

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования
«Уральский федеральный университет
имени первого Президента России Б.Н. Ельцина»

Институт радиоэлектроники и информационных технологий – РТФ
Школа бакалавриата

ДОПУСТИТЬ К ЗАЩИТЕ ПЕРЕД ГЭК

Руководитель образовательной программы
«Инфокоммуникационные технологии и
системы связи»

Саблина Н.Г.
(подпись)
«_____» _____ 2020 г.

ВЫПУСКНАЯ КВАЛИФИКАЦИОННАЯ РАБОТА
**ИССЛЕДОВАНИЕ АДАПТИВНЫХ АЛГОРИТМОВ ЭКВАЛИЗАЦИИ С ОБ-
РАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО РЕШЕНИЮ ДЛЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИСТЕМ
СВЯЗИ В КАНАЛЕ С МЕЖСИМВОЛЬНОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИЕЙ**
ИРИТ 110302 522 ПЗ

Руководитель: Нифонтов Ю.А.

канд. техн. наук, доц.

Нормоконтролер: Шкитенков В.В.

Студент группы РИ-460008

Резниченко Г.А.

Екатеринбург, 2020

РЕФЕРАТ

Пояснительная записка содержит 91 с., 54 рис., 7, табл., 26 источн., 6 прил.

ЭКВАЛАЙЗЕРЫ С РЕШАЮЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ, АДАПТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ, LMS, NLMS, RLS, СИНХРОНИЗАЦИЯ АДАПТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ, МЕЖСИМВОЛЬНАЯ ИНТЕРФЕРЕНЦИЯ.

Объект исследования - эквалайзер с обратной связью по решению.

Цель работы – разработка программных моделей и исследование их качественных показателей.

Методом исследования является компьютерное моделирование.

В исследовании рассматриваются эквалайзер с решающей обратной связью с тремя адаптивными фильтрами LMS, NLMS, RLS и редко освещенные в литературе темы синхронизации эквалайзеров.

Работа является обзорным исследованием алгоритмов синхронизации и эквализации. Исследуемые схемы могут применяться в SDR приемниках, также некоторые из них могут быть аналоговыми. Поскольку исследуются широкополосные системы, то алгоритмы эквализации и синхронизации могут быть применены/применяются в спутниковых и мобильных системах связи.

Инв. № подп	Подп. и дата	Инв. № дубл.	Взам. инв. №	Подп. и дата	ИРИТ 110301 522 ПЗ							
					Ли	Изм.	№ докум.	Подп.	Дата			
					Разраб.	Резниченко Г.А.		25.05	Исследование адаптивных алгоритмов эквализации с обратной связью по решению для широкополосных систем связи в канале с межсимвольной интерференцией	Лит	Лист	Листов
					Пров.	Нифонтов Ю.А.		26.05				
					Т. контр.							
					Н. контр.	Шкитенков В.В.						
					Утв.	Саблина Н.Г.						
										2	92	
										УрФУ ИРИТ-РтФ		
										Школа бакалавриата		

СОДЕРЖАНИЕ

ПЕРЕЧЕНЬ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ	7
ВВЕДЕНИЕ.....	8
1 Аналитический обзор литературы.....	9
1.1 Эффект межсимвольной интерференции	9
1.2 Широкополосные сигналы и системы.	11
2 Выбор и обоснование алгоритма эквалайзации и адаптивных фильтров....	16
2.1 Принцип работы адаптивного фильтра	16
2.2 Адаптивный линейный эквалайзер.	17
2.3 Адаптивный эквалайзер с решающей обратной связью	20
2.4 Дробный эквалайзер	23
2.5 Винеровское решение.....	24
2.6 Рабочая функция	25
2.7 LMS алгоритм и его свойства	26
2.8 NLMS алгоритм и его свойства	28
2.9 RLS алгоритм и его свойства.....	29
2.10 Принцип применения рассмотренных алгоритмов к эквалайзеру с обратной связью по решению.....	31
2.10.1 LMS.....	32
2.10.2 NLMS.....	32
2.10.3 RLS.....	33
3 Исследование вопросов синхронизации адаптивных фильтров.	34

3.1	Схема оценивания задержки с банком корреляторов	36
3.2	Классическая схема последовательного поиска	37
3.3	Схема последовательного поиска со скользящим средним	40
3.4	Схема поиска с адаптивным фильтром	42
3.5	Предлагаемая гибридная схема синхронизации и последовательного поиска	46
3.6	Классическая схема слежения	47
3.7	Пример совместного функционирования контура АПЗ, схемы поиска и эквалайзера	51
4	Создание программных моделей.....	53
4.1	Программные модели, созданные для сравнительной характеристики адаптивных фильтров.	53
4.2	Создание программных моделей для исследования систем синхронизации.....	55
5	Исследование качественных показателей работы моделей и алгоритмов обработки сигналов с МСИ.....	58

5.1 Сравнительная характеристика переходных процессов адаптивных фильтров.....	58
5.2 Сравнительная характеристика переходных процессов эквалайзера, работающего на символьной скорости и дробного эквалайзера	61
5.3 Сравнительная характеристика качества фильтрации и переходных процессов NLMS-фильтров в зависимости от различных величин параметра регуляризации δ	63
5.4 Сравнительная характеристика кривых помехоустойчивости LMS фильтра в зависимости от шага адаптации	65
5.5 Сравнительная характеристика кривых помехоустойчивости NLMS фильтра в зависимости от шага адаптации	69
5.6 Сравнительная характеристика кривых помехоустойчивости RLS, NLMS и LMS фильтров.....	73
5.7 Исследование системы синхронизации.....	77
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	79
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	81
ПРИЛОЖЕНИЕ А. Программная реализация эквалайзера с решающей обратной связью на базе LMS фильтра в виде встраиваемой функции	83
ПРИЛОЖЕНИЕ Б. Программная реализация эквалайзера с решающей обратной связью на базе NLMS фильтра в виде встраиваемой функции ...	84
ПРИЛОЖЕНИЕ В. Программная реализация эквалайзера с решающей обратной связью на базе RLS фильтра в виде встраиваемой функции.....	85
ПРИЛОЖЕНИЕ Г. Программная реализация гибридной схемы синхронизации и устройства оценки по задержке на базе LMS фильтра в виде встраиваемой функции.....	86
ПРИЛОЖЕНИЕ Д. Программная реализация гибридной схемы синхронизации и устройства оценки по задержке на базе NLMS фильтра в виде встраиваемой функции	88

ПРИЛОЖЕНИЕ Е. Программная реализация гибридной схемы синхронизации и устройства оценки по задержке на базе NLMS фильтра в виде встраиваемой функции	90
---	----

ПЕРЕЧЕНЬ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ

В настоящей пояснительной записке к выпускной квалификационной работе применяются следующие сокращения и обозначения.

BER – Bit error rate

DFE – Decision feedback equalizer

GPS - Global Positioning System

LMS – Least mean squares

MSE – Mean square error

NLMS – Normalized least mean squares

QPSK - Quadrature phase shift keying

RLS – Recursive least squares

АБГШ - Аддитивный белый Гауссов шум

АКФ – Автокорреляционная функция

АПЗ – Автоподстройка задержки

АФ – Адаптивный фильтр

АФ – Адаптивный фильтр

АЧХ – Амплитудно-частотная характеристика

БГШ – Белый Гауссов шум

БИХ фильтр – фильтр с бесконечной импульсной характеристикой

ВК – Весовые коэффициенты

КИХ фильтр – Фильтр с конечной импульсной характеристикой

МСИ – Межсимвольная интерференция

ОСШ – Отношение сигнал-шум

ПУ – Пороговое устройство

СКО – Среднеквадратическое отклонение

ФЧХ – Фазочастотная характеристика

ВВЕДЕНИЕ

Системы связи функционируют в агрессивной помеховой обстановке. Кроме того, параметры каналов связи изменяются во времени. На сегодняшний день для такого рода каналов не существует эффективного компенсатора искажений, у которого параметры во времени не изменяются. В связи с этим, большой интерес вызывают адаптивные алгоритмы обработки сигналов.

Первые исследования в области адаптивной фильтрации были проведены в 50-ых годах прошлого столетия. Согласно разным оценкам, на сегодняшний день в научно-технических журналах и трудах научно-технических конференций насчитывается более 10 тысяч публикаций. Число публикаций свидетельствует о становлении объекта исследования как самостоятельной научной теории.

Межсимвольная интерференция является одним из наиболее деструктивных факторов, приводящих к деградации сигнала. Совместно с ростом пропускных способностей систем связи, возрастает и влияние данного явления. Поскольку применение адаптивных фильтров – эффективный метод борьбы с межсимвольной интерференцией, возникает повышенная потребность в их исследовании.

Целью данной выпускной квалификационной работы является исследование адаптивного эквалайзера с решающей обратной связью в широкополосных системах связи. В качестве адаптивных фильтров рассматриваются наиболее распространённые LMS, NLMS и RLS фильтры. Приводится их общий анализ и сравнительная характеристика. В исследовании также затрагиваются вопросы синхронизации обучающих последовательностей.

Методы компьютерного моделирования систем связи на текущий день с большой интенсивностью набирают популярность. Поэтому технология исследования заключается в моделировании с последующим анализом полученных результатов.

1 Аналитический обзор литературы

1.1 Эффект межсимвольной интерференции

Для систем связи с низко расположеными антеннами, кроме прямых трасс распространения радиоволн, встречаются объекты, которые мешают прямой видимости между приемником и передатчиком. Вследствие отражательной способности электромагнитных волн, возникает множество сигнальных компонент с различной энергией, фазой и задержкой. Такого рода компоненты на приемной стороне образуют некогерентную смесь. Данное явление называется межсимвольной интерференцией. Межсимвольная интерференция возникает также вследствие влияния соседних источников излучения, работающих в одной полосе. Это особенно актуально для межсотовых искажений.

Для разработки методов борьбы с этим явлением имеет смысл организовать модель, которая будет описывать параметры такого канала связи. Поскольку передатчик посылает символы в дискретные моменты времени, строившийся выход согласованного фильтра является также сигналом дискретного времени, то совокупность импульсных характеристик передатчика, канала связи и согласованного фильтра можно представить в виде эквивалентного трансверсального фильтра [3]. КИХ-фильтр представляет собой линию задержки и весовой сумматор. Его входом является информационная последовательность, а выходом искаженный МСИ сигнал. Эквивалентная модель может моделировать как дробную, целочисленную, так и комбинированную задержку в элементарных путях распространения радиоволн. Дробная задержка возникает, если длительность распространения многолучевого компонента не пропорциональна длительности импульса, а целочисленная возникает при пропорциональности этих величин. Совокупность элементов задержки характеризуют относительную задержку распространения элементарных компонент, а весовые коэффициенты характеризуют их амплитуду и фазу на входе

приемного устройства. Кроме того, при моделировании и анализе всегда учитывают аддитивный белый Гауссов шум.

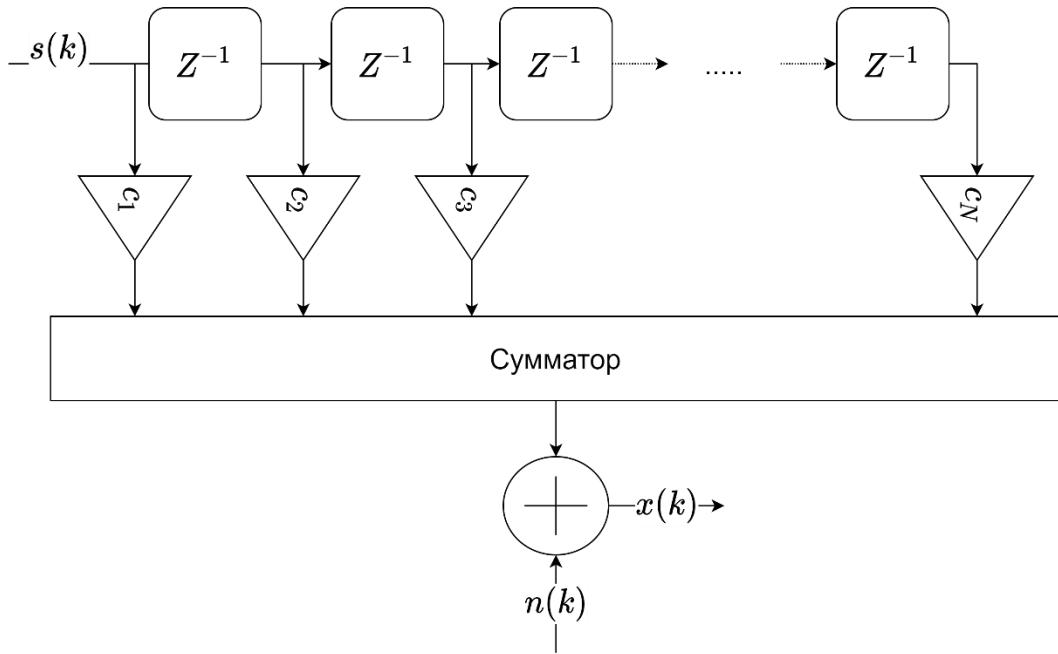


Рисунок 1 — Эквивалентная модель в дискретном времени для канала с МСИ и АБГШ

$$x(k) = \sum_{i=1}^N c_i s(k-i) + n(k) \quad (1.1)$$

Эквивалентный трансверсальный фильтр с межсимвольной интерференцией характеризуется следующими свойствами:

- импульсная характеристика эквивалентной модели состоит более чем из одного коэффициента;
- АЧХ эквивалентной модели в полосе сигнала не является равномерной;
- ФЧХ эквивалентной модели в полосе сигнала не является линейной функцией частоты.

Помимо этих свойств, канал связи характеризуется нестационарностью. Данное явление особенно заметно для подвижных систем связи. Поскольку

приемник и\или передатчик подвижны, то относительные координаты расположения объектов меняются во времени. Это приводит к изменению коэффициентов во времени эквивалентного трансверсального фильтра.

1.2 Широкополосные сигналы и системы

Широкополосными (шумоподобными или сложными) сигналами называют сигналы, у которых произведение эффективной ширины спектра на длительность информационного символа много больше единицы. Сигнал при этом состоит из множества элементарных импульсов, также называемых чипами.

$$B = FT \gg 1 \quad (1.2)$$

Расширение спектра можно выполнять путем умножения информационного сигнала и широкополосного кода. При этом длительность информационного символа должна совпадать с длительностью кода. Представим процедуру расширения спектра в частотной и временной областях:

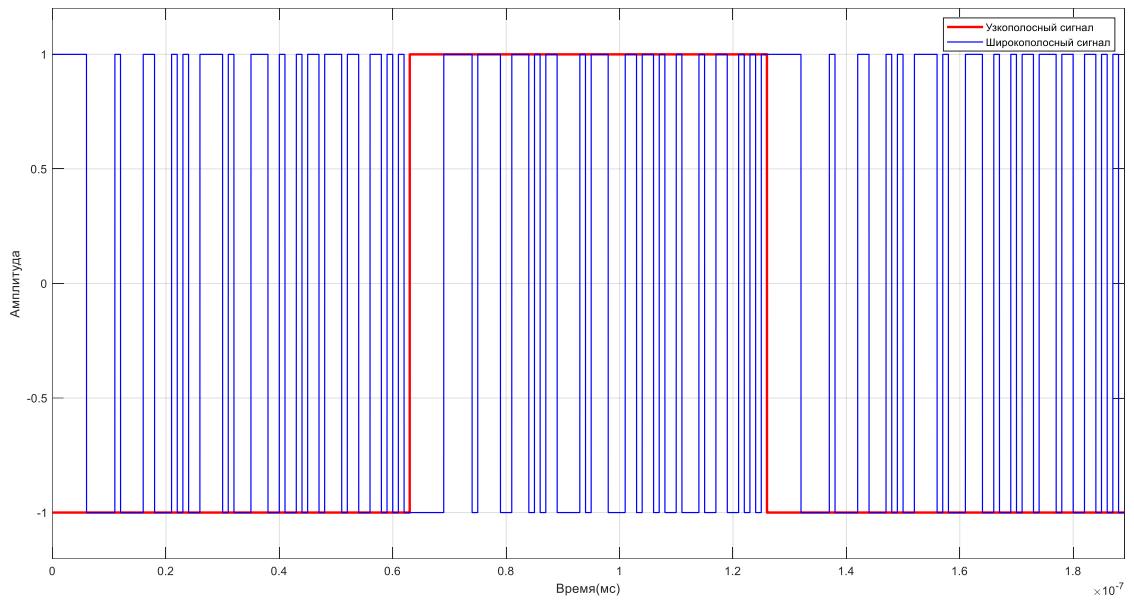


Рисунок 2 — Иллюстрация процедуры расширения спектра во временной области для М-последовательности длиной 63 чипа (красным показан сигнал узкополосной системы, синим – системы с расширенным спектром)

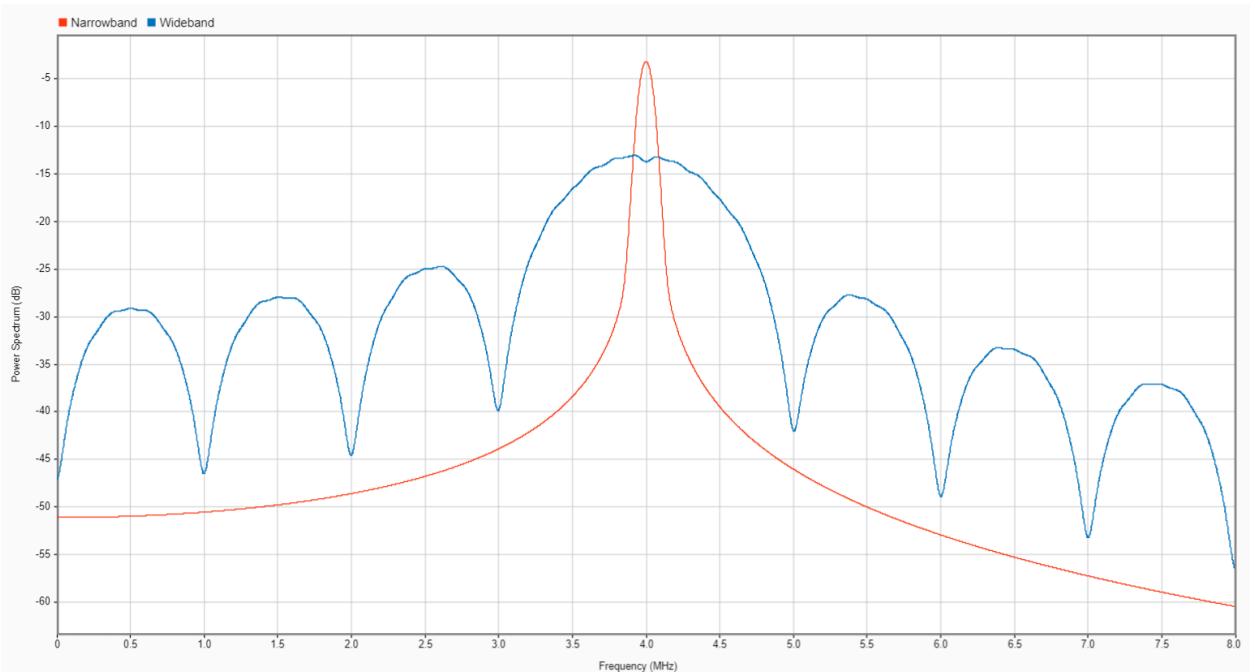


Рисунок 3 — Иллюстрация процедуры расширения спектра в частотной области для М-последовательности длиной 63 чипа (красным показан сигнал узкополосной системы, синим – системы с расширенным спектром)

Прием широкополосных сигналов по своему принципу совпадает с технологией приема в узкополосных системах. В качестве критерия оптимального приема также используется критерий максимального правдоподобия. В

сущности, этот критерий характеризует процедуру сравнения формы входного и опорного сигналов. Такая технология приема называется автокорреляционной, а решение о переданном символе принимается по уровню взаимной корреляционной функции в конце каждого периода оценивания. Оптимальный прием можно осуществлять с применением как корреляторов, так и согласованных фильтров. Единственным отличием от узкополосных систем является то, что в качестве сигналов для передачи информации используются кодовые сигналы.

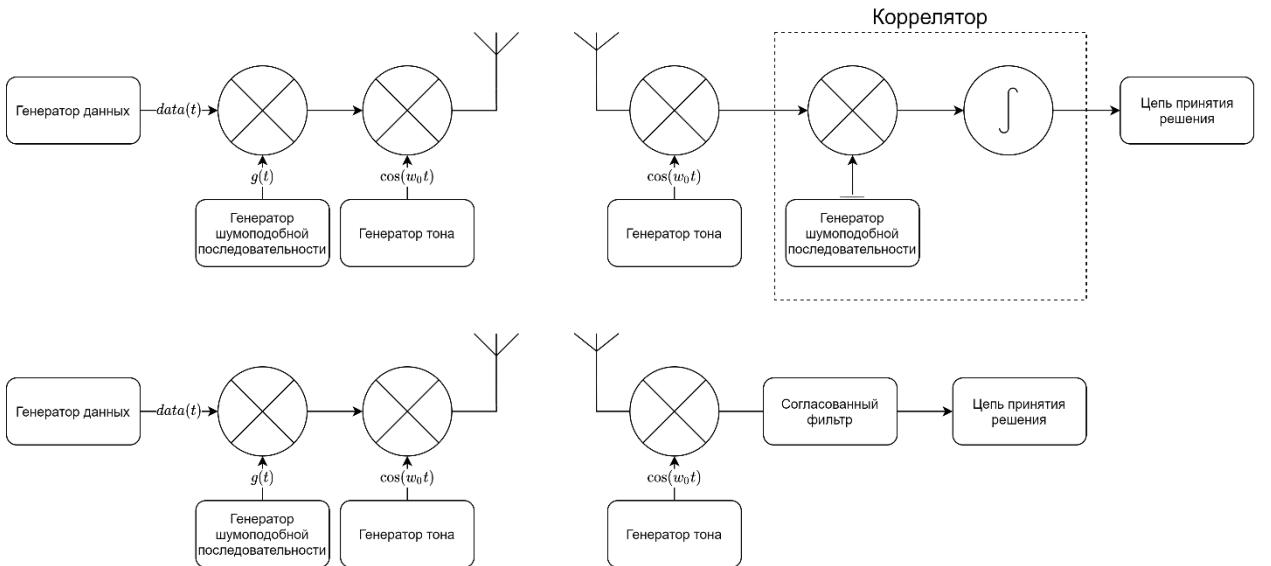


Рисунок 4 — Иллюстрация принципа приема-передачи в широкополосных системах связи по критерию максимума правдоподобия

Помехоустойчивость приёма, характеризуемая вероятностью ошибки, определяется только отношением его энергии к спектральной плотности помехи. Поэтому применение сложных сигналов не может дать выигрыша помехоустойчивости при помехе в виде широкополосного шума и сигнале, известном точно [5]. Однако, применение сложных сигналов позволяет получить целый ряд других преимуществ.

Повышенная помехоустойчивость к перекрестным помехам широкополосных сигналов. Данное явление обусловлено свойством ортогональности шумоподобных последовательностей к другим широкополосным сигналам. Так как прием ведется по критерию максимума правдоподобия, то согласован-

ный фильтр или коррелятор не максимизируют ОСШ для не своих кодов. Достигнуть данное свойство можно и путем формирования задержки одного и того же кода, при условии хорошей тактовой синхронизации, т.е. при условии снятия отсчетов на выходе согласованного фильтра в моменты времени, когда его выход достигает максимальных или сравнительно максимальных значений. Благодаря этому существуют системы связи с кодовым разделением.

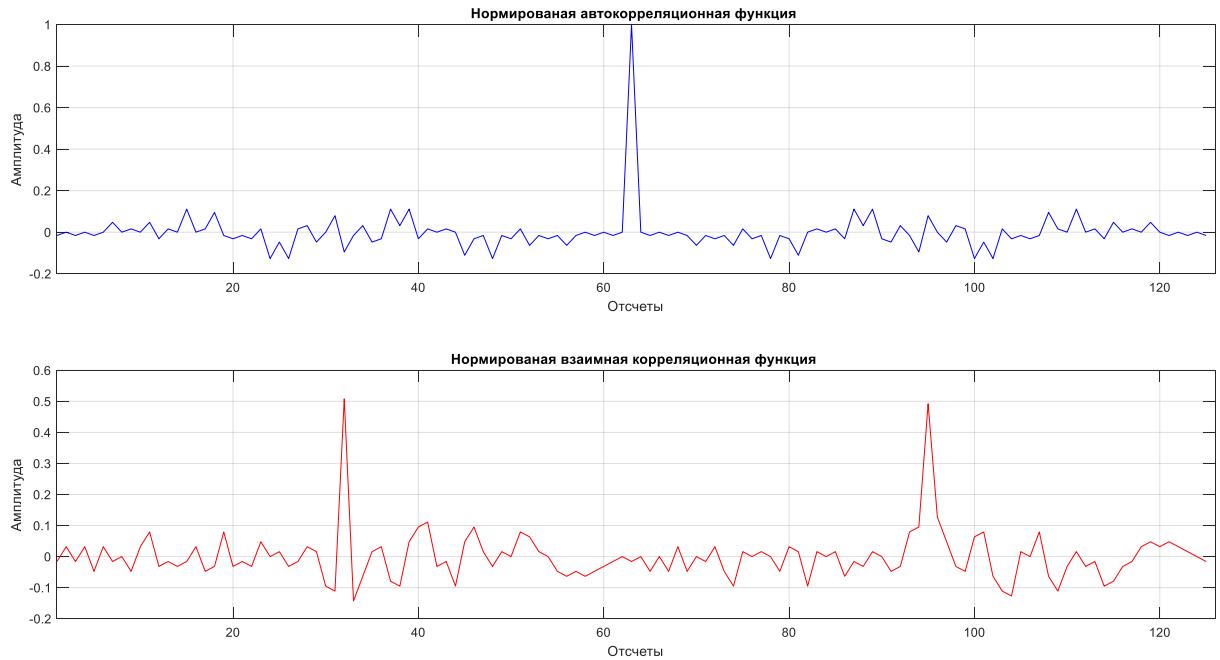


Рисунок 5 — Сравнительная характеристика нормированных корреляционных функций для не ортогонального и ортогонального кодов

Повышенная помехоустойчивость к узкополосным помехам. Вообще говоря, узкополосную помеху для широкополосной связи обычно не считают враждебной, следовательно, это могут быть сигналы соседних систем связи. Например, если прием осуществляется с применением корреляторов, то на входе интегрирующего звена устанавливается умножитель, в который поступают входной и широкополосный опорный сигнал. Таким образом, на выходе умножителя приемной стороны в частотной области энергия узкополосного сигнала размывается, а широкополосной системы сосредотачивается.

Высокая скрытность. Обусловлено тем, что при расширении спектра энергия единичного информационного символа не изменяется, следовательно, ей приходится распределяться по всей полосе частот. Вследствие этого, мы

имеем более низкие значения энергии в области эффективной ширины спектра.

Повышенная помехоустойчивость к межсимвольной интерференции относительно узкополосных систем. Речь ведется о каналах, у которых коэффициент передачи непостоянен в узкой полосе частот.

2 Выбор и обоснование алгоритма эквализации и адаптивных фильтров

2.1 Принцип работы адаптивного фильтра

Адаптивные фильтры применяются во множестве систем связи. Данного рода устройства применяются в задачах прямой и обратной идентификациях, определения параметров оценок линейного предсказания, слепой фильтрации и т.д. Так как параметры адаптивного эквалайзера меняются в процессе его работы, такой фильтр является нелинейным устройством. Однако, при каждом фиксированном значении ВК, АФ является линейным, поскольку между выходными и входными сигналами существует линейная связь [1]. Существует множество литературных источников, посвященных рекурсивным адаптивным фильтрам [2]. Он может быть организован, как на базе трансверсальных, так и на базе рекурсивных фильтров. Однако, на практике адаптивные БИХ фильтры не особо распространены, потому как применение трансверсальных фильтров вызывает меньше сложностей.

Приведем структуру адаптивного фильтра и опишем принцип его работы (см. Рисунок 6).



Рисунок 6 — Структурная схема адаптивного фильтра

На вход системы поступают искаженные отсчеты $x(k)$. Эти отсчеты фильтруются и используются для дальнейшей адаптации. В системе присутствует опорный сигнал $d(k)$, также называемый требуемым. Этот опорный сигнал совпадает с неискаженной версией входного сигнала $x(k)$. Сигнал ошибки формируются согласно уравнению $e(k) = d(k) - y(k)$. Далее он поступает в устройство, которое выполняет задачу обновления вектора весовых коэффициентов. Результирующий вектор загружается в фильтр. Выполняя процедуру итерационно, система стремится преобразовать коэффициенты цифрового фильтра таким образом, чтобы сигнал ошибки $e(k)$ равнялся нулю.

2.2 Адаптивный линейный эквалайзер

Простейшим примером выравнивателя является линейный эквалайзер. Он использует заранее известную тренировочную последовательность на основе которой моделируется обратная передаточная функция канала:

$$K(z) = H(z) + N_0 \quad (2.1)$$

где $H(z)$ - многолучевая составляющая;

N_0 - мощность шума.

Согласно литературным источникам [26], передаточные функции последовательно установленных звеньев умножаются, следовательно, на выходе линейного выравнивателя, имеем фильтр с единичным коэффициентом передачи, то есть

$$(H(z) + N_0) \times 1 / (H(z) + N_0) = 1 \quad (2.2)$$

Устройство может работать в двух режимах: в режиме обучения и в режиме оценивания. Режим обучения характеризуется формированием вектора весовых коэффициентов с передаточной функцией вида с использованием

опорного сигнала. Режим оценивания характеризуется формированием вектора весовых коэффициентов с использованием оценки переданного символа. Во время разработки принято формировать систему таким образом, чтобы режим обучения и режим оценивания чередовались.

Представим структурную схему линейного эквалайзера [3] (см. Рисунок 7):

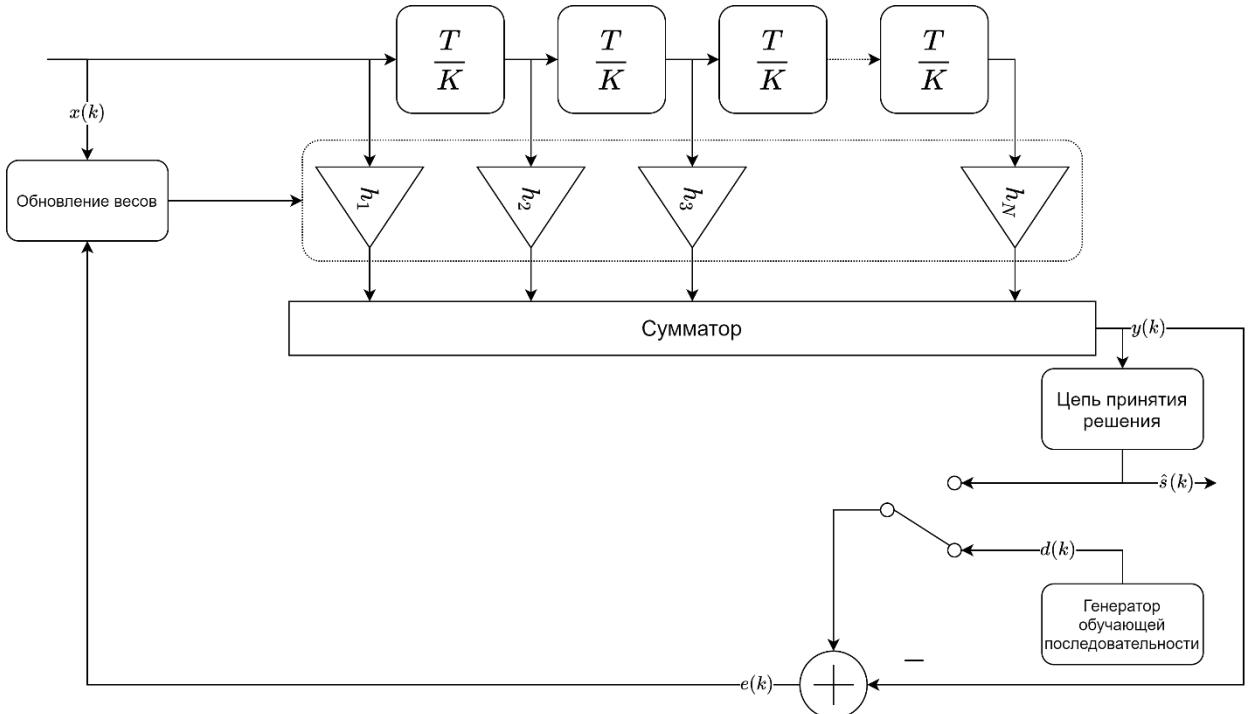


Рисунок 7 — Структурная схема адаптивного линейного эквалайзера

Линейный адаптивный эквалайзер состоит из адаптивного КИХ-фильтра, ключа/мультиплексора, цепи принятия решения, генератора обучающей последовательности $d(k)$, сумматора и устройства, выполняющего вычисления нового вектора коэффициентов на каждом шаге адаптации.

Входной сигнал $x(k)$ поступает в адаптивный КИХ фильтр. КИХ фильтр работает на скорости

$$F = K / T , \quad (2.3)$$

где K - число отсчетов на символ

T - период символа.

Выходной сигнал фильтра $y(k)$ поступает в сумматор. Если система работает в режиме обучения, то ошибка формируется из разности между выходным сигналом и опорным сигналом $d(k)$, то есть

$$e(k) = d(k) - y(k) \quad (2.4)$$

Если система работает в режиме обучения, то ошибка формируется из разности между выходным сигналом и оценкой $\hat{s}(k)$, то есть

$$e(k) = d(k) - \hat{s}(k) \quad (2.5)$$

Результирующая разность используется устройством, выполняющим вычисления нового вектора коэффициентов. Выполняя процедуру итерационно, система стремится преобразовать коэффициенты цифрового фильтра таким образом, чтобы сигнал ошибки $e(k)$ равнялся нулю.

К недостаткам такого эквалайзера можно отнести большой уровень шума на выходе системы. Рассмотрим пример. Имеется импульсная характеристика канала связи со следующими коэффициентами $h_1 = 0.4; h_2 = -0.02$.

В Z-области передаточная функция такого фильтра будет иметь следующий вид:

$$H(z) = 0.4 - 0.02z^{-1} \quad (2.6)$$

Соответственно, с учетом задержки на отсчет, компенсирующая передаточная функция линейного эквалайзера будет иметь следующий вид:

$$C(z) = \frac{1}{H(z)} = \frac{1}{0.4z^{-2} - 0.02z^{-3}} = 2.5z^{-2} + \frac{1}{8}z^{-3} + \frac{1}{160}z^{-4} + R(z) \quad (2.7)$$

где $R(z)$ - остаточный многочлен.

Здесь можно увидеть, что первый коэффициент передачи больше единицы. Это характеризует выравниватель данного типа, как устройство, которое также может усиливать шум в областях АЧХ, где коэффициент передачи ниже единицы (см. Рисунок 8 — Иллюстрация возрастания интенсивности БГШ на выходе системы с передаточной функцией).

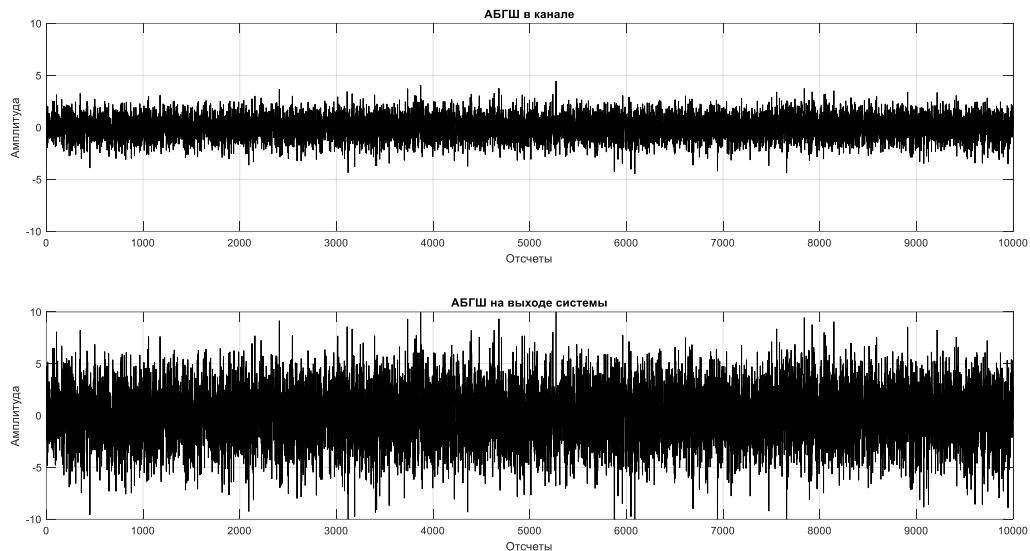


Рисунок 8 — Иллюстрация возрастания интенсивности БГШ на выходе системы с передаточной функцией $C(z)$

2.3 Адаптивный эквалайзер с решающей обратной связью

Адаптивные эквалайзеры с решающей обратной связью или DFE (Decision feedback equalizer) не характеризуются повышенным уровнем шума [3]. В сущности, адаптивный эквалайзер с обратной связью по решению определяет долю межсимвольных помех в ранее продетектированных символах, пропуская их через фильтр обратной связи, и, образуя свертку с фильтром прямой связи, получает аппроксимацию канала. Кроме того, если предыдущие символы продетектированы верно, то остаточная межсимвольная интерференция на выходе фильтра прямой связи полностью компенсируется фильтром обратной связи.

Устройство может работать в двух режимах: в режиме обучения и в режиме оценивания. Режим обучения характеризуется формированием вектора весовых коэффициентов на основе опорного сигнала $d(k)$. Режим оценивания характеризуется формированием вектора весовых коэффициентов на основе ранее продетектированных символов $\hat{s}(k)$. Во время разработки принято формировать систему таким образом, чтобы режим обучения и режим оценивания чередовались (см. Рисунок 9 — Структурная схема эквалайзера с обратной связью по решению[3].

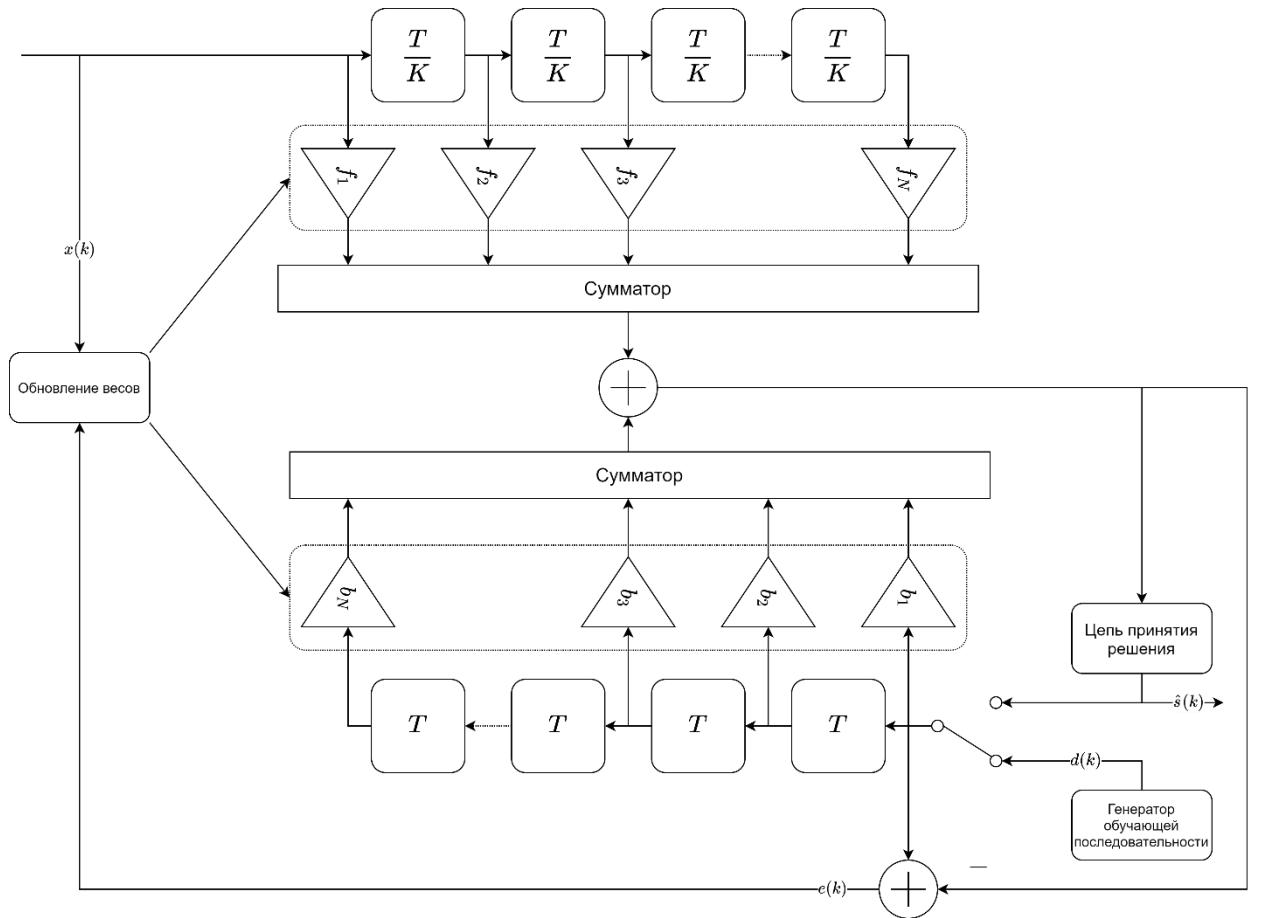


Рисунок 9 — Структурная схема эквалайзера с обратной связью по решению[3]

Структурная схема эквалайзера с обратной связью по решению состоит из фильтра прямой связи (сверху), фильтра обратной связи (снизу), ключа/мультиплексора, цепи принятия решения, генератора обучающей последовательности, двух сумматоров и устройства, выполняющего вычисления нового вектора коэффициентов на каждом шаге адаптации.

Входной сигнал $x(k)$ поступает в фильтр прямой связи. Фильтр прямой связи работает на скорости

$$F = K / T \quad (2.8)$$

где K - число отсчетов на символ

T - период символа.

Опорный сигнал $d(k)$ поступает в фильтр обратной связи. Фильтр обратной связи всегда работает на символьной скорости

$$F = 1 / T \quad (2.9)$$

В режиме обучения, сигналы с выхода фильтров прямой и обратной связи поступают на сумматор для формирования результирующей смеси вида [3]:

$$y(k) = \sum_{i=-N}^0 f_i x(k-i) + \sum_{i=1}^L b_i d(k-i) \quad (2.10)$$

В режиме оценивания, сигналы с выхода фильтров прямой связи и обратной связи поступают на сумматор для формирования результирующей смеси вида [3]:

$$\hat{s}(k) = \sum_{i=-K_1}^0 f_i x(k-i) + \sum_{i=1}^{K_2} b_i \hat{s}(k-i) \quad (2.11)$$

Для обоих режимов работы, результирующая смесь поступает на сумматор для формирования сигнала ошибки. В режиме обучения величина ошибки согласуется с уравнением вида:

$$e(k) = d(k) - y(k) \quad (2.12)$$

В режиме оценивания величина ошибки согласуется с уравнением вида

$$e(k) = d(k) - \hat{s}(k) \quad (2.13)$$

Сигнал ошибки $e(k)$ и входной сигнал $x(k)$ поступают в блок формирования нового вектора коэффициентов f_N и b_N . Эти коэффициенты загружаются в соответствующие КИХ-фильтры. Выполняя процедуру итерационно, система стремится преобразовать коэффициенты цифрового фильтра таким образом, чтобы сигнал ошибки $e(k)$ равнялся нулю.

2.4 Дробный эквалайзер

В некоторых системах связи применяется частота дискретизации выше чем один отсчет на символ. Эквалайзер можно отнести к классу дробных, если стробирование отсчета на выходе согласованного фильтра осуществляется в соответствии с теоремой Котельникова, т.е. в два раза больше чем эффективная ширина спектра комплексной огибающей [3]. Реализация дробных выравнивателей практически не отличается от выравнивателей, работающих на символьной скорости. В эквалайзерах с обратной связью по решению фильтр прямой связи работает на частоте

$$F = K / T \quad (2.14)$$

где K - число отсчетов на символ

T - период символа.

Фильтр обратной связи работает на символьной частоте. На выходе фильтра прямой связи устанавливается либо прореживающий до символьной частоты фильтр, либо используется контролирующий скорость звеньев (кроме

фильтра прямой связи) сумматор по модулю R , где R число отсчетов на символ. Таким образом, обновление весов осуществляется на символьной частоте.

2.5 Винеровское решение

Одним из распространенных критериев в адаптивных системах эквализации является критерий минимума среднеквадратической ошибки фильтрации [1 2].

$$E\left\{ |e(k)|^2 \right\} = E\left\{ |d(k) - y(k)|^2 \right\} \quad (2.15)$$

Наиболее распространенным решением, к которому стремится широкий класс современных адаптивных систем в процессе функционирования, является Винеровское решение.

Пусть случайный процесс $x(k) + n(k)$ наблюдается на интервале $[0 \dots t]$. $x(k)$ и $n(k)$ - стационарные случайные процессы. Известна корреляционная матрица наблюдаемого сигнала R_N и вектор взаимной корреляции наблюдаемого и опорного сигналов r_N . Требуется найти оптимальную линейную систему, выдающую на выходе оценку неискаженного сигнала $x(k)$ в смысле минимума среднеквадратической ошибки.

Винер в своем решении использовал градиентный метод. Так как целевая функция представляется собой N -мерный эллиптический параболоид, то очевидно, что вектор градиента направлен в сторону ее минимума. Таким образом, используя это свойство, было получено уравнение, известное как уравнение Винера-Хопфа [1 2].

$$h_{N,o} = R_N^{-1} r_N \quad (2.16)$$

2.6 Рабочая функция

Рабочая функция, также называемая MSE функцией, или среднеквадратическая функция стоимости - поверхность N-мерного порядка, представляющая собой эллиптический параболоид (см. Рисунок 10 — Фрагмент графика рабочей функции для двух коэффициентов, где $\xi_{\min} = 0$ $h_{N,o} = [0.65 \quad -2.1]^T$. Такая поверхность характеризует множество возможных значений весовых коэффициентов адаптивного фильтра, которые они теоретически могут приобретать в процессе оптимизации. Данную функцию изображают в виде поверхности второго порядка. Кроме того, она всегда вогнута вниз и направлена вверх, иначе при некоторых значениях весовых коэффициентов, среднеквадратическая ошибка была бы отрицательна, что невозможно для реальных физических сигналов. По горизонтальным осям X и Y обычно отмечают величины весовых коэффициентов, по оси Z величину СКО. Кроме того, речь ведется поверхности в смещенной и повернутой системе координат с центром в точке, соответствующей коэффициентам фильтра с оптимальным решением. Такая функция имеет только глобальный минимум, локальных минимумов не существует.

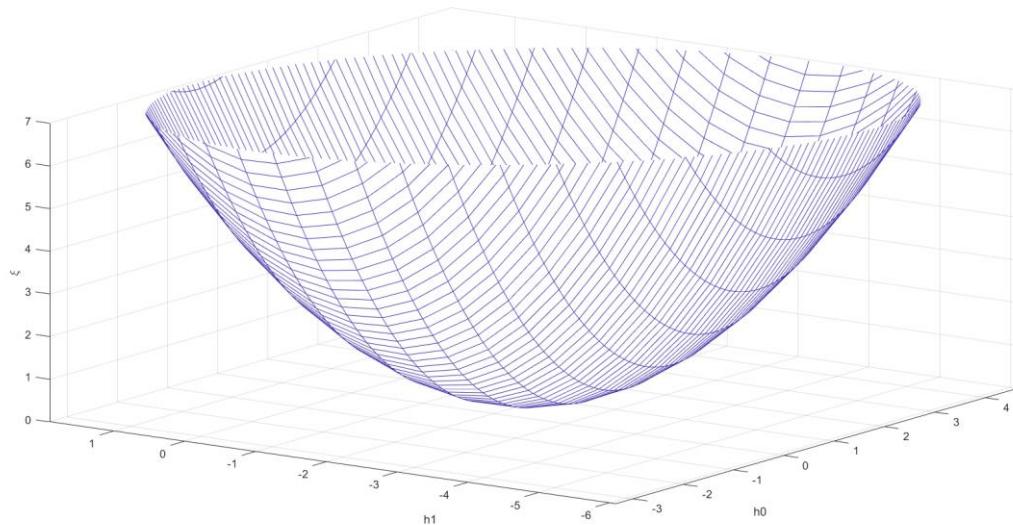


Рисунок 10 — Фрагмент графика рабочей функции для двух коэффициентов, где $\xi_{\min} = 0$ $h_{N,o} = [0.65 \quad -2.1]^T$

Графический анализ функций выше третьего порядка невозможен, а для поверхностей второго порядка не удобен. Допустим, необходимо исследовать несколько алгоритмов и сравнить их сходимость. При анализе графического изображения трехмерной MSE функции потребуется постоянно поворачивать график, поэтому используют двумерное изображение (см. Рисунок 11 — Фрагмент графика рабочей функции на плоскости, где $h_{N,o} = [0.65 \quad -2.1]^T$.

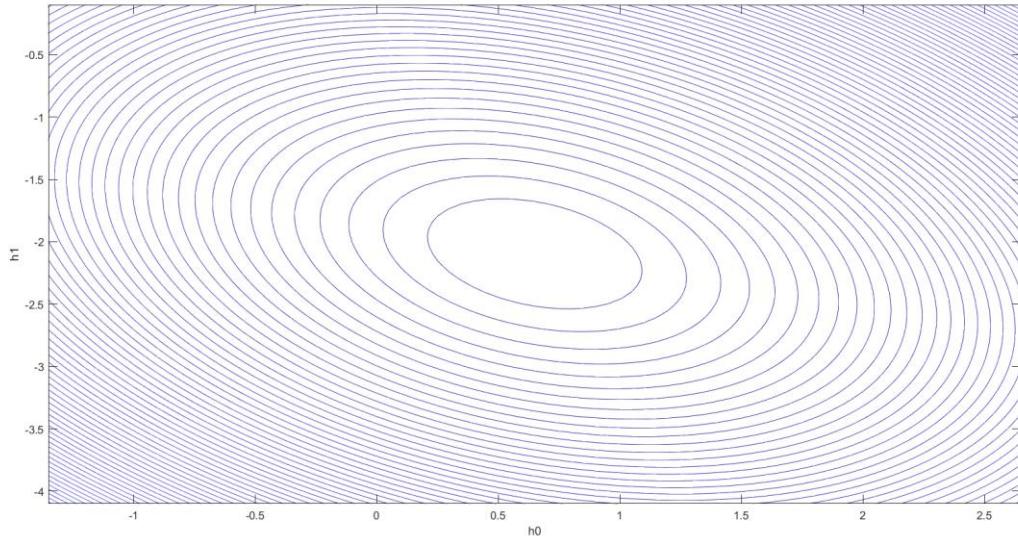


Рисунок 11 — Фрагмент графика рабочей функции на плоскости, где
 $h_{N,o} = [0.65 \quad -2.1]^T$

2.7 LMS алгоритм и его свойства

LMS принадлежит к классу алгоритмов стохастического градиентного спуска. Уравнение оптимизации основано на алгоритме наискорейшего спуска. Главным отличием является то, что в алгоритме наискорейшего спуска используется точное аналитическое значение градиента, а в LMS – алгоритме используется его усредненная форма. Именно поэтому его относят к классу стохастических.

Имеется скользящее окно входного сигнала $x_N(k)$. Используя опорный сигнал $d(k)$, необходимо выполнить поиск оптимальных значений весовых коэффициентов, при котором минимизируется рабочая функция.

Решение данной задачи достигается за счет следующего равенства:

$$\nabla_{\hat{h}_N} \hat{\xi}(k-1) = -\hat{r}_N(k) + \hat{R}_N(k)\hat{h}_N(k-1) \quad (2.17)$$

Самим же решением является выражение [1]:

$$h_N(k) = h_N(k-1) + \mu x_N(k) \overline{e(k)} \quad (2.18)$$

Где $h_N(k)$ и $h_N(k-1)$ - векторы оценок весовых коэффициентов на текущем шаге k и предыдущем $k-1$;

μ - положительная константа, называемая шагом адаптации;

$\overline{e(k)}$ - комплексно - сопряженная величина ошибки, которой соответствует разница между входным и опорным сигналом $e(k) = d(k) - x(k)$.

Шаг сходимости μ характеризует сходимость адаптивного фильтра. Увеличение данного значения ведет к росту скорости сходимости, но и к росту дисперсии сигнала ошибки $e(k)$. Необходимо иметь ввиду, что под скоростью сходимости понимается приближение значений оценок вектора весовых коэффициентов к оптимальному Винеровскому решению. В процессе адаптации они будут флюктуировать относительно значений $h_{N,o}$, находясь в их окрестности, но не достигнут этих значений, даже теоретически при $k \rightarrow \infty$. При выборе шага адаптации μ анализируется сходимость средних значений $h_N(k)$, которые сходятся к вектору $h_{N,o}$ при $k \rightarrow \infty$. Таким образом, речь ведется о сходимости алгоритма в среднем. В таком случае, она гарантируется при следующем условии [1]:

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}} \quad (2.19)$$

где λ_{\max} - максимальное собственное число автокорреляционной матрицы входного сигнала $x_N(k)$.

Очевидно, что на практике среднее значение не является свойством качественной работы системы связи, поэтому используется более строгое ограничение [1]:

$$0 < \mu < \frac{2}{N\sigma_x^2} \quad (2.20)$$

где N - Число весовых коэффициентов адаптивного фильтра

σ_x^2 - средняя мощность сигнала

Стоит отметить, что LMS-фильтр характеризуется пониженней вычислительной сложностью. За вычислительный цикл выполняются $2N$ операций сложения и $2N$ умножения.

2.8 NLMS алгоритм и его свойства

LMS-алгоритм используется в приложениях, где априори можно оценить предельно допустимое значение шага сходимости, гарантирующее устойчивость алгоритма. На практике такое возможно, если априорно известна дисперсия входного сигнала. В приложениях, где эти характеристики неизвестны, используется его нормированная версия. Нормирование относится к шагу сходимости, а сам шаг сходимости уже не является фиксированным, так как он зависит от квантованных величин входного сигнала $x_N(k)$. Шаг сходимости соответствует выражению [1]:

$$\mu(k) = \frac{\mu}{x_N^H(k)x_N(k) + \delta^2} \quad (2.21)$$

где $x_N^H(k)x_N(k)$ - энергия сигнала, соответствующая произведению вектора строки $x_N^H(k)$ и вектора столбца $x_N(k)$

μ - фиксированное значение шага адаптации выбирающиеся из диапазона $0 < \mu < 2$

$\delta^2 \geq 0,01\sigma_x^2$ - параметр регуляризации, ненулевое значение которого, гарантирует отсутствие деления на ноль.

Стоит отметить, что нормирование LMS алгоритма сглаживает резкие изменения вектора весовых коэффициентов в ситуациях скачков величин входного сигнала $x(k)$. Кроме того, NLMS-фильтр, как и LMS можно отнести к классу вычислительно простых устройств. В вычислительном цикле выполняется $3N$ сложений, $3N$ умножений и одна операция деления.

2.9 RLS алгоритм и его свойства

К недостаткам рассмотренных алгоритмов можно отнести сравнительно медленную и неравномерную сходимость. Как уже было показано, это связано с тем, что они являются стохастическими. Существуют и иные, более быстрые в смысле скорости сходимости, алгоритмы, в частности RLS. Данный алгоритм выполняет оптимизацию по критерию взвешенных наименьших квадратов $\sum_{i=1}^k \lambda^{k-i} |e(i)|^2$ рекурсивным методом. Кроме того, он является детерминированным. Этим и обуславливается его быстрая сходимость.

Имеется оценка коэффициентов канального КИХ-фильтра $h_N(k-1)$. На основе полученных значений входного сигнала $x(i)$, обладая априорной информацией о переданном сигнале $d(i)$ и величин коэффициентов $h_N(k-1)$,

необходимо скорректировать их значения по критерию взвешенных наименьших квадратов, т.е. получить уточненные значения $h_N(k)$.

Идея решения такой задачи заключается в том, что при расчете весовых коэффициентов $h_N(k)$ используются предыдущие значения $x(i)$ и $d(i)$. Отсюда следует, что значение наименьшего квадрата ошибок на каждом шаге зависит от каждого предшествующего. Целевую же функцию обычно взвешивают коэффициентом λ^{k-i} , который называется фактором забывания. Этот коэффициент показывает степень влияния каждого из предыдущих значений целевой функции $E(k)$ на текущее. Фактор забывания введен для случая фильтрации нестационарных случайных процессов. Поскольку в RLS фильтре значение ошибки $E(k)$ на каждом шаге адаптации зависит от предыдущих значений, то при отсутствии данного коэффициента (что ведет к зависимости текущего значения $h_N(k)$ от всех предыдущих), качество фильтрации нестационарных сигналов будет снижаться. Диапазон значений фактора забывания выбирается из диапазона $0 < \lambda \leq 1$. Представим уравнение ошибки [1]:

$$E(k) = \sum_{i=1}^k \lambda^{k-i} e(i) \overline{e(i)} \quad (2.22)$$

Итерационная процедура вычисления вектора оптимальных весовых коэффициентов в алгоритме RLS включает в себя следующие шаги:

- 1) Инициализация $h_N(0) = 0_N; \delta \geq 0,01\sigma_x^2; R_N^{-1}(0) = \delta^{-2} I_N;$
- 2) Вычисление вектора коэффициентов усиления Калмана
$$g_N(k) = \frac{R_N^{-1}(k-1)x_N(k)}{x_N^H(k)R_N^{-1}(k-1)x_N(k) + \lambda};$$
- 3) Вычисление обновленной взвешенной обратной корреляционной матрицы $R_N^{-1}(k) = \lambda^{-1} [R_N^{-1}(k-1) - g_N(k)x_N^H(k)R_N^{-1}(k-1)];$
- 4) Вычисление значения ошибки $\overline{\alpha(k)} = \overline{d(k)} - x_N^H(k)h_N(k-1);$
- 5) Обновление вектора ВК $h_N(k) = h_N(k-1) + g_N(k)\overline{\alpha(k)};$

6) Повторение пунктов 2-5.

Помимо существенных достоинств относительно рассмотренных выше градиентных методов, RLS алгоритм характеризуется повышенной вычислительной сложностью. В цикле выполняется $3N^2 + 3N$ операций умножения, $2N^2 + 3N$ операций сложения и одной операции деления.

2.10 Принцип применения рассмотренных алгоритмов к эквалайзеру с обратной связью по решению

Как уже было показано, в структурной схеме эквалайзера с обратной связью по решению присутствуют два фильтра - фильтр прямой связи и фильтр обратной связи. Отсюда следует, что обновление коэффициентов нужно осуществлять для двух векторов одновременно. На первый взгляд, кажется, что требуются решать два уравнения во время адаптации:

- для фильтра прямой связи

$$f_N(k) = f_N(k-1) + \mu e(k-1)x_N(k) \quad (2.23)$$

- для фильтра обратной связи

$$b_N(k) = b_N(k-1) + \mu e(k-1)d_N(k) \quad (2.24)$$

Для оптимизации, мы можем объединить векторы-столбцы скользящих окон входного $x_N(k)$ и опорных сигналов $d_N(k)$ в общий вектор-столбец:

$$u_N = \begin{pmatrix} x_N^H(k) & d_N^H(k) \end{pmatrix}^H \quad (2.25)$$

Соответственно, коэффициенты адаптивных фильтров тоже нужно объединить:

$$T_N^H(k) = \begin{pmatrix} f_N^H(k) & b_N^H(k) \end{pmatrix} \quad (2.26)$$

Таким образом, программная реализация эквалайзера с обратной связью по решению будет соответствовать следующим алгоритмам [9]:

2.10.1 LMS

- 1) Инициализация $d_N(0) = 0_N; T_N(0) = 0_N;$
- 2) Объединение окон входного и опорных сигналов $u_N(k) = \begin{pmatrix} x_N^H(k) & d_N^H(k) \end{pmatrix}^H;$
- 3) Поиск выходного сигнала КИХ-фильтров: $y(k) = T_N^H(k-1)u_N(k);$
- 4) Вычисление ошибки $e(k) = d(k) - y(k);$
- 5) Обновление весов $T_N(k) = T_N(k-1) + \mu \overline{e(k)} u_N(k);$
- 6) Сдвиг скользящего окна опорного сигнала $d_N(k)$ на единицу;
- 7) Повторение пунктов 2-6.

2.10.2 NLMS

- 1) Инициализация $d_N(0) = 0_N; T_N(0) = 0_N;$
- 2) Объединение окон входного и опорных сигналов $u_N(k) = \begin{pmatrix} x_N^H(k) & d_N^H(k) \end{pmatrix}^H;$
- 3) Поиск выходного сигнала КИХ-фильтров: $y(k) = T_N^H(k-1)u_N(k);$
- 4) Вычисление ошибки $e(k) = d(k) - y(k);$
- 5) Обновление весов $T_N(k) = T_N(k-1) + \frac{\mu}{u_N^H(k)u_N(k) + \delta^2} u_N(k)\overline{e(k)};$
- 6) Сдвиг скользящего окна опорного сигнала $d_N(k)$ на единицу;
- 7) Повторение пунктов 2-6.

2.10.3 RLS

- 1) Инициализация $T_N(0) = 0_N; R_N^{-1}(0) = \delta^{-2} I_N; d_N(0) = 0_N;$
- 2) Объединение окон входного и опорных сигналов $u_N(k) = (x_N^H(k) \quad d_N^H(k))^H;$
- 3) Вычисление вектора коэффициентов усиления Калмана
$$g_N(k) = \frac{R_N^{-1}(k-1)x_N(k)}{x_N^H(k)R_N^{-1}(k-1)x_N(k) + \lambda};$$
- 4) Вычисление взвешенной обратной корреляционной матрицы
$$R_N^{-1}(k) = \lambda^{-1} [R_N^{-1}(k-1) - g_N(k)x_N^H(k)R_N^{-1}(k-1)];$$
- 5) Вычисление величины ошибки $\alpha(k) = d(k) - h_N(k-1)u_N(k);$
- 6) Обновление вектора весовых коэффициентов $T_N(k) = T_N(k-1) + g_N(k)\overline{\alpha(k)}$;
- 7) Сдвиг скользящего окна опорного сигнала $d_N(k)$ на единицу;
- 8) Повторение пунктов 2-7.

3 Исследование вопросов синхронизации адаптивных фильтров

В процессе работы адаптивного фильтра требуется точная синхронизация входной полностью известной обучающей последовательности и локального генератора ее копии. В противном случае, эквалайзер не только не минимизирует дисперсию ошибки фильтрации, но и вносит дополнительные искажения (см. Рисунок 12 — Иллюстрация деградации выходного сигнала при задержке опорной последовательности относительно входной на символ, для эквалайзера работающего на Т-частоте).

Вопрос синхронизации особенно важен при разработке эквалайзеров, работающих на Т-скорости. Правильная работа данного рода систем возможна только при точной синхронизации.

Для анализа качества работы в дискретном времени изображения сигналов во времени не всегда удобны, поэтому используют сигнальные созвездия. Сигнальное созвездие – представление значений комплексной амплитуды на комплексной плоскости.

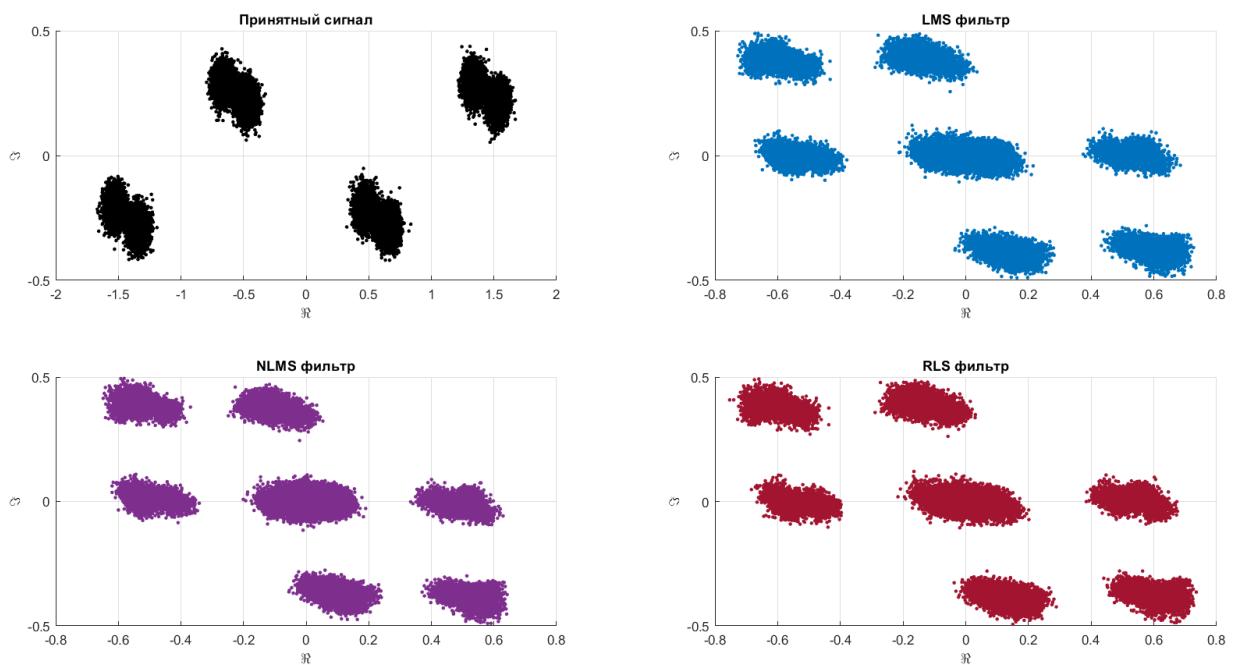


Рисунок 12 — Иллюстрация деградации выходного сигнала при задержке опорной последовательности относительно входной на символ, для эквалайзера работающего на Т-частоте

Дробные эквалайзеры менее подвержены деструктивному влиянию десинхронизации. Результаты экспериментов показывают, что при дискретизации входного сигнала со скоростью 2 и более отсчетов на символ, допускается десинхронизация в один отсчет входного сигнала, однако качество работы системы все же существенно снижается (см. Рисунок 13 — Иллюстрация деградации выходного сигнала при задержке опорной последовательности относительно входной на символ, для эквалайзера, работающего на $T/2$ скорости

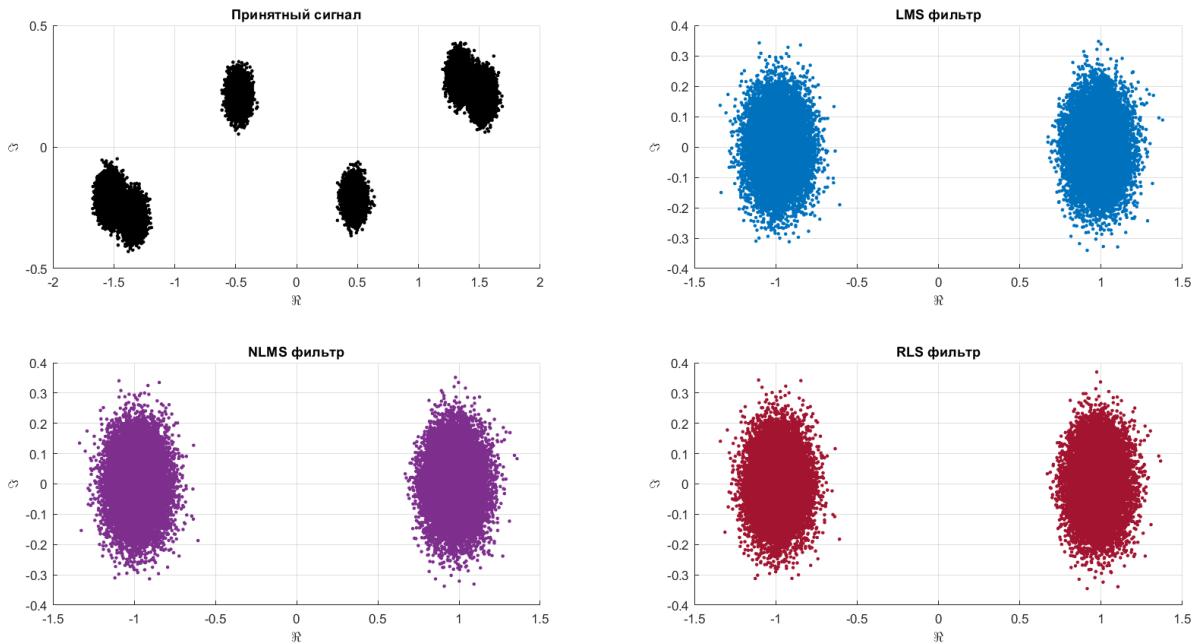


Рисунок 13 — Иллюстрация деградации выходного сигнала при задержке опорной последовательности относительно входной на символ, для эквалайзера, работающего на $T/2$ скорости

В данном случае, можно увидеть, что созвездия достаточно «жирные». Это говорит о повышенном уровне шума на выходе адаптивной системы. Приведем сигнальные созвездия для точно синхронизированной системы, чтобы была очевидна разница (см. Рисунок 14 — Иллюстрация качества работы эквалайзера, работающего на T -скорости, при точной синхронизации).

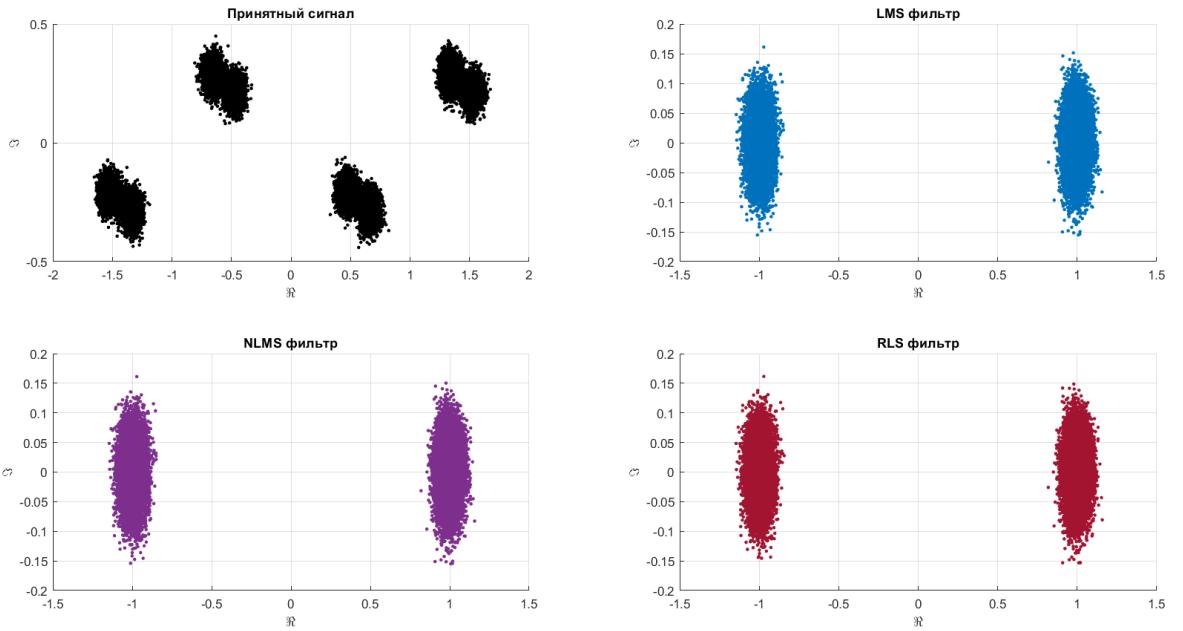


Рисунок 14 — Иллюстрация качества работы эквалайзера, работающего на Т-скорости, при точной синхронизации

3.1 Схема оценивания задержки с банком корреляторов

Классическим подходом к вопросу синхронизации являются методы, основанные на оценках максимального правдоподобия. Данные схемы формируют оценку задержки входного сигнала, относительно локального генератора ее копии (см. Рисунок 15 — Поиск задержки входного сигнала на базе банка корреляторов. Аналогичные схемы могут применяться и для оценки частоты, а также для совместной оценки частоты и задержки.

Если входной сигнал $x(\tau)$, а сигнал локального генератора $y(t-\tau)$, то оценка осуществляется по следующему закону [6]:

$$Z(\tau) = \max \left| \int_0^T r(t)s(t-\tau) \right| \quad (3.1)$$

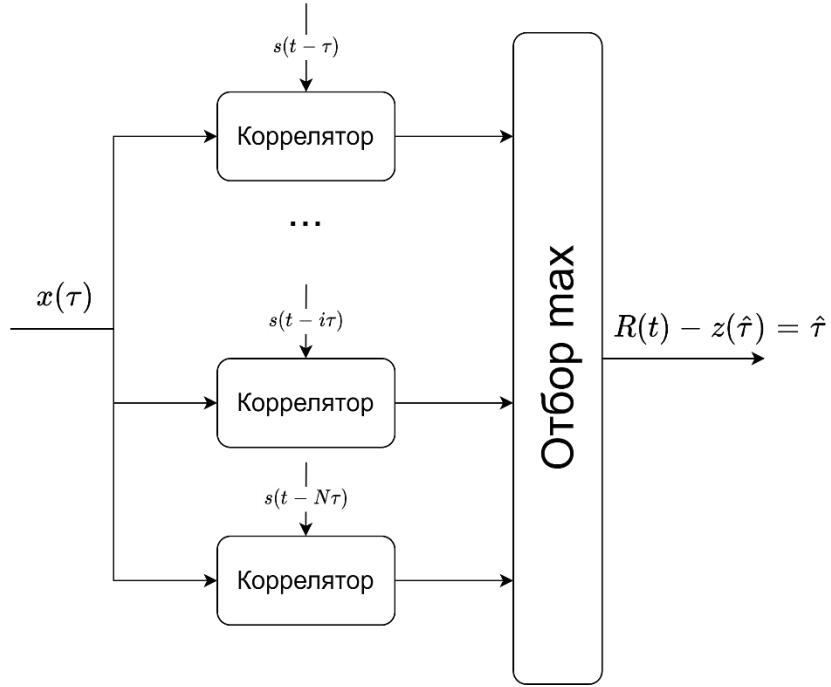


Рисунок 15 — Поиск задержки входного сигнала на базе банка корреляторов

Очевидно, что точность зависит от количества корреляторов. Если предварительно восстановлена комплексная огибающая, то в цифровых устройствах локальные копии принято задерживать на половину чипа сложного сигнала [12].

3.2 Классическая схема последовательного поиска

Для сложных кодов, состоящих из большого числа чипов, применение банка корреляторов экономически нецелесообразно. Кроме того, данного рода система требует больших вычислительных ресурсов цифровых систем. Допустим, для спутниковой системы GPS, где эффективная ширина спектра символа расширяется кодом, состоящим из 1023 чипов, для стратегии проверки корреляции при задержке сигнала опорного генератора на половину чипа, требуется 2046 корреляторов. Поэтому, для синхронизации локального генератора в таких случаях используют схему последовательного поиска. Для описания этого алгоритма, приведем частотно-временную сетку (см. Рисунок 16 — Частотно-временная сетка

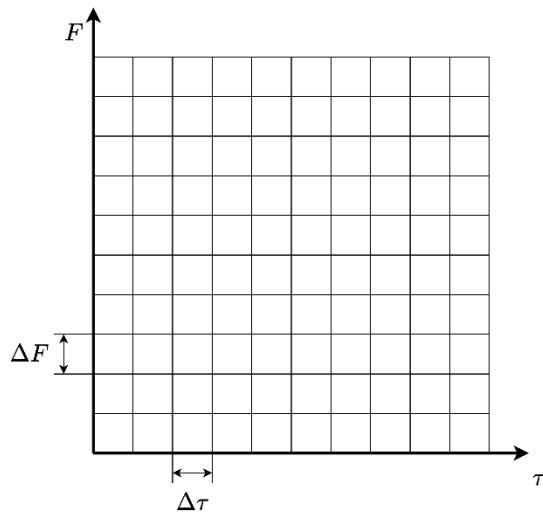


Рисунок 16 — Частотно-временная сетка

Частотно-временная сетка – это множество всех возможных измеряемых значений.

Во время включения оборудования, частота и задержка входного сигнала не известны. Он может занимать любую из этих ячеек. Идея последовательного поиска заключается в пошаговой проверке уровня корреляции каждой из ячеек, до тех пор, пока заранее установленный порог не будет превышен. При правильном функционировании представленной ниже схемы, диапазон десинхронизации простирается до половины чипа.

Сфокусировавшись на задаче поиска задержки, рассмотрим структурную схему последовательного поиска (см. Рисунок 17 — Схема последовательного поиска [12]. Данная схема учитывает квадратурную фазовую манипуляцию:

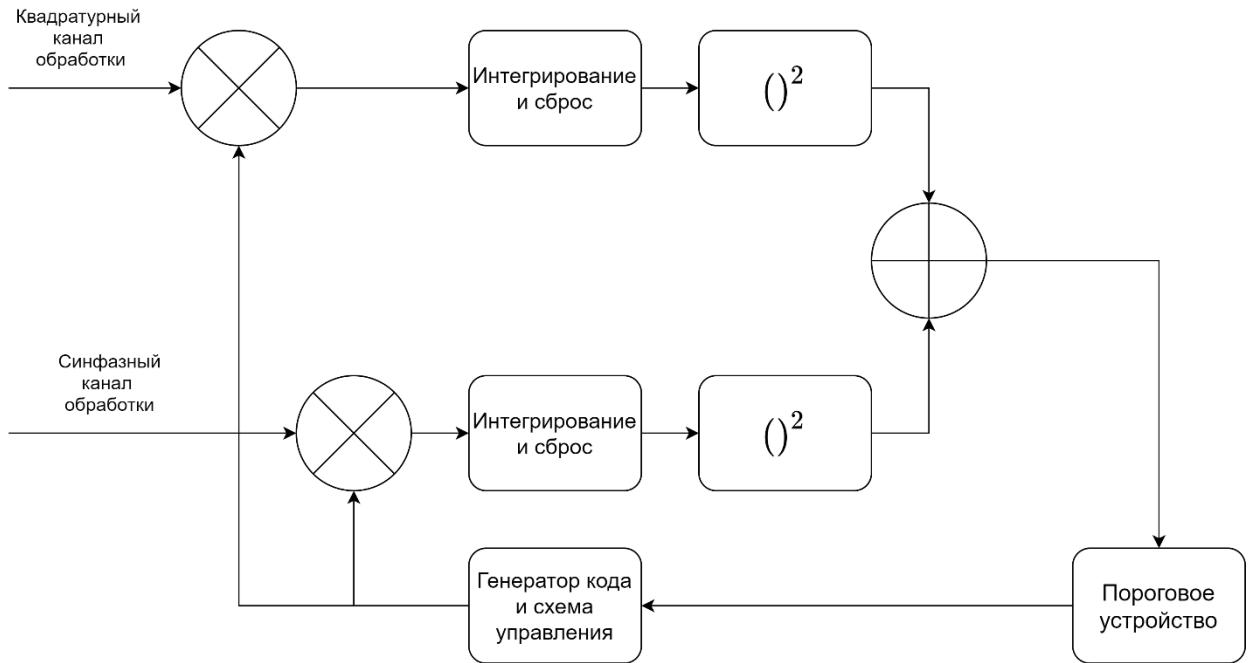


Рисунок 17 — Схема последовательного поиска

Структурная схема состоит из коррелятора, квадратора, порогового устройства и схемы генерации кода. Пороговое устройство выполняет последовательный анализ уровня корреляции в каждой ячейке. Генератор кода, может быть организован как память и счетчик, управляемый смещением. Если уровень корреляции не превышает заранее заданный порог, то ПУ подает команду генератора о смещении фазы кода на чип или часть чипа. Если же порог превышен, то поиск объявляется завершенным и передается значение задержки к корреляторам схемы слежения и ее запуск.

В частности, качество и длительность работы данной схемы зависит от заранее определенного порогового уровня. В свою очередь, он зависит от следующих вероятностных событий:

- 1) Вероятность обнаружения, при наличии сигнала - p_d
- 2) Вероятность пропуска при наличии сигнала - $1 - p_d$
- 3) Вероятность ложной тревоги при отсутствии сигнала - p_f
- 4) Вероятность не обнаружения при отсутствии сигнала $1 - p_f$

Кроме того, анализ может выполняться не с первой, а с некоторой ячейки r . В [6] показано, что при равномерном распределении r , и общем числе ячеек

M , усредненная вероятность правильного завершения поиска соответствует уравнению:

$$\bar{P}_{\pi.3} = \frac{p_d \left[1 - (1 - p_f)^M \right]}{Mp_f \left[1 - (1 - p_d)(1 - p_f)^{M-1} \right]} \quad (3.2)$$

К недостаткам схемы можно отнести большую длительность анализа. В [6] также показано, что среднее количество анализируемых ячеек, при равномерно распределенном инициальном значении r соответствует выражению:

$$\bar{n} = \frac{1 - \bar{P}_{\pi.3}}{p_f} + \frac{\bar{P}_{\pi.3}}{p_d} \quad (3.3)$$

3.3 Схема последовательного поиска со скользящим средним

Приведенная ниже схема (см. Рисунок 18) учитывает QPSK манипуляцию в широкополосных системах [10].

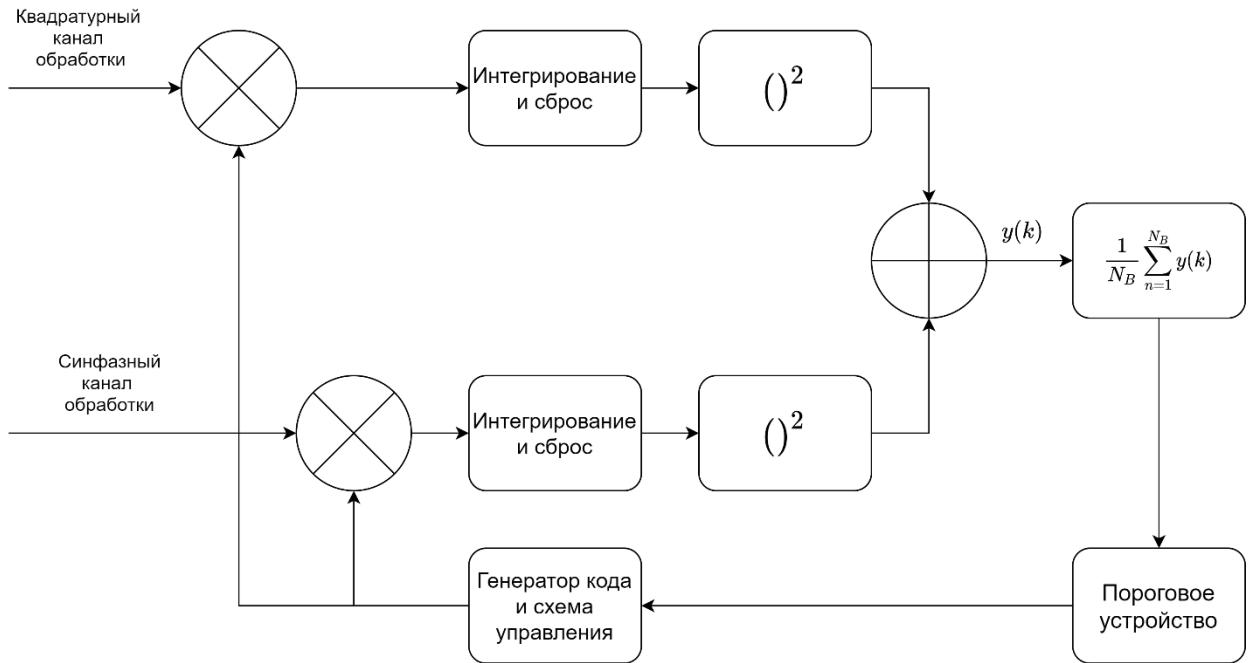


Рисунок 18 — Обобщенная схема последовательного поиска в многолучевых каналах

Поскольку в многолучевых каналах форма сигнала может существенноискажаться, то возникает повышенная вероятность десинхронизации с ошибкой, превышающей половину чипа. В [10] предлагается применять скользящее среднее на выходе коррелятора. Усреднение позволяет минимизировать влияние шума и флюктуаций, обусловленных межсимвольной интерференцией.

Расчет порогового уровня также предлагается в [10] и осуществляется в предположении того, что окно скользящего среднего достаточно велико $N_B \gg 1$. Для определения порога, вероятность ложной тревоги p_f и вероятность обнаружения p_d априорно задаются. А уравнение, связывающее порог и параметры, соответствует выражению [10]:

$$\eta = \frac{N_0}{T} \left[1 + \frac{\beta\gamma}{\beta - \alpha\sqrt{1+2\gamma}} \right] \quad (3.4)$$

где N_0 - мощность шума

T - длительность информационного символа

$\beta = Q^{-1}(p_f)$ - связь параметра β с вероятностью ложной тревоги

γ - Отношение сигнал шум

$\alpha = Q^{-1}(p_d)$ - связь параметра α с вероятностью обнаружения

Соответственно, длина окна скользящего среднего N_B определяется выражением [10]:

$$N_B = \left[\frac{\beta - \alpha \sqrt{1 + 2\gamma}}{\gamma} \right]^2 \quad (3.5)$$

3.4 Схема поиска с адаптивным фильтром

Поскольку в представленной выше схеме происходит усреднение по решениям, то при остальных равных условиях, схема будет работать в N_B раз больше относительно классической схемы последовательного поиска. В [7] предлагается иная схема поиска, где пороговый уровень определяется дисперсией ошибки фильтрации (см. Рисунок 19).

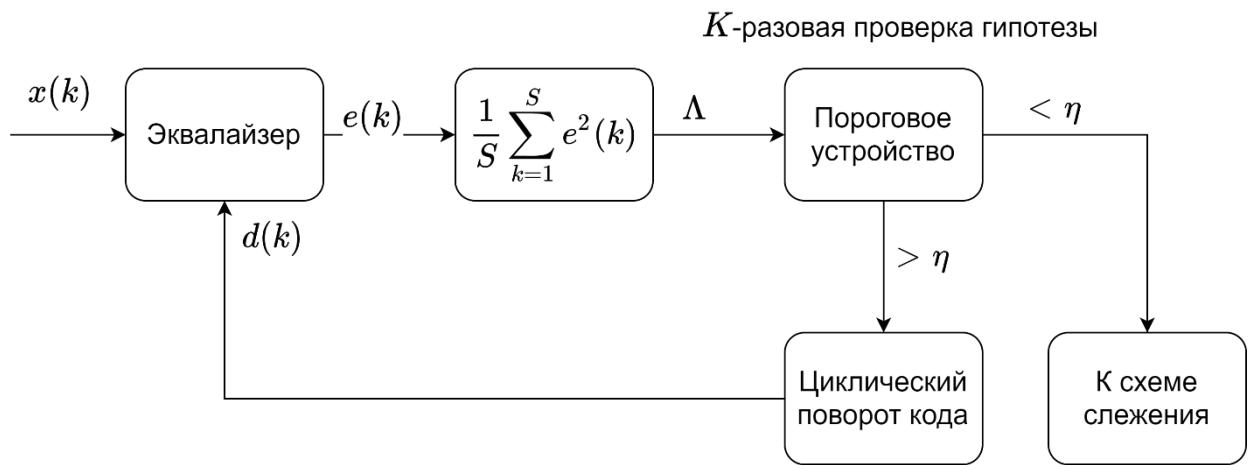


Рисунок 19 — Гибридная схема последовательного поиска и эквализации

Гибридная схема последовательного поиска состоит из эквалайзера, устройства блочного скользящего среднего, порогового устройства и генератора кода.

Поскольку вычисление сигнала ошибки эквалайзера с обратной связью по решению осуществляется на чиповой скорости, мгновенные значения $e(k)$ могут флюктуировать в большом диапазоне. С этой проблемой также можно бороться путем применения скользящего среднего. Результирующее усреднение квадрата ошибки в каждом блоке отсчетов S представляет собой гипотезу Λ , которая проверяется на пороговый уровень η . Гипотеза проверяется K раз. Если решение подтверждается $K-1$ раз, то принимается решение о повороте кода или же о завершении поиска и переходу к системе слежения.

Для этой схемы, также одним из качественных показателей является среднее время поиска (см. Рисунок 20). В [7] для данной схемы, среднее время поиска рассматривается в терминах чипов. Для данной схемы, под ОСШ будет подразумеваться мощность чипа к мощности помехи. Также стоит отметить, что анализ проводился для линейного эквалайзера.

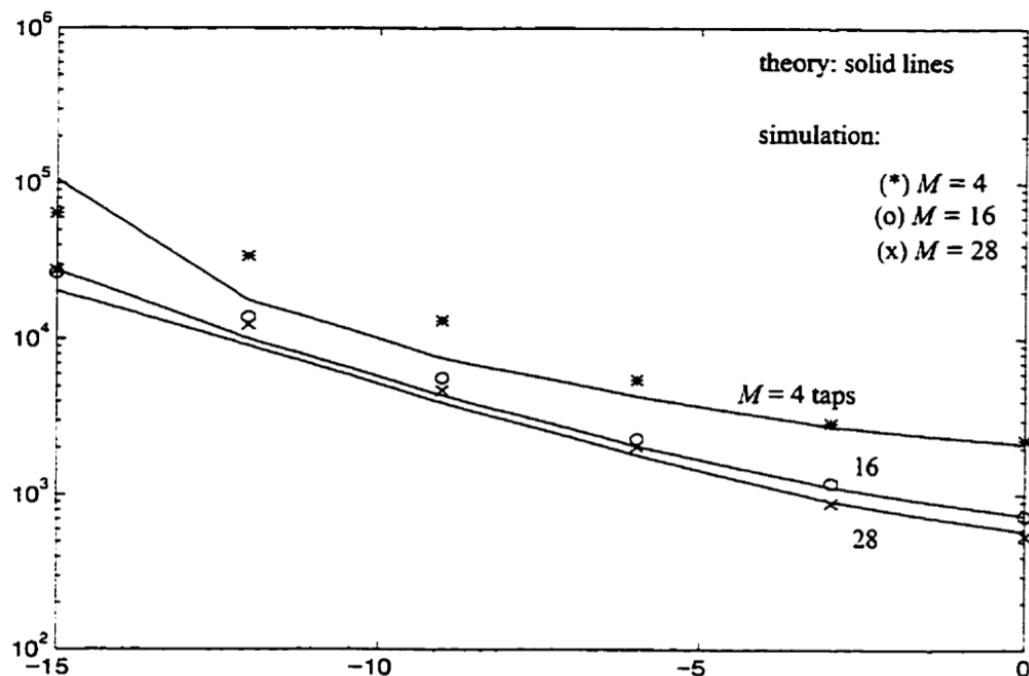


Рисунок 20 — Зависимость среднего времени поиска от ОСШ. Сплошная кривая – теория. Точки – результаты моделирования

Где M – число коэффициентов адаптивного фильтра

$L = 127$ - число чипов M -последовательности

$B = 3$ - число раз, требуемых для проверки гипотезы перед принятием решения

$S = 3$ - длина окна скользящего среднего

A - максимальное количество тестов на одну ячейку

Также существует связь между отношением мощности чипа к мощности помехи и оптимальным выбором шага сходимости (см. Рисунок 21).

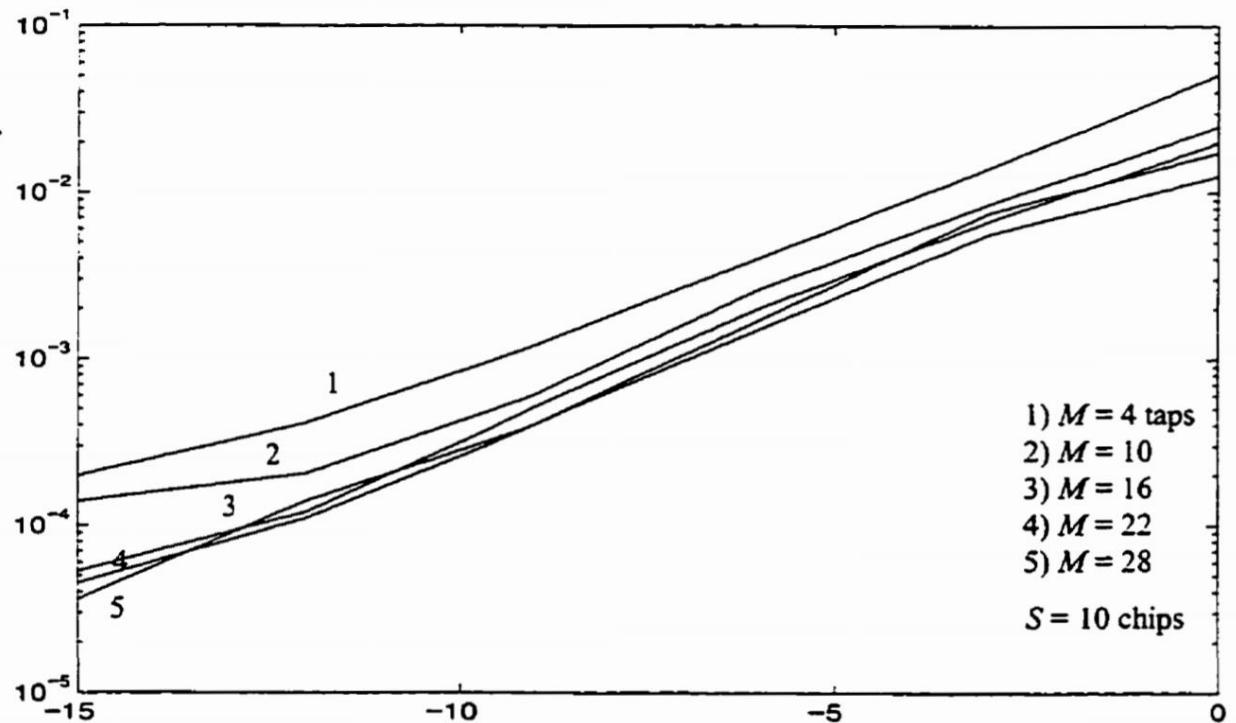


Рисунок 21 — Зависимость оптимального значения μ от ОСШ для различных значений коэффициентов фильтра. Длина окна скользящего среднего 10 чипов

Кривая иллюстрирует, что при уменьшении ОСШ уменьшается оптимальное значение шага сходимости. Данное явление связано с тем, что при уменьшении μ уменьшается уровень шума на выходе системы.

Важным параметром схемы, которое определяет ее качество – это пороговый уровень η . Приведем кривые, которые показывают зависимость вероятности правильного обнаружения от этого значения (см. Рисунок 22 и Рисунок 23).

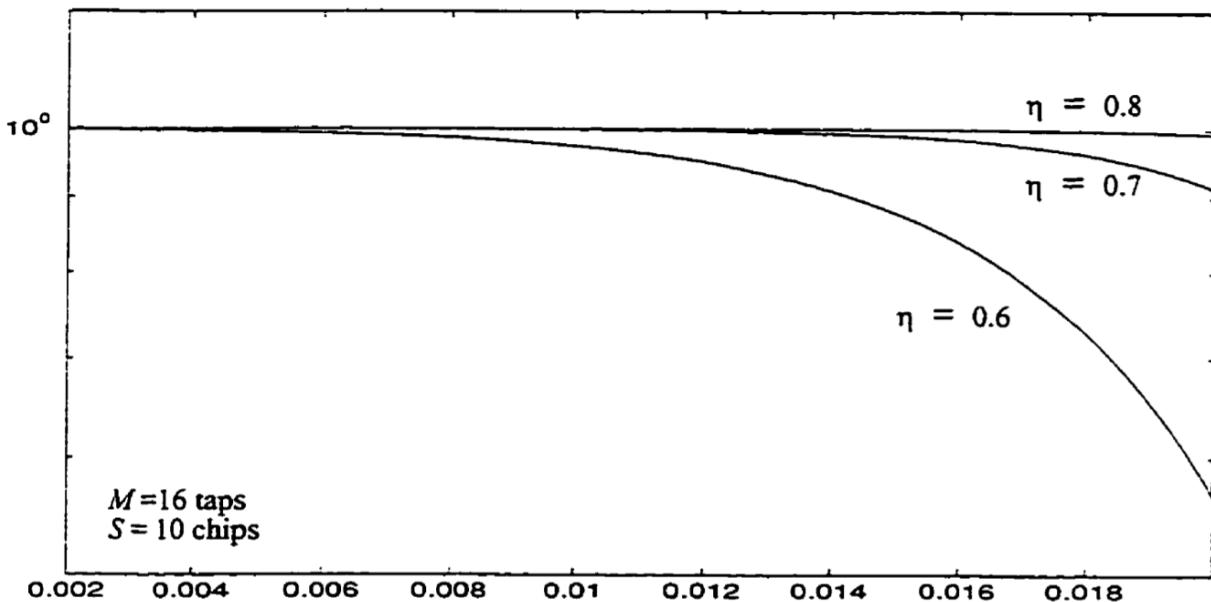


Рисунок 22 — Зависимость вероятности правильного обнаружения от шага сходимости при различных значениях порога при ОСШ 0дБ. Число коэффициентов эквалайзера 16. Длина окна скользящего среднего 10

График показывает, что наилучшие результаты показывает пороговое значение $\eta = 0,8$. В этом случае, при заданном ОСШ кривая может быть аппроксимирована прямой. По другим кривым, можно увидеть, что вероятность правильного обнаружения p_d зависит от шага сходимости μ . p_d уменьшается при уменьшении μ . Поскольку при уменьшении μ увеличивается длительность переходного процесса, вероятность пропуска растет. Предположительно, с этим явлением можно бороться путем увеличения длины окна скользящего среднего S .

Как и в иных пороговых схемах, вероятность ложной тревоги существенно влияет на качество работы. Поэтому необходимо учитывать и этот фактор.

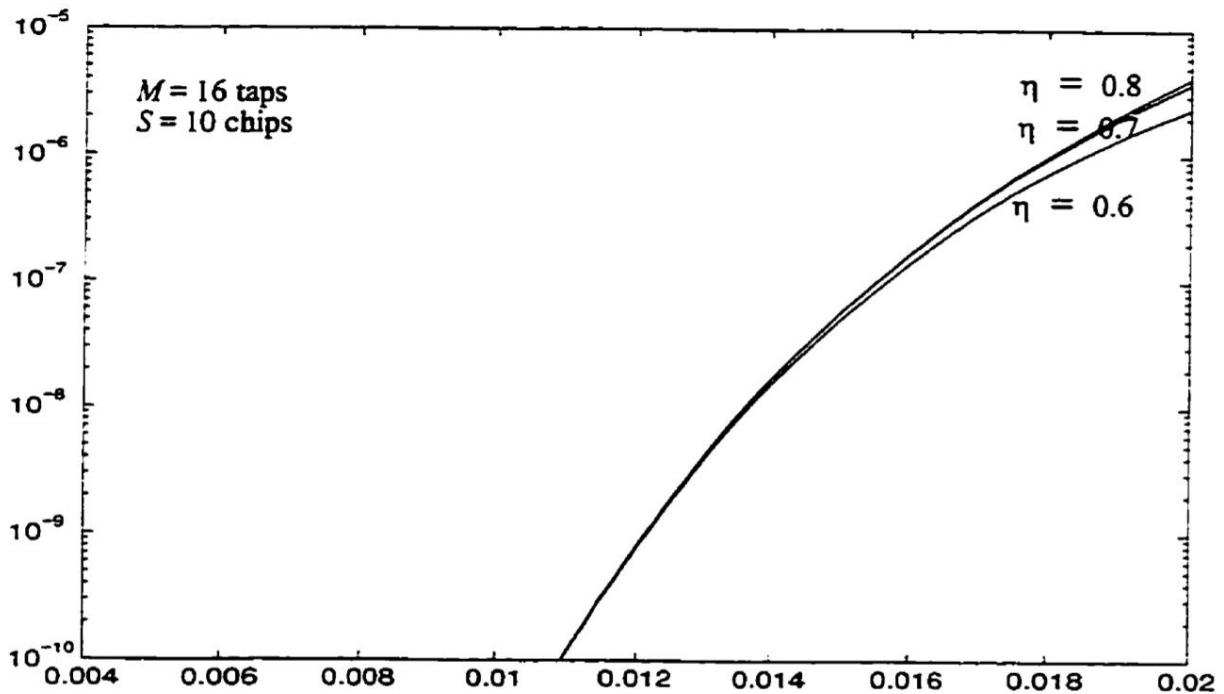


Рисунок 23 — Зависимость вероятности ложной тревоги от шага сходимости при 0дБ для различных пороговых значений. При длине скользящего среднего 10 и числе коэффициентов адаптивного фильтра связи 16

По графику можно увидеть, что увеличение шага сходимости ведет к увеличению вероятности ложной тревоги, что обусловлено ростом уровня шума на выходе системы при увеличении шага сходимости.

3.5 Предлагаемая гибридная схема синхронизации и последовательного поиска

Данная схема (см. Рисунок 24) представляет собой объединение адаптивного фильтра и корреляторов. Возможно, данная схема уже существует. Устройство позволяет синхронизировать адаптивный фильтр и оценить задержку одновременно.

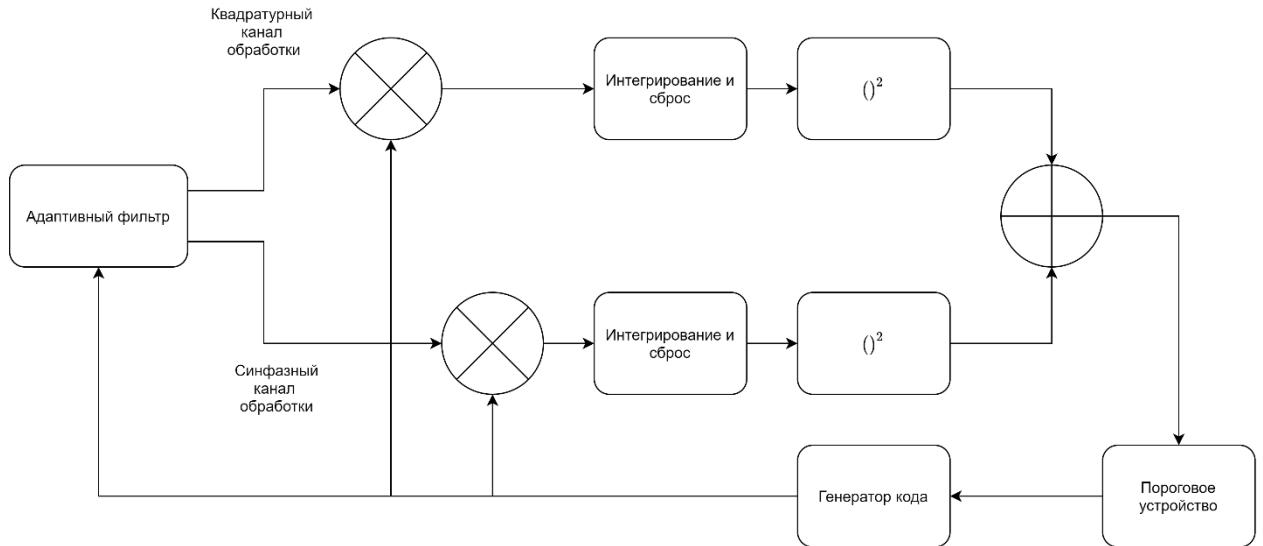


Рисунок 24 — Гибридная схема синхронизации в широкополосных системах связи с применением преамбулы

Схема состоит из адаптивного фильтра, корреляторов, квадраторов, ПУ и управляемого генератора кода. Искаженный сигнал поступает в адаптивный фильтр. Далее, на выходе квадраторов, синфазный и квадратурный сигналы, сравниваются с порогом и принимается решение о повороте кода или же о завершении поиска.

Предположительно, данная схема более оптимальна для длинных сигналов. Поскольку адаптивный фильтр работает на чиповой скорости, при длинных кодовых последовательностях, он успевает подавить МСИ и некоторый уровень шума, что повышает вероятность детектирования и уменьшает вероятность ложной тревоги при сравнении результата корреляции с порогом. Схема требует адаптивного порога, поскольку уровень сигнала на выходе адаптивного фильтра зависит от коэффициентов фильтра на каждом шаге.

3.6 Классическая схема слежения

В широкополосных системах связи схема поиска и слежения функционируют совместно. После завершения поиска, передается команда и величина

задержки в схему сопровождения (см. Рисунок 25), для смещения периода интегрирования корреляторов и формирования точной синхронизации и дальнейшей его поддержки.

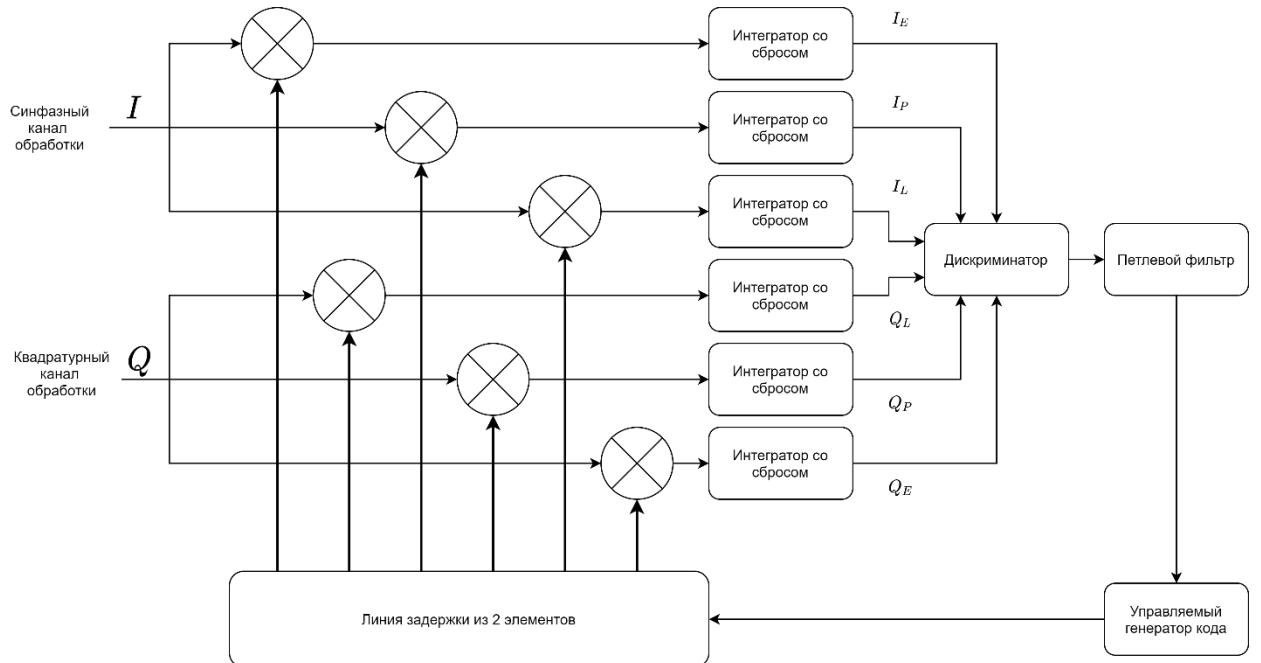


Рисунок 25 — Обобщенная структурная схема системы слежения[12]

Схема состоит из набора корреляторов, дискриминатора, петлевого фильтра, управляемого напряжением генератора кода и линии задержки.

Входной сигнал поступает в корреляторы – ранний, поздний и требуемый. У каждого из них фазы кодов смешены на некоторое значение. В зависимости от случая применения, разница в фазе локального генератора между ранним и поздним может простираться до длительности чипа. Сигнал ошибки поступает в петлевой фильтр, который подавляет влияние помехи и определяет динамику работы петли. Генератор кода, в зависимости от входного напряжения, смещает фазу кода на некоторое значение. В частности, для цифровых схем смещение производится на дискретную величину. Линия задержки формирует требуемое временное рассогласование, требуемое дискриминатором. Приведем пример дискриминационной кривой системы с автоподстройкой по задержке (см. Рисунок 26).

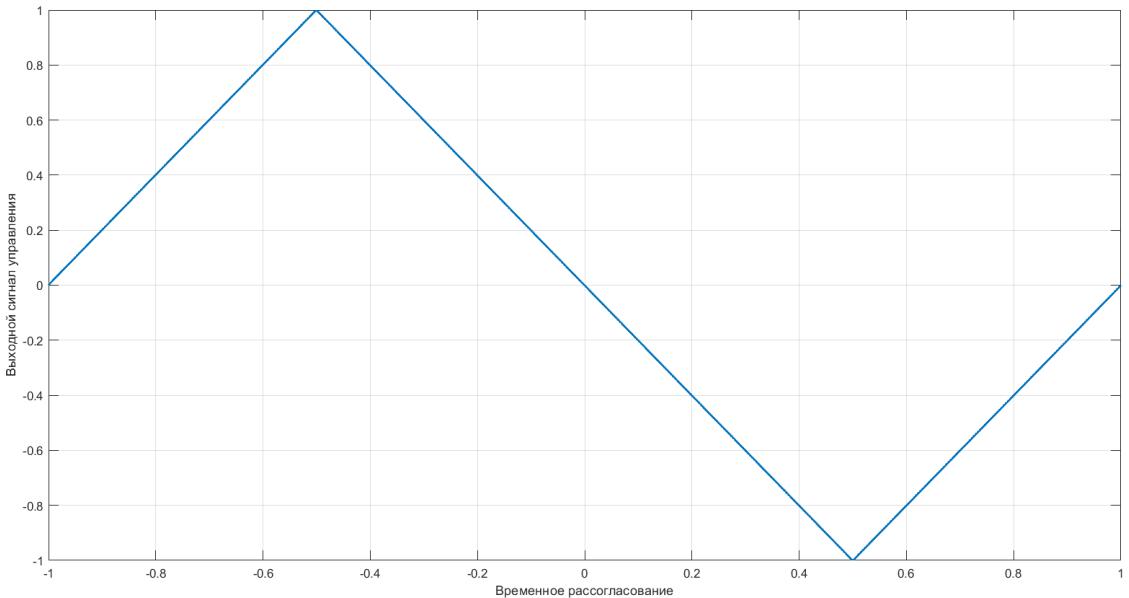


Рисунок 26 — Частный случай дискриминационной кривой контура АПЗ

В данном случае дискриминационная кривая определяется АКФ широкополосного кода. Данная кривая связывает уровень выходного напряжения, которое управляет значением временного рассогласования между оптимальной фазой широкополосного кода и текущей. В [12] и [11] предложены различные дискриминаторы контура АПЗ.

Схему слежения с широкополосными кодами в дискретном времени для импульсных сигналов можно отнести к частному случаю символьной синхронизации. Поэтому петлевые фильтры могут рассчитываться и подбираться аналогично.

Без анализа приведем результаты моделирования (см. Рисунок 27), которые отражают принцип работы в канале квадратурной обработки с дискриминатором Гарднера [11], который оптимален для фазоманипулированного сигнала.

$$disk(k) = (l(k) - e(k)) p(k), \quad (3.6)$$

где $l(k)$ - Отсчеты позднего коррелятора,

$e(k)$ - отсчеты раннего коррелятора,

$p(k)$ - отсчеты требуемого коррелятора.

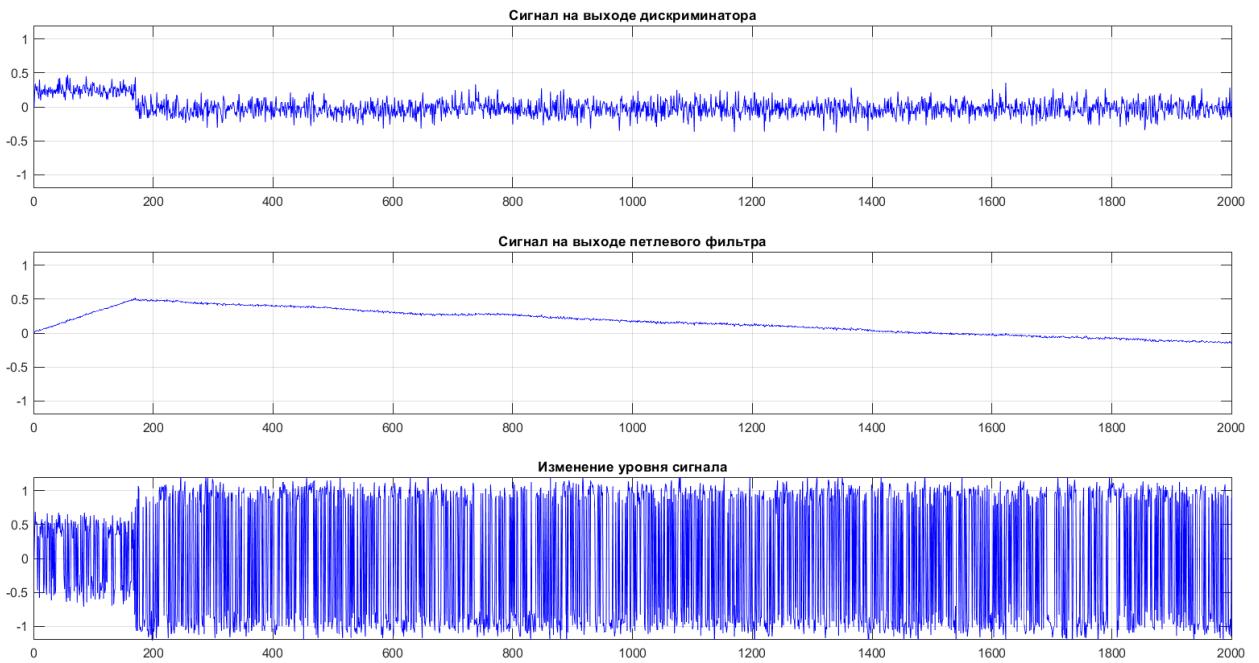


Рисунок 27 — Результаты моделирования петли слежения

Параметры моделируемой системы

- 1) Дэмпинг фактор $\xi = 1/\sqrt{2}$
- 2) Эквивалентная шумовая полоса петли $B_n = 0.5$
- 3) Величина рассогласования – половина чипа

В [11] показано, что оптимальный дэмпинг фактор ξ для схем символьной синхронизации равен $1/\sqrt{2}$. Эквивалентная шумовая полоса петли B_n обуславливает динамику петли и уровень шума, который влияет на фазу кода. Была специально подобрана такая величина, поскольку при ней обеспечивалось быстрое смещение фазы кода. При разработке требуется учитывать множество факторов, например, смещение Доплера, что требует увеличение B_n .

3.7 Пример совместного функционирования контура АПЗ, схемы поиска и эквалайзера

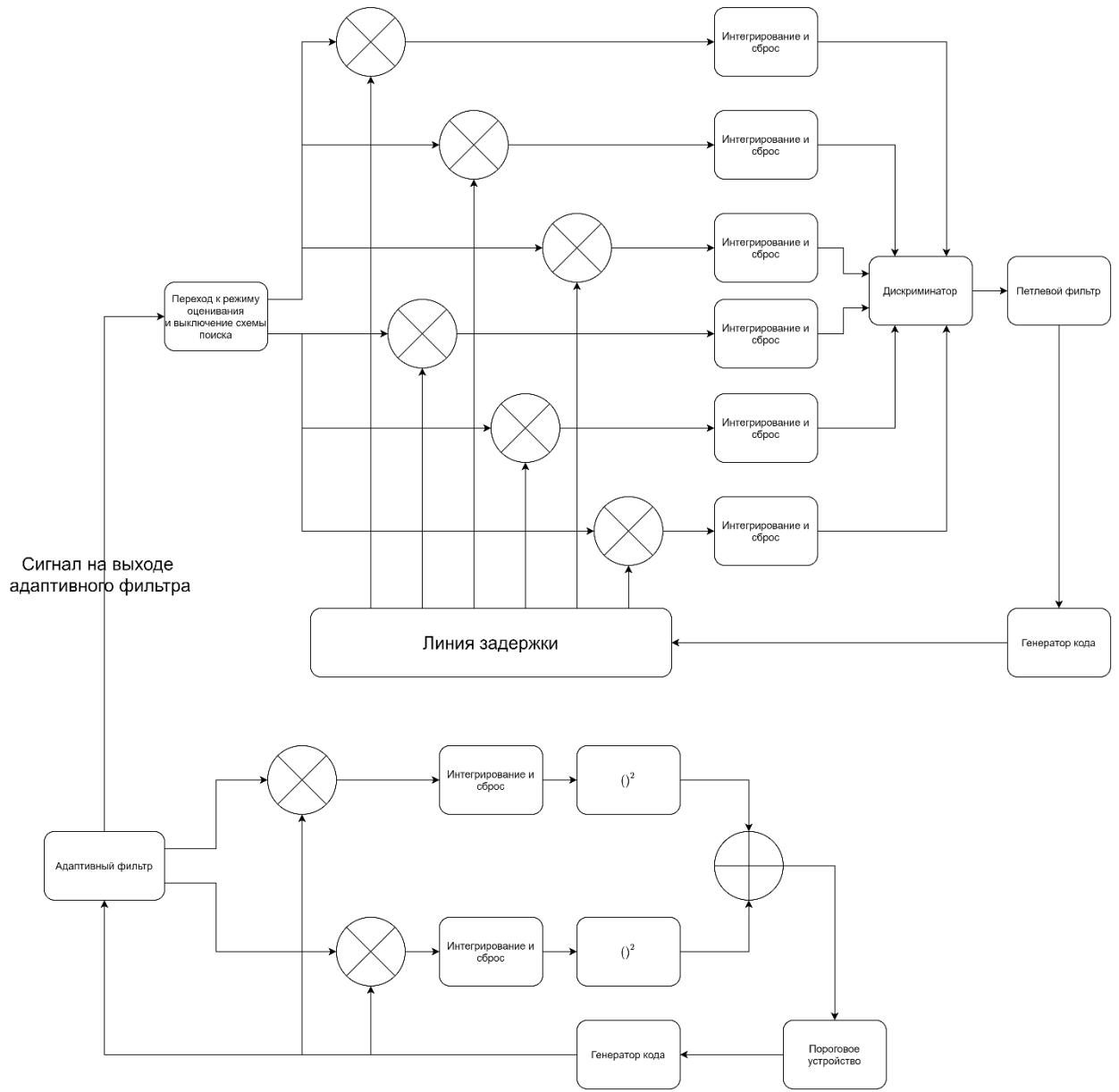


Рисунок 28 — Гибридная схема слежения с адативным фильтром и контуром АПЗ №1

После завершения поиска, адативный фильтр переходит к режиму оценивания и сигнал поступает в схему сопровождения. Идейно-аналогичная схема предлагается на следующем рисунке (см. Рисунок 29):

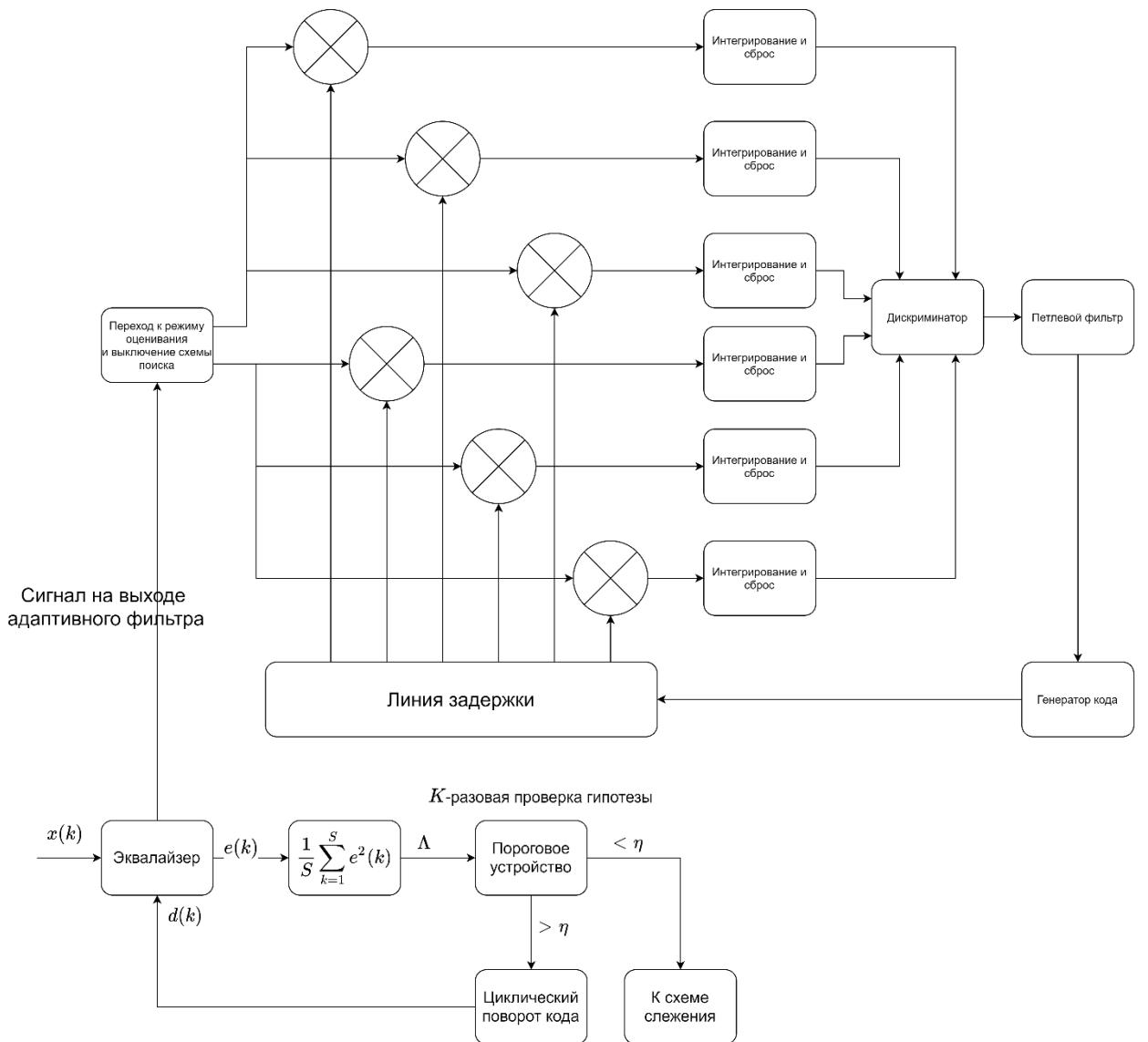


Рисунок 29 — Гибридная схема слежения с адаптивным фильтром и контура АПЗ №2

4 Создание программных моделей

4.1 Программные модели, созданные для сравнительной характеристики адаптивных фильтров

Создание модели будет производиться в среде matlab в виде программного кода. Вычисления осуществляются с комплексными числами. Первая программная модель (см. Рисунок 30) состоит из генератора М-последовательности, генератора равновероятных двоичных данных, двух различных эквивалентных моделей (передатчик, канал связи, согласованный фильтр), генератора БГШ, блока нормирования данных в соответствии с конstellляционной диаграммой двоичного фазоманипулированного сигнала, трех эквалайзеров с адаптивными фильтрами: LMS, NLMS, RLS, сумматора и умножителя. Вторая программная модель (см. Рисунок 31) используется для построения кривых помехоустойчивости по методу Монте-Карло, поэтому в нее также добавлен коррелятор, устройство принятия решения и счетчик совпадений. Поскольку целью эксперимента является сравнительная характеристика адаптивных фильтров, обучающая и входная последовательности, на всем интервале моделирования, совпадают.

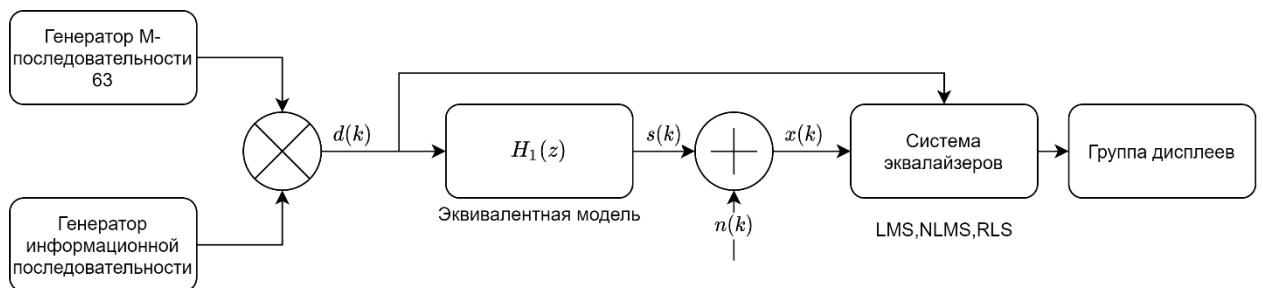


Рисунок 30 — Схема моделируемой системы №1

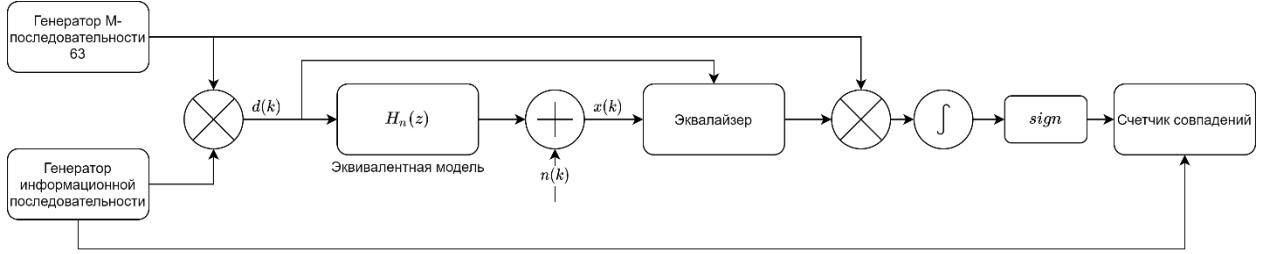


Рисунок 31 — Схема моделируемой системы №2

В зависимости от типа эксперимента используются различного рода дисплеи и осциллографы. Первый осциллограф иллюстрирует кривую обучения. Так как значения комплексные, то для отображения графических данных используется модуль сигнала ошибки адаптивного фильтра $|e(k)|$. Второй дисплей иллюстрирует переходные процессы в терминах весовых коэффициентов. Для отображения также используются модули этих значений. Третий дисплей иллюстрирует траектории сходимости модулей весовых коэффициентов на MSE плоскости для первых двух ВК эквалайзера. Для того, чтобы не усложнять вычисления, в качестве опорной MSE функции используется окружность вида $(x - h_{1,o})^2 + (y - h_{2,o})^2 = 1$. В качестве оптимальных значений ВК используются результирующие, т.е. полученные на последней итерации моделирования.

Генератор М-последовательности формирует код длиной 15 элементов. Полиноминальная структура соответствует уравнению

$$G(x) = x^4 + x + 1, \quad (4.1)$$

инициальные значения триггеров соответствуют единичному вектору длиной 4.

Эквивалентная модель №1 состоит из трех коэффициентов, и его передаточная функция соответствует уравнению:

$$H(z) = 1 + 0.5e^{\frac{i\pi}{6}}z^{-1} + 0.1e^{\frac{i\pi}{8}}z^{-2} \quad (4.2)$$

Эквивалентная модель №2 состоит из шести коэффициентов, и его передаточная функция соответствует уравнению:

$$H(z) = 1 + 0.5e^{\frac{i\pi}{6}}z^{-1} + 0.1e^{\frac{-i\pi}{8}}z^{-2} + 0.1e^{\frac{-i\pi}{10}}z^{-3} - 0.5e^{\frac{-i\pi}{2}}z^{-4} - 0.1e^{\frac{-i\pi}{4}}z^{-5} \quad (4.3)$$

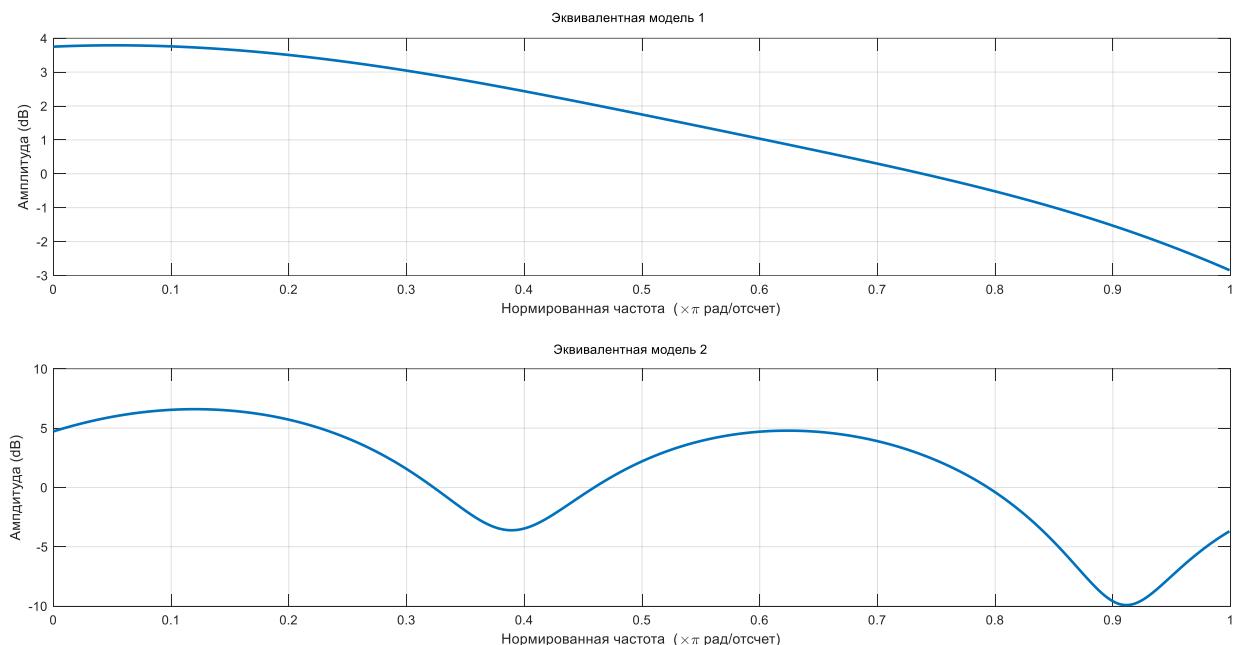


Рисунок 32 — Амплитудно-частотные характеристики рассматриваемых эквивалентных моделей

4.2 Создание программных моделей для исследования систем синхронизации

В данном эксперименте будет проведена оценка работоспособности систем синхронизации предложенной автором и предложенной в [4]. В качестве передающегося сигнала будет рассмотрена М-последовательность 127. В качестве формирователя МСИ будет использована эквивалентная модель №2.

Рассматривается эквалайзер, работающий на чиповой скорости. Поскольку качество работы схемы зависит от порогового уровня, сигнал был нормирован к единичной дисперсии:

$$s(k) = \frac{x'(k)}{\sqrt{\sum_{n=1}^L |x'(k)|^2}} \quad (4.4)$$

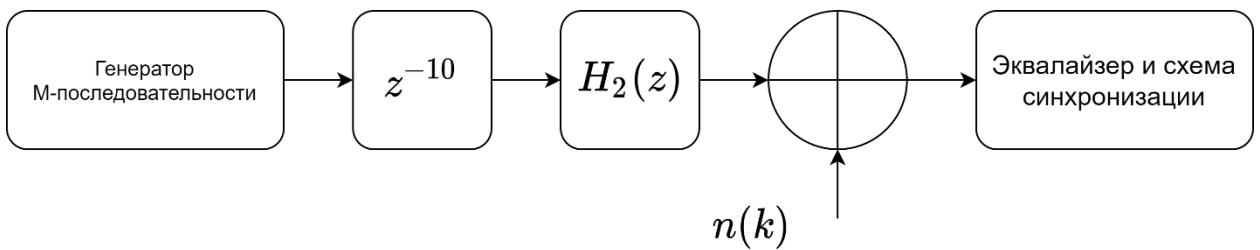


Рисунок 33 — Моделируемая схема синхронизации

Поскольку для схем синхронизации нет анализа, параметры были выставлены с предположениями (см. Таблица 1).

Таблица 1 – Параметры моделирования для моделируемой схемы, предложенной в [4]

Адаптивный фильтр	LMS	NLMS	RLS
Длина окна скользящего среднего S	10	10	10
Число проверок гипотезы до принятия решения	3	3	3
Шаг сходимости	0,01	0,2	-
Взвешенная корреляционная матрица	-	-	Единич- ная
Пороговый уровень	0,8	0,8	0,9
Параметр регуляризации	-	-	0,01
Фактор забывания	-	-	1
Скорость эквалайзера	Чипо- вая	Чипо- вая	Чиповая

Число коэффициентов фильтра прямой связи	2	2	2
Число коэффициентов фильтра обратной связи	9	9	9
ОСШ(мощность чипа к мощности сигнала)	5дБ	5дБ	5дБ

5 Исследование качественных показателей работы моделей и алгоритмов обработки сигналов с МСИ

5.1 Сравнительная характеристика переходных процессов адаптивных фильтров

В данном эксперименте исследуется кривая обучения, переходные процессы и траектории сходимости. Рассматриваются LMS, NLMS и RLS фильтры. Параметры фильтров подбирались таким образом, чтобы уравнять дисперсию ошибки фильтрации каждой из систем. Получены результаты с небольшими погрешностями: $D_{LMS} = -24.9946$; $D_{NLMS} = -24.9949$; $D_{RLS} = -25.0152$. В качестве формирователя межсимвольной интерференции использовалась эквивалентная модель №1. В качестве экспериментальной модели также используется модель №1. Используется выравниватель, работающий на чиповой скорости. Число коэффициентов фильтра прямой связи эквалайзера $K_1 = 1$, число коэффициентов фильтра обратной связи эквалайзера $K_2 = 9$. Аддитивная смесь сигнал + помеха формировалась на выходе эквивалентной модели. Отношение сигнал-шум устанавливалось равным 25дБ. В данном случае мощность шума формировалась с использованием предварительной оценки дисперсии сигнала на всем интервале моделирования. Поскольку рассматриваются случайные процессы, дисперсия сигнала вычислялась на выходе эквивалентной модели согласно статистическому уравнению:

$$\sigma_x^2 = \frac{1}{L-1} \sum_{k=1}^L [s(k) - M]^2 = 1.5323 , \quad (5.1)$$

где L – число отсчетов моделирования,

M – математическое ожидание.

Для LMS фильтра шаг сходимости был установлен равным $\mu = 0,01$. Для NLMS фильтра шаг сходимости был установлен равным $\mu = 0,001$. Параметр регуляризации установлен равным $\delta = 0,1\sigma_x^2 = 0.1532$. Поскольку статистика сигнала не изменялась для RLS фильтра фактор забывания был инициирован равным единице $\lambda = 1$. Взвешенная корреляционная матрица была инициирована единичной $\lambda R_N^{-1} = I_N$. Дисперсии ошибок фильтрации вычислялись для второй половины массивов, в условии стационарных режимов.

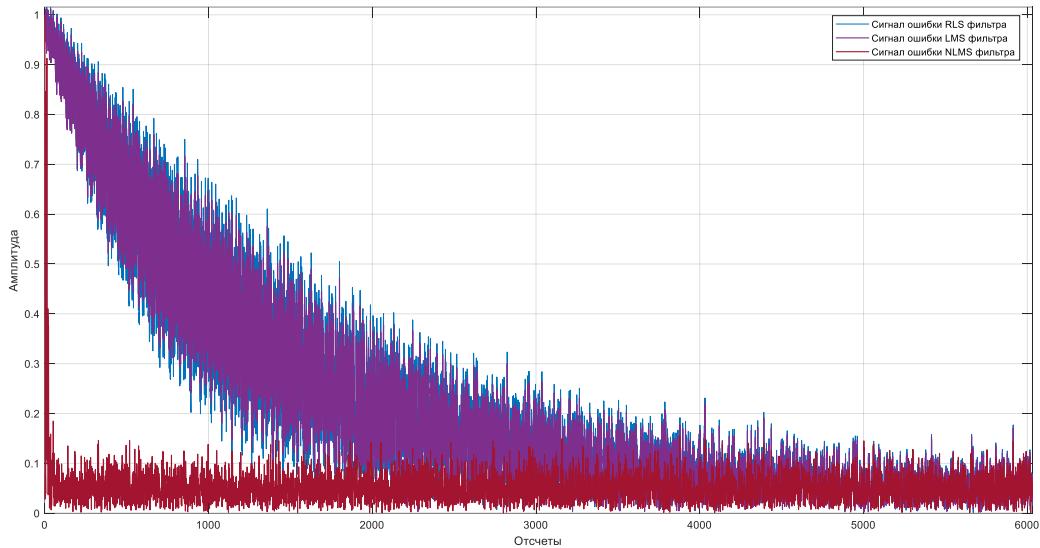


Рисунок 34 — Сравнительная характеристика сигналов ошибки LMS, NLMS и RLS фильтров (одна реализация)

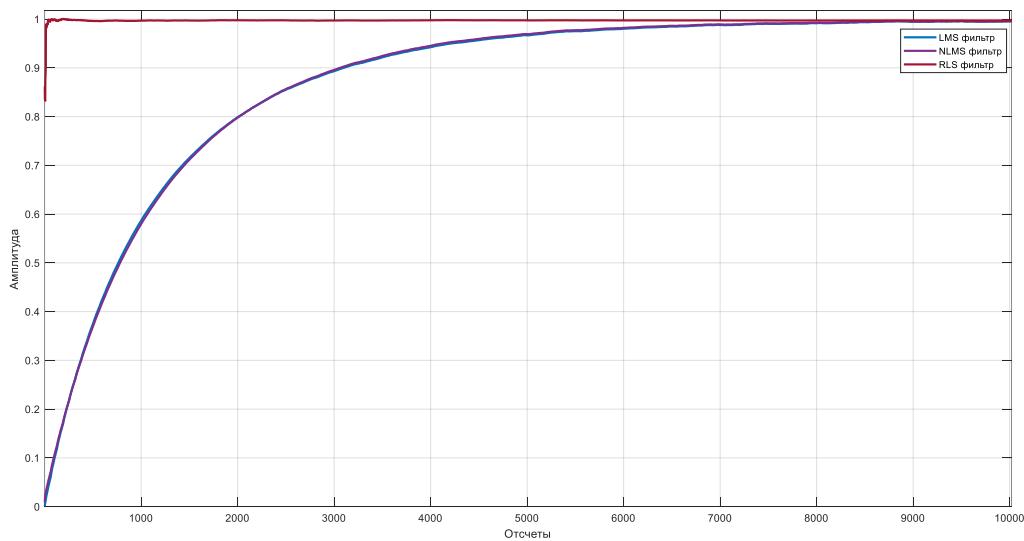


Рисунок 35 — Переходные процессы первых весовых коэффициентов LMS, NLMS и RLS фильтров (одна реализация)

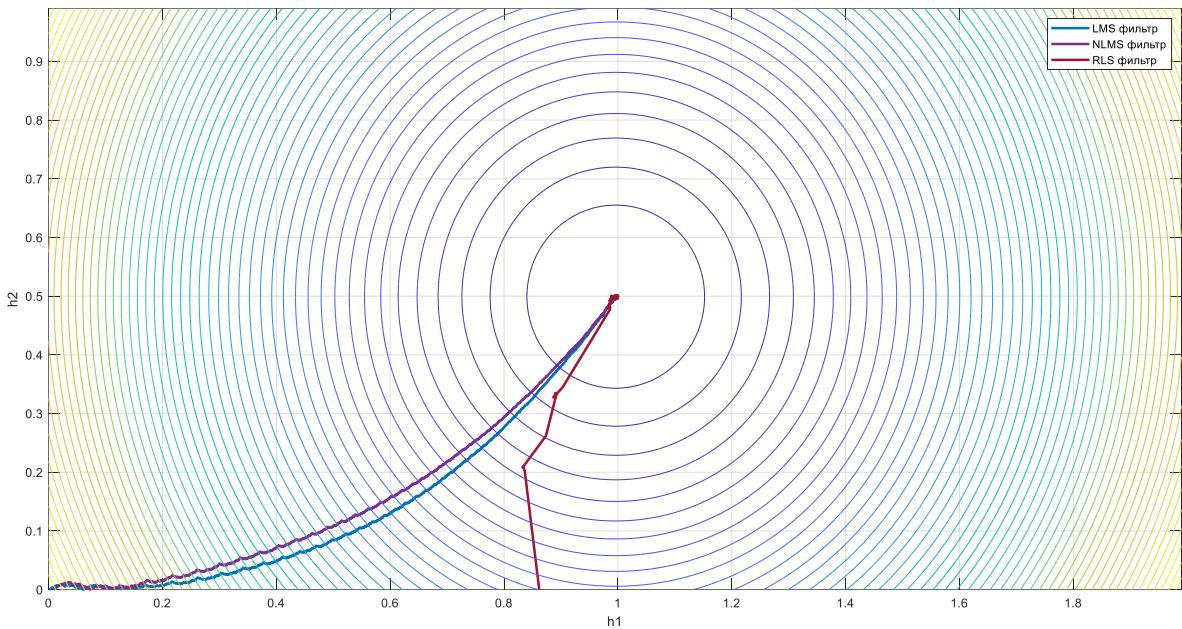


Рисунок 36 - Сравнительная характеристика траекторий обучения LMS, NLMS и RLS фильтров(одна реализация)

Выход

Результаты моделирования демонстрируют (см. Рисунок 34, Рисунок 35 и Рисунок 36), что RLS алгоритм имеет значительное преимущество в смысле скорости сходимости относительно LMS и NLMS фильтров. Кривые показывают, что скорость сходимости к стационарному режиму RLS фильтра намного быстрее. Это обусловлено его детерминированностью. Также стоит отметить, что даже при таких малых значениях шагов сходимости LMS и NLMS фильтров, RLS имеет все же меньшую дисперсию ошибки фильтрации. Откуда следует абсолютное преимущество RLS фильтра. Также стоит отметить, что при почти одинаковых дисперсиях ошибки фильтрации LMS и NLMS фильтры ведут себя практически идентично.

5.2 Сравнительная характеристика переходных процессов эквалайзера, работающего на символьной скорости и дробного эквалайзера

В данном эксперименте рассматривается сравнительная характеристика дробного эквалайзера, работающего на скорости 4 отсчета на чип и эквалайзера, работающего на чиповой скорости. Число коэффициентов фильтра прямой связи, работающего на символьной скорости $K_1 = 1$. Число коэффициентов фильтра обратной связи $K_2 = 9$. Для дробного эквалайзера число коэффициентов фильтра прямой связи $K_1 = 4$. Число коэффициентов фильтра обратной связи $K_2 = 9$. Аддитивная смесь сигнал + помеха формировалась на выходе эквивалентной модели. Отношение сигнал шум устанавливалось равным 25dB. В данном случае, мощность шума формировалась с использованием предварительной оценки дисперсии сигнала на всем интервале моделирования. Поскольку рассматриваются случайные процессы, дисперсия сигнала вычислялась на выходе эквивалентной модели согласно статистическому уравнению:

$$\sigma_x^2 = \frac{1}{L-1} \sum_{k=1}^N [s(k) - M]^2 = 2.0510 \quad (5.2)$$

где L – число отсчетов моделирования.

Для LMS фильтра шаг сходимости был установлен равным $\mu = 0,01$. Для NLMS фильтра шаг сходимости был установлен равным $\mu = 0,001$. Параметр регуляризации установлен равным $\delta = 0,1\sigma_x^2 = 0.2051$. Поскольку статистика сигнала не изменялась, для RLS фильтра фактор забывания был инициирован равным единице $\lambda = 1$. Взвешенная корреляционная матрица была инициирована

единичной $\lambda R_N^{-1} = I_N$. Дисперсии ошибок фильтрации вычислялись для второй половины массивов, в условии стационарных режимов.

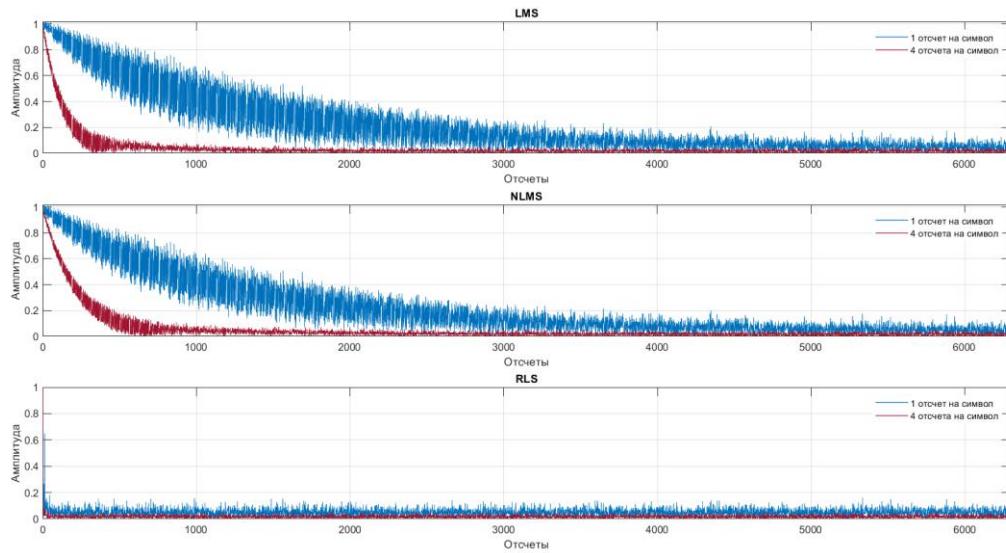


Рисунок 37 — Сигналы ошибки LMS,NLMS и RLS фильтров. Синим обозначен модуль сигнала ошибки эквалайзера работающего на символьной скорости, красным – модуль сигнала ошибки работающего на скорости 4 отсчета на символ (по одной реализации)

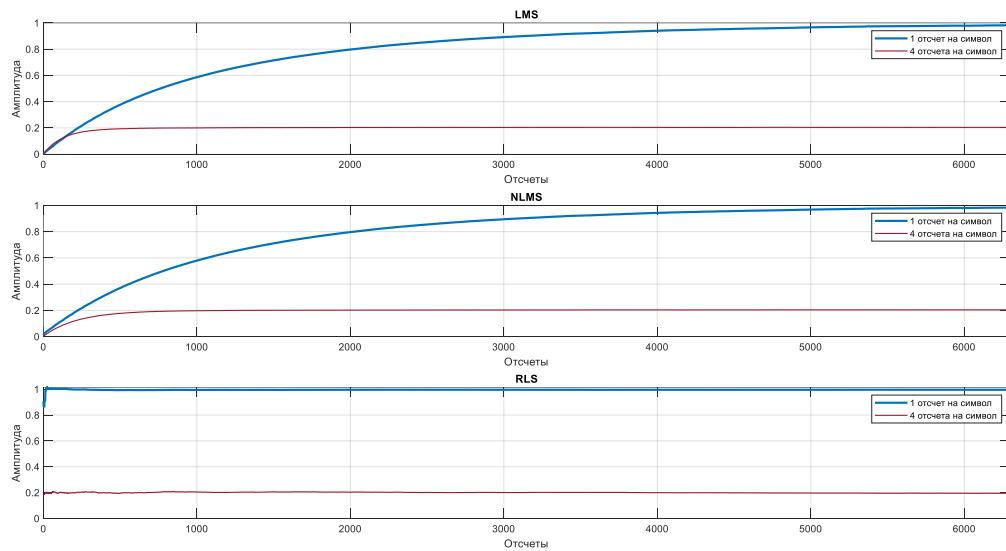


Рисунок 38 — Переходные процессы первого BK LMS,NLMS и RLS фильтров. Синим обозначен модуль BK эквалайзера работающего на символьной скорости, красным – модуль BK, работающего на скорости 4 отсчета на символ (по одной реализации)

Выход

Результаты моделирования показывают (см. Рисунок 37 и Рисунок 38), что дробный эквалайзер работает эффективней. Например, дисперсия ошибки фильтрации в стационарном режиме, для дробного эквалайзера для LMS, NLMS и RLS фильтров равны соответственно: $D_{LMS_E} = -33,9068; D_{NLMS_E} = -33.9151; D_{RLS_E} = -33.9542;$, а для эквалайзера, работающего на Т-скорости, для LMS, NLMS и RLS соответственно $D_{LMS_E} = -24.9829; D_{NLMS_E} = -24.9835; D_{RLS_E} = -25.0046;$. Также это свойство можно увидеть по кривым ошибок. Кроме того, переходные процессы дробного эквалайзера занимают меньше времени. Повышенная эффективность дробного выравнивателя обусловлена большим количеством ВК фильтра прямой связи и менее деструктивным влиянием МСИ на принимаемый сигнал.

5.3 Сравнительная характеристика качества фильтрации и переходных процессов NLMS-фильтров в зависимости от различных величин параметра регуляризации δ

В данном эксперименте рассматривается качество NLMS фильтров. В данном случае под критерием качества имеется в виду насколько минимальна величина дисперсии ошибки фильтрации NLMS фильтра в зависимости δ . В качестве формирователя межсимвольной интерференции использовалась эквивалентная модель №1. В качестве экспериментальной модели используется модель №1. Используется выравниватель, работающий на чиповой скорости. Число коэффициентов фильтра прямой связи эквалайзера $K_1 = 1$, число коэффициентов фильтра обратной связи эквалайзера $K_2 = 9$. Шаг сходимости установлен равным $\mu_{NLMS} = 0.5$. Отношение сигнал шум устанавливалось равным 25дБ. Для формирования мощности помехи, дисперсия сигнала вычислялась на выходе эквивалентной модели согласно уравнению:

$$\sigma_x^2 = \frac{1}{L-1} \sum_{k=1}^L [s(k) - M]^2 = 1.2614 \quad (5.3)$$

где L - число отсчетов моделирования.

Эксперимент проводился для 4 значений параметра регуляризации:

$$\delta_1 = 0,012614; \delta_2 = 0,5; \delta_3 = 1; \delta_4 = 2$$

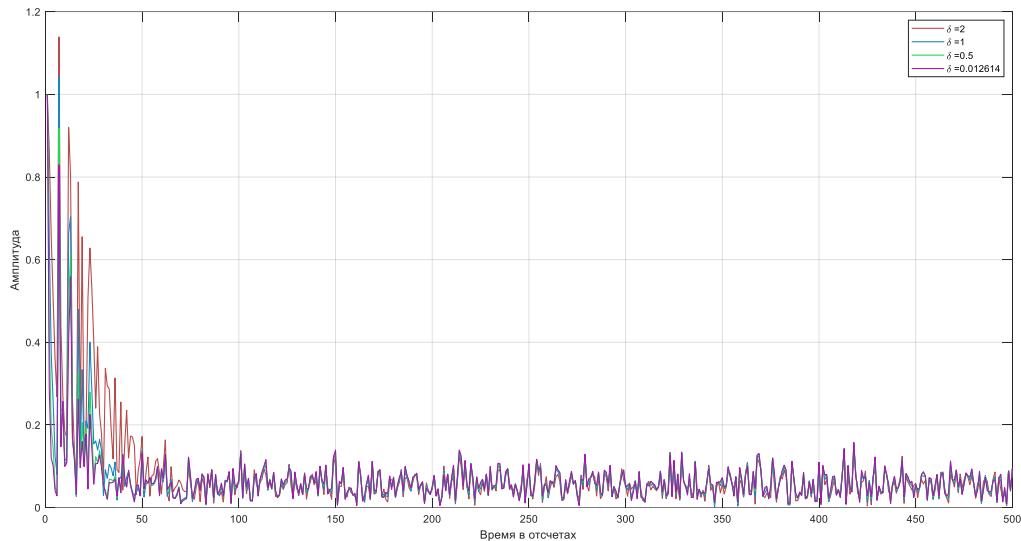


Рисунок 39 — Сигналы ошибки NLMS-фильтра в зависимости от значения параметра регуляризации (одна реализация)

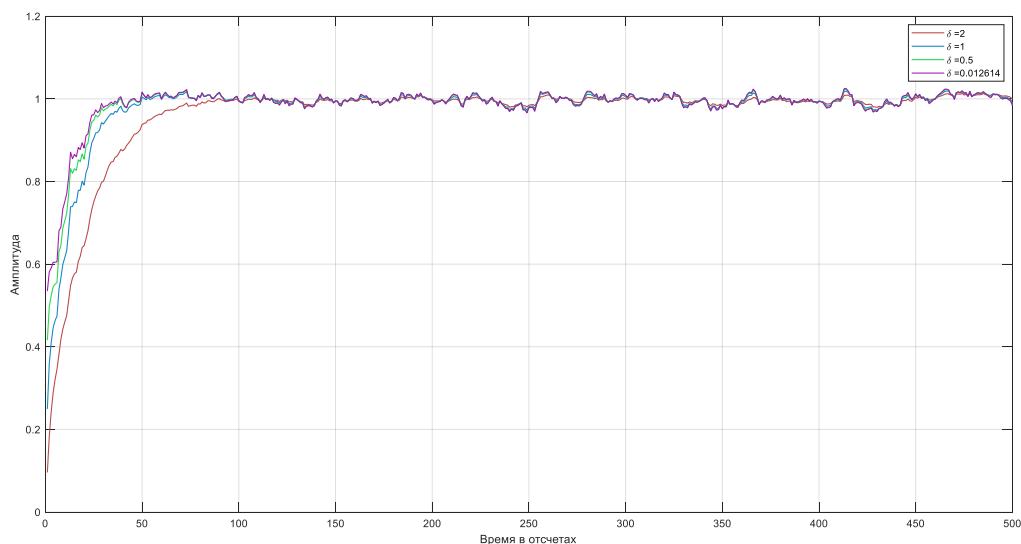


Рисунок 40 — Переходные процессы NLMS-фильтра в зависимости от значения параметра регуляризации (одна реализация)

Выход

Получены значения дисперсии ошибки фильтрации для адаптивных эквалайзеров в стационарных режимах: $D_{\delta_1} = -23.6212 \text{dB}$; $D_{\delta_2} = -23.7381 \text{dB}$; $D_{\delta_3} = -23.9844 \text{dB}$; $D_{\delta_4} = -24.3999 \text{dB}$. На графиках можно увидеть (см. Рисунок 39 и Рисунок 40), переходный процесс является наискорейшим для коэффициента $\delta_1 = 0,012614$, однако и диапазон флюктуаций несколько больше. Таким образом дисперсия ошибки фильтрации в стационарном режиме обратна пропорциональна (возможно нелинейным образом) параметру регуляризации. Соответственно, при проектировании требуется находить компромиссы.

5.4 Сравнительная характеристика кривых помехоустойчивости LMS фильтра в зависимости от шага адаптации

В данном эксперименте рассмотрены три различных значения $\mu_{LMS_1} = 0.04; \mu_{LMS_2} = 0.01; \mu_{LMS_3} = 0.0025$. В качестве формирователя межсимвольной интерференции использовались эквивалентные модели №1 и №2. Рассмотрен эквалайзер, работающий на чиповой скорости и дробный эквалайзер работающий на скорости 2 отсчета на чип М-последовательности. В качестве экспериментальной модели используется модель №2. Число коэффициентов фильтра прямой связи эквалайзера $K_1 = 1$, число коэффициентов фильтра обратной связи эквалайзера $K_2 = 9$. Отношение сигнал шум формировалось относительно информационного символа. Мощность информационного символа рассчитывалась автоматически, согласно уравнению:

$$P_x = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L s(k)^2 \quad (5.4)$$

где $L = MN$ (M – число чипов на символ, N – число отсчетов на чип).

Чтобы проверить качество работы системы, была построена кривая помехоустойчивости в канале только с АБГШ без эквализации. Таким образом получены следующие кривые:

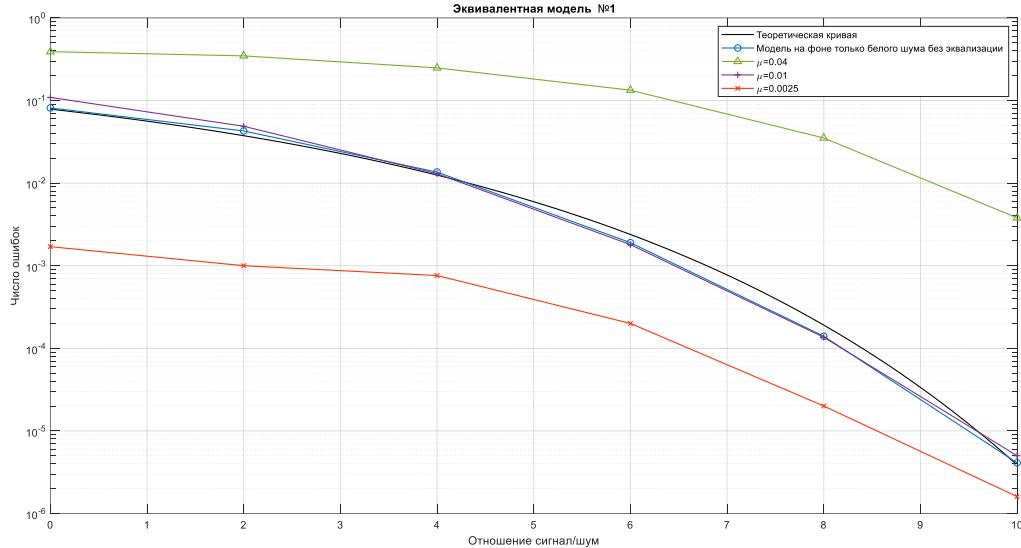


Рисунок 41 — Оценка кривой помехоустойчивости эквалайзера работающего на чиповой скорости с адаптивным LMS фильтром для эквивалентной модели №1

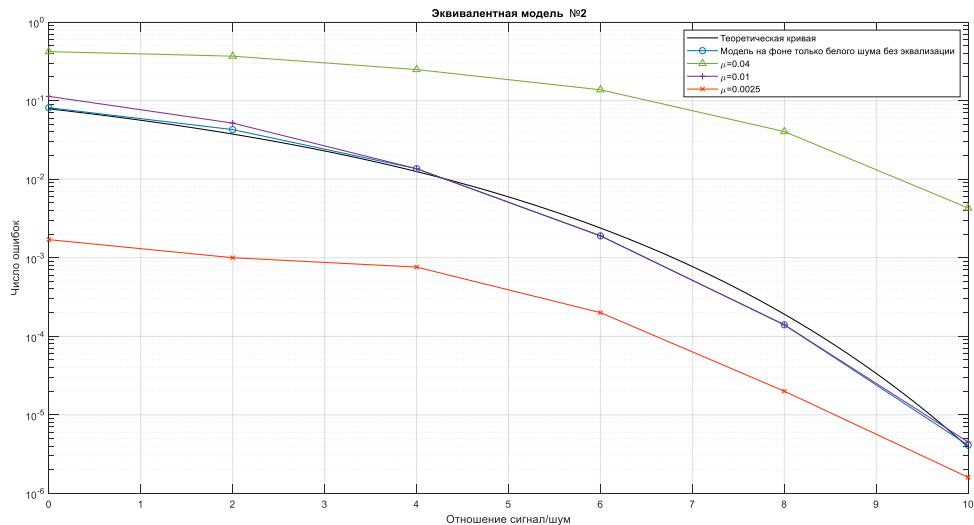


Рисунок 42 — Оценка кривой помехоустойчивости эквалайзера работающего на чиповой скорости с адаптивным LMS фильтром для эквивалентной модели №2

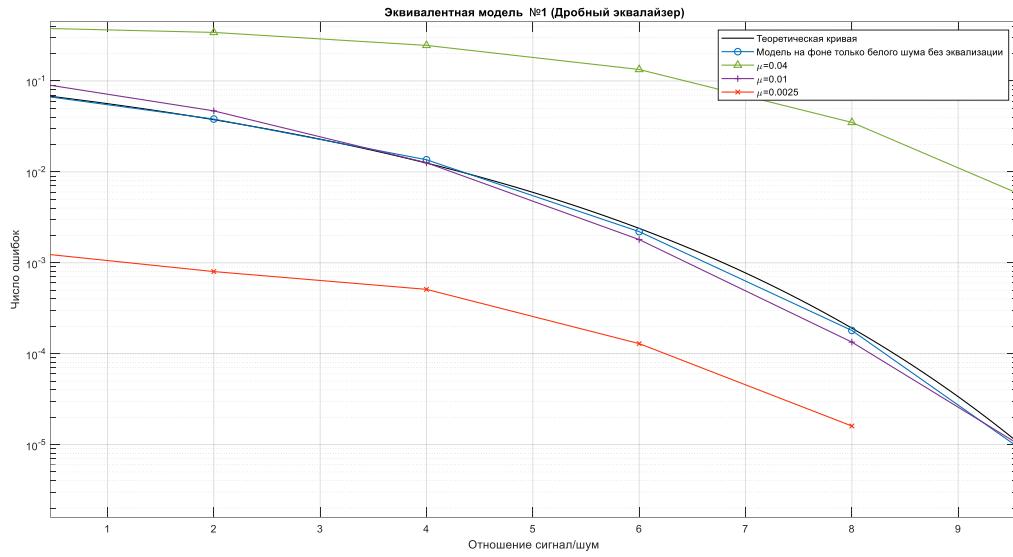


Рисунок 43 — Оценка кривой помехоустойчивости дробного эквалайзера работающего на скорости два отсчета на чип с адаптивным LMS фильтром для эквивалентной модели №1

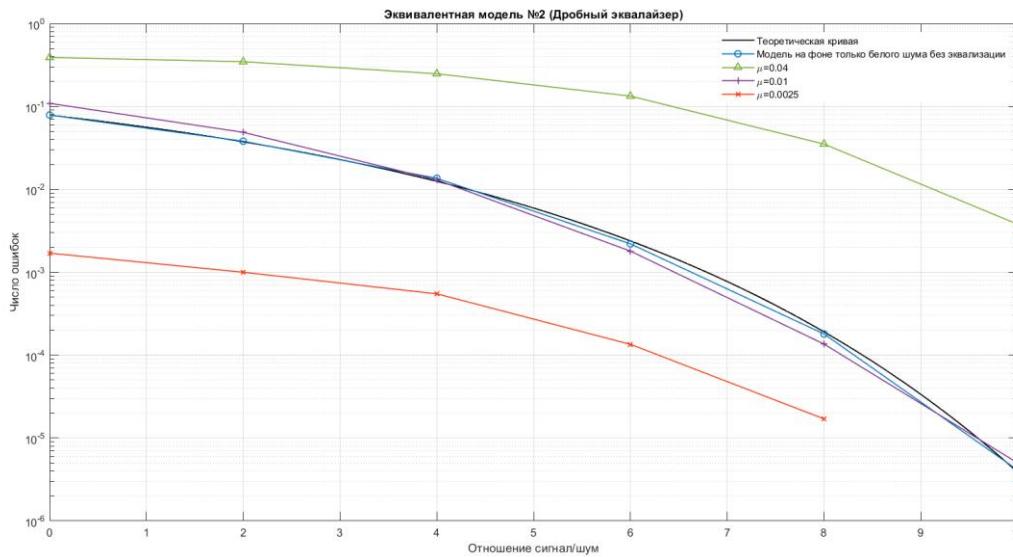


Рисунок 44 — Оценка кривой помехоустойчивости дробного эквалайзера работающего на скорости два отсчета на чип с адаптивным LMS фильтром для эквивалентной модели №2

Выход

Построены четыре графика помехоустойчивости (см. Рисунок 41 Рисунок 42 Рисунок 43 Рисунок 44). Рассчитанная кривая помехоустойчивости си-

стемы связи на фоне только АБГШ без эквалайзера, аппроксимирует теоретическую кривую с достаточно малой погрешностью. По результатам эксперимента можно увидеть, что наименьшее значение шага адаптации $\mu_{LMS} = 0.0025$ соответствует кривой с меньшим количеством ошибок. Возможно это связано с тем, что эквалайзер в широкополосных системах обрабатывает больше отсчетов (в данном случае 15 к 1) до принятия решения. Кроме того, сравнивая кривые дробного эквалайзера и эквалайзера, работающего на символьной скорости, можно увидеть преимущество работы первого. Точки на рисунках также отображены в таблицах (см. Таблица 2 Таблица 3).

Таблица 2 – Таблица BER значений LMS-фильтра для канала №1

ОСШ	Т-ско- ростъ	Дроб- ный	Т-ско- ростъ	Дробный	Т-ско- ростъ	Дробный
	$\mu = 0,04$		$\mu = 0,01$		$\mu = 0,0025$	
0дБ	0,3906	0,3892	0,1091	0,1090	0,0017	0,0014
2дБ	0,3472	0,3421	0,0488	0,0469	0,0010	0,0008
4дБ	0,2484	0,2462	0,0130	0,0126	$7,6 \times 10^{-4}$	$5,1 \times 10^{-4}$
6дБ	0,1335	0,1338	0,0018	0,0018	2×10^{-4}	$1,29 \times 10^{-4}$
8дБ	0,0352	0,0350	$1,36 \times 10^{-4}$	$1,3 \times 10^{-4}$	2×10^{-5}	$1,6 \times 10^{-5}$
10дБ	0,0038	0,0035	5×10^{-5}	$4,95 \times 10^{-5}$	$1,6 \times 10^{-5}$	0

Таблица 3 – Таблица BER значений LMS-фильтра для эквивалентной модели №2

ОСШ	Т-ско- ростъ	Дроб- ный	Т-ско- ростъ	Дробный	Т-ско- ростъ	Дробный
	$\mu = 0,04$		$\mu = 0,01$		$\mu = 0,0025$	
0дБ	0,4210	0,3906	0,1133	0,1091	0,0017	0,0017
2дБ	0,3683	0,3472	0,0518	0,0488	0,0010	0,0010
4дБ	0,2487	0,2484	0,0136	0,0130	$7,6 \times 10^{-4}$	$5,5 \times 10^{-4}$
6дБ	0,1376	0,1335	0,0019	0,0018	2×10^{-4}	$1,35 \times 10^{-4}$

8дБ	0,0404	0,0352	$1,4 \times 10^{-4}$	$1,36 \times 10^{-4}$	2×10^{-5}	$1,7 \times 10^{-5}$
10дБ	0,0043	0,0038	$4,5 \times 10^{-6}$	5×10^{-6}	$1,6 \times 10^{-6}$	0

5.5 Сравнительная характеристика кривых помехоустойчивости NLMS фильтра в зависимости от шага адаптации

Рассмотрены три различных значения $\mu_{LMS_1} = 1; \mu_{LMS_2} = 0.25; \mu_{LMS_3} = 0.01$. Параметр регуляризации был подобран равным $\delta = \sqrt{0,1\sigma_x^2} = 1.3209$. Расчет дисперсии входного сигнала формировался согласно уравнению

$$\sigma_x^2 = \frac{1}{L-1} \sum_{k=1}^L [x(k) - M]^2 = 13.209 \quad (5.5)$$

при отношении сигнал-шум равным 0дБ. В качестве формирователя межсимвольной интерференции использовались эквивалентные модели №1 и №2. Рассмотрен эквалайзер, работающий на чиповой скорости и дробный эквалайзер, работающий на скорости 2 отсчета на чип М-последовательности. В качестве экспериментальной модели используется модель №2. Число коэффициентов фильтра прямой связи эквалайзера $K_1 = 1$, число коэффициентов фильтра обратной связи эквалайзера $K_2 = 9$. Отношение сигнал/шум формировалось относительно информационного символа. Мощность информационного символа рассчитывалась автоматически, согласно уравнению:

$$P_x = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L s(k)^2 \quad (5.6)$$

где $L = MN$ (M – число чипов на символ, N – число отсчетов на чип).

Чтобы проверить качество работы системы, была построена кривая помехоустойчивости в канале только с АБГШ без эквалайзации. Таким образом получены следующие кривые:

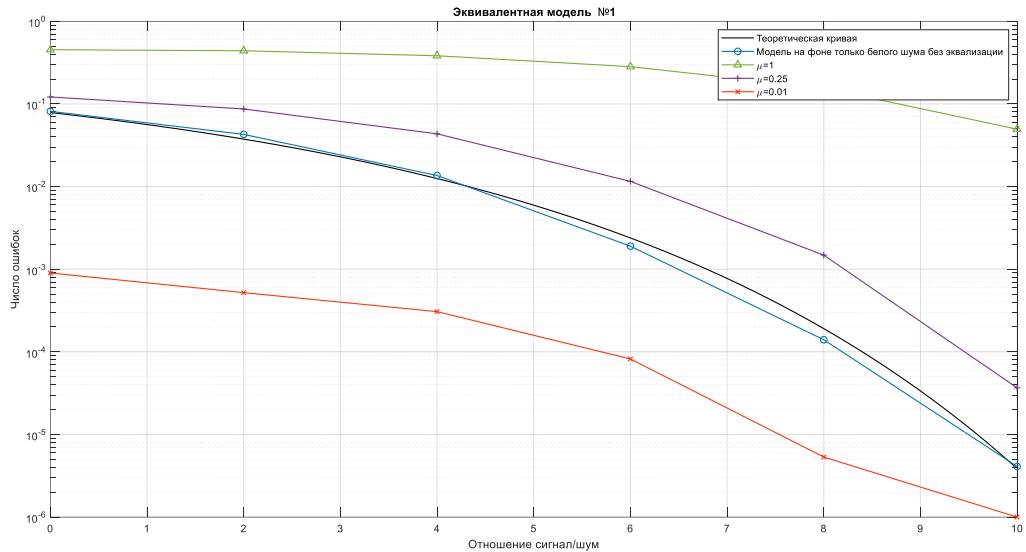


Рисунок 45 — Оценка кривых помехоустойчивости эквалайзера работающего на чиповой скорости с адаптивным NLMS фильтром для эквивалентной модели №1

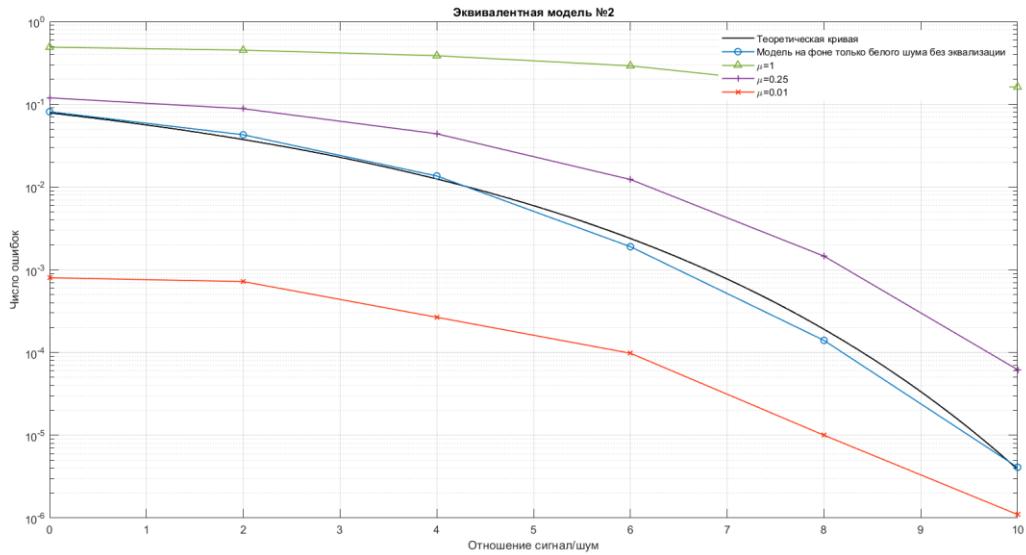


Рисунок 46 — Оценка кривых помехоустойчивости эквалайзера работающего на чиповой скорости с адаптивным NLMS фильтром для эквивалентной модели №2

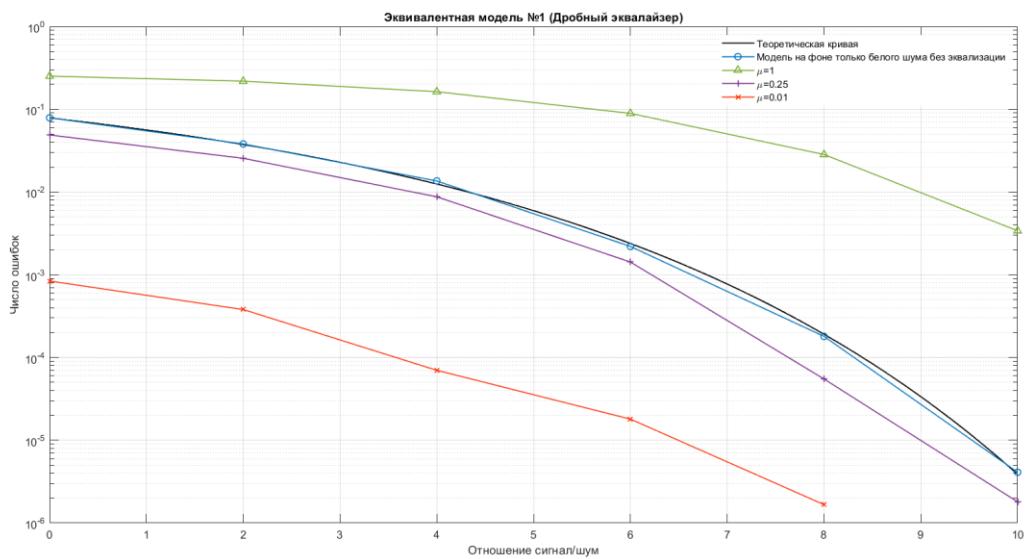


Рисунок 47 — Оценка кривых помехоустойчивости дробного эквалайзера работающего на скорости два отсчета на чип с адаптивным NLMS фильтром для эквивалентной модели №1

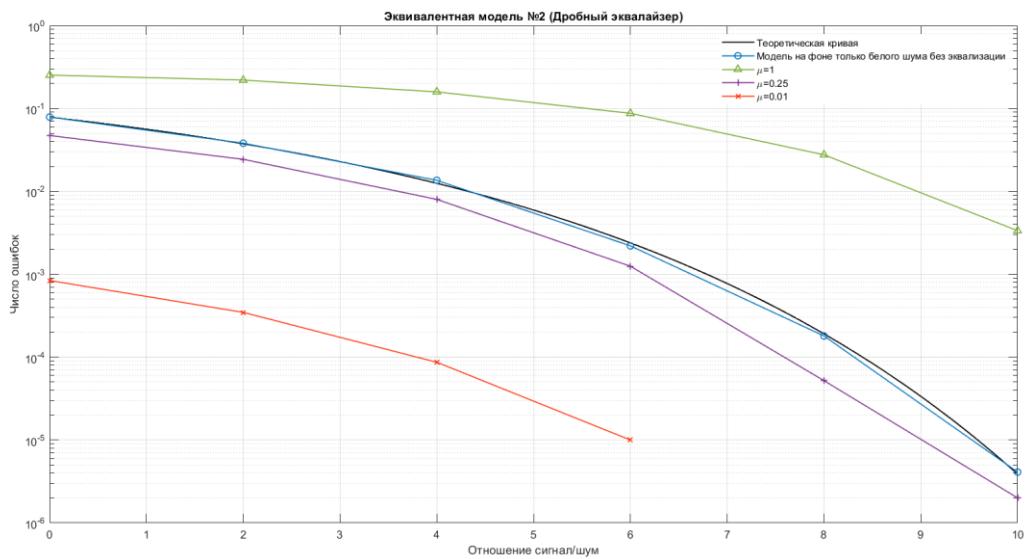


Рисунок 48 — Оценка кривых помехоустойчивости дробного эквалайзера работающего на скорости два отсчета на чип с адаптивным NLMS фильтром для эквивалентной модели №2

Выход

Построены четыре графика помехоустойчивости (см. Рисунок 45 Рисунок 46 Рисунок 47 Рисунок 48). Рассчитанная кривая помехоустойчивости си-

стемы связи на фоне только АБГШ без эквалайзера, аппроксимирует теоретическую кривую с достаточно малой погрешностью. По результатам эксперимента можно увидеть, что наименьшее значение шага адаптации $\mu_{NLMS} = 0.01$ соответствует кривой с меньшим количеством ошибок. Возможно, это связано с тем, что эквалайзер в широкополосных системах обрабатывает несколько больше отсчетов (в данном случае 15 к 1) до принятия решения. Кроме того, сравнивая кривые дробного эквалайзера и эквалайзера, работающего на символной скорости, можно увидеть преимущество работы первого. Точки на рисунках также отображены в таблицах (см. Таблица 4 и Таблица 5).

Таблица 4 — Таблица BER значений NLMS-фильтра для эквивалентной модели №1

ОСШ	Т-ско-	Дроб-	Т-ско-	Дроб-	Т-ско-	Дроб-
	рость	ный	рость	ный	рость	ный
$\mu = 1$		$\mu = 0,25$		$\mu = 0,01$		
0дБ	0,4530	0,2513	0,1215	0,048	9×10^{-4}	$8,4 \times 10^{-4}$
2дБ	0,4399	0,2187	0,0869	0,025	$5,2 \times 10^{-4}$	$3,8 \times 10^{-4}$
4дБ	0,3826	0,1631	0,0434	0,008	3×10^{-4}	7×10^{-5}
6дБ	0,2826	0,0892	0,0115	0,001	$8,2 \times 10^{-5}$	$1,8 \times 10^{-5}$
8дБ	0,1559	0,0284	0,0014	$5,5 \times 10^{-5}$	$5,3 \times 10^{-6}$	$1,6 \times 10^{-6}$
10дБ	0,0495	0,0034	$3,7 \times 10^{-5}$	$1,8 \times 10^{-6}$	1×10^{-6}	0

Таблица 5 — Таблица BER значений NLMS-фильтра для эквивалентной модели №2

ОСШ	Т-ско-	Дроб-	Т-ско-	Дробный	Т-ско-	Дроб-
	рость	ный	рость		рость	ный
$\mu = 1$		$\mu = 0,25$		$\mu = 0,01$		
0дБ	0,4897	0,2527	0,1196	0,047	8×10^{-4}	$8,4 \times 10^{-4}$
2дБ	0,4509	0,2203	0,0884	0,024	$7,2 \times 10^{-4}$	$3,5 \times 10^{-4}$
4дБ	0,3862	0,1587	0,0440	0,008	$2,6 \times 10^{-4}$	$8,7 \times 10^{-5}$

6дБ	0,2916	0,0874	0,0123	0,001	$9,8 \times 10^{-5}$	1×10^{-5}
8дБ	0,1651	0,0276	0,0014	$5,2 \times 10^{-5}$	1×10^{-5}	0
10дБ	0,1621	0,0033	$6,2 \times 10^{-5}$	2×10^{-6}	$1,1 \times 10^{-6}$	0

5.6 Сравнительная характеристика кривых помехоустойчивости RLS, NLMS и LMS фильтров

В данном эксперименте исследуется сравнительная характеристика качества фильтрации RLS, LMS и NLMS фильтров. Под критерием качества подразумевается минимальное значение вероятности ошибки при заданном ОСШ. В качестве формирователя межсимвольной интерференции использовались эквивалентные модели №1 и №2. Для LMS-фильтра был наилучший шаг адаптации, исходя из данных полученных в эксперименте №3. Для NLMS-фильтра параметр регуляризации был подобран равным:

$$\delta = \sqrt{0,1\sigma_x^2} = 1.3209 \quad (5.7)$$

Расчет дисперсии формировался согласно уравнению

$$\sigma_x^2 = \frac{1}{L-1} \sum_{k=1}^L [x(k) - M]^2 = 13.209 \quad (5.8)$$

при отношении сигнал-шум равным 0дБ.

Рассмотрен эквалайзер, работающий на чиповой скорости и дробный эквалайзер, работающий на скорости 2 отсчета на чип М-последовательности. В качестве экспериментальной модели используется модель №2. Число коэффициентов фильтра прямой связи эквалайзера $K_1 = 1$, число коэффициентов филь-

тра обратной связи эквалайзера $K_2 = 9$. Отношение сигнал/шум формировалось относительно информационного символа. Мощность информационного символа рассчитывалась автоматически, согласно уравнению:

$$P_x = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L s(k)^2 \quad (5.9)$$

где $L = MN$ (M – число чипов на символ, N – число отсчетов на чип). Чтобы проверить качество работы системы, была построена кривая помехоустойчивости в канале только с АБГШ без эквалайзации. Таким образом получены следующие кривые:

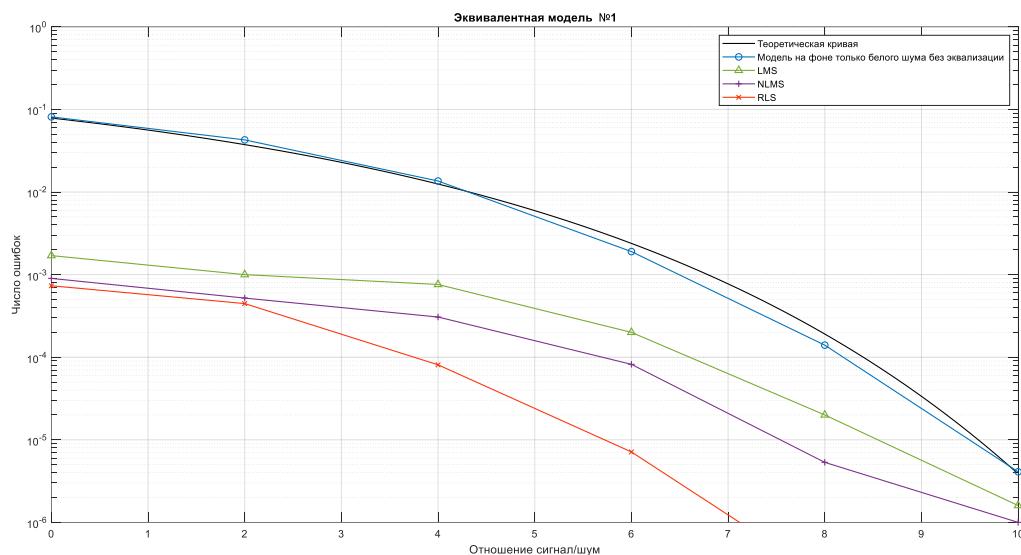


Рисунок 49 — Оценка кривых помехоустойчивости эквалайзера работающего на чиповой скорости с адаптивными LMS, NLMS и RLS фильтрами для эквивалентной модели №1

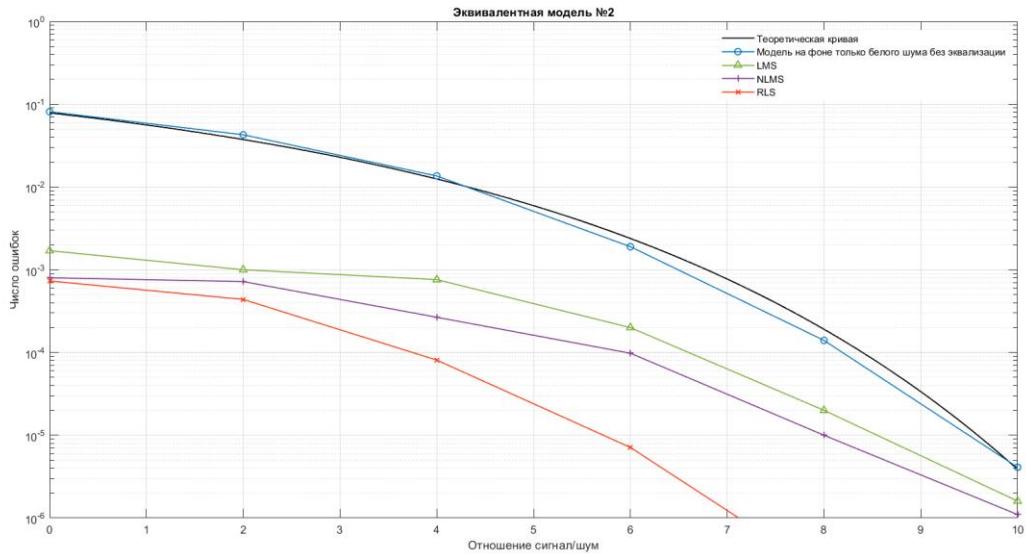


Рисунок 50 — Оценка кривых помехоустойчивости эквалайзера работающего на чиповой скорости с адаптивными LMS, NLMS и RLS фильтрами для эквивалентной модели №2

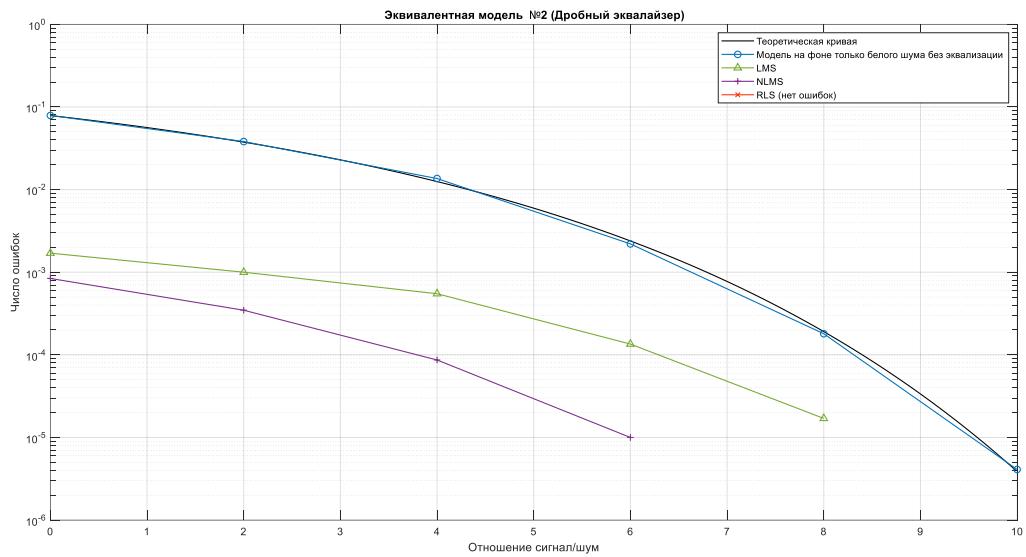


Рисунок 51 — Оценка кривых помехоустойчивости дробного эквалайзера работающего на скорости два отсчета на чип с адаптивным LMS фильтром для эквивалентной модели №1

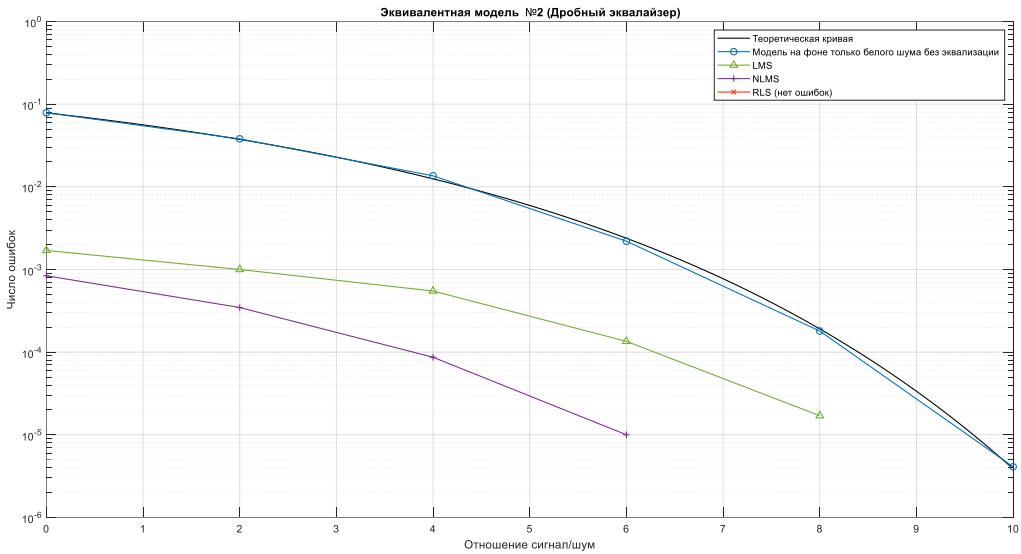


Рисунок 52 — Оценка кривых помехоустойчивости дробного эквалайзера работающего на скорости два отсчета на чип с адаптивным LMS фильтром для эквивалентной модели №2

Выход

Построены кривые помехоустойчивости LMS, NLMS и RLS фильтров (см. Рисунок 49 Рисунок 50 Рисунок 51 Рисунок 52). Результаты эксперимента иллюстрируют наилучшую эффективность RLS фильтра во всех случаях. Кроме того, дробный эквалайзер с RLS фильтром для обоих эквивалентных моделей не показал ошибок на 10^6 символов при всех значениях ОСШ. Сравнивая LMS и NLMS фильтры, можно увидеть, что в среднем NLMS фильтр при рассмотренных значениях показывает лучшие результаты. Точки кривых также отражены в таблицах (см. Таблица 6 Таблица 7)

Таблица 6 — BER значения эквалайзеров, работающих на Т-скорости

ОСШ	Эквивалентная модель №1			Эквивалентная модель №2		
	LMS	NLMS	RLS	LMS	NLMS	RLS
0дБ	0,0017	9×10^{-4}	7×10^{-4}	0,0017	8×10^{-4}	7×10^{-4}
2дБ	0,0010	$5,2 \times 10^{-4}$	4×10^{-4}	0,0010	$7,2 \times 10^{-4}$	4×10^{-4}
4дБ	$7,6 \times 10^{-4}$	3×10^{-4}	8×10^{-5}	$7,6 \times 10^{-4}$	$2,6 \times 10^{-4}$	8×10^{-5}
6дБ	2×10^{-4}	$8,2 \times 10^{-5}$	7×10^{-6}	2×10^{-4}	$9,8 \times 10^{-5}$	7×10^{-6}
8дБ	2×10^{-5}	$5,3 \times 10^{-6}$	0	2×10^{-5}	1×10^{-5}	0

10дБ	$1,6 \times 10^{-5}$	1×10^{-6}	0	$1,6 \times 10^{-6}$	$1,1 \times 10^{-6}$	0
------	----------------------	--------------------	---	----------------------	----------------------	---

Таблица 7 — BER значения дробных эквалайзеров

ОСШ	Эквивалентная модель №1			Эквивалентная модель №2		
	LMS	NLMS	RLS	LMS	NLMS	RLS
0дБ	0,0014	$8,4 \times 10^{-4}$	0	0,0017	$8,4 \times 10^{-4}$	0
2дБ	0,0008	$3,8 \times 10^{-4}$	0	0,0010	$3,5 \times 10^{-4}$	0
4дБ	$5,1 \times 10^{-4}$	7×10^{-5}	0	$5,5 \times 10^{-4}$	$8,7 \times 10^{-5}$	0
6дБ	$1,29 \times 10^{-4}$	$1,8 \times 10^{-5}$	0	$1,35 \times 10^{-4}$	1×10^{-5}	0
8дБ	$1,6 \times 10^{-5}$	$1,6 \times 10^{-6}$	0	$1,7 \times 10^{-5}$	0	0
10дБ	0	0	0	0	0	0

5.7 Исследование системы синхронизации

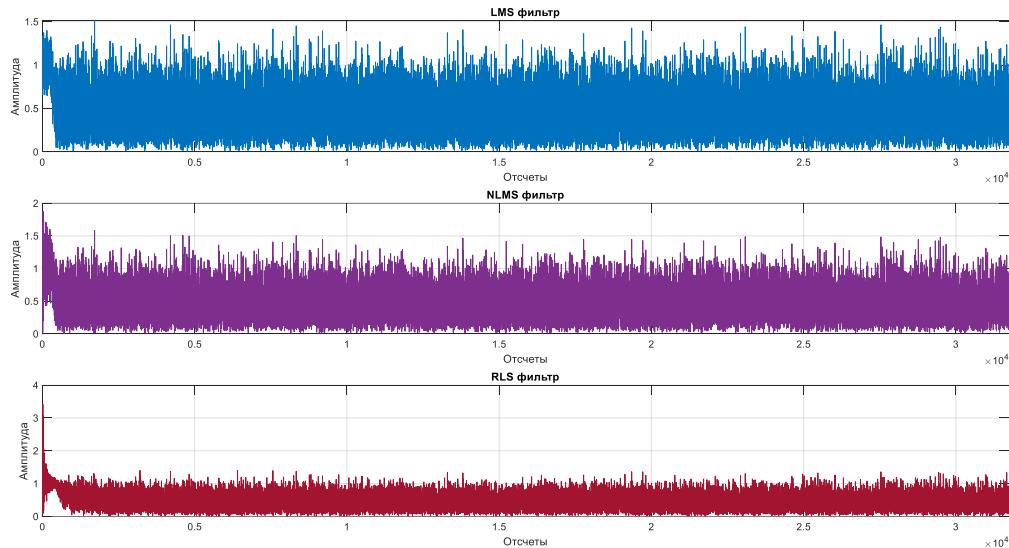


Рисунок 53 – Сигналы ошибок LMS, NLMS и RLS фильтров (по одной реализации)

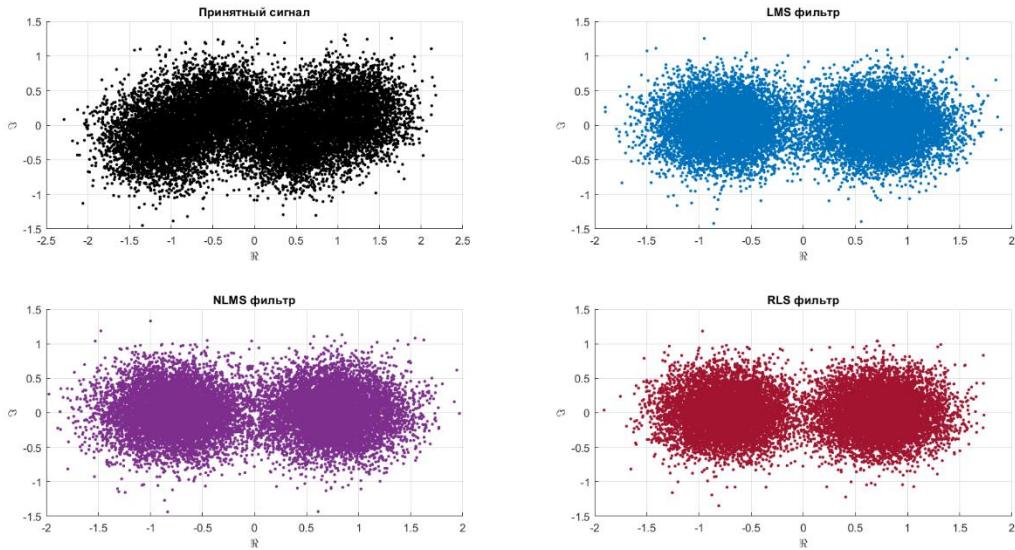


Рисунок 54 — Сигнальное созвездие в стационарном режиме

Выход

Результаты показывают (см. Рисунок 53 Рисунок 54), что оценка задержки была выполнена верно (10 отсчетов). Длительность синхронизации в терминах чипов составляет 300. В процессе моделирования было замечено, что RLS фильтр требует иных параметров настройки для правильного функционирования. Это связано с тем, что он относится к другому классу адаптивных фильтров. Кроме этого, схема требует дополнительного исследования. Модель показывает, что она чувствительна к порогу и при его увеличении, растет число ложных тревог, а при его уменьшении, увеличивается длительность анализа.

При увеличении длины окна скользящего среднего, увеличивается длительность анализа, но по реализациям отмечено, что число ложных тревог уменьшается и при низких значениях порога $\eta = 0,5 - 0,6$, длительность анализа существенно меньше.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной выпускной квалификационной работе исследован принцип работы и методы моделирования эквалайзера с решающей обратной связью в широкополосных системах связи. Проведен анализ его работы на базе трех адаптивных фильтров: LMS, NLMS и RLS. Присутствует сжатый анализ систем синхронизации эквалайзеров. Для одной из них проведен эксперимент. Во время исследования потребовалось изучить природу межсимвольной интерференции и её математическую модель.

Компьютерные модели формировались в виде кода среды Matlab. В результате исследования было показано деструктивное влияние МСИ. В процессе аналитического обзора литературы были выявлены преимущества широкополосных систем связи в условиях межсимвольной интерференции. В экспериментальной части работы показано абсолютное преимущество RLS фильтра. В эксперименте показано, что RLS характеризуется наибыстрейшей скоростью сходимости и минимальной дисперсией ошибки фильтрации в стационарном режиме. Данные свойства зафиксированы также на кривых помехоустойчивости. В процессе анализа также был сделан вывод о том, что среди LMS и NLMS фильтров, NLMS позволяет выбрать наиболее компромиссный выбор параметров сходимости. Промоделирован дробный эквалайзер и эквалайзер, работающий на символьной скорости. Результаты экспериментов характеризуют преимущество первого. В экспериментальной части также проведен обзор гибридной системы синхронизации и эквализации. Показано каким образом изменяется сигнал ошибки до и после синхронизации.

Таким образом, цель исследования и поставленные задачи были достигнуты. Также стоит отметить, что помимо рассмотренных адаптивных фильтров существует множество их модификаций, а также алгоритмически других методов компенсации искажений, которые можно применить к эквалайзеру с решающей обратной связью. Поэтому, при разработке системы связи стоит об-

ратить внимание и на другие фильтры. Например, для RLS фильтров существуют схемы, на основе QR-разложений, которые уменьшают вычислительную сложность алгоритма. Также стоит обратить внимание на LMS – вариации с переменным шагом сходимости. Кроме того, предложенные системы синхронизации требуют дополнительного аналитического и компьютерных исследований.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. Под ред. Джиган В.И. – Москва: Техносфера, 2013. - 529 с.
2. Б. Уидроу, С. Стирнз. Адаптивная обработка сигналов: Пер. с англ. Под ред. В.В. Шахгильдяна – М. Радио и связь, 1989. – 440 с.
3. Джеймс, Прокис. Цифровая связь. Под ред. Д.Д. Кловского – М. Радио и связь. 2000. - 801 с.
4. Скляр, Бернард. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. / Под ред. А.В. Назаренко - М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. - 1104 с.
5. Л. Е. Варакин, Системы связи с шумоподобными сигналами. Москва Радио и связь, 1985 – 384 с.
6. В. Ипатов. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов: принципы и приложения 2007 – 373с
7. Мартышева Дарья Анатольевна. Повышение помехоустойчивости высокоскоростной передачи цифровых сигналов с помощью подавления межсимвольной интерференции. Диссертация. 2017 – 141с.
8. Mohamed G. El-Tarhuni, BoSc., M.Sco Application of Adaptive Filtering to Direct-Sequence Spread-Spectrum Code Synchronization. 1997 - 139c
9. А.И. Солонина. Цифровая обработка сигналов в зеркале Matlab. 2018 – 560с.
- 10.Paulo S. R. Diniz Adaptive Filtering. Algorithms and Practical Implementation. Fourth Edition 2013 - 660c.
- 11.Nezami M.K. RF Architectures and Digital Signal Processing Aspects of Digital Wireless Transceivers. 2003 - 513 с.
- 12.Travis F. Collins, Robin Getz, Di Pu, Alexander M. Wyglinski. Software-Defined Radio for Engineers 2018. W, 375 с.
- 13.Elliott D. Kaplan, Christopher J. Hegarty Understanding GPS. Principles and Applications. Second Edition 2006, 723с.

- 14.N. Praveen Kumar, Abhijit Mitra and Cemal Ardin. Efficient Realization of an ADFE with a New Adaptive Algorithm World Academy of Science, Engineering and Technology 8 2005.
15. MOHANAD ABDULHAMID1, HASSAN OMAR2 - CODE TRACKING OF DSSS SIGNAL OVER AWGN CHANNEL. 2019.
- 16.Kai Borre, Dennis M. Akos, Nicolaj Bertelsen, Peter Rinder, Søren Holdt Jensen - A Software-Defined GPS and Galileo Receiver.A Single-Frequency Approach. 2000, 139c.
- 17.J. Louveaux, L. Vandendorpe, Senior Member, IEEE, and T. Sartenaer Early-Late Timing Recovery With Decision-Feedback Equalizers 2003.
18. Nevio Benvenuto Algorithms for Communications Systems and their Applications 2002, 1320c.
- 19.SALEH R. AL-ARAJI, ZAHIR M. HUSSAIN, MAHMOUD A. AL-QUTAYRI Digital Phase Lock Loops Architectures and Applications 2006, 198c.
- 20.Jiangzhou Wang. High-Speed Wireless Communications. 2008, 333c
- 21.Sami Hasan, Anas Fadhil. A Performance Comparison of adaptive LMS, NLMS, RLS and AFP algorithms for Wireless Blind Channel Identification.
- 22.Pamela Paxton, Kenneth A Bollen. Monte Carlo Experiments: Design and Implementation 2001.
- 23.Виктор Джиган. Адаптивные фильтры и их приложения в радиотехнике и связи. Часть 3. (Москва) 2010
- 24.Chong-Yung Chi, Chih-Chun Feng, Chii-Horng Chen and Ching-Yung Chen Blind Equalization and System Identification. 2006, 478c
- 25.Paulo S. R. Diniz. Qr-Decomposition-Based Rls Filters. 2014.
- 26.Ting Li *, Dexin Zhao, Zhiping Huang, Chunwu Liu, Shaojing Su and Yimeng Zhang. Blind Demodulation of Chaotic Direct Sequence Spread Spectrum Signals Based on Particle Filters 2013.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Программная реализация эквалайзера с решающей обратной связью на базе LMS фильтра в виде встраиваемой функции

```
function [e, y_LMS, Taps, Taps_mas] = DFE_LMS(rx, desired, mu, Feed-
ForwardTaps, FeedBackTaps, sps)
% Число коэффициентов FeedForward
FeedForwardLength = length(FeedForwardTaps);
% Число коэффициентов FeedBack
FeedBackLength = length(FeedBackTaps);
% Инициализация FeedBack отсчетов опорного сигнала
y_hat_vec = zeros(FeedBackLength, 1);
% Объединение весов
Taps = [FeedForwardTaps FeedBackTaps]';
% Вектор для сохранения адаптации весов
Taps_mas = [];
% Инициализация счетчиков
k = 1; i = 1;
for n = 1:length(rx)-FeedForwardLength
    % Движущееся окно входного сигнала
    x = rx(n+FeedForwardLength-1:-1:n);
    % Объединение Коэффициентов FeedForward и FeedBack
    u = [x; y_hat_vec];
    % Понижение скорости работы системы до числа отсчетов на символ
    if mod(k-1, sps) == 0
        % Децимация сигнала FeedForward
        y_LMS(i) = Taps'*u;
        % Сигнал ошибки
        e(i) = desired(i) - y_LMS(i);
        % Обновление весовых коэффициентов
        Taps = Taps + mu*conj(e(i))*u;
        % Сохранение массива весов в вектора
        Taps_mas = [Taps_mas Taps];
        % Движущееся окно опорного сигнала
        y_hat_vec = [desired(i); y_hat_vec(1:end-1)];
        % Обновление счетчиков
        i = i + 1;
    end
    k = k + 1;
end
end
```

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Программная реализация эквалайзера с решающей обратной связью на базе NLMS фильтра в виде встраиваемой функции

```
function [e, y, Taps, Taps_mas] = DFE_NLMS(rx,desired,mu,FeedForwardTaps,FeedBackTaps,sps,beta)
% Число коэффициентов FeedForward
FeedForwardLength = length(FeedForwardTaps);
% Число коэффициентов FeedBack
FeedBackLength = length(FeedBackTaps);
% Инициализация FeedBack отсчетов опорного сигнала
y_hat_vec = zeros(FeedBackLength,1);
% Объединение весов
Taps = [FeedForwardTaps FeedBackTaps]';
% Вектор для сохранения адаптации весов
Taps_mas = [];
% Инициализация счетчиков
k = 1; i = 1;
for n = 1:length(rx)-FeedForwardLength
    % Движущееся окно входного сигнала
    x = rx(n+FeedForwardLength-1:-1:n);
    % Объединение Коэффициентов FeedForward и FeedBack
    u = [x; y_hat_vec];
    % Понижение скорости работы системы до числа отсчетов
    % на символ
    if mod(k-1,sps) == 0
        % Децимация сигнала FeedForward
        y(i) = Taps'*u;
        % Сигнал ошибки
        e(i) = desired(i) - y(i);
        % Обновление весовых коэффициентов
        Taps = Taps + mu*u*conj(e(i))/(u'*u+beta^2);
        % Сохранение массива весов в вектора
        Taps_mas = [Taps_mas Taps];
        % Движущееся окно опорного сигнала
        y_hat_vec = [desired(i); y_hat_vec(1:end-1)];
        % Обновление счетчиков
        i = i + 1;
    end
    k = k + 1;
end
end
```

ПРИЛОЖЕНИЕ В

Программная реализация эквалайзера с решающей обратной связью на базе RLS фильтра в виде встраиваемой функции

```
function [e, y, Taps, Taps_mas] = DFE_RLS(rx,desired,Feed-
ForwardTaps,FeedBackTaps,sps,R,lambda)
% Число коэффициентов FeedForward
FeedForwardLength = length(FeedForwardTaps);
% Число коэффициентов FeedBack
FeedBackLength = length(FeedBackTaps);
% Инициализация FeedBack отсчетов опорного сигнала
y_hat_vec = zeros(FeedBackLength,1);
% Объединение весов
Taps = [FeedForwardTaps FeedBackTaps]';
% Вектор для сохранения адаптации весов
Taps_mas = [];
% Инициализация счетчиков
k = 1;i = 1;
for n = 1:length(rx)-2*FeedForwardLength
% Скользящее окно входного сигнала
x = rx(n+(FeedForwardLength-1):-1:n);
% Объединение Коэффициентов FeedForward и FeedBack
u = [x; y_hat_vec];
% Децимация сигнала FeedForward
if mod(k-1,sps) == 0
% Выход FeedForward
y(i) = Taps'*u;
% Вектор усиления Калмана
K = (R*u)/(lambda + u'*R*u);
% Взвешенная Корреляционная матрица
R = inv(lambda)*(R - K*u'*R);
% Сигнал ошибки
e(i) = desired(i) - y(i);
% Обновление весовых коэффициентов
Taps = Taps + K*conj(e(i));
% Скользящее окно опорного сигнала
y_hat_vec = [desired(i); y_hat_vec(1:end-1)];
% Сохранение адаптации весов в массив
Taps_mas = [Taps_mas Taps];
i = i + 1;
end
k = k + 1;
end
end
```

ПРИЛОЖЕНИЕ Г

Программная реализация гибридной схемы синхронизации и устройства оценки по задержке на базе LMS фильтра в виде встраиваемой функции

```
function [e,y_LMS,Taps,Taps_mas,shifts] = Adapt_Err_LMS_ther-
shold_sync(rx,code,mu,FeedForwardTaps,FeedBackTaps,S,B,P)
% Число коэффициентов FeedForward
FeedForwardLength = length(FeedForwardTaps);
% Число коэффициентов FeedBack
FeedBackLength = length(FeedBackTaps);
% Инициализация FeedBack отсчетов опорного сигнала
y_hat_vec = zeros(FeedBackLength,1);
% Объединение весов
Taps = [FeedForwardTaps FeedBackTaps]';
% Вектор для сохранения адаптации весов
Taps_mas = [];
% Число элементов кода
CodeLength = length(code);
% Сохранить первое значение кода
c = code(1);
% Счетчики подтверждения гипотез
cnt1 = 0;
cnt0 = 0;
% Инициализация массива принятых решений и скользящего среднего
decisions = [];STTA = [];
% Инициальное значение системы - не замкнуто
locked = 0;
% Индекс подсчета числа элементов скользящего окна
index = 1;
% Индекс числа поворотов кода
shifts = 0;
for n = 1:length(rx)-FeedForwardLength
    % Скользящее окно входного сигнала
    x = rx(n+FeedForwardLength-1:-1:n);
    % Объединение Коэффициентов FeedForward и FeedBack
    u = [x; y_hat_vec];
    % Выходной сигнал LMS
    y_LMS(n) = Taps'*u;
    % Сигнал ошибки
    e(n) = c - y_LMS(n);
    % Обновление весов Эквалайзера
    Taps = Taps + mu*conj(e(n))*u;
    % Вектор отсчетов локальной опоры
    y_hat_vec = [c; y_hat_vec(1:end-1)];
    % Извлечение отсчета опоры, для вычисления сигнала ошибки
    c = code(mod(n,CodeLength)+1);
    % Вычисление операций связанными с порогами, если петля не за-
    мкнута
    if locked == 0
        if index == S
            % Вычисление скользящего среднего
            dec = sum(STTA)/S;
```

```

STTA = [] ; index = 1;
% Подсчет количества превышений порога или не превышений
if dec > P
    cnt1 = 0;
    cnt0 = cnt0 +1;
else
    cnt0 = 0;
    cnt1 = cnt1 +1;
end
% Принятие решения о завершении поиска
if cnt1 == B
    locked=1;
end
% Принятие решения о циклическом сдвиге кода
if cnt0 == B
    code = circshift(code,1);
    shifts = shifts + 1; cnt0 = 0;
end
% Сохранения элементов в массив для вычисления скользящего сред-
него
else
    STTA = [STTA abs(e(n))^2];
    index = index + 1;
end
end
end

```

ПРИЛОЖЕНИЕ Д

Программная реализация гибридной схемы синхронизации и устройства оценки по задержке на базе NLMS фильтра в виде встраиваемой функции

```
function [e,y,Taps,shifts] = Adapt_Err_NLMS_threshold_sync(rx,code,mu,beta,FeedForwardTaps,FeedBackTaps,S,B,P)
% Число коэффициентов FeedForward
FeedForwardLength = length(FeedForwardTaps);
% Число коэффициентов FeedBack
FeedBackLength = length(FeedBackTaps);
% Инициализация FeedBack отсчетов опорного сигнала
y_hat_vec = zeros(FeedBackLength,1);
% Объединение весов
Taps = [FeedForwardTaps FeedBackTaps]';
% Вектор для сохранения адаптации весов
Taps_mas = [];
% Число элементов кода
CodeLength = length(code);
% Сохранить первое значение кода
c = code(1);
% Счетчики подтверждения гипотез
cnt1 = 0;
cnt0 = 0;
% Инициализация массива принятых решений и скользящего среднего
decisions = [];STTA = [];
% Инициальное значение системы - не замкнуто
locked = 0;
% Индекс подсчета числа элементов скользящего окна
index = 1;
% Индекс числа поворотов кода
shifts = 0;
for n = 1:length(rx)-FeedForwardLength
    % Скользящее окно входного сигнала
    x = rx(n+FeedForwardLength-1:-1:n);
    % Объединение Коэффициентов FeedForward и FeedBack
    u = [x; y_hat_vec];
    % Децимация сигнала FeedForward
    y(n) = Taps'*u;
    % Сигнал ошибки
    e(n) = c - y(n);
    % Обновление весовых коэффициентов
    Taps = Taps + mu*u*conj(e(n))/(u'*u+beta^2);
    % Движущееся окно опорного сигнала
    y_hat_vec = [c; y_hat_vec(1:end-1)];
    % Извлечение отсчета опоры, для вычисления сигнала ошибки
    c = code(mod(n,CodeLength)+1);
```

```

    if locked == 0
        if index == S
            % Вычисление скользящего среднего
            dec = sum(STTA)/S;
            STTA = []; index = 1;
            % Подсчет количества превышений порога или не превышений
            if dec > P
                cnt1 = 0;
                cnt0 = cnt0 +1;
            else
                cnt0 = 0;
                cnt1 = cnt1 +1;
            end
            % Принятие решения о завершении поиска
            if cnt1 == B
                locked=1;
            end
            % Принятие решения о циклическом сдвиге кода
            if cnt0 == B
                code = circshift(code,1);
                shifts = shifts + 1; cnt0 = 0;
            end
            % Сохранения элементов в массив для вычисления скользящего сред-
            него
            else
                STTA = [STTA abs(e(n))^2];
                index = index + 1;
            end
        end
    end

```

ПРИЛОЖЕНИЕ Е

Программная реализация гибридной схемы синхронизации и устройства оценки по задержке на базе NLMS фильтра в виде встраиваемой функции

```
function [e,y,Taps,shifts] = Adapt_Err_RSL_ther-
shold_sync(rx,code,R,lambda,FeedForwardTaps,FeedBackTaps,S,B,P)
FeedForwardLength = length(FeedForwardTaps);
% Число коэффициентов FeedBack
FeedBackLength = length(FeedBackTaps);
% Инициализация FeedBack отсчетов опорного сигнала
y_hat_vec = zeros(FeedBackLength,1);
% Объединение весов
Taps = [FeedForwardTaps FeedBackTaps]';
% Вектор для сохранения адаптации весов
Taps_mas = [];
% Число элементов кода
CodeLength = length(code);
% Сохранить первое значение кода
c = code(1);
% Счетчики подтверждения гипотез
cnt1 = 0;
cnt0 = 0;
% Инициализация массива принятых решений и скользящего среднего
decisions = [];STTA = [];
% Инициальное значение системы - не замкнуто
locked = 0;
% Индекс подсчета числа элементов скользящего окна
index = 1;
% Индекс числа поворотов кода
shifts = 0;
for n = 1:length(rx)-FeedForwardLength
% Скользящее окно входного сигнала
x = rx(n+FeedForwardLength-1:-1:n);
% Объединение Коэффициентов FeedForward и FeedBack
u = [x; y_hat_vec];
% Выход FeedForward
y(n) = Taps'*u;
% Вектор усиления Калмана
K = (R*u)/(lambda + u'*R*u);
% Взвешенная Корреляционная матрица
R = inv(lambda)*(R - K*u'*R);
% Сигнал ошибки
e(n) = c - y(n);
% Обновление весовых коэффициентов
Taps = Taps + K*conj(e(n));
% Скользящее окно опорного сигнала
y_hat_vec = [c; y_hat_vec(1:end-1)];
% Извлечение отсчета кода
c = code(mod(n,CodeLength)+1);
```

```

    if locked == 0
        if index == S
            % Вычисление скользящего среднего
            dec = sum(STTA)/S;
            STTA = []; index = 1;
            % Подсчет количества превышений порога или не превышений
            if dec > P
                cnt1 = 0;
                cnt0 = cnt0 +1;
            else
                cnt0 = 0;
                cnt1 = cnt1 +1;
            end
            % Принятие решения о завершении поиска
            if cnt1 == B
                locked=1;
            end
            % Принятие о циклическом сдвиге кода
            if cnt0 == B
                code = circshift(code,1);
                shifts = shifts + 1; cnt0 = 0;
            end
            % Сохранения элементов в массив для вычисления скользящего сред-
            него
            else
                STTA = [STTA abs(e(n))^2];
                index = index + 1;
            end
        end
    end

```