оставшаяся энергия достигнет цели без отражений или же с большим их числом, то есть за другой временной промежуток. Происходит так называемое многолучевое распространение сигнала, когда существует несколько путей передачи сообщения (рис 14) [7]. В модели канала Рэлея на приёмник приходят только отражённые сигналы без возможности выделить основной, нет распространения в прямой видимости (худший случай распространения).

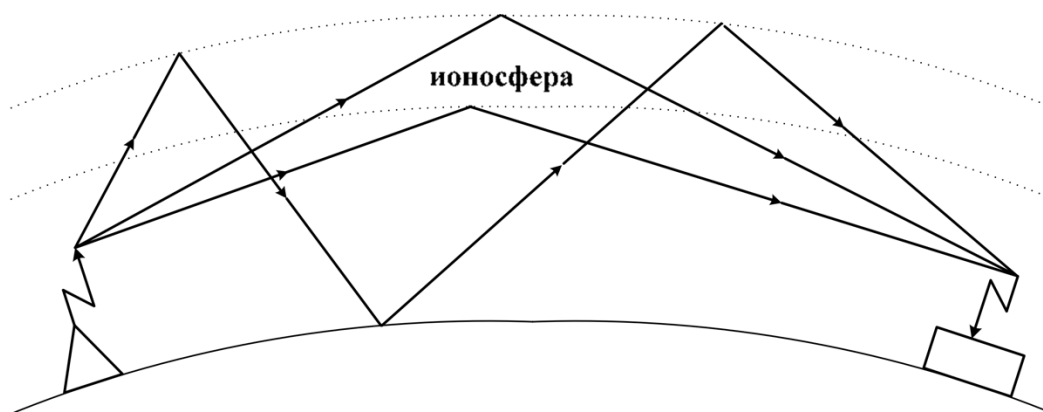


Рисунок 14 – пример многолучевого распространения

Многолучевой характер распространения приводит к МСИ и изменению амплитуды сигнала (вследствие интерференции падающих и отражённых волн) – то есть замиранию (fading). Поэтому для компенсации искажений в таких каналах важно наличие системы регулировки усиления.

На вероятность возникновения ошибок главным образом влияют такие величины, как задержка распространения разных компонент сигнала и степень уширения спектральной линии (Doppler Spread) вследствие эффекта Доплера для каждой из составляющих.

На рис. 15 и 16 показана зависимость вероятности битовой ошибки у доплеровского уширения спектра и задержки многолучевого распространения для эквалайзера с обратной связью по решению. Для обоих типов искажений можно определить граничные значения, с компенсацией которых справляется эквалайзер с заданными настройками.

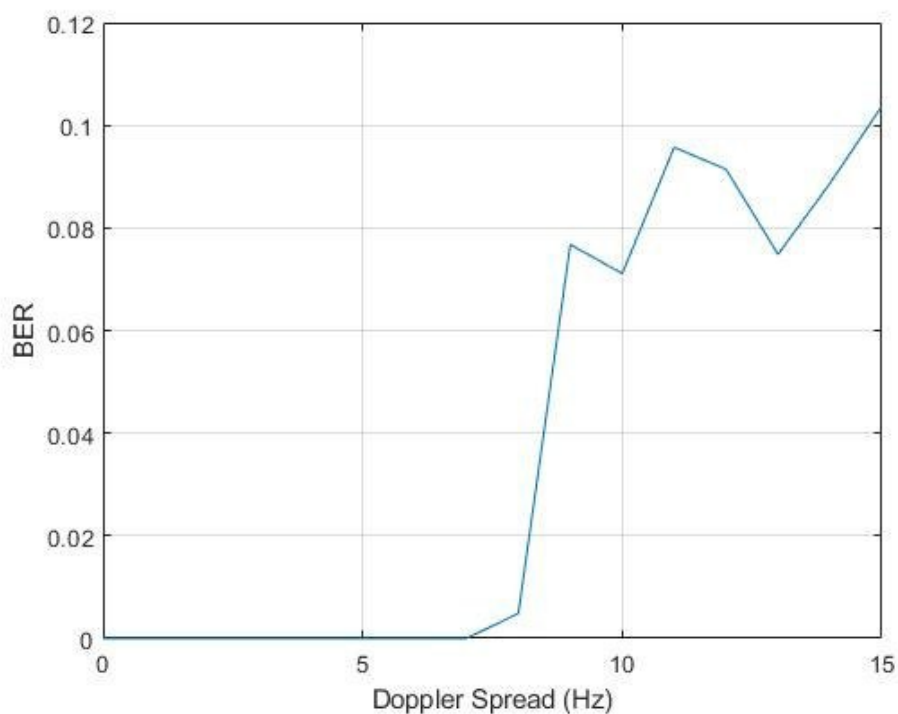


Рисунок 15 – зависимость BER от величины доплеровского уширения

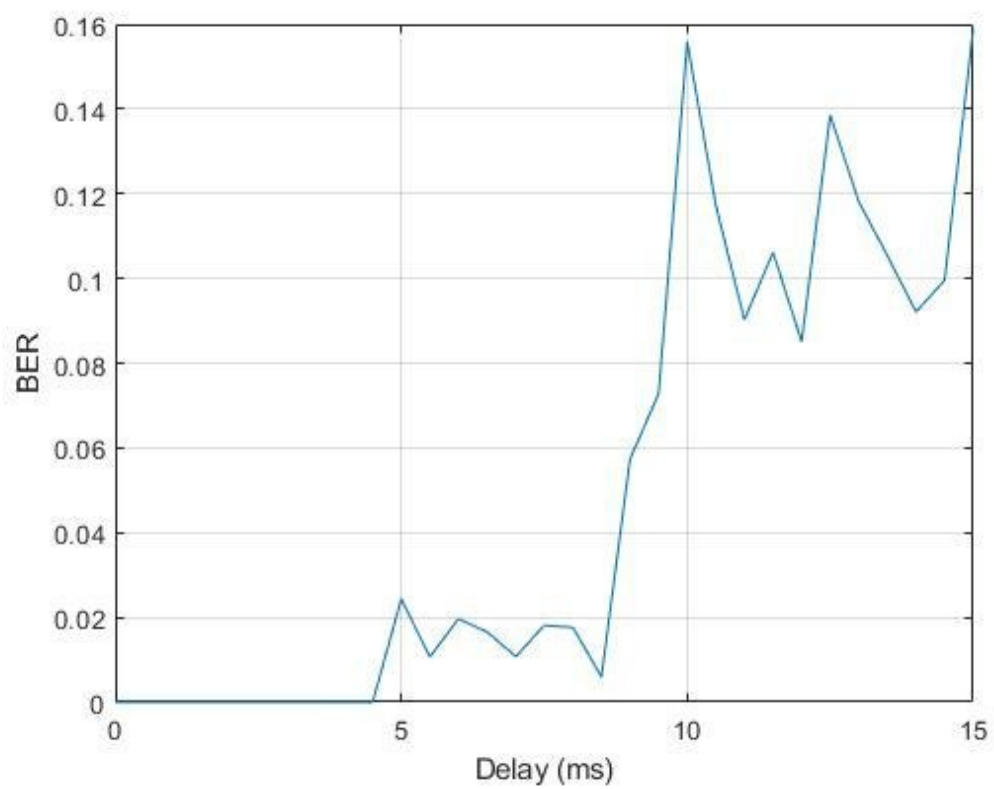


Рисунок 16 – зависимость BER от задержки многолучевого распространения

Заключение

В дипломной работе была предложена схема для моделирования приёма искаженного сигнала с последующим восстановлением переданного сообщения различными алгоритмами эквализации. Разработан ряд соответствующих программ в среде программирования MATLAB.

В ходе работы была проведена симуляция различных искажений сигнала, вызванных свойствами канала передачи: шумовых помех, задержки передачи, доплеровского смещения и уширения спектра, многолучевого распространения в модели канала Рэля. Для каждого случая построена модель восстановления сигнала и получена зависимость коэффициента битовой ошибки от условий канала, конфигурации эквалайзера, его параметров и алгоритма фильтрации.

Было показано, что дробный эквалайзер не чувствителен к временной ошибке, что позволяет отказаться от использования символьных синхронизаторов в цифровом приемнике.

Моделирование показало, что эквалайзеры способны справиться с небольшими частотными сдвигами (~ 10 Гц), что позволяет в некоторых случаях отказаться от использования схем частотной синхронизации в цифровом приемнике.

При превышении интервалом задержки длины эквалайзера, эффективность эквализации резко падает, поэтому при выборе параметров эквалайзера необходимо учитывать наихудшие характеристики канала, при которых должна поддерживаться связь.

Литература

1. Минин В.Е. Проблемы использования КВ диапазона при построении радиосетей // Правоведение. 2007. №6. С.145-149.
2. Ступницкий М.М., Лучин Д.В. Потенциал КВ-радиосвязи для создания цифровой экосистемы России // Электросвязь. 2018. № 5. С. 49 – 54.
3. Скляр Бернارد. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом “Вильямс”, 2003. С. 146–147.
4. A. Goldsmith, Wireless Communications, Cambridge University Press, 2005. С. 159-164, 329
5. Прокис Джон. Цифровая связь. Пер. с англ. под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь. 2000. С.234–236
6. MathWorks: Adaptive Equalizers
<https://www.mathworks.com/help/comm/ug/adaptive-equalizers.html>
(дата обращения: 1.06.2020)
7. Теория электрической связи: учебное пособие / К.К. Васильев, В.А. Глушков, А.В. Дормидонтов, А.Г. Нестеренко; под общ. ред. К.К. Васильева. – Ульяновск: УлГТУ, 2008. С. 301
8. <https://gect.ru/atmosphere/ionosphere.html> (дата обращения: 1.06.2020)
9. Haykin S. Adaptive Filter Theory, 4th edition.— Prentice Hall, 2002. – С. 449
10. Сергиенко А. Б. Алгоритмы адаптивной фильтрации: особенности реализации в MATLAB / А. Б. Сергиенко // Математика в приложениях. - 2003. - №1