

**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РЕСПУБЛИКИ
КАЗАХСТАН**

**Некоммерческое акционерное общество
«АЛМАТИНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ ИМЕНИ
ГУМАРБЕКА ДАУКЕЕВА»**

Кафедра Телекоммуникаций и инновационных технологий

«Допущен к защите»

Зав.кафедрой Қадылбекқызы Э., доктор PhD, доц.

(Ф.И.О., ученая степень, звание)

_____ «___» _____ 2021 г.

(подпись)

ДИПЛОМНЫЙ ПРОЕКТ

На тему: «Анализ помехоустойчивости динамических каналов ММО методами
интерференционного выравнивания»

Специальность 5В071900 – Радиотехника, электроника и телекоммуникации

Выполнила Ерденбек Д.Т. **Группа** РЭТ(МРТ)-17-5

Научный руководитель Байкенов А.С., к.т.н., профессор

(Ф.И.О., ученая степень, звание)

Консультанты

по технической части:

Павлова Т.А., ст.преп.

(Ф.И.О., ученая степень, звание)

_____ «___» _____ 2021 г.

(подпись)

по экономической части:

Габелашвили К.Р., к.э.н., профессор

(Ф.И.О., ученая степень, звание)

_____ «___» _____ 2021 г.

(подпись)

по безопасности жизнедеятельности:

Бекбасаров Ш.Ш., д.т.н

(Ф.И.О., ученая степень, звание)

_____ «___» _____ 2021 г.

(подпись)

по применению вычислительной техники:

Павлова Т.А., ст.преп.

(Ф.И.О., ученая степень, звание)

_____ «___» _____ 2021 г.

(подпись)

Нормоконтролер: Кожабаева И.Б., ст.преп

(Ф.И.О., ученая степень, звание)

_____ «___» _____ 2021 г.

(подпись)

Рецензент: _____

(Ф.И.О., ученая степень, звание)

_____ «___» _____ 2021 г.

(подпись)

Алматы 2021 г.

**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РЕСПУБЛИКИ
КАЗАХСТАН**

**Некоммерческое акционерное общество
«АЛМАТИНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ ИМЕНИ
ГУМАРБЕКА ДАУКЕЕВА»**

**Институт телекоммуникаций и космической инженерии
Кафедра телекоммуникаций и инновационных технологий
Специальность 5B071900 – Радиотехника, электроника и телекоммуникаций**

ЗАДАНИЕ

на выполнение дипломного проекта

Студенту	<u>Ерденбек Д.Т.</u>
Тема проекта	<u>Анализ помехоустойчивости динамических каналов ММО методами интерференционного выравнивания</u>

Утверждена приказом ректора № 217 от « 27 » 10 2021 г.

Срок сдачи законченного проекта «25» мая 2021 г.

Исходные данные к проекту требуемые параметры результатов проектирования (исследования) и исходные данные объекта:

Необходимо провести анализ помехоустойчивости динамических каналов ММО методами интерференционного выравнивания, используя алгоритмы LMS, RLS, при изменении размерности ММО (2x2, 4x4, 6x6). Задать псевдослучайную последовательность, подать в канал аддитивный белый гауссовский шум, выбрать адаптивный фильтр, провести анализ помехоустойчивости канала двумя методами интерференционного выравнивания, построить графики, вычислить MSE (среднеквадратическую ошибку), дисперсию ошибки, оформить методически указания к лабораторной работе по дисциплине РиСМС (Радиосистемы и сети мобильной связи).

Перечень вопросов, подлежащих разработке в дипломном проекте, или краткое содержание дипломного проекта:

1. Теоретические основы ММО
2. Анализ алгоритмов интерференционного выравнивания для динамических каналов ММО
3. Методические указания к лабораторной работе по дисциплине РиСМС (Радиосистемы и сети мобильной связи)
4. Безопасность жизнедеятельности
5. Бизнес план.

Перечень графического материала (с точным указанием обязательных чертежей):

1. Схема моделирования канала ММО для двух методов интерференционного выравнивания RLS и LMS
2. Методические указания к лабораторной работе по дисциплине «Радиосистемы и сети мобильной связи»

Основная рекомендуемая литература:

- 1 Бакулин М. Г., Варукина Л. А., Крейнделин В. Б. Б19 Технология ММО: принципы и алгоритмы. – М.: Горячая линия – Телеком, 2014. – 244 с., ил.
- 2 Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Теоретические основы обработки сигналов в беспроводных системах связи: Монография. Нижний Новгород: Издательство ННГУ им. Н.И. Лобачевского, 2011. – 368 с.
- 3 Моделирование процессов и явлений в системах связи: методическое пособие для самостоятельной работы магистров направления 210700.68 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» / Ворошилин Е.П.. – ТУСУР. Томск, 2012.
- 4 Компьютерное моделирование и обработка нестационарных сигналов: Метод. пособие к лабораторной работе по курсу “Цифровая обработка сигналов” для студ. спец. “Радиотехника”, “Радиоэлектронные системы” всех форм обуч./С.Б. Саломатин, А.И. Бурак. -Мн.: 3-е изд. БГУИР, 2012. – 36 с.
- 5 Biglieri E., Calderbank R., Constantinides A., Goldsmith A., Paulraj A. and Poor H.V. MIMO Wireless Communication. — Cambridge, UK: Cambridge Univ. Press, 2012. — 323 p

Консультанты по проекту с указанием относящихся к ним разделов проекта

Раздел	Консультант	Сроки	Подпись
Техническая часть	Павлова Т.А.	25.05.2021 г.	
Экономическая часть	Габелашвили К.Р.	26.05.2021 г.	
Безопасность жизнедеятельности	Бекбасаров Ш.Ш.	19.04.2021 г.	
Применение вычислительной техники	Павлова Т.А.	25.05.2021 г.	
Нормоконтроль	Кожабаева И.Б.		

График
подготовки дипломного проекта

№ п/п	Наименование разделов, перечень разрабатываемых вопросов	Сроки представления научному руководителю	Примечание
1	Введение	30.01-15.02. 2021 г.	
2	Теоретическая часть. Теоретические основы ММО	21.02-21.03. 2021 г.	
3	Анализ алгоритмов интерференционного выравнивания для динамических каналов ММО	22.03-31.03. 2021 г.	
4	Методические указания к лабораторной работе по дисциплине РиСМС (Радиосистемы и сети мобильной связи)	1.04-25.05.2021 г.	
5	Безопасность жизнедеятельности	01.02-20.05.2021 г.	
6	Бизнес план	01.02-20.05. 2021 г.	
7	Подготовка к презентации	20-30.05.2021 г.	

Дата выдачи задания «20» _____ января _____ 2021 г.

Заведующий кафедрой _____ (подпись) (Қадылбекқызы Э.)
(Ф.И.О.)

Научный руководитель проекта _____ (подпись) (Павлова Т.А.)
(Ф.И.О.)

Задание принял к исполнению студент _____ (подпись) (Ерденбек Д.Т.)
(Ф.И.О.)

Аннотация

В данном дипломном проекте была описана технология ММО, ее применение в сетях LTE. Был проведен анализ систем ММО, изучены методы интерференционного выравнивания.

Анализ модели приемника ММО-OFDM проводился с двумя методами интерференционного выравнивания: метод наименьших квадратов и рекурсивный метод наименьших квадратов при разном количестве приемопередающих антенн (2x2, 4x4, 6x6). По результатам анализа был выбран оптимальный метод интерференционного выравнивания, адаптивный фильтр, обеспечивающий наилучшие характеристики.

Были составлены методические указания к лабораторной работе по дисциплине «РиСМС», был проведен анализ условий труда, расчет производственного освещения и кондиционирования. Также был составлен бизнес план.

Аңдатпа

Бұл дипломдық жобада ММО технологиясы, оның LTE желілерінде қолданылуы сипатталған. ММО жүйелерін талдау жүргізілді, интерференциялық теңестіру әдістері зерттелді.

ММО-OFDM қабылдағыш моделін талдау интерференциялық теңестірудің екі әдісімен жүргізілді: таратып қабылдайтын антенналардың әр түрлі санын ескере отырып (2x2, 4x4, 6x6), ең аз квадрат әдісі және рекурсивті ең аз квадрат әдісі). Талдау нәтижелері бойынша шуды өтеудің оңтайлы әдісі таңдалды - жүйенің ең жақсы сипаттамаларын қамтамасыз ететін адаптивті сүзгі.

«Радио жүйелер және ұялы байланыс желілері» пәні бойынша зертханалық жұмыстарға әдістемелік нұсқаулар жасалды, еңбек жағдайларына талдау жасалды, өндірістік жарықтандыру мен ауаны кондиционерлеу есебі жасалды. Бизнес-жоспар да жасалды.

Annotation

In this thesis project, the MIMO technology was described, its application in LTE networks. The analysis of MIMO systems was carried out, methods of interference equalization were studied.

The analysis of the MIMO-OFDM receiver model was carried out with two methods of interference equalization: the least squares method and the recursive least squares method with a different number of transmitting and receiving antennas (2x2, 4x4, 6x6). Based on the analysis results, the optimal interference alignment method, an adaptive filter that provides the best performance, was selected.

Also, guidelines were drawn up for laboratory work on the discipline "RSMN", an analysis of working conditions, calculation of industrial lighting and air conditioning was carried out. A business plan was also drawn up.

Содержание

Введение	8
1 Теоретические основы ММО	10
1.1 Технология ММО.....	10
1.2 Системы ММО с несколькими антеннами	10
1.3 Прекодирование в системах ММО	12
1.4 Метод множественного доступа OFDM	13
1.5 Преимущества и недостатки метода OFDM	15
1.6 Структура OFDM-передатчика.....	15
1.7 Структура OFDM-приемника.....	17
1.8. Методы оценки принимаемых сигналов.....	17
1.9 Методы оценки сообщения по принимаемому сигналу	18
1.10 Схема Alamouti при произвольном числе передающих антенн.	19
1.11 Метод наименьших квадратов (метод Zero Forcing – ZF).....	20
1.12 Оптимизированный метод ZF SIC.....	20
1.13 Метод по минимуму среднеквадратичной ошибки (МСКО).....	21
1.14 Метод максимального правдоподобия.....	22
1.15 Адаптивные фильтры.....	22
1.16 Основная идея адаптивной фильтрации	23
1.17 Метод наискорейшего спуска.....	24
1.18 Алгоритм LMS.....	25
1.19 Алгоритм RLS	27
1.20 Выравнивание канала связи.....	28
2. Анализ алгоритмов интерференционного выравнивания для динамических каналов ММО.....	30
2.1 Оптимальный фильтр Винера.....	30
2.2 Определенная задача оптимальной фильтрации	32
2.3 Применение адаптивных фильтров.....	34
2.4 Идентификация систем	35
2.5 Подавление шума	36
2.6 Эхоподавление	37
3 Безопасность жизнедеятельности	49
3.1 Анализ условий труда в учебной аудитории	49
3.2 Анализ производственного освещения	52
3.3 Анализ естественного освещения	53
3.4 Анализ искусственного освещения	56
3.5 Технические решения обеспечения безопасности жизнедеятельности ...	61
3.6 Выбор и обоснование кондиционера	65
4 Бизнес план.....	67
4.1 Трудоемкость разработки ЛР	67
4.2 Расчет затрат на разработку ЛР	67
4.3 Определение договорной цены ЛР.....	70
4.4 Расчет результатов от создания и использования ЛР	71

4.5 Расчет основных показателей экономической эффективности	73
Список литературы	75
Приложение А	77
Приложение Б.....	78

Введение

В настоящее время услуга передачи данных является одной из самых популярных услуг в телекоммуникациях. Поэтому необходимо улучшать ее характеристики.

В современных системах связи остро стоит вопрос о повышении пропускной способности, помехоустойчивости системы. Обычно пропускную способность увеличивают, расширяя полосу частот или повышая излучаемую мощность.

Одним из самых эффективных способов повышения помехоустойчивости является применение адаптивных антенных решеток. Системы связи, которые используют такие антенны стали называться MIMO системы (Multiple Input Multiple Output). Сравнительно с технологией SISO, в которой используется одна передающая и одна приемная антенны, основным преимуществом систем связи, использующих технологию MIMO является увеличение скорости передачи информации за счет пространственного мультиплексирования и увеличение помехоустойчивости за счет пространственно-временного разнесения.

Кроме вышесказанных преимуществ технологии MIMO, можно отметить, что данная технология также является одной из ключевых реализаций в системах беспроводного доступа пятого поколения (5G). Идея заключается в том, чтобы использовать многоэлементные цифровые антенные решетки в составе базовых станций (число антенных элементов может достигать 256 и более) [1].

Такие системы получили название Massive MIMO. Специфика Massive MIMO заключается в том, что количество антенн на базовой станции во много раз больше количества антенн на абонентском терминале.

Используя один и тот же частотно-временной ресурс, технология MIMO позволяет осуществлять передачу нескольких сигналов с независимыми информационными символами. Канал передачи каждого сигнала имеет свои характеристики. Характеристики канала передачи описываются комплексным коэффициентом передачи между передающей и приемной антенной. Исходя из этого, знание коэффициентов передачи на приемной стороне позволяет разделить сигналы, переданные по разным каналам. Для этого на приемной стороне используются известные методы оценки канала.

К методам интерференционного выравнивания относятся методы оценки канала, по принятому сообщению, такие как метод максимального правдоподобия, метод минимума среднеквадратической ошибки (МСКО), метод Zero Forcing, оптимизированный метод Zero Forcing и другие.

Среди методов интерференционного выравнивания можно выделить два наиболее удовлетворяющих требованиям системы MIMO: метод наименьших квадратов (Least Mean Square – LMS) и рекурсивный метод наименьших квадратов (Recursive Least Square – RLS).

Алгоритмы наименьших квадратов (LMS) представляют собой простейшие и наиболее легко применяемые адаптивные алгоритмы. С другой стороны, рекурсивные алгоритмы наименьших квадратов (RLS) известны своей превосходной производительностью и большей точностью, но они имеют повышенную сложность и вычислительные затраты. По производительности RLS приближается к фильтру Калмана в приложениях адаптивной фильтрации с несколько сниженной требуемой пропускной способностью в сигнальном процессоре.

Так рекурсивным методом наименьших квадратов (Recursive Least Square – RLS) обладает наилучшими характеристиками помехоустойчивости. Однако, требуемое количество элементарных арифметических операций (вычислительная сложность) экспоненциально зависит от количества передающих антенн, а также от порядка модуляции [15].

Отличием этих двух адаптивных фильтров является то, что целью алгоритма наименьших квадратов является минимизация текущей среднеквадратичной ошибки между желаемым сигналом и выходом, а цель рекурсивного метода наименьших квадратов состоит в том, чтобы минимизировать общую взвешенную квадратную ошибку между желаемым сигналом и выходом.

1 Теоретические основы ММО

1.1 Технология ММО

Началом развития технологии ММО началось в 1984 году, когда сотрудник лаборатории Белла Джек Винтерс опубликовал статью под названием «Оптимальное сложение сигналов в цифровой мобильной связи при наличии соканальных помех». А в 1996 году Грегори Релей и В.К.Джоунс в статье «Многовариантные модуляция и кодирование в беспроводной связи» предложили новый подход к увеличению пропускной способности в системах ММО. В своей статье они показали, что эффект многолучевого распространения может быть использован рационально, то есть можно многократно увеличить пропускную способность за счет переотражения сигнала. В том же году Джерард Фошини предложил многоуровневую архитектуру системы ММО — архитектуру BLAST.

В 1998 году в Лаборатории Белла прошла первая успешная демонстрация новой технологии. Через год компания Gigabit Wireless Inc. Первая установка для лабораторного тестирования системы ММО 4×4 (4 передающие и 4 приёмные антенны) начала свою работу в Университете Альберта в 2003 году [3].

В дипломном проекте используются динамические каналы ММО. Динамические каналы — это каналы, параметры которых изменяются случайным или неслучайным образом. В работе динамика каналов обусловлена двумя составляющими — наличием в канале аддитивного белого гауссовского шума, а также изменение количества приема-передающих антенн.

Белый шум сам по себе является случайным процессом. Его параметры - амплитуда, фаза и частота изменяются случайным образом.

1.2 Системы ММО с несколькими антеннами

Традиционной системой связи принято считать такую систему, которая включает в себя одну передающую и одну приемную антенну. Такая система называется SISO (Single Input Single Output). В системах SIMO одна передающая антенна и несколько приемных. В этих системах несколько приемных антенн используются для реализации алгоритма разнесенного приема сигнала в каналах связи с замираниями.

В системах MISO несколько передающих и одна приемная. В таких системах так же применяется идея разнесения, но не на приемных антеннах, а на передающих.

Технология ММО играет ключевую роль в обеспечении большей пропускной способности в сетях LTE. ММО (Multiple Input Multiple Output – множественный ввод множественный вывод) это метод пространственного кодирования сигнала, который позволяет увеличить пропускную способность канала увеличением числа приема-передающих антенн. Передающие и приемные антенны разносятся таким образом, чтобы минимизировать взаимное влияние друг на друга. Данная технология используется в беспроводных

системах связи Wi-Fi, WiMAX, LTE для увеличения пропускной способности и более эффективного использования частотной полосы. То есть MIMO позволяет передавать больше данных в одном частотном диапазоне и, соответственно, увеличить скорость передачи данных. Это достигается с помощью использования нескольких передающих и приемных антенн.

В понятие MIMO кроме пространственной передачи и приема, также входит формирование узких направленных лучей Beamforming и пространственное мультиплексирование.

На рисунке 1.1 представлены возможные антенные конфигурации.

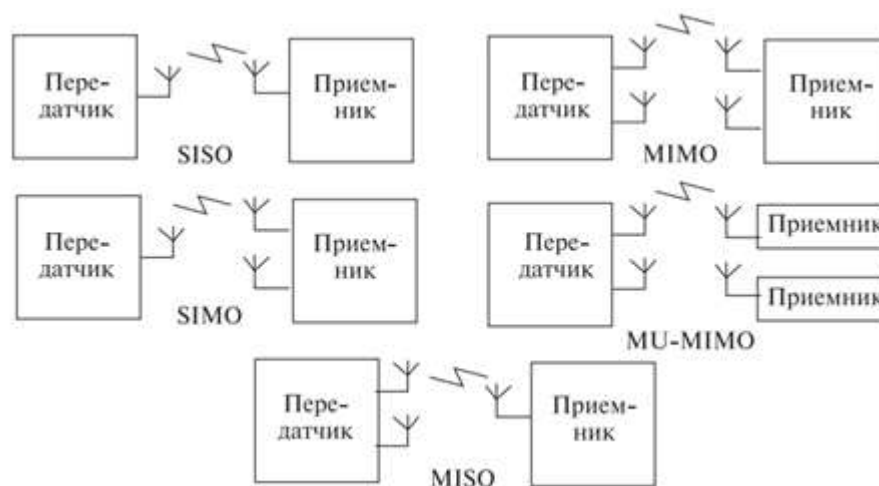


Рисунок 1.1 – Возможные антенные конфигурации MIMO

Кроме различия по количеству антенн на передающей и приемной стороне, в зависимости от количества пользователей, в адрес которых осуществляется одновременная передача данных, существует два типа конфигурации MIMO:

- однопользовательские системы MIMO (Single User MIMO)
- многопользовательские системы MIMO (Multi User MIMO).

В многопользовательских системах базовая станция с несколькими приёмо-передающими антеннами взаимодействует с несколькими абонентскими станциями, каждая из которых может иметь одну или несколько приёмо-передающих антенн. Такой метод улучшает производительность соединений. Преимуществами MU-MIMO является:

- бесперебойная потоковая передача данных, скорость в которой достигает 2.53 Гбит/с;
- увеличение радиуса действия;
- технология формирования направленного сигнала (Beamforming technology) обеспечивает охват всей площади дома при повышенной мощности сигнала и достаточном покрытии для каждого мобильного устройства;
- одновременное подключение в Wi-Fi большого числа пользователей.

В системах MIMO на передающей и приемной стороне используются антенные решетки или многоэлементные антенны. Многоэлементные антенны

могут использоваться таким образом, чтобы сосредоточить энергию в направлении определенного абонента и сформировать соответствующую диаграмму направленности (режим адаптивного формирования луча диаграммы направленности — beamforming) [3].

Также они могут использоваться для формирования нескольких параллельных потоков данных (режим пространственного мультиплексирования — spatial multiplexing).

Вышеперечисленные свойства антенн позволяют:

- повысить скорость передачи данных в системе;
- увеличить зону покрытия;
- повысить помехоустойчивость;
- уменьшить требуемую мощность передатчика.

Однако данные четыре положительных свойства невозможно реализовать одновременно. К примеру, увеличение скорости передачи ведет к увеличению вероятности ошибки или к увеличению излучаемой мощности передатчика.

1.3 Прекодирование в системах MIMO

В последние годы активно исследуется проблема адаптирования современных сетей радиосвязи, в том числе сетей MIMO, к изменяющимся внешним условиям. Одним из способов гибкого управления ресурсами и характеристики системами MIMO является применение в них алгоритмов *линейного прекодирования* [2, 3, 8]. Оценим характеристики линейных прекодеров и их возможности по изменению помехоустойчивости и пропускной способности систем MIMO. Общая модель MIMO систем с линейным прекодированием показана на рис 1.2.

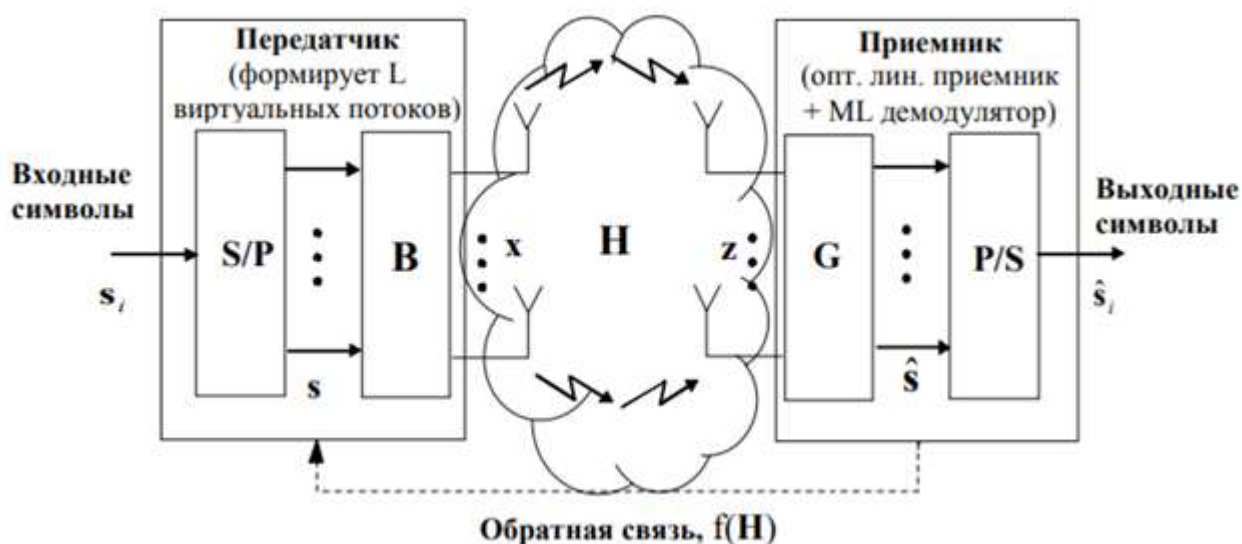


Рисунок 1.2 - Система MIMO с линейным прекодером

Модель MIMO системы с линейным прекодером и декодером описывается выражением 1.1:

$$\hat{s} = Gy = GHx + n = GHBs + n, \quad (1.1)$$

Где $y \in X^N$ – принимаемый вектор;

$n \in X^N$ – комплексный гауссовский вектор шумов с нулевым средним и ковариационной матрицей $E[nn^H] = \sigma_n^2 I_N$;

$s \in X^L$ – вектор информационных символов (из алфавита QAM или PSK),

$B \in X^{M \times L}$ – комплексная матрица прекодера;

$L \leq K = \text{rank}(H)$, т.е. вектор информационных символов L $s \in C^L$ прекодируется с помощью линейной процедуры: $x = Bs$.

1.4 Метод множественного доступа OFDM

OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing) – мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов.

Под мультиплексированием (англ. multiplexing, muxing) подразумевают уплотнение канала, это передача нескольких потоков данных с меньшей пропускной способностью по одному каналу. Концепция OFDM подразумевает передачу информации на нескольких ортогональных несущих – называемых поднесущими. На рисунке 1.3 центральная это несущая, а остальные поднесущие [4].

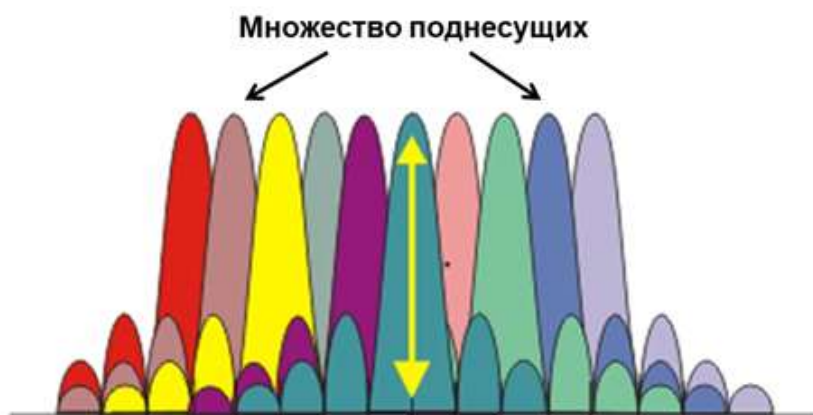


Рисунок 1.3 – Спектр OFDM сигнала

При высоких скоростях передачи применяется метод передачи данных, который состоит в том, что поток передаваемых данных распределяется по множеству частотных подканалов и передача ведется параллельно на всех этих подканалах [3].

Высокая скорость передачи достигается за счет того, что сигнал одновременно передается по всем каналам, а скорость передачи в одном подканале может быть невысокой. Так как в каждом частотном подканале скорость передачи можно сделать не очень высокой, это создает условия для эффективного подавления межсимвольной интерференции.

Межсимвольная интерференция (ISI – Intersymbol interference) это одна из форм искажения сигнала, когда один символ смешивается с последующими.

Данное явление является нежелательным, так как снижает надежность связи. Это явление наблюдается как в проводных, так и в беспроводных системах передачи данных.

Межсимвольная интерференция в беспроводных системах передачи данных возникает из-за многолучевого распространения (МР). В следствие МР исходный сигнал приходит в приемник по разным путям с различными временными задержками. Причинами многолучевого распространения являются рефракция (преломления луча), отражение от различных объектов (зданий, деревьев и других) и атмосферные эффекты.

Примеры искажения сигнала при многолучевом распространении приведены на рисунках 1.4, 1.5.

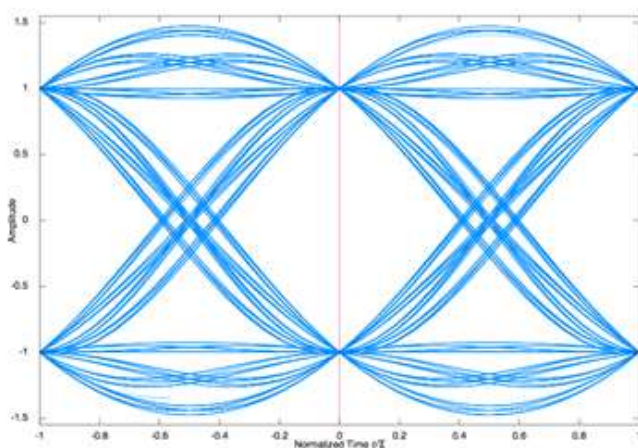


Рисунок 1.4 – Глазковая диаграмма исходного сигнала

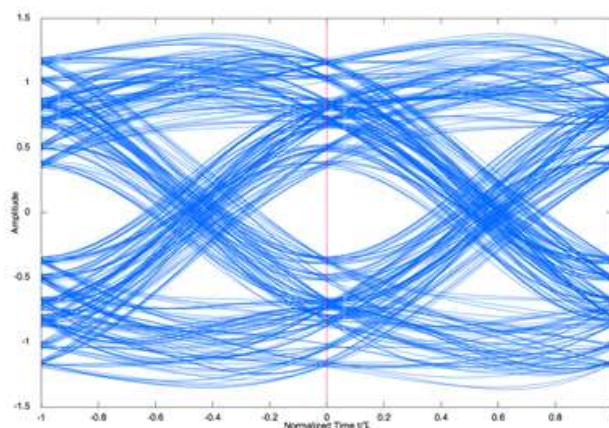


Рисунок 1.5 – Глазковая диаграмма сигнала, подвергнувшийся эффекту многолучевого распространения

На рисунках 1.4, 1.5 изображены глазковые диаграммы. На глаз-диаграммах отражаются все сигналы, которые накладываются друг на друга. Под глазом имеется ввиду область в середине, которая по форме напоминает глаз. Чем меньше открыт «глаз», тем хуже качество принимаемого сигнала. Если «глаз закроется», то такой сигнал уже невозможно будет принять.

Поэтому главным принципом OFDM является использование охранного (защитного) интервала – циклического префикса, который добавляется в начале каждого символа.

1.5 Преимущества и недостатки метода OFDM

Достоинства метода OFDM заключаются в следующем:

- способность противостоять сложным условиям в радиоканале, в первую очередь устранять межсимвольную интерференцию и бороться с узкополосными помехами;
- простая реализация методами цифровой обработки;
- возможность использования различных схем модуляции для разных поднесущих. А это в свою очередь позволяет адаптироваться к условиям распространения сигнала и к различным требованиям к качеству принимаемого сигнала;
- высокая спектральная эффективность;
- устойчивость к частотно-селективным замираниям и узкополосным помехам, которые вызваны многолучевым распространением сигнала;
- отсутствие взаимных помех между каналами одной базовой станции за счет ортогональности сигналов всех каналов.

Однако не бывает идеальной системы, технологии или метода. Технологии OFDM присущи и некоторые недостатки, в частности:

- необходимость высокоточной синхронизации по времени и частоте;
- использование защитных интервалов может снижать спектральную эффективность метода;
- высокая чувствительность к смещению частоты принимаемого сигнала относительно опорного гармонического колебания приемника;
- относительно высокое значение пик-фактора (отношение пиковой мощности радиосигнала к ее среднему значению), что приводит к чрезмерным энергетическим затратам;
- дополнительные трудности при применении данного метода в мобильных сетях, из-за чувствительности метода к эффекту Допплера.

1.6 Структура OFDM-передатчика

Базовая структура OFDM-передатчика состоит из демультиплексора, блока ОДПФ (Обратное дискретное преобразование Фурье), преобразователя и интерполлятора.

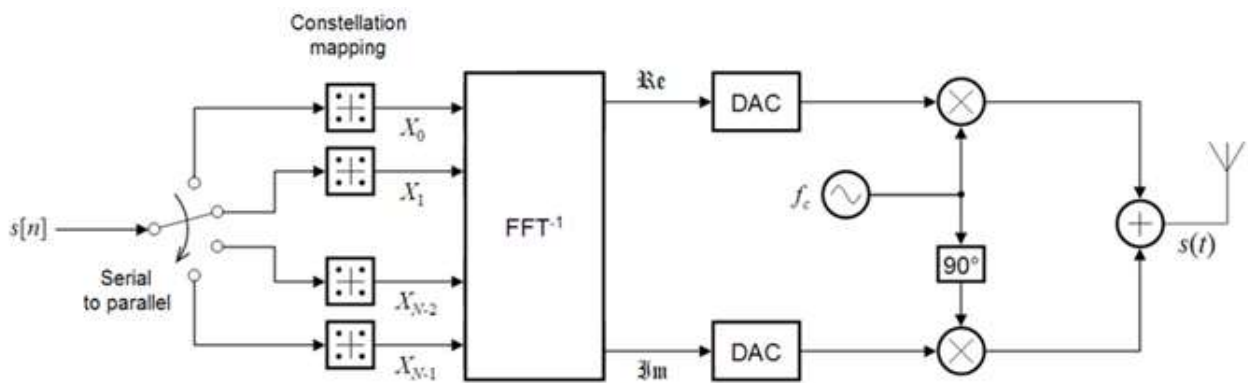


Рисунок 1.6 – Формирование OFDM символа

Сигнал OFDM это сумма ортогональных поднесущих. Передаваемые данные на каждой поднесущей модулируются с помощью одного из типов модуляции (BPSK, QPSK, 8-PSK, QAM и др.). Далее этим суммарным сигналом модулируется радиочастота. $s[n]$ — это последовательный поток двоичных цифр.

Перед обратным преобразованием Фурье (FFT – Fast Fourier Transformation) поток преобразуется сначала в N параллельных потоков, далее каждый из этих потоков отображается в поток символов с помощью фазовой (BPSK, QPSK, 8-PSK) или амплитудно-фазовой квадратурной модуляции (QAM). При BPSK модуляции используется поток двоичных чисел (1 и -1), при других модуляциях – поток комплексных чисел. Поскольку потоки независимы, при разных модуляциях битовая скорость в потоке будет также разной. Видом модуляции, применяемый в OFDM дающий наибольшую скорость передачи, но обеспечивающий наименьшую помехоустойчивость является 64-QAM (64-х позиционная квадратурно-амплитудная модуляция). QPSK модуляция, напротив, обеспечивает наибольшую помехоустойчивость, но дает наименьшую скорость передачи данных.

Обратное FFT считается для N одновременно поступающих символов, создавая такое же множество комплексных отсчетов во временной области (time-domain samples). Далее цифро-аналоговые преобразователи (DAC) преобразуют в аналоговый вид отдельно действительную и мнимую компоненты, после чего они модулируют, соответственно, радиочастотную косинусоиду и синусоиду. Эти сигналы далее суммируются и дают передаваемый сигнал $s(t)$ [4].

1.7 Структура OFDM-приемника

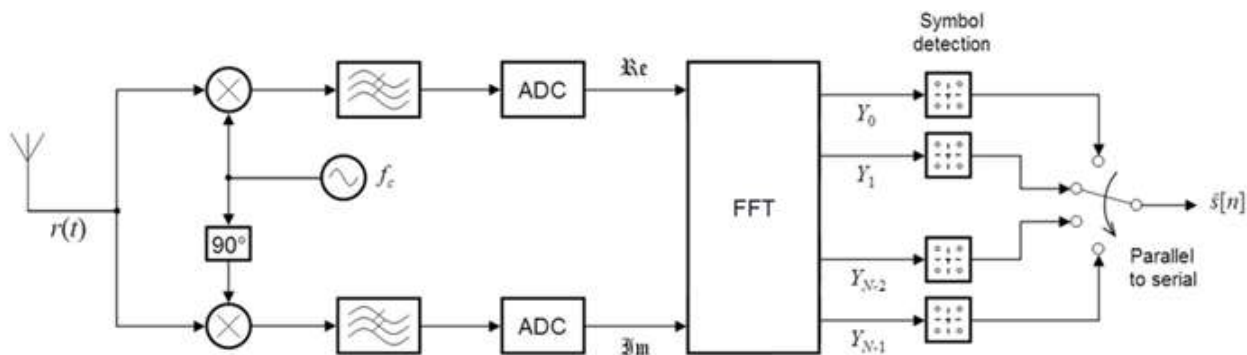


Рисунок 1.7 – Структура OFDM-приемника

В OFDM-приемнике происходит все в обратном порядке. На вход приемника поступает высокочастотный сигнал $s(t)$. Для начала ВЧ сигнал необходимо преобразовать в комплексную огибающую или сигнал с нулевой несущей, чтобы мы могли его подать на блок прямого преобразования Фурье. Это преобразование осуществляется в квадратурном демодуляторе. В демодуляторе сигнал сначала разделяется на квадратурные составляющие и переносится в область низких частот путем перемножения на квадратурные составляющие сигнала с генератора радиочастоты. Далее эти составляющие фильтруются и поступают на аналого-цифровой преобразователь. Цифровые квадратурные сигналы поступают на прямой преобразователь Фурье (FFT), где в результате дискретного преобразования Фурье они демодулируются и на выходе образуют N посылок ($Y_0, Y_1, \dots, Y_{N-2}, Y_{N-1}$, переводящихся в детекторах бит в N потоков по M бит, после чего собираются в цифровой поток $s[n]$ преобразованием параллельного потока в последовательный [5].

1.8. Методы оценки принимаемых сигналов

Технология MIMO применяется для того, чтобы увеличить пиковую и среднюю скорости передачи данных и пропускную способность широкополосных сетей в местностях, где отсутствует прямая видимость. Так как в системах беспроводного широкополосного доступа частотный ресурс является ограниченным, то увеличение пропускной способности методом расширения полосы является трудно достижимым. Поэтому в настоящее время большое развитие получили технологии на базе OFDM–MIMO. MIMO позволяет уменьшить число ошибок при передаче данных, не снижая скорость. При этом сигналы распространяются по разным путям, а это повышает вероятность прохождения сигнала по пути с меньшими замираниями и переотражениями.

Преимущества использования каналов MIMO:

- улучшение работы нисходящих линий связи, имеется ввиду более стабильная и более надежная передача данных в условиях многолучевого распространения;

- за счет возможности использования схем модуляции более высокого уровня при одновременной передаче нескольких независимых потоков, увеличивается пропускная способность системы примерно на 30% по отношению к системам без ММО;

- увеличивается стабильность рабочих характеристик системы при перемещении абонента.

Несмотря на вышеперечисленные преимущества, все еще стоит вопрос о влиянии условий распространения радиоволн на работу систем связи. Оценка параметров канала является важной составляющей, так как канал — это основная часть системы и его нельзя перестроить.

Оценка параметров канала на приемной стороне осуществляется с помощью алгоритмов или другими методами. Они подразделяются на системы с обратной связью и без нее.

Наиболее эффективным для борьбы с замираниями является установка антенных решеток (АР) на обоим концах линии связи и применение различных методов пространственной обработки сигналов (пространственного кодирования и декодирования). Эти методы делятся на две группы. К первой относятся методы, при которых информация о состоянии канала на передающей стороне неизвестна. При таких методах только прием является адаптивным и согласованным со случайным пространственным каналом. Ко второй группе относят методы, при которых канальная информация известна не только приемнику, но и передатчику. Такие методы обеспечивают адаптивную пространственную обработку сигналов на прием и на передачу.

К методам обработки сигналов без обратной связи относятся:

- ортогональное блочное пространственно-временное кодирование (Space-Time Block Coding (STBC));
- метод Zero Forcing (ZF);
- оценка по минимуму среднеквадратической ошибки (МСКО-приемник);
- метод максимального правдоподобия (МП) (МП-приемник);
- Алгоритм BLAST (Bell laboratories Layered Space-Time) пространственного декодирования.

Все эти методы между собой отличаются способом разделения переданных символов (посимвольным детектированием) в приемных антеннах.

1.9 Методы оценки сообщения по принимаемому сигналу

1. Ортогональное пространственно-временное кодирование при произвольном числе приемных и передающих антенн

При ортогональном блочном пространственно-временном кодировании последовательность символов разделяется на блоки, которые обрабатываются пространственным кодированием на передающем конце линии. В результате, если каждая антенна одновременно передаст данные, на приемной стороне каждая приемная антенна примет смесь данных от каждой передающей антенны. Блочное кодирование помогает структурировать данные по блокам

таким образом, чтобы на приемной стороне разделить символы с помощью линейного преобразования. Рассмотрим два случая, когда число приемных антенн произвольно (число передающих антенн равно двум $M=2$), и когда число передающих антенн произвольно.

Схема Alamouti с произвольным числом приемных антенн. Допустим у нас две передающих антенны и произвольное число приемных антенн. В этом случае должно быть реализовано когерентное суммирование выходных сигналов пространственно-временных декодеров из каждой антенны [13].

Выходные сигналы на выходе декодера в i -ой приемной антенне можно записать в виде:

$$\tilde{z}_i(1) = \tilde{h}_i d_1 + \frac{n^{(1)}h_{1i}^* + n^{*(2)}h_{2i}}{\sqrt{|h_{1i}|^2 + |h_{2i}|^2}}, \quad (1.2)$$

$$\tilde{z}_i(2) = \tilde{h}_i d_2 + \frac{n^{(1)}h_{2i}^* + n^{*(2)}h_{1i}}{\sqrt{|h_{1i}|^2 + |h_{2i}|^2}}. \quad (1.3)$$

где h_{1i} и h_{2i} - канальные коэффициенты передачи между первой (второй) передающей антенной и i -ой приемной антенной,

а $\hat{h}_i = \sqrt{|h_{1i}|^2 + |h_{2i}|^2}$ - эффективный канальный коэффициент передачи для i -ой приемной антенны.

Для когерентного суммирования выходных сигналов декодеров во всех приемных антеннах, необходимо сложить эти сигналы с весовыми коэффициентами равными \hat{h}_i . В результате отношение сигнал/шум (ОСШ) для каждого из передаваемых символов d_1 и d_2 будет одинаковым и равным:

$$p_1 = p_2 = 0.5 p_0 \sum_{i=1}^N (|h_{1i}|^2 + |h_{2i}|^2), \quad (1.4)$$

где множитель 0.5 учитывает деление мощности P_0 между передающими антеннами.

При $M=2$ схема Alamouti не дает задержки в передаче данных, то есть обеспечивает единичную скорость пространственно-временного кодирования.

1.10 Схема Alamouti при произвольном числе передающих антенн.

Данная схема является более сложной, так как при произвольном числе передающих антенн скорость пространственно-временного кодирования не будет равной единице. Известные схемы могут обеспечить скорость кодирования равной $1/2$, при этом длительность блока удваивается и возникает задержка в передаче данных. При комбинациях ММО 3×3 или 4×4 можно получить скорость кодирования равной $3/4$.

Рассмотрим случай при $M = 3$, когда можно получить скорость равную $3/4$.

Число передающих антенн $M=3$, скорость кодера $R=3/4$. Тогда матрица ортогонального пространственно-временного кода имеет вид:

$$\text{STBC}_3 = \begin{pmatrix} d_1 & d_2 & \alpha d_3 \\ -d_2^* & d_1^* & \alpha d_3 \\ \alpha d_3^* & \alpha d_3^* & \alpha^2(-d_1 - d_1^* + d_2 - d_2^*) \\ \alpha d_3^* & -\alpha d_3^* & \alpha^2(d_2 + d_2^* + d_1 - d_1^*) \end{pmatrix}, \quad (1.5)$$

где $\alpha^2 = 1/2$.

Матрица кода состоит из трех столбцов, и четырех строк, это значит мы имеем 3 передающие антенны, и передаем три символа d_1 , d_2 и d_3 за 4 момента времени. При этом должно выполняться условие ортогональности блочного кода в виде $(\text{STBC}_3)^H \times \text{STBC}_3 \sim I$.

1.11 Метод наименьших квадратов (метод Zero Forcing – ZF)

Данный алгоритм относится к линейным алгоритмам. Они основаны на решении системы M линейных уравнений, которые получают путем псевдообращения матрицы коэффициентов H . Если матрица H состоит из равного количества независимых потоков данных M и количества приемных антенн N , то вектор сигналов s определяется, умножая левую и правую части на обратную матрицу H и решением системы уравнений:

$$s = H^{-1} \times r - H^{-1} \times n, \quad (1.6)$$

Рассмотрим данный метод оценки принятого сообщения для простейшей системы MIMO 2x2. Чтобы оценить x , необходимо найти матрицу W , которая удовлетворяет условию $WH = I$. Методом Zero Forcing (ZF) матрица может быть найдена: $W = (H^H H)^{-1} H^H$

Эта матрица называется псевдо-инверсной матрицей для матрицы размера $M \times N$.

$$H^H H = \begin{bmatrix} h_{11}^* & h_{21}^* \\ h_{12}^* & h_{22}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |h_{11}|^2 + |h_{21}|^2 & h_{11}^* h_{12} + h_{21}^* h_{22} \\ h_{12}^* h_{11} + h_{22}^* h_{21} & |h_{12}|^2 + |h_{22}|^2 \end{bmatrix}, \quad (1.7)$$

Таким образом, по двум принятым последовательностям y_1 и y_2 могут быть оценены информационные последовательности x_1 и x_2 .

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = (H^H H)^{-1} H^H \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}, \quad (1.8)$$

1.12 Оптимизированный метод ZF SIC

В оптимизированном методе ZF SIC приемник выбирает информационной символ с наиболее высокой мощностью для оценивания и вычитывает влияние остальных сигналов из полученного. Полученная мощность в обеих антеннах, соответствующая переданным символам x_1 и x_2 :

$$P_{x_1} = |h_{11}|^2 + |h_{21}|^2,$$

$$P_{x_2} = |h_{12}|^2 + |h_{22}|^2. \quad (1.9)$$

Если $P_{x1} > P_{x2}$, то приемник вычитает влияние x_1 из полученных векторов y_1 и y_2 , и тем самым оценивает x_2 :

$$\begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_1 - h_{11} \cdot x_2 \\ y_2 - h_{12} \cdot x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{12} \cdot x_2 + n_1 \\ h_{22} \cdot x_2 + n_2 \end{pmatrix}, \quad (1.10)$$

В матричном виде имеет вид:

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{12} \\ h_{22} \end{bmatrix} x_2 + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}, \quad (1.11)$$

$$r = hx_2 + n, \quad (1.12)$$

Переоцененный сигнал x_2 представляется в виде:

$$x_2 = \frac{h^H r}{h^H h}, \quad (1.13)$$

Если $P_{x1} \leq P_{x2}$, то приемник вычитает влияние x_2 из полученных векторов y_1 и y_2 , и тем самым переоценивает x_1 :

$$\begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_1 - h_{12} \cdot x_2 \\ y_2 - h_{22} \cdot x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} \cdot x_1 + n_1 \\ h_{21} \cdot x_1 + n_2 \end{pmatrix}, \quad (1.14)$$

В матричном виде имеет вид:

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} \\ h_{21} \end{bmatrix} x_1 + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}, \quad (1.15)$$

$$r = hx_1 + n, \quad (1.16)$$

Переоцененный сигнал x_1 представляется в виде:

$$x_1 = \frac{h^H r}{h^H h}, \quad (1.17)$$

1.13 Метод по минимуму среднеквадратичной ошибки (МСКО)

Данный метод реализуется с помощью нахождения коэффициентов W , используя подходящий критерий оптимальности:

$$E\{[Wy - x][Wy - x]^H\}, \quad (1.18)$$

Решение:

$$W = [H^H H + N_0 I]^{-1} H^H, \quad (1.19)$$

Слагаемое N_0I отличает метод МСКО от метода Zero Forcing. Когда плотность шума равна нулю, тогда метод сводится к методу Zero forcing.

Оценка двух переданных символов в приемнике выглядит следующим образом:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = [H^H H + N_0 I]^{-1} H^H \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}, \quad (1.20)$$

1.14 Метод максимального правдоподобия

Для того, чтобы использовать метод максимального правдоподобия, на приемной стороне должны быть известны переданные символы. Запишем их как $x = \{x_1, \dots, x_B\}$. Критерием правильной оценки переданного сообщения является максимальная вероятность принятия известного сигнала [14].

Приемник максимального правдоподобия выполняет векторное декодирование и является оптимальным в случае минимизации вероятности ошибки. В приемнике производят перебор всех возможных вариантов переданного вектора s . При равной вероятности передачи любых вариантов s искомым сигналом считают \hat{s} , минимизирующий оценку:

$$\hat{s} = \arg \min \|r - Hs\|^2, \quad (1.21)$$

Прямая реализация при двух независимых потоках и модуляции 16-КАМ требует перебора 2^{16} возможных состояний сигнала, при 4 потоках – 4^{16} , а при модуляции 64-КАМ 4^{64} состояний. Данный вариант пока практически нереализуем, однако методы сферического декодирования, требующие дополнительного совместного исследования матрицы H и помех, позволяют существенно уменьшить зону поиска.

1.15 Адаптивные фильтры

При поиске оптимальных алгоритмов обработки сигналов необходимо опираться на некоторые статистические модели сигналов и шумов. Наиболее часто при формировании данных моделей используются представления линейности, гауссовости (нормальности) и стационарности. В итоге, от выбранной модели будет зависеть качество принятого сигнала. Адаптивные фильтры не требуют задания каких-то моделей, и позволяют системе подстраиваться под статистические параметры входного сигнала.

Адаптивные фильтры появились в конце 1950-х годов и преимущественно применялись в военных целях. Однако, сейчас без них нельзя представить работу сотовых телефонов и связи.

Имеется множество разновидностей адаптивных фильтров, которые различаются между собой вычислительной сложностью, структурами адаптирующихся систем, особенностями поведения и т.д.

Далее будут описаны две модели алгоритмов оценки канала – RLS и LMS. Эти два алгоритма описаны для систем с множественным входом и

множественным выходом (MIMO) и с ортогонально-частотным разделением каналов с мультиплексированием (OFDM).

В радиотехнической обработке можно выделить два основных класса: адаптивные антенны и адаптивные фильтры.

Адаптивные антенны осуществляют пространственную обработку сигнала с помощью антенной решетки, формируя диаграмму направленности таким образом, чтобы в ней создавался главный максимум в направлении прихода сигнала и происходила генерация нулей в направлении источников помех [15].

В адаптивных фильтрах используется программный фильтр, частотная характеристика или передаточная функция которого изменяется так, чтобы пропустить без искажения полезные составляющие сигнала и уменьшить нежелательные сигналы или помехи, т.е. минимизировать искажения входного полезного сигнала. Адаптивный фильтр действует по принципу оценивания статистических параметров поступающего сигнала и подстройки собственной переходной характеристики таким образом, чтобы минимизировать некоторую функцию стоимости. Такие адаптивные фильтры часто используются для восстановления на выходах каналов сигналов с меняющимися во времени характеристиками (т.е. на выходах динамических каналов).

1.16 Основная идея адаптивной фильтрации

Обобщенная структурная схема адаптивного фильтра представлена на рисунке 1.8. На дискретный фильтр подается входной дискретный сигнал $x(k)$ и обрабатывается в нем, на выходе фильтра получается сигнал $y(k)$. Данный выходной сигнал сравнивается с образцовым сигналом $d(k)$, разность между ними формирует сигнал ошибки $e(k)$.

Главной задачей адаптивного фильтра является минимизация ошибки воспроизведения образцового сигнала. Для этого блок адаптации после обработки каждого отсчета подвергает анализу сигнал ошибки и дополнительные данные, которые поступают из фильтра, используя результаты этого анализа для подстройки параметров (коэффициентов) фильтра.

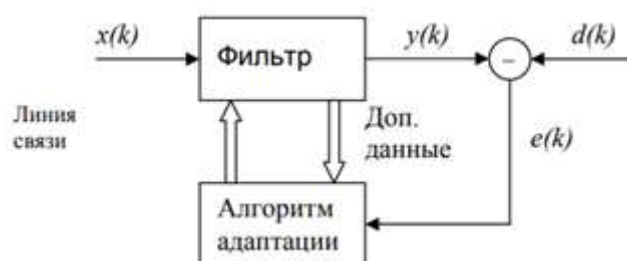


Рисунок 1.8 – Обобщенная структурная схема адаптивного фильтра

Существует также другой вариант адаптации. При этом образцовый сигнал не используется, или необходимые параметры сигнала не могут быть измерены напрямую. Такой вариант адаптации называется *адаптацией по*

косвенным данным (blind adaptation) или обучением без учителя (unsupervised learning). Очевидно, в таком случае необходима некоторая информация о структуре полезного входного сигнала (например, знание параметров и вида используемой модуляции). И разумеется, адаптация по косвенным данным имеет более сложный вычислительный алгоритм, чем адаптация с использованием образцового сигнала.

Так как выходной сигнал должен быть заранее известен, может создаться впечатление, что алгоритмы с применением образцового сигнала не имеют практического значения. Во всяком случае, существует ряд прикладных задач, при решении которых образцовый сигнал становится доступным. Следует также сказать, что полезным сигналом будет считаться не выходной сигнал фильтра $y(k)$, а сигнал ошибки.

На рисунке 1.8 в качестве фильтра используется нерекурсивный цифровой фильтр. Главным преимуществом его по сравнению с рекурсивным фильтром является устойчивость при любом значении коэффициентов. Однако, алгоритм все же вносит в систему обратную связь, поэтому сама адаптивная система может стать неустойчивой.

Для рекурсивных фильтров также существуют адаптивные алгоритмы обработки сигнала, но при их работе возникают проблемы, в первую очередь связанные с устойчивостью системы, в следствие чего такие фильтры не широко распространены.

Далее будут рассмотрены два вида адаптивной фильтрации – LMS (Least mean square – метод наименьших квадратов) и RLS (Recursive mean square – рекурсивный метод наименьших квадратов) динамического канала с использованием образцового сигнала, часто применяемых на практике в различных системах обработки информации. Вывод формул, описывающих данные алгоритмы, производится на основе уравнений оптимальной фильтрации сигнала. Существуют различные подходы к решению задач оптимальной фильтрации. Статистический подход в сочетании с методом градиентной оптимизации дает алгоритм LMS, а детерминированный подход приводит к алгоритму RLS.

Для упрощения математических выкладок предположим, что сигналы и фильтры являются вещественными. Результирующие формулы обобщаются на случай комплексных сигналов и фильтров. При этом для оценки канала сведения о канале и статистические уровни шумов не нужны.

1.17 Метод наискорейшего спуска

К одним из адаптивных алгоритмов для поиска минимума целевой функции относится *метод наискорейшего спуска*. При данном методе оптимизации вектор коэффициентов фильтра зависит от номера итерации k : $w(k)$. На каждой итерации вектор коэффициентов смещается на величину, пропорциональную градиенту целевой функции в данной точке:

$$w(k+1) = w(k) - \frac{\mu}{2} \nabla J(w(k)) = w(k) + \mu p - \mu R w(k), \quad (1.22)$$

где μ — положительный коэффициент, называемый размером шага.

Анализ сходимости данного процесса приведен, например, в [13]. Показано, что алгоритм сходится, если

$$0 < \mu < 2/\lambda_{\max}, \quad (1.23)$$

где λ_{\max} — максимальное собственное число корреляционной матрицы R . Скорость сходимости при этом зависит от разброса собственных чисел корреляционной матрицы R — чем меньше отношение $\lambda_{\max}/\lambda_{\min}$, тем быстрее сходится итерационный процесс.

1.18 Алгоритм LMS

Данный алгоритм является одним из самых распространенных адаптивных алгоритмов. Он основан на поиске минимума целевой функции. Для того чтобы реализовать поиск минимума целевой функции методом наискорейшего спуска нам нужно вычислить значения градиента. А для того, чтобы их вычислить нам нужно знать значения матрицы R и вектора p . Однако, как правило нам могут быть доступны лишь оценки этих параметров, которые могут быть получены по входным данным. Простейшими такими оценками являются мгновенные значения корреляционной матрицы и вектора взаимных корреляций, получаемые без какого-либо усреднения:

$$R(k) = x(k)x^T(k), \quad (1.24)$$

$$p(k) = d(k)x(k), \quad (1.25)$$

При использовании данного способа оптимизации вектор коэффициентов фильтра $w(k)$ должен рекурсивно обновляться следующим образом:

$$w(k+1) = w(k) - \frac{\mu}{2} \text{grad} J(w(k)) = w(k) + \mu p - \mu R w(k), \quad (1.26)$$

где μ — положительный коэффициент, называемый размером шага. Показано, что алгоритм сходится, если $\max 0 < \mu < 2/\lambda_{\max}$, где λ_{\max} — максимальное собственное число корреляционной матрицы R . Скорость сходимости при этом зависит от разброса собственных чисел корреляционной матрицы R — чем меньше отношение $\lambda_{\max}/\lambda_{\min}$, тем быстрее сходится итерационный процесс.

Фактор размера шага адаптации в виде действительного скаляра в области значений $(0,1]$. Небольшой размер шага гарантирует небольшую установившуюся ошибку. Однако размер небольшого шага уменьшает получившуюся быстроту сходимости адаптивного фильтра. Увеличение размера шага улучшает быстроту сходимости, за счет увеличенной установившейся среднеквадратической ошибки.

При использовании данных оценок формула (1.26) принимает следующий вид:

$$w(k+1) = w(k) + \mu d(k)x(k) - \mu u(k)x^T(k)w(k) = w(k) + \mu x(k)((d(k) - x^T(k)w(k))), (1.27)$$

Выражение, стоящее в скобках, согласно, представляет собой разность между образцовым сигналом и выходным сигналом фильтра на k -м шаге, т.е. ошибку фильтрации $e(k)$. С учетом этого выражение для рекурсивного обновления коэффициентов фильтра оказывается очень простым:

$$w(k+1) = w(k) + \mu e(k)x(k), (1.28)$$

Алгоритм адаптивной фильтрации, основанный на формуле (1.28), получил название LMS (Least Mean Square – метод наименьших квадратов). Можно получить ту же формулу и несколько иным образом: используя вместо градиента *статистически усредненного квадрата* ошибки $\overline{e^2(k)}$ градиент его *мгновенного значения* $e^2(k)$.

Анализ сходимости алгоритма LMS показывает [4], что верхняя граница для размера шага μ в данном случае является меньшей, чем при использовании истинных значений градиента. Эта граница μ_{\max} примерно равна:

$$\mu_{\max} = \frac{2}{\sum_k \lambda_k} = \frac{2}{\text{trace}(R)} = \frac{2}{(N+1)\sigma_x^2}, (1.29)$$

где λ_k – собственные числа корреляционной матрицы R ,

а σ_x^2 – средний квадрат входного сигнала фильтра.

Основным достоинством алгоритма LMS является предельная вычислительная простота – для подстройки коэффициентов фильтра на каждом шаге нужно выполнить $N + 1$ операций умножения и сложения. Следствием этого являются медленная сходимость и повышенная (по сравнению с минимально достижимым значением дисперсия ошибки в установившемся режиме – коэффициенты фильтра флуктуируют вокруг оптимальных значений, что и увеличивает уровень выходного шума.

На формуле (1.30) основан *нормированный (normalized) LMS-алгоритм*, в котором коэффициент μ на каждом шаге рассчитывается исходя из энергии сигнала, содержащегося в линии задержки:

$$\mu(k) = \frac{\mu_0}{x^T x + \varepsilon}, (1.30)$$

где μ_0 – нормированное значение μ , лежащее в диапазоне от 0 до 2,

а ε – малая положительная константа, назначение которой – ограничить рост μ при нулевом сигнале на входе фильтра (из формулы (1.30) видно, что максимально возможное значение μ составляет μ_0/ε).

В настоящее время существует множество модификаций, направленных на уменьшение числа арифметических операций, либо на ускорения сходимости.

Уменьшение вычислительной сложности может быть достигнуто, в частности, за счет использования в (1.28) не самих сигнала ошибки и содержимого линии задержки фильтра, а лишь их *знаков*. Это позволяет полностью избавиться от операций умножения при обновлении коэффициентов фильтра. В целом следует отметить, что требования ускорения сходимости и сокращения вычислительных затрат являются противоречивыми.

1.19 Алгоритм RLS

В принципе, в процессе приема сигнала можно на каждом очередном шаге пересчитывать коэффициенты фильтра непосредственно по формуле (4.4), однако это связано с неоправданно большими вычислительными затратами. Действительно, размер матрицы U постоянно увеличивается и, кроме того, необходимо каждый раз заново вычислять обратную матрицу $(UU^T)^{-1}$.

Сократить вычислительные затраты можно, если учесть, что на каждом шаге к матрице U добавляется лишь один новый столбец, а к вектору d – один новый элемент. Это дает возможность организовать вычисления рекурсивно. Соответствующий алгоритм называется рекурсивным методом наименьших квадратов (Recursive Least Square – RLS) [18].

Последовательность шагов адаптивного алгоритма RLS:

1. При поступлении новых входных данных $u(k)$ производится фильтрация сигнала с использованием текущих коэффициентов фильтра $w(k-1)$ и вычисление величины ошибки воспроизведения образцового сигнала:

$$\begin{aligned} y(k) &= u^T(k)w(k-1), \\ e(k) &= d(k) - y(k). \end{aligned} \quad (1.31)$$

2. Рассчитывается вектор-столбец коэффициентов усиления (знаменатель дроби в следующих двух формулах является скаляром):

$$K(k) = \frac{P(k-1)u(k)}{1 + u^T(k)P(k-1)u(k)}, \quad (1.32)$$

3. Производится обновление оценки обратной корреляционной матрицы сигнала:

$$P(k) = P(k-1) - K(k)u^T(k)P(k-1), \quad (1.33)$$

4. Наконец, производится обновление коэффициентов фильтра:

$$w(k) = w(k-1) + K(k)e(k), \quad (1.34)$$

Начальное значение вектора w обычно принимается нулевым, а в качестве исходной оценки матрицы P используется диагональная матрица вида CI/σ_x^2 , где $C \gg 1$.

Главным достоинством данного алгоритма является быстрая сходимость. Однако, она достигается за счет значительного усложнения (по сравнению с алгоритмом LMS) вычислений [17].

Среди достоинств алгоритма RLS можно также отметить что, адаптация основана на рекурсивном подходе, который находит коэффициенты фильтра, которые минимизируют взвешенную функцию стоимости линейного метода наименьших квадратов, относящуюся к входным сигналам.

1.20 Выравнивание канала связи

При передаче информационного сигнала по каналу связи, он непременно искажается. В цифровых системах связи искажения могут привести к неправильному приему информационного сигнала. Для снижения вероятности ошибок, то есть для уменьшений искажения, необходимо уравновесить влияние канала связи, то есть решить задачу обратной идентификации. Схема обратной идентификации представлена на рисунке 1.9.

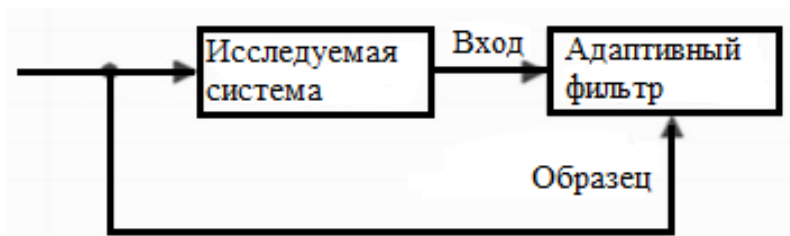


Рисунок 1.9 – Обратная идентификация систем с помощью адаптивного фильтра

При обратной идентификации адаптивный фильтр подключается к исследуемой системе последовательно, а при прямой идентификации параллельно. С выхода исследуемой системы выходной сигнал поступает на вход адаптивного фильтра. А входной сигнал системы является образцовым сигналом для адаптивного фильтра.

Таким образом, фильтр стремится компенсировать влияние системы и восстановить исходный сигнал, устранив внесенные системой искажения. [18]

Фильтры, которые компенсируют (выравнивают) в частотной области искажения, вносимые каналом, называются эквалайзерами (equalization – выравнивание).

В том случае, когда адаптивный фильтр используют в качестве эквалайзера, достаточно проблематично получить образцовый сигнал. Однако эта проблема решается путем передачи специального настроечного сигнала перед началом передачи данных. В качестве такого сигнала применяется псевдослучайная последовательность символов. Алгоритм возникновения этого сигнала известен приемной стороне, поэтому образцовый сигнал может быть сгенерирован независимо и использован для обучения фильтра. Такой режим работы называют *режимом обучения* (training mode) (рисунок 1.10).

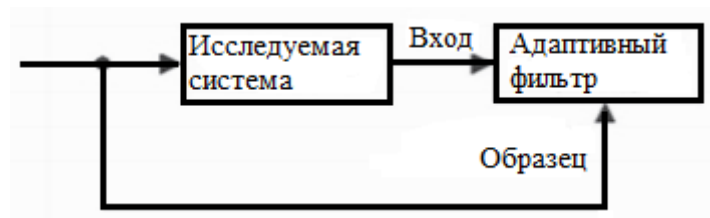


Рисунок 1.10 – Обобщенная схема выравнивания канала связи с помощью адаптивного фильтра

При непосредственной передаче данных, приемник переключается в режим оценивания (decision-directed mode). В данном режиме для получения образцового сигнала используется тот факт, что множество возможных значений сигнала в системе цифровой связи является конечным. Когда он принимает очередной временной такт, он ищет ближайшее к принятому значение. Это значение используется в качестве образцового сигнала, а разность между этим значением и принятым сигналом дает сигнал ошибки, используемый для адаптации. На рисунке 1.11 показан пример для 16-позиционной квадратурной манипуляции.

Если после настройки эквалайзера, произведенной в режиме обучения, уровень шумов на выходе фильтра такой, что ближайшая допустимая точка в большинстве случаев оказывается правильной (то есть если вероятность ошибки мала), адаптивный алгоритм сохраняет стабильность [18].



Рисунок 1.11 - Формирование образцового сигнала и сигнала ошибки в режиме оценивания

2. Анализ алгоритмов интерференционного выравнивания для динамических каналов ММО

2.1 Оптимальный фильтр Винера

Когда речь идет об оптимальной фильтрации, необходимо помнить, что задача становится осмысленной после задания двух вещей – математической модели входного сигнала и оптимизируемого критерия качества. Тогда задача оптимальной фильтрации сводится к математической оптимизационной задаче, которая может быть решена аналитически либо численно. Итак, пусть входной дискретный случайный сигнал $\{x(k)\}$ обрабатывается дискретным фильтром порядка N с коэффициентами $\{w_n\}$, $n = 0, 1, \dots, N$. Формирование сигнала ошибки представлено на рисунке 2.1.

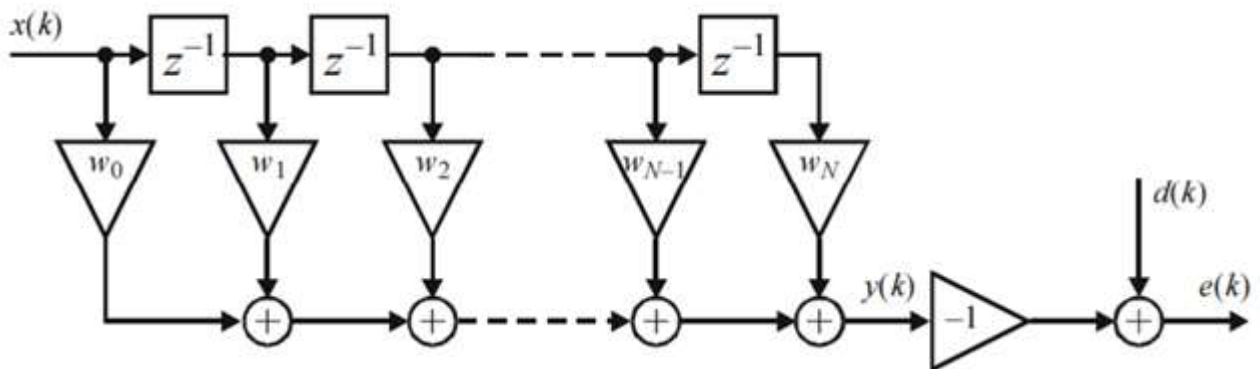


Рисунок 2.1 — Формирование сигнала ошибки

Выходной сигнал фильтра равен:

$$y(k) = \sum_{n=0}^N w_n x(k - n), \quad (2.1)$$

Также имеется образцовый (также случайный) сигнал $d(k)$. Ошибка воспроизведения образцового сигнала равна:

$$e(k) = d(k) - y(k) = d(k) - \sum_{n=0}^N w_n x(k - n), \quad (2.2)$$

Наша задача — найти такие коэффициенты фильтра $\{w_n\}$, которые обеспечивают максимальную близость выходного сигнала фильтра к образцовому, т. е. минимизируют ошибку $e(k)$. Но поскольку $e(k)$ также является случайным процессом, в качестве меры ее величины разумно принять средний квадрат. Таким образом, оптимизируемая функция выглядит так:

$$J(\{w_n\}) = \overline{e^2(k)} \rightarrow \min, \quad (2.3)$$

Для решения поставленной задачи прежде всего перепишем (2.2) в матричном виде. Для этого обозначим вектор-столбец коэффициентов фильтра

как w , а вектор-столбец содержимого линии задержки фильтра на k -м шаге как $x(k)$:

$$w = \begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \\ \vdots \\ w_N \end{bmatrix}, x(k) = \begin{bmatrix} x(k) \\ x(k-1) \\ \vdots \\ x(k-N) \end{bmatrix}.$$

С учетом этих обозначений (2.2) принимает следующий вид:

$$e(k) = d(k) - x^T(k)w, \quad (2.4)$$

Квадрат ошибки будет равен:

$$e^2(k) = (d(k) - x^T(k)w)^2 = d^2(k) - 2d(k)x^T(k)w + (x^T(k)w)^2 = d^2(k) - 2d(k)x^T(k)w + w^T x(k)x^T(k)w$$

Статистически усредняя это выражение, получаем следующее:

$$J(w) = \overline{e^2(k)} = \overline{d^2(k)} - 2 \left(\overline{d(k)x(k)} \right)^T w + w^T \overline{x(k)x^T(k)} w, \quad (2.5)$$

Рассмотрим подробнее входящие в полученную формулу усредненные величины:

$\overline{d^2(k)}$ — это средний квадрат образцового сигнала. Он представляет собой отдельное слагаемое, которое не зависит от коэффициентов фильтра и потому может быть отброшено (однако оно влияет на величину среднего квадрата ошибки, получаемую при оптимальных значениях коэффициентов фильтра). Обозначим данную величину как σ_d^2 ;

$\overline{d(k)x(k)}$ — это вектор-столбец взаимных корреляций между k -м отсчетом образцового сигнала и содержимым линии задержки фильтра на k -м шаге. Будем считать случайные процессы $x(k)$ и $d(k)$ совместно стационарными, тогда вектор взаимных корреляций не зависит от номера шага k . В дальнейших выкладках этот вектор будет обозначен как p :

$$p = \begin{bmatrix} \overline{d(k)x(k)} \\ \overline{d(k)x(k-1)} \\ \vdots \\ \overline{d(k)x(k-N)} \end{bmatrix}, \quad (2.6)$$

$\overline{x(k)x^T(k)}$ — это квадратная матрица размером $(N+1) \times (N+1)$, являющаяся корреляционной матрицей сигнала. Для стационарного случайного процесса корреляционная матрица имеет вид матрицы Теплица, вдоль диагоналей которой стоят значения корреляционной функции:

$$R = \begin{bmatrix} R_x(0) & R_x(1) & R_x(2) & R_x(N) \\ R_x(1) & R_x(0) & R_x(1) & R_x(N-1) \\ R_x(2) & R_x(1) & R_x(0) & R_x(N-2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ R_x(N) & R_x(N-1) & R_x(N-2) & R_x(0) \end{bmatrix}, \quad (2.7)$$

Где $R_x(\Delta k) = \overline{x(k)x(k - \Delta k)}$ — КФ входного сигнала.

С учетом введенных обозначений (2.5) принимает следующий вид:

$$J(w) = \sigma_d^2 - 2p^T w + w^T R w, \quad (2.8)$$

Данное выражение представляет собой квадратичную форму относительно w и потому при невырожденной матрице R имеет единственный минимум, для нахождения которого необходимо приравнять к нулю вектор градиента:

$$\nabla J(w) = -2p + 2Rw = 0, \quad (2.9)$$

Отсюда получаем равенство, называемое уравнением Винера — Хопфа (Wiener — Hopf equation):

$$Rw = p, \quad (2.10)$$

Умножив слева обе части равенства на обратную корреляционную матрицу R^{-1} , получаем искомое решение для оптимальных коэффициентов фильтра:

$$w = R^{-1}p, \quad (2.11)$$

Такой фильтр называется фильтром Винера (Wiener filter). Подстановка (2.11) в (2.8) дает минимально достижимую дисперсию сигнала ошибки:

$$\overline{e^2(k)}_{min} = \sigma_d^2 - p^T R^{-1} p, \quad (2.12)$$

Несложно также показать, что $\overline{e(k)y(k)} = 0$ и $\overline{e(k)x(k)} = 0$, т. е. что сигнал ошибки для фильтра Винера некоррелирован с входным и выходным сигналами фильтра.

2.2 Определенная задача оптимальной фильтрации

Ранее, рассматривая задачу оптимизации, мы считали, что входной сигнал является случайным процессом и минимизировали дисперсию ошибки воспроизведения образцового сигнала. Однако существует и другой подход, который не использует статистические методы.

Итак, допустим обработке подвергается последовательность отсчетов $\{x(k)\}$, коэффициенты нерекурсивного фильтра порядка N образуют набор $\{w_n\}$, $n = 0, 1, \dots, N$, а отсчеты образцового сигнала равны $\{d(k)\}$. Выходной

сигнал фильтра определяется формулой (2.1), а ошибка воспроизведения образцового сигнала — формулой (2.2) или, в векторном виде, (2.4).

Сформулированная детерминированная задача оптимизации выглядит следующим образом: нам необходимо отыскать такие коэффициенты фильтра $\{w_n\}$ так, чтобы суммарная квадратичная ошибка воспроизведения образцового сигнала была минимальной:

$$J(\{w_n\}) = \sum_{k=0}^{K-1} |e(k)|^2 \rightarrow \min, \quad (2.13)$$

Для решения этой задачи, перепишем формулу (2.1) в матричном виде, вдоль координаты k , получив формулы для векторов-столбцов выходного сигнала y и ошибки воспроизведения входного сигнала e :

$$y = X^T w, e = d - X^T w, \quad (2.14)$$

где d — вектор-столбец отсчетов образцового сигнала, X — матрица, столбцы которой представляют собой содержимое линии задержки фильтра на разных тактах:

$$d = \begin{bmatrix} d(0) \\ d(1) \\ \vdots \\ d(K-1) \end{bmatrix}, X = [x(0)x(1) \dots x(N-1)], \quad (2.15)$$

Запишем формулу (2.13) для суммарной квадратичной ошибки в матричном виде:

$$J(w) = e^T e \rightarrow \min, \quad (2.16)$$

Подставим (2.14) в (2.15) получим следующее выражение:

$$\begin{aligned} J(w) &= (d - X^T w)^T (d - X^T w) = d^T d - (X^T w)^T d - d^T (X^T w) + \\ &+ (X^T w)^T (X^T w) = d^T d - w^T X d - d^T X^T w + w^T X X^T w, \end{aligned} \quad (2.17)$$

Вычислим градиент данного функционала и приравняем его к нулю для того, чтобы найти минимум:

$$\nabla J(w) = -2X d + 2X X^T w = 0$$

Тогда оптимальное решение будет выглядеть следующим образом:

$$w = (X X^T)^{-1} X d, \quad (2.18)$$

Формула (2.18) похожа на формулу (2.11), которая описывает оптимальный фильтр Винера в статистическом виде.

В таблице 2.1 представлены входные данные для оптимального фильтра Винера.

Таблица 2.1 - Входные данные для алгоритма оптимального фильтра Винера.

Наименование входных данных	Значение входных параметров
$x(k)$	Входной дискретный сигнал (случайный) – $x(k)$
$d(k)$	Образцовый сигнал (случайный) – $d(k)$
$y(k) = \sum_{n=0}^N w_n x(k-n)$	Выходной сигнал фильтра – $y(k)$
$n=0,1,\dots,N$	Коэффициенты фильтра – $\{w_n\}$
	Порядок фильтра – N
$e(k) = d(k) - y(k)$ $= d(k) - \sum_{n=0}^N w_n x(k-n)$	Ошибка воспроизведения образцового сигнала – $e(k)$
$J(\{w_n\}) = \overline{e^2(k)} \rightarrow \min$	Оптимизируемая функция
$w = \begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \\ \vdots \\ w_N \end{bmatrix}$	Вектор-столбец коэффициентов фильтра
$x(k) = \begin{bmatrix} x(k) \\ x(k-1) \\ \vdots \\ x(k-N) \end{bmatrix}$	Вектор-столбец содержимого линии задержки на k -ом шаге
$\overline{d^2(k)}$	Средний квадрат образцового сигнала
$\overline{d(k)x(k)}$	вектор-столбец взаимных корреляций между k -м отсчетом образцового сигнала и содержимым линии задержки фильтра на k -м шаге.
$\overline{x(k)x^T(k)}$	квадратная матрица размером $(N+1) \times (N+1)$, являющаяся корреляционной матрицей сигнала

2.3 Применение адаптивных фильтров

На данный момент адаптивные фильтры нашли применение во многих областях телекоммуникаций. По сравнению с традиционными цифровыми фильтрами, адаптивные фильтры имеют следующие преимущества:

– адаптивные фильтры могут выполнять некоторые задачи обработки сигналов, которые не могут выполнять традиционные цифровые фильтры;

– адаптивные фильтры требуются для приложений, в которых желаемая операция обработки не известна заранее и / или не изменяется.

Адаптивные методы имеют преимущество, поскольку они не требуют априорного знания характеристик сигнала или шума, как это делают фиксированные фильтры. Адаптивные фильтры используют метод обучения посредством предполагаемого синтеза полезного сигнала и обратной связи по ошибке для изменения параметров фильтра.

Ниже рассмотрены некоторые из возможных областей использования адаптивных фильтров.

2.4 Идентификация систем

Все способы применения адаптивных фильтров тем или иным образом сводятся к решению задачи идентификации, т. е. определения характеристик, некоторой системы. Существуют два варианта идентификации — прямая и обратная. В первом случае адаптивный фильтр включается параллельно с исследуемой системой. Прямая идентификация системы представлена на рисунке 2.2.



Рисунок 2.2 – Прямая идентификация систем с помощью адаптивного фильтра

Входной сигнал является общим для исследуемой системы и адаптивного фильтра, а выходной сигнал системы служит для адаптивного фильтра образцовым сигналом. В процессе адаптации временные и частотные характеристики фильтра будут стремиться к соответствующим характеристикам исследуемой системы.

При обратной идентификации, показанной на рисунке 2.3, адаптивный фильтр включается последовательно с исследуемой системой.

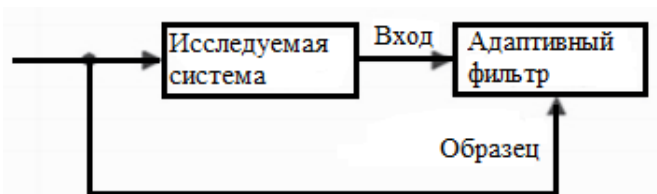


Рисунок 2.3 – Обратная идентификация систем с помощью адаптивного фильтра

Выходной сигнал системы поступает на вход адаптивного фильтра, а входной сигнал системы является для адаптивного фильтра образцом. Таким

образом, фильтр стремится компенсировать влияние системы и восстановить исходный сигнал, устранив внесенные системой искажения.

2.5 Подавление шума

Снижение шума аудиосигналов - ключевая проблема речи улучшения, распознавания речи и приложений речевой коммуникации и т. д. За последние несколько десятилетий он привлек значительное внимание исследователей. Наиболее широко используемый метод - это метод оптимальной линейной фильтрации, который позволяет получить чистую оценку звука путем прохождения наблюдения за шумом через оптимальный линейный фильтр или преобразование. Репрезентативные алгоритмы включают фильтрацию Винера, фильтрацию Калмана, спектральное восстановление, метод подпространства и т. д. Было проведено множество теоретических анализов и экспериментов, чтобы показать, что оптимальная методика фильтрации может снизить уровень шума, присутствующего в аудиосигналах, и улучшить качество звука, соответствующее отношению сигнал / шум (SNR). Однако одной из основных проблем для оптимального метода фильтрации является сложность алгоритма, основанного на SVD-разложениях или QR-разложениях. Практически в реальных сигнальных приложениях это сложно реализовать. Ниже будет описан метод снижения шума от звуковых или речевых сигналов с использованием алгоритма адаптивной фильтрации LMS. Сигнал фильтруется во временной области, а коэффициенты фильтра вычисляются адаптивно с помощью алгоритма наискорейшего спуска.

Допустим, нам необходимо обеспечить водителя грузового автомобиля системой речевой связи. При этом воспринимаемый микрофоном речевой сигнал неотвратно окажется сильно зашумленным звуками работающего двигателя и т. п. У нас никак не получится избавиться от этих шумов, однако мы можем получить образец шумового сигнала, установив второй микрофон в непосредственной близости от двигателя или иного источника шумов. Очевидно, что этот шум нельзя просто так вычесть из речевого сигнала, потому как по дороге до двух микрофонов шум следует разными путями и, следовательно, претерпевает разные искажения (рис. 2.4). Однако шумовые случайные процессы, воспринимаемые двумя микрофонами, будут коррелированными, т. к. они происходят из общего источника. В то же время, очевидно, что шумовой сигнал не коррелирован с полезным речевым сигналом.



Рисунок 2.4 – Подавление шума с помощью адаптивного фильтра

В данном конкретном случае с помощью адаптивного фильтра решается задача прямой идентификации преобразований шума на пути к сигнальному микрофону. Входным сигналом адаптивного фильтра является шумовой сигнал от дополнительного микрофона (на рис. 2.4 обозначен как датчик шума), а в качестве образцового сигнала используется сигнально-шумовая смесь, воспринимаемая основным микрофоном (на рис. 2.4 — датчик сигнала). Адаптивный фильтр стремится преобразовать входной сигнал так, чтобы сделать его как можно ближе (в смысле среднеквадратической ошибки) к образцовому. Поскольку с входным сигналом фильтра коррелирована лишь шумовая составляющая образцового сигнала, после завершения процесса адаптации на выходе фильтра будет получена оценка шума, присутствующего в образцовом сигнале. Сигнал ошибки есть разность между образцовым сигналом и сигналом на выходе адаптивного фильтра. И в данном случае он будет являться очищенным от шума речевым сигналом.

2.6 Эхоподавление

Эта технология, наряду с выравниванием канала связи, используется в нынешних модемах. Скоростные модемы для телефонных линий связи работают в дуплексном режиме, т. е. передают и принимают данные одновременно. При дуплексном режиме при передаче и приеме используется одинаковая полоса частот. Однако сигнал собственного передатчика в данном случае неотвратно просачивается в приемник, мешая его работе. Просачивающийся сигнал может распространяться разными путями, приобретая при этом не известные заранее искажения. Формирование эхо-сигнала показано на рисунке 2.5.

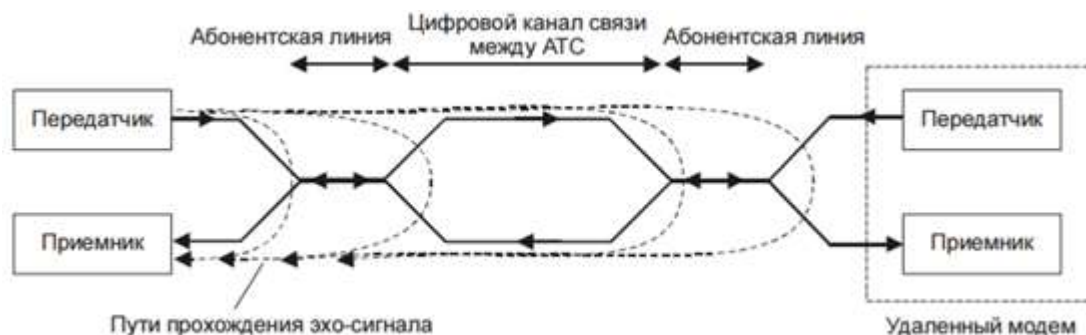


Рисунок 2.5 – Формирование эхо-сигнала

Подавить эхо-искажения можно использованием адаптивного фильтра. В данном случае также будет решаться задача прямой идентификации тракта распространения эхо. На вход адаптивного фильтра поступает сигнал передатчика модема, в качестве образцового сигнала используется принимаемый сигнал, который содержит эхо. Порядок эхоподавления показан на рисунке 2.6. Адаптивный фильтр формирует оценку эхо-сигнала, а сигнал ошибки представляет собой принимаемый сигнал, очищенный от эха.



Рисунок 2.6 – Эхоподавление, осуществляемое с помощью адаптивного фильтра

Для того, чтобы система эхоподавления с помощью адаптивного фильтра работала правильно, нужно чтобы передаваемый и приемный сигналы были не коррелированы между собой. Так чтобы данное условие выполнялось, входные данные на входе модема подвергают скремблированию (scrambling), то есть преобразовывают в псевдослучайную последовательность. При чем два взаимодействующих модема имеют свои скремблеры, за счет чего и достигается некоррелированность сигналов.

Эхоподавление, осуществляемое с помощью адаптивного фильтра, представленное на рисунке 2.6 сейчас используется во всех нынешних модемах.

Динамический алгоритм – это процесс, который изменяет параметры, как получение большего количества информации, от возможного изменения среды. Среди многих итеративных технологий, которые есть в открытой литературе, популярные категории подходов, которые можно получить от минимизации среднеквадратичной ошибки MSE между выходом фильтра и полезным сигналом для действия CE показан на рисунке 2.7.

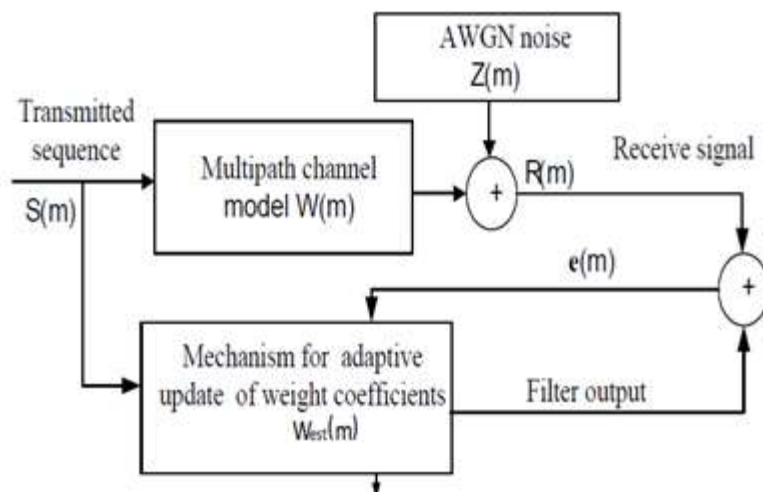


Рисунок 2.7 - Схема для динамического CE

На рисунке 1 входной сигнал $S(m)$ передается через временно-изменяющийся канал $W(m)$, и искажается аддитивным шумом (AWGN noise - Additive white Gaussian noise) оцененный с помощью любого из методов оценки канала.

Главной целью для оценки большинства канальных алгоритмов является минимизация среднеквадратичной ошибки MMSE, например, между принятым сигналом и его оценкой. На рисунке 2.7, мы имеем неизвестное многолучевое замирание канала, которое должно быть оценено динамическим фильтром, чьи веса обновляются некоторыми критериями, так что коэффициенты динамического фильтра должны быть настолько близки, насколько это возможно для неизвестного канала. Выход канала может быть описан:

$$R(m) = \sum_{l=0}^{L-1} W(m, l) S(m - l) + Z(m), \quad (2.19)$$

Где $S(m-l)$ это комплексный символ, взятый из комплекса s 1-го канала во время $m-l$;

L – это длина канала;

$Z(m)$ – это аддитивный белый гауссовский шум с нулевым средним значением и дисперсией σ^2 .

Запишем формулу (1) в векторном виде:

$$R(m) = W(m)S(m) + Z(m), \quad (2.20)$$

Выход динамического фильтра будет:

$$Y(m) = W_{est}(m)S(m), \quad (2.21)$$

где $W_{est}(m)$ оценена канальными коэффициентами во время m . Заранее известная оценка ошибки сигнала необходима для обновления весов динамического фильтра:

$$e(m) = R(m) - Y(m) = W(m)S(m) + Z(m) - W_{est}(m)S(m), \quad (2.22)$$

Ошибочный сигнал используется СЕ для динамического регулирования весового вектора так что среднеквадратичная ошибка минимизируется. Теперь функция издержек $j(m) = E[e(m)e^*(m)]$ для структуры динамического фильтра:

$$\begin{aligned} j(m) = E[R(m)R^*(m)] - E[S^*R^*W_{est}(m) - R(m)W_{est}(m)E\{[S] - \\ W_{est}(m)W_{est}^*(m)E[S(m)S^*(m)]S\} = \sigma_r^2 - C(m)W_{est}(m) - W_{est}^*(m)C(m) \\ + D(m)W_{est}^T(m)W_{est}(m), \end{aligned} \quad (2.23)$$

Где σ_r^2 это дисперсия принятого сигнала;

$C(m) = E[S(m)R(m)]$ это взаимная корреляция вектора между отводом входного вектора $S(m)$ и принятым сигналом $r(m)$;

$D(m) = E[S(m)S^T(m)]$ это корреляционная метрика отвода входного сигнала $S(m)$. Теперь возьмем градиент вектора с учетом $W_{est}(m)$:

$$\begin{aligned} \Delta j(m) = -2C(m) + 2D(m)W_{est}(m) = -2S(m)R^*(m) \\ + 2S(m)S^T(m)W_{est}(m), \end{aligned} \quad (2.24)$$

Согласно методу наискорейшего спуска, если $W_{est}(m)$ это отводно-весовой вектор в m -ичной итерации, тогда следующий рекурсивное уравнение можно использовать для обновления $W_{est}(m)$:

$$\begin{aligned} W_{est}(m+1) &= W_{est}(m) - \frac{1}{2} \eta \Delta j(m) \\ &= W_{est}(m) + \eta S(m) [R^*(m) - W_{est}(m) S(m)] \\ &= W_{est}(m) + \eta S(m) e^*(m), \end{aligned} \quad (2.25)$$

где $W_{est}(m+1)$ - весовой вектор, вычисленный в итерации $(m+1)$;

η - LMS пошаговый размер, который относится к уровню конвергенции.

Наименьший шаговый размер означает, что больше ссылки или настроечной последовательности нужно, которая будет понижать полезную нагрузку и, следовательно, полоса пропускания доступна для передачи данных. Выражение $[\eta S(m) e^*(m)]$ представляет поправочный коэффициент или регулировку, которая обращается к текущей оценке отводно-весового вектора. Вследствие улучшения работы системы, на выходе фильтра и выбора параметра нормированного шагового размера, например:

$$W_{est}(m+1) = W_{est}(m) + \frac{\eta S(m)}{S(m)S(m)} e^*(m), \quad (2.26)$$

Итеративная процедура начинается с начального приблизительного подсчета $W_{est}(0)$. Для этого, LMS базирующаяся на оценке канала, менее чувствительна к масштабированию ее отклонению входного сигнала. Для этого, алгоритм способен к значениям наилучших возможных коэффициентов канала, которые изменяются.

В таблице 2.2 представлены входные данные для алгоритма LMS

Таблица 2.2 - Входные данные для алгоритма LMS.

Наименование входных данных	Значение входных параметров
$\{h_k\} = \{-2, -4, 6, 3\}, k = 0, 1, 2, 3$	Импульсная характеристика
N	Порядок рассчитываемого фильтра
$w(k+1) = w(k) - \frac{\mu}{2} \text{grad} J(w(k))$ $= w(k) + \mu p - \mu R w(k)$	Вектор коэффициентов фильтра
$R(k) = x(k)x^T(k)$ $p(k) = d(k)x(k)$	Мгновенные значения корреляционной матрицы и вектора взаимных корреляций
μ	Размер шага
$d(k)$	Образцовый сигнал (случайный) – $d(k)$

Продолжение таблицы 2.2

Наименование входных данных	Значение входных параметров
$x(k)$	Входной дискретный сигнал (случайный) – $x(k)$
$(d(k) - x^T(k)w(k))$	Ошибка фильтрации, то есть $e(k)$

RLS CE метод.

RLS CE требует все прошлые примеры входа и желаемого выхода, которые доступны в каждой итерации. Целевая функция RLS CE алгоритма определяются как экспоненциальные весовые суммы квадратичных ошибок:

$$c(m) = \sum_{n=1}^m \lambda^{n-m} e^H(m) + \delta \lambda^n W^H(m)W(m), \quad (2.27)$$

где δ это параметр регуляризации, положительное реальное количество;
 $e(m)$ это предварительная оценка ошибки;

λ это экспоненциальный коэффициент забывания с $0 < \lambda < 1$.
 Предварительная оценка ошибки — это разница между желаемым откликом и оцениваемым сигналом:

$$e(m) = H(m) - W^H(m)S(m), \quad (2.28)$$

Целевая функция — это минимизация посредством взятия частных производных с учетом $W(n)$ и приравниванием результатов к нулю.

$$\begin{aligned} \frac{\delta C(m)}{\delta W(m)} = 0 &= -2 \sum_{m=1}^n \lambda^{n-m} S(m) e^H(m) + 2 \delta \lambda^n W(m) = \\ &= -2 \sum_{m=1}^n \lambda^{n-m} S(m) [H(m) - W^H(m)S(m)]^H + 2 \delta \lambda^n W(m), \\ W(m) [\sum_{m=1}^n \lambda^{n-m} S(m) S^H(m) + \delta \lambda^n I] &= \sum_{m=1}^n S(m) H^H(m), \\ R_S(m) W(m) &= R_{Sh}(m), \end{aligned}$$

$$W(m) = R_S^{-1}(m) R_{Sh}(m), \quad (2.29)$$

Где $R_s(m)$ это переданная автокорреляция матрицы

$$R_S(m) = \sum_{m=1}^n \lambda^{n-m} S(m) S^H(m) + \delta \lambda^n I = \lambda R_S(m-1) + S(m) S^H(m), \quad (2.30)$$

И $R_{sh}(m)$ это взаимная корреляция матрицы, например:

$$R_{Sh}(m) = \sum_{m=1}^n \lambda^{n-m} S(m) S^H(m) = \lambda R_{Sh}(m-1) + S(m) H^H(m), \quad (2.31)$$

В соответствии с идентичностью Вудбери, $R_{sh}(m)$ может быть переписано как:

$$R_{sh}^{-1}(m) = \lambda^{-1} R_{sh}^{-1}(m-1) - \frac{\lambda^{-2} R_{sh}^{-1}(m-1) S(m) S^H(m) R_{sh}^{-1}(m-1)}{1 + \lambda^{-1} S^H(m) R_{sh}^{-1}(m-1) S(m)}, \quad (2.32)$$

Для удобства вычислений, пусть $D(m) = R_{sh}(m)$ и

$$K(m) = \frac{\lambda^{-1} D(m-1) S(m)}{1 + \lambda^{-1} S^H(m) D(m-1) S(m)}, \quad (2.33)$$

$K(m)$ является приростом матрицы. Мы можем переписать (9) как:

$$D(m) = \lambda^{-1} D(m-1) - \lambda^{-1} K(m) S^H(m) D(m-1), \quad (2.34)$$

Упростим (2.34) до:

$$K(m) = D(m) S(m) = R_{sh}^{-1}(m) S(m), \quad (2.35)$$

Подставляя (14), (15) в (11), мы получим следующую RLS CE формулу:

$$\begin{aligned} W(m) &= W(m-1) + K(m) [H(m) - W^H(m-1) S(m)]^H = \\ &= W(m-1) + K(m) \varepsilon^H(m), \end{aligned} \quad (2.36)$$

Где $\varepsilon(m)$ является начальной оценкой ошибки:

$$\varepsilon(m) = H(m) - W^H(m-1) S(m), \quad (2.37)$$

Поэтому, уравнение (2.37) рекурсивный RLS CE алгоритм для обновления канального коэффициента.

В таблице 2.3 представлены входные данные для алгоритма RLS

Таблица 2.3 - Входные данные для алгоритма RLS.

Наименование входных данных	Значение входных параметров
$\mathbf{X} = [\mathbf{x}(0)\mathbf{x}(1) \dots \mathbf{x}(N-1)]$	матрица, столбцы которой представляют собой содержимое линии задержки фильтра на разных тактах – \mathbf{X}
$\mathbf{d} = \begin{bmatrix} d(0) \\ d(1) \\ \vdots \\ d(K-1) \end{bmatrix}$	\mathbf{d} — вектор-столбец отсчетов образцового сигнала
$y = \mathbf{X}^T \mathbf{w}$	вектор-столбец выходного сигнала y
$e = d - \mathbf{X}^T \mathbf{w}$	вектор-столбец ошибки воспроизведения входного сигнала e
$\{\mathbf{x}(k)\}$	последовательность входных отсчетов

Продолжение таблицы 2.3

Наименование входных данных	Значение входных параметров
$\{w_n\}$	Коэффициенты нерекурсивного фильтра порядка N
$\{d(k)\}$	Отсчеты образцового сигнала
$w(k) = (X(k)X^T(k))^{-1}X(k)d(k)$	Вектор коэффициентов фильтра на k-ом шаге
$X(k+1) = \begin{bmatrix} X(k) \\ x(k+1) \end{bmatrix},$ $d(k+1) = \begin{bmatrix} d(k) \\ d(k+1) \end{bmatrix}$	K матрице X на каждом шаге добавляется новый столбец $x(k+1)$, а к вектору d — новый элемент $d(k+1)$
$P(k) = (X(k)X^T(k))^{-1}$	рекурсивное обновление оценки обратной корреляционной матрицы
$(A + BCD)^{-1} = A^{-1} - A^{-1}B(C^{-1} + DA^{-1}B)^{-1}DA^{-1}$	Матричное тождество
$A = X(k)X^T(k) = P^{-1}(k)$	$A^{-1} = P(k)$ (квадратная матрица)
$B = x(k+1)$	Вектор-столбец
$C = 1$	скаляр
$D = x^T(k+1)$	Вектор-строка

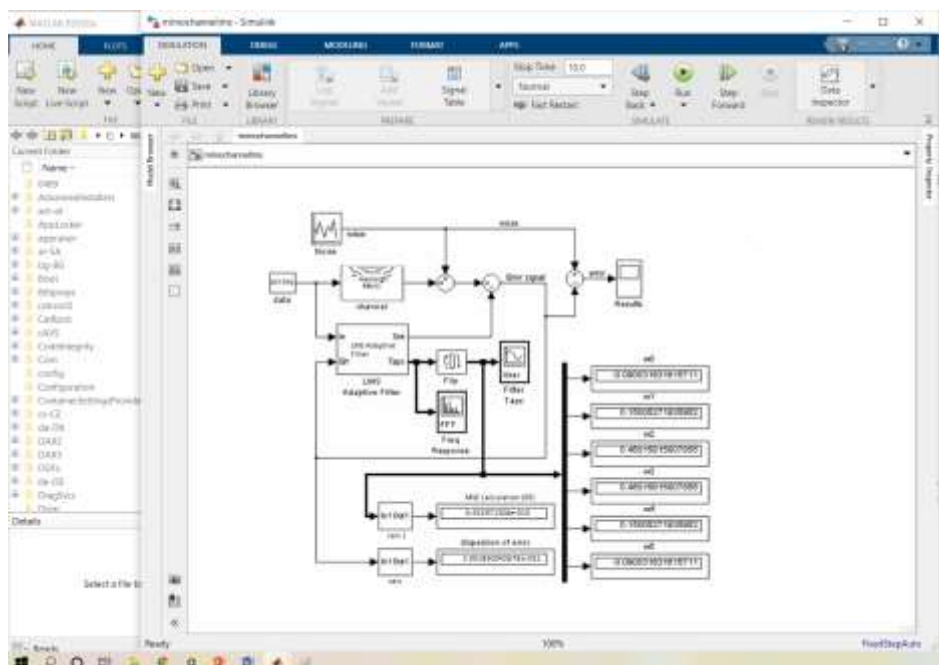


Рисунок 3.10 – Схема с LMS фильтром

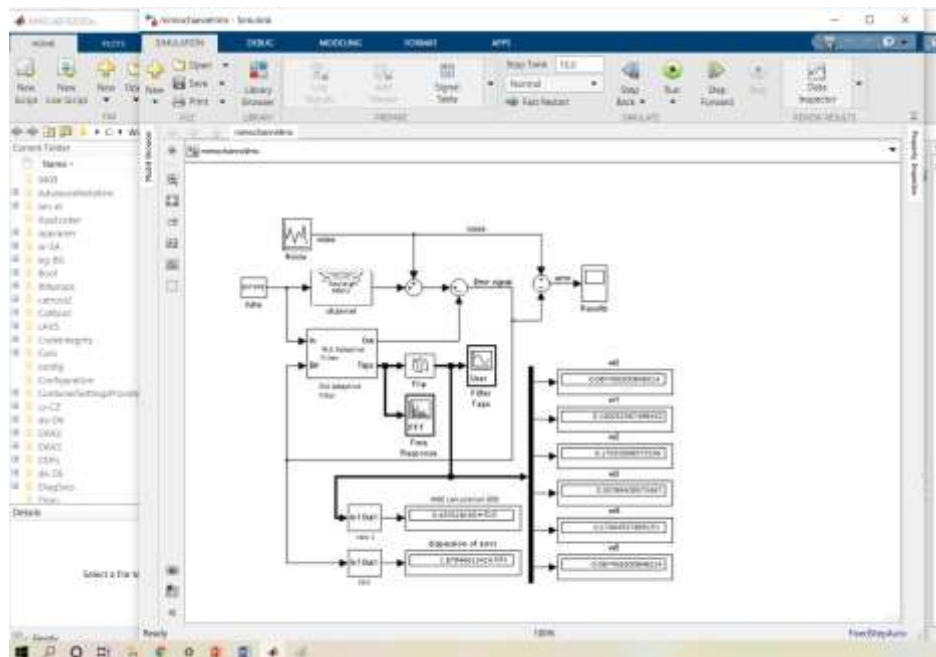


Рисунок 3.11 - Схема с RLS фильтром

Далее будут показаны некоторые экспериментальные результаты. Чтобы доказать эффективность двух алгоритмы, фокусируясь на двух основных аспектах, т. е. скорость сходимости и MSE (рис. 3.12 – 3.18).

В этом разделе представлены результаты моделирования с разными значениями размера шага $\mu = 0.008; 0.05$. μ – положительный коэффициент, называемый размером шага. Показано, что алгоритм сходится, если $\max 0 < \mu < 2/\lambda_{\max}$, где λ_{\max} – максимальное собственное число корреляционной матрицы R . Скорость сходимости при этом зависит от разброса собственных чисел корреляционной матрицы R – чем меньше отношение $\lambda_{\max}/\lambda_{\min}$, тем быстрее сходится итерационный процесс.

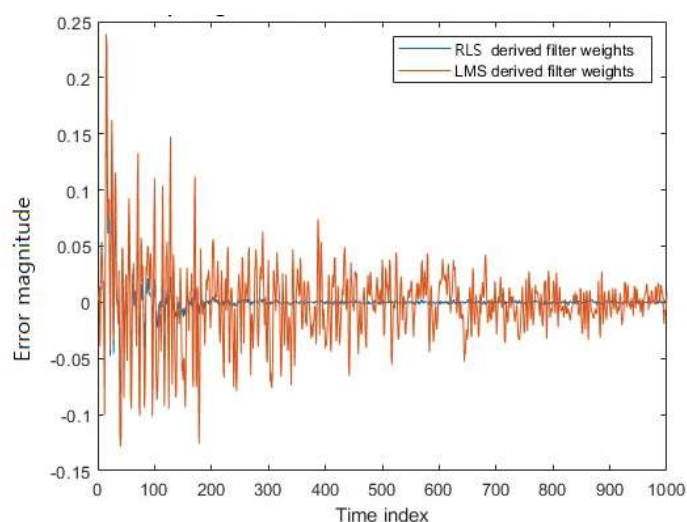


Рисунок 3.12 – Зависимость величины ошибки от количества итераций для LMS и RLS алгоритмов с размером шага $\mu=0.008$

Из графика, показанного на рисунке 3.12 можно сделать вывод, что при LMS алгоритме величина ошибки значительно выше, чем у RLS алгоритме.

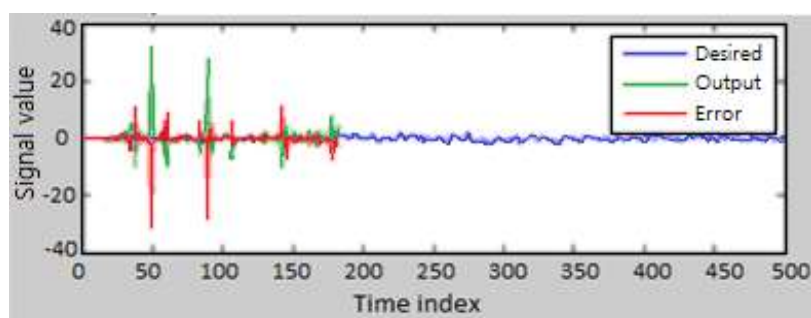


Рисунок 3.13 - Кривая сходимости для LMS алгоритма с размером шага $\mu=0.008$

Из риунка 3.13 видно, что синим цветом обозначен искомый сигнал, красным обозначена ошибка, зеленым – выходной сигнал. Сигнал сходится на количестве иттераций равным 150.

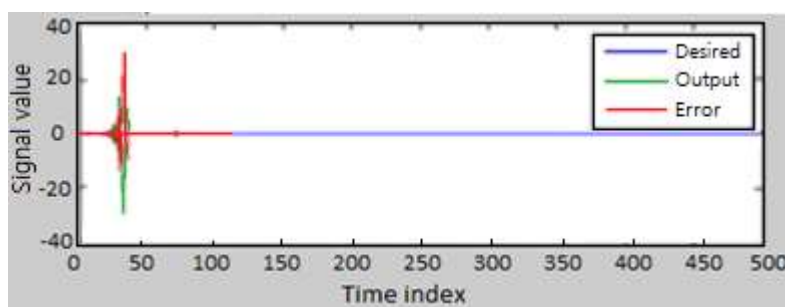


Рисунок 3.14 – Кривая сходимости для RLS алгоритма с размером шага $\mu=0.008$

Из графика, показанного на рисунке 3.14 видно, что при RLS алгоритме выходной сигнал сходится при количестве иттераций равным 50.

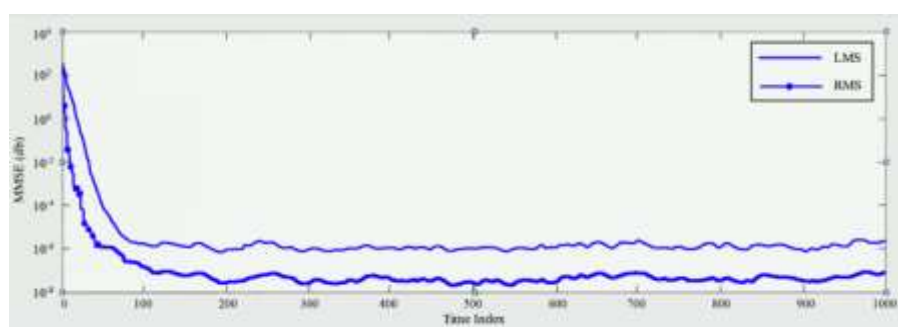


Рисунок 3.15 – Зависимость среднеквадратичной ошибки (MSE) от времени (количества итераций) для алгоритмов LMS и RLS для конфигурации MIMO 2x2

Из рисунка 3.15 видно, что значение среднеквадратичной ошибки при LMS алгоритме, при количестве приемо-передающих антенн равными 2 на 2, немного выше чем, при RLS алгоритме. СКО убывает экспоненциально на обоих графиках, и становится стабильным и равным 10^{-4} и 10^{-6} для LMS и RLS соответственно.

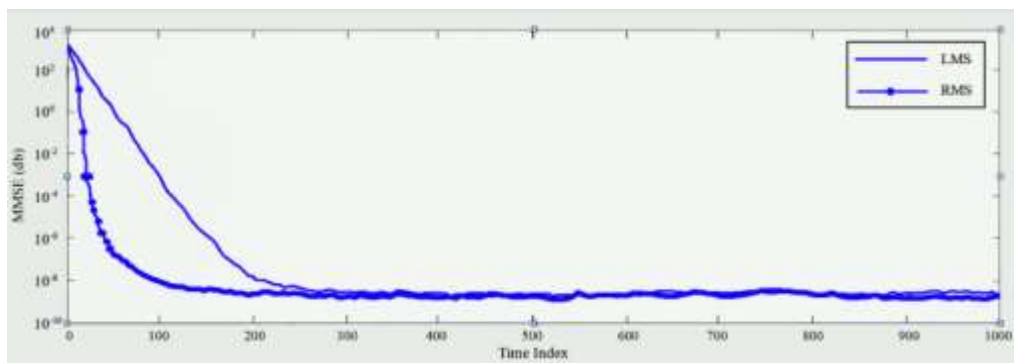


Рисунок 3.16 - Зависимость среднеквадратичной ошибки (MSE) от времени (количества итераций) для алгоритмов LMS и RLS для конфигурации MIMO 4x4

На графиках, показанных на рисунке 3.16 видно, что при количестве приемо-передающих антенн равными 4 на 4, значение среднеквадратичной ошибки при LMS алгоритме с увеличением количества итераций сравнивается со значением ошибки при RLS алгоритме. Значение среднеквадратической ошибки становится равным 10^{-8} .

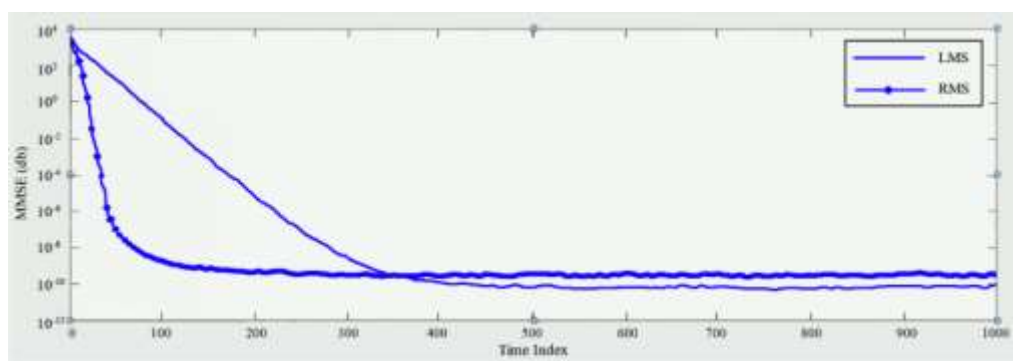


Рисунок 3.17 - Зависимость среднеквадратичной ошибки (MSE) от времени (количества итераций) для алгоритмов LMS и RLS для конфигурации MIMO 6x6

Из графиков, представленных на рисунке 3.17, можно видеть, что при большем количестве приемо-передающих антенн алгоритм LMS показывает характеристики немного лучше. То есть с увеличением количества итераций значение среднеквадратической ошибки меньше, чем при RLS алгоритме.

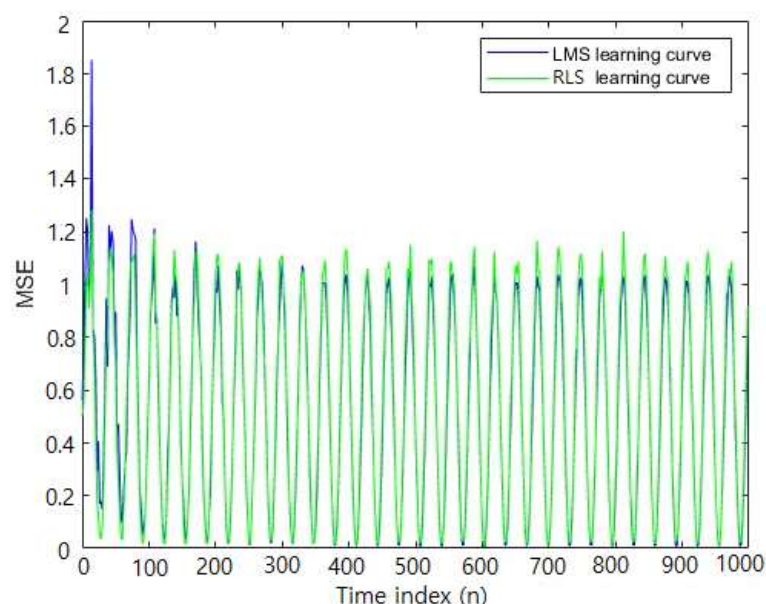


Рисунок 3.18 - Сравнение LMS и RLS

Из рисунка 3.18 видно, что при LMS алгоритме значение среднеквадратической ошибки больше, чем при RLS алгоритме. Значение колеблется в диапазоне 1.8 – 1.2 при LMS алгоритме. Тогда как при RLS алгоритме значение ошибки лежит в диапазоне 1.2 – 1.

Результаты моделирования занесены в сравнительную таблицу 2.4.

Таблица 2.4 – Сравнение полученных результатов

Алгоритм	СКО (среднеквадратическая ошибка)	Дисперсия ошибки	Скорость сходимости	СКО (среднеквадратическая ошибка MSE)	Вычислительная сложность	Помехоустойчивость
LMS	$0.453 \cdot 10^{-15}$	$0.43 \cdot 10^{-15}$	Низкая	Высокая	низкая	ниже
RLS	$2.0518 \cdot 10^{-31}$	$1.8794 \cdot 10^{-31}$	Очень быстрая	Низкая	сложная	больше

Ниже сведены в таблицу 2.5 преимущества и недостатки двух алгоритмов.

Помехоустойчивость канала это способность канала связи противостоять воздействию помех, вносимых в канал. Основным видом помехи, определяющим чувствительность приемника является аддитивный белый гауссовский шум (AWGN – Additive White Gaussian noise), поэтому часто в теории передачи информации рассматривается воздействие «белого шума».

Таблица 2.5 – Сравнение двух алгоритмов LMS и RLS

LMS алгоритм	RLS алгоритм
Простой и может быть легко применен	Увеличенная сложность и вычислительная стоимость
Скорость сходимости ниже, чем у других алгоритмов	Высокая скорость сходимости
Адаптация основана на основанном на градиенте подходе, который обновляет веса фильтра, чтобы сойтись к оптимальным весам фильтра.	Адаптация основана на рекурсивном подходе, который находит коэффициенты фильтра, которые минимизируют взвешенную функцию стоимости линейного метода наименьших квадратов, относящуюся к входным сигналам.
Большая установившаяся ошибка относительно неизвестной системы.	Меньшая установившаяся ошибка относительно неизвестной системы.
Цель состоит в том, чтобы минимизировать текущую среднеквадратическую ошибку между желаемым сигналом и выходным сигналом.	Цель состоит в том, чтобы минимизировать общую взвешенную квадратичную ошибку между желаемым сигналом и выходом.
Никакая память не включена. Более старые ошибочные значения не играют роли в общей рассматриваемой ошибке.	Имеет бесконечную память. Все ошибочные данные рассматриваются в полной погрешности. Используя фактор упущения, более старые данные могут быть не учитываться по сравнению с более новыми данными.

Помимо рассмотренных двух алгоритмов, существует также алгоритм Калмана, более мощный, который имеет наибольшую скорость сходимости.

Каждый алгоритм работает по-разному, имеет разные методы шумоподавления и повышения производительности системы.

Так, по сравнению с алгоритмом LMS, подход RLS обеспечивает более быструю сходимость и меньшую ошибку по отношению к неизвестной системе за счет необходимости большего количества вычислений.

3 Безопасность жизнедеятельности

3.1 Анализ условий труда в учебной аудитории

Учебная аудитория находится в корпусе Б Алматинского университета энергетики и связи им. Г. Даукеева на первом этаже. План помещения управления представлен на рисунке 3.1. Площадь учебной аудитории составляет 33 м² (длина = 6 м, ширина = 5.5 м). В учебной аудитории планируется проводить лабораторные занятия с общим количеством людей (14 студентов и 1 преподаватель). Параметры помещения: площадь – 33 м²; - высота потолка - 3м; - высота окна $h_{ок} = 1,2$ м ; общая ширина оконных проемов $l_{ок} = 3$ м (6 окон шириной 50 см каждое); высота начала окна $h_{н.ок} = 1$ м. В аудитории установлены светильники типа ПВЛМ-1х40 (пыле влагозащищённый, с люминесцентными лампами, модернизированный) в количестве 4 шт.

Аудитория оснащена физическими лабораторным стендами (рабочих, с документами) в количестве 5 штук, персональными компьютерами – 6 шт. Также в аудитории имеется 6 столов, 20 стульев, строенный Wi-Fi роутер – 4 шт., мультиметры NT60F – 8 шт., осциллографы (встроенные) Keysight DSO 1052B/50 MHz – 4 шт.

Согласно ГОСТ 12.0.003-74 [20] в системе человек-машина-среда могут иметь место следующие опасные и вредные факторы:

- Физические опасные и вредные производственные факторы;
- Психофизиологические вредные факторы.

Повышенный уровень шума, согласно ГОСТ 12.1.003-83 [21], источниками которого являются печатающие устройства и установки кондиционирования. Воздействие шума на организм человека приводит к снижению остроты зрения, зрительной адаптации, нарушает восприятие зрительной информации и снижает производительность труда на 30-60%. Фактический суммарный уровень шума в данной лаборатории составляет 40 дБ, т.к. в помещении работают 6 машин (ПК).

Недостаточная освещенность рабочей зоны, причиной которой могут быть широкий диапазон изменения и непостоянство естественного света, неправильный выбор средств искусственного освещения и их расположения, неправильное использование отраженного света. Этот фактор вызывает утомление глаз, снижение работоспособности, может привести к патологическому ухудшению зрения человека. Освещенность рабочей поверхности в лаборатории составляет 200 лк.

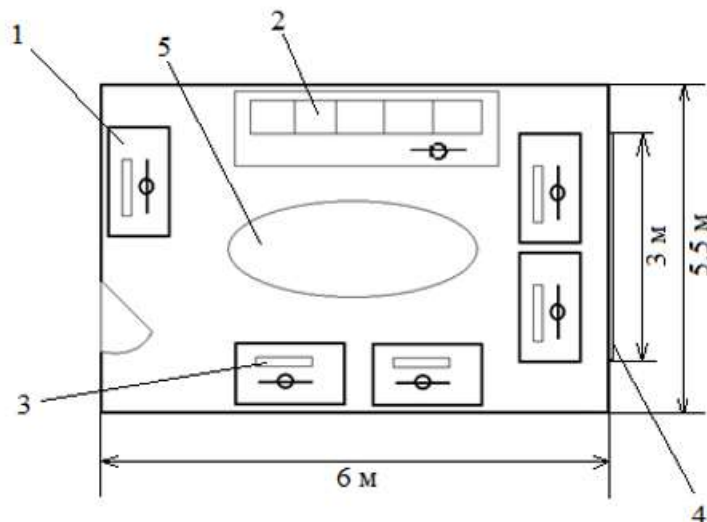
Источниками психофизиологического фактора является нерациональная организация рабочего места, напряженность труда.

Все эти факторы способствуют изменению у человека функционального состояния центральной нервной системы, нервно-мышечного аппарата рук (при работе с клавиатурой ввода информации):

- умственное перенапряжение;

- перенапряжение зрительных анализаторов;
- монотонность труда;
- эмоциональные перегрузки;
- статические перегрузки.

План рабочего помещения представлен на рисунке 3.1.



1 – компьютерные столы; 2 – лабораторные стенды; 3 – ПК; 4 – окна; 5 – письменный стол

Рисунок 3.1 – План рабочего помещения

На рабочем месте обучающихся используем:

- средства отображения информации (дисплей);
- средства связи и передачи информации (телефонный аппарат, модем);
- вспомогательное оборудование.

Рабочее место обучающегося организуем следующим образом. Дисплей оборудован поворотной площадкой, позволяющей перемещать его в горизонтальной и вертикальной плоскостях. Дисплей разместим на столе так, чтобы расстояние наблюдения информации на экране было в пределах 450-500 мм. Экран дисплея расположим так, чтобы угол между нормалью к центру экрана и горизонтальной линией взгляда составлял 20 градусов. Клавиатуру расположим на столе или на подставке так, чтобы высота клавиатуры по отношению к полу составляла 650-800 мм, наклон клавиатуры сделаем в пределах 5-10 градусов. Рациональная организация рабочего места показана на рисунке 3.2.

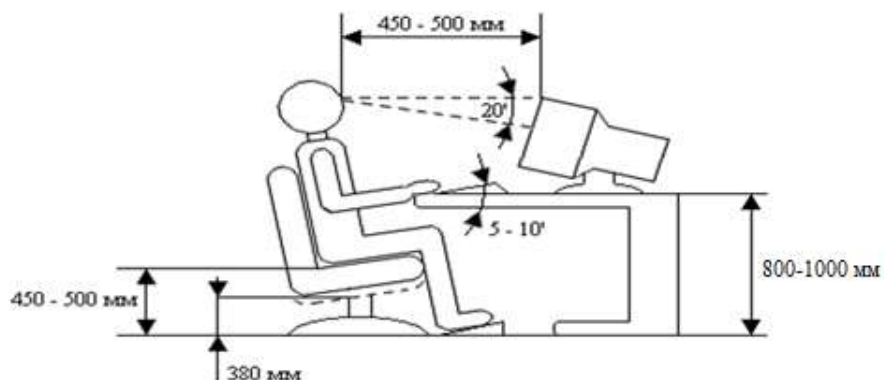


Рисунок 3.2 – Рациональная организация рабочего места

В аудитории используется старая вентиляция, которая не обеспечивает должный приток свежего воздуха в помещение, в свою очередь почти не удаляя вредный отработанный воздух из него. Также в помещении отсутствует система кондиционирования.

В помещении находятся 15 пользователей, согласно требованиям, ГОСТ на человека за работой за плоским монитором должно быть не менее 4,5 м². Размер помещения составляет 33 квадратных метров, а это значит, что на каждого сотрудника приходится 2.23 м² площади помещения, что не соответствует требованиям ГОСТ.

В рабочем помещении размером 6х5.5х3 метра объемом 99 м³ работает 15 человек. Другими словами, в помещение должно подаваться следующее количество наружного воздуха: если объем помещения составляет менее 20 кубометров на человека - 3 кубометра в час на 1 кубический метр помещения. Воздух, поступающий в помещение, не загрязнен, в том числе пылью и микробами.

Микроклимат на производстве оценивается в рабочей зоне, т.е. пространстве высотой до 2 м., над уровнем пола или площадки, на которой находятся места постоянного или временного пребывания пользователей. Влажность зависит от количества водяного пара в нем.

В целях поддержания необходимых микроклиматических условий и нормальной работы оборудования цифровой силовой установки в соответствии с «Санитарными нормами микроклимата промышленного предприятия» ГОСТ 12.1.005-88 [23] в аудитории необходимо установить 1 кондиционер. Нормативные показатели для микроклимата приведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Нормы микроклимата производственных помещений при выполнении работ средней тяжести

Период Года	Температура С		Оптимальная влажность, %		Скорость движения воздуха, м/с	
	Оптим.	Допуст.	Оптим.	Допуст.	Оптим.	Допуст.
Холодный период года	21-23	19-24	40-60	75	0,1	Не более 0,2

Продолжение таблицы 3.1

Период Года	Температура С		Оптимальная влажность, %		Скорость движения воздуха, м/с	
	Оптим.	Допуст.	Оптим.	Допуст.	Оптим.	Допуст.
Теплый период года	22-24	18-27	40-60	65	0,1	0,2-0,3

3.2 Анализ производственного освещения

В помещении имеется естественное и искусственное освещение. Так как занятия в нашем университете проходят в дневное и в вечернее время, следует рассчитать естественное и искусственное освещение. В аудитории установлены светильники типа ПВЛМ-1х40 (пыле влагозащищённый, с люминесцентными лампами, модернизированный, освещенность каждого светильника 1325 лм) в количестве 4 шт. Исходные данные представлены в таблице 3.2.

Таблица 3.2 – Исходные данные

Тип помещения	Учебная аудитория (лаборатория)
L, м	6
B, м	5.5
H, м	3
h _{ок} , м	1.2
Разряд зрит. работ	IV, б
ρ _{пот} , %	50
Р _{стен} , %	30
ρ _{пол} , %	10
h _{нок} , м	1
Световой пояс	г. Алматы
Н _{зд}	10
Расстояние до рядом стоящего здания, Р	20
Высота рабочей поверхности, h _{раб.пов.} , м	1
Количество светильников	4
Количество окон	6
Размеры одного окна	Высота 120 см; ширина 50 см
Площадь всех окон	3.6 м ²

Таблица 3.3 – Светораспределение светильника ПВЛМ-1х40

Тип светильника	Сила света I _a , кд в направлении угла α											
	0	5	15	25	35	45	55	65	75	85	90	
ПВЛМ-1х40	139	135	132	115	105	84	63	44	22	6	0	

3.3 Анализ естественного освещения

Помещения с постоянным пребыванием людей должны иметь, как правило, естественное освещение. При проектировании новых помещений, при реконструкции старых, при проектировании естественного освещения помещений судна и других объектов необходимо определить площадь световых проемов, обеспечивающих нормированное значение КЕО в соответствии с требованиями СНиП РК 2.04-05-2002 «Естественное и искусственное освещение. Нормы проектирования».

Расчет заключается в предварительном определении площади световых проемов при боковом и верхнем освещении по следующим формулам:

при боковом освещении

$$100 \frac{S_o}{S_n} = \frac{e_n K_3 \eta_o}{\tau_o r_1} K_{3o}, \quad (3.1)$$

при верхнем освещении

$$100 \frac{S_o}{S_n} = \frac{e_n K_3 \eta_\phi}{\tau_o r_2 K_\phi}, \quad (3.2)$$

где S_o – площадь световых проемов при боковом освещении, m^2 ;

S_n – площадь пола помещения, m^2 ;

e_n – нормируемое значение КЕО;

K_3 – коэффициент запаса, принимают по таблице 4.3 в [19];

τ_o – световая характеристика окон, принимают по таблице 4.4 в [19];

τ_o – общий коэффициент светопропускания, определяют по формуле:

$$\tau_o = \tau_1 \cdot \tau_2 \cdot \tau_3 \cdot \tau_4 \cdot \tau_5, \quad (3.3)$$

где τ_1 – коэффициент светопропускания материала (табл. 4.5 в [19], стекло оконное листовое, двойное – 0.8);

τ_2 – коэффициент, учитывающий потери света в переплетах светопроема (табл. 4.6 в [19], переплеты стальные, одинарные, глухие – 0.9);

τ_3 – коэффициент, учитывающий потери света в несущих конструкциях (табл. 4.7 в [19], железобетонные формы и арки – 0.8);

τ_4 – коэффициент, учитывающий потери света в солнцезащитных устройствах (табл. 4.8 в [19], стационарные жалюзи и экраны с защитным углом не более 45° при расположении пластин жалюзи или экранов под углом 90° к плоскости окна, вертикальные – 0.75);

τ_5 – коэффициент, учитывающий потери света в защитной сетке, устанавливаемой под фонарями, принимают равным 0.9;

γ_1 – коэффициент, учитывающий повышение КЕО при боковом освещении, благодаря свету, отраженному от поверхности помещения и подстилающего слоя, примыкающего к зданию, принимают по таблице 4.9 в [19];

$K_{зд}$ – коэффициент, учитывающий затемнение окон противостоящими зданиями, определяют по таблице 4.10 в [19].

Определим площадь пола помещения:

$$S_n = L \cdot B, \quad (3.4)$$

$$S_n = 6 \cdot 5.5 = 33, \text{ м}^2$$

Нормируемое значение КЕО, e_N , для зданий, располагаемых в различных районах следует определять по формуле:

$$e_N = e_n \cdot m_N, \quad (3.5)$$

где m_N – коэффициент светового климата, определяемый из таблицы 4.11 в [19].

Учитывая заданный световой пояс (г. Алматы, IV), приняв ориентацию световых проемов на Юго-восток, $m_N = 0,65$

e_n – значение КЕО.

По таблице 4.12 в [19], учитывая IV разряд зрительных работ, $e_n = 1.5$

$$e_N = 1.5 \cdot 0,65 = 0,975$$

Коэффициент запаса, с учетом типа помещения, по таблице 4.3 в [19] равен $K_z = 1.2$

Для определения световой характеристики, η_0 , необходимо рассчитать отношение длины помещения к его глубине и отношение ширины помещения к расчетной высоте.

$$\frac{L}{B/2} = 6/(5.5/2) = 6/2,75 = 2.18$$

Найдем $h_{расч}$:

$$h_{расч} = H + h_{н.ок.} - h_{раб.пов.}, \quad (3.6)$$

$$h_{расч} = 3 + 1 - 1 = 3 \text{ м}$$

$$\frac{B}{h_{расч}} = 5.5/3 = 1.83$$

Учитывая найденные отношения примем световую характеристику, η_0 , по таблице 4.4 в [19] $\eta_0 = 9$

Общий коэффициент светопропускания, τ_0 , рассчитывают по формуле 3.3:

$$\tau_0 = 0,8 \cdot 0,9 \cdot 0,8 \cdot 0,75 \cdot 0,9 = 0,4$$

Коэффициент, учитывающий повышение КЕО при боковом освещении, благодаря свету, отраженному от поверхности помещения и подстилающего слоя, примыкающего к зданию, r_1 , определяют по таблице 4.9 в [19]. Для этого следует учесть:

Отношение глубины помещения к высоте от уровня условной рабочей поверхности верха окна

$$\frac{B}{h_{\text{расч}}} = \frac{3}{3} = 1$$

отношение глубины помещения к ширине:

$$\frac{L/2}{B} = \frac{3}{5,5} = 0,54$$

отношение длины помещения к глубине:

$$\frac{L}{L/2} = \frac{6}{3} = 2$$

Средневзвешенный коэффициент отражения потолка, стен и пола $\rho_{\text{ср}} = 0,3$. С учетом всех соотношений, $r_1 = 1,2$.

Учитывая $H_{\text{зд}} = 10$ м и $P = 20$ м (расстояние до рядом стоящего здания) из таблицы 4.10 в [19] найдем коэффициент, учитывающий затемнение окон противостоящими зданиями, $K_{\text{зд}} = 1,1$

Зная значение всех параметров, рассчитаем площадь боковых проемов при естественном освещении по следующей формуле:

$$S_0 = \frac{S_n \cdot e_N \cdot K_s \cdot \eta_0}{100 \cdot \tau_0 \cdot r_1} \cdot K_{\text{зд}}, \quad (3.7)$$

$$S_0 = \frac{33 \cdot 0,975 \cdot 1,2 \cdot 9}{100 \cdot 0,4 \cdot 1,2} \cdot 1,1 = 7,96, \text{ м}^2$$

В помещении типа учебная аудитория для лабораторных занятий с параметрами $6 \times 5,5 \times 3$ для обеспечения нормированного значения КЕО, $e_N = 0,975$, при IV характеристике зрительных работ требуется площадь световых проемов равная $7,96 \text{ м}^2$.

По полученным данным площадь световых проемов должна составлять не менее $7,96 \text{ м}^2$, эксплуатируемое помещение имеет площадь шести окон равную $3,6 \text{ м}^2$.

Так как я не могу сделать площадь окон больше, я проведу анализ искусственного освещения.

3.4 Анализ искусственного освещения

Анализ искусственного освещения на рабочем месте может быть вычислен точечным методом, а также по методу коэффициента использования светового потока.

Расчёт освещенности на рабочем месте точечным методом.

Определим расчетную высоту подвеса. Она определяется по формуле:

$$h_{\text{расч}} = H - h_{\text{с}} - h_{\text{креп}} + h_{\text{н.ок}} - h_{\text{раб.пов}}, \quad (3.8)$$

Где $h_{\text{с}}$ – высота свеса, примем ее равной 0.5;

$h_{\text{креп}}$ – высота крепления, примем ее также равной нулю;

$h_{\text{н.ок}}$ – высота начала окна

H – высота помещения

$H_{\text{раб.пов}}$ – высота рабочей поверхности.

$$h_{\text{расч}} = 3 - 0 - 0.5 + 1 - 1 = 2.5, \text{ м}$$

Общая схема светильников [2 x 2] представлена на рисунке 3.3.

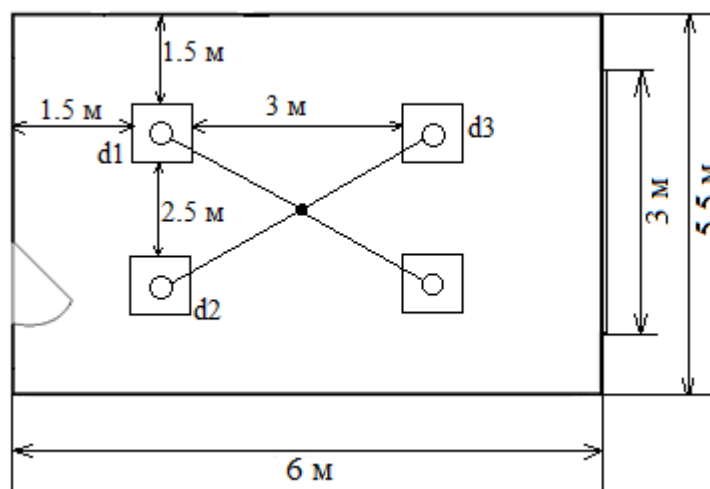


Рисунок 3.3 - Схема расположения светильников

Определим длину между светильниками.

1. В длину:

$$LA = \lambda * h, \quad (3.9)$$

где $\lambda = 1.2-1.4$.

$$LA = 12 * 2.5 = 3 \text{ м},$$

2. В ширину:

$$LB = \lambda * h, \quad (3.10)$$

где $\lambda = 1.2-1.4$.

$$LB = 1,2 * 2,5 = 3 \text{ м},$$

возьмем $LB = 2.5 \text{ м}$.

Проверим правильность решения по условию: $\frac{L_A}{L_B} \leq 1.5$

Данное условие выполняется.

Для расчета намечаем контрольную точку А. Необходимо найти d1, d2 – проекции расстояния на потолок между точкой А и соответствующим светильником.

$$d_1 = \sqrt{\left(\frac{L_A}{2}\right)^2 + \left(\frac{L_B}{2}\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{3}{2}\right)^2 + \left(\frac{2.5}{2}\right)^2} = 1.95 \text{ м}, \quad (3.11)$$

$$d_2 = \sqrt{\left(\frac{L_A}{2} + L_A\right)^2 + \left(\frac{L_B}{2}\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{3}{2} + 3\right)^2 + \left(\frac{2.5}{2}\right)^2} = 4.67 \text{ м}, \quad (3.12)$$

$$d_3 = \sqrt{\left(\frac{L_A}{2} + L_A\right)^2 + \left(\frac{L_B}{2} + L_B\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{3}{2} + 3\right)^2 + \left(\frac{2.5}{2} + 2.5\right)^2} = 5.86 \text{ м}, \quad (3.13)$$

$$d_4 = \sqrt{\left(\frac{L_A}{2}\right)^2 + \left(\frac{L_B}{2} + L_B\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{3}{2}\right)^2 + \left(\frac{2.5}{2} + 2.5\right)^2} = 4.04 \text{ м}, \quad (3.14)$$

Далее определяем угол между высотой потолка и соответствующим отрезком d:

$$\alpha_1 = \arctg \frac{d_1}{h_{расч}} = \arctg \frac{1.95}{2.5} = 38^\circ, \quad (3.15)$$

$$\alpha_2 = \arctg \frac{d_2}{h_{расч}} = \arctg \frac{4.67}{2.5} = 61.8^\circ$$

$$\alpha_3 = \arctg \frac{d_3}{h_{расч}} = \arctg \frac{5.86}{2.5} = 66.9^\circ$$

$$\alpha_4 = \arctg \frac{d_4}{h_{расч}} = \arctg \frac{4.04}{2.5} = 58.2^\circ$$

По рассчитанным углам определяем силу света:

$$I_{\alpha 1} = 93 \text{ кД};$$

$$E_{\alpha 1} = \frac{I_{\alpha 1} \cdot \cos^3(\alpha_1)}{h_{\text{расч.}}^2} = \frac{93 \cdot \cos^3(38^\circ)}{2,5^2} = 7.28 \text{ лк}, \quad (3.16)$$

$$I_{\alpha 2} = 44 \text{ кД};$$

$$E_{\alpha 2} = \frac{I_{\alpha 2} \cdot \cos^3(\alpha_2)}{h_{\text{расч.}}^2} = \frac{44 \cdot \cos^3(61,8^\circ)}{2,5^2} = 0.74 \text{ лк}$$

$$I_{\alpha 3} = 44 \text{ кД};$$

$$E_{\alpha 3} = \frac{I_{\alpha 3} \cdot \cos^3(\alpha_3)}{h_{\text{расч.}}^2} = \frac{44 \cdot \cos^3(66.9^\circ)}{2,5^2} = 0.43 \text{ лк}$$

$$I_{\alpha 4} = 63 \text{ кД};$$

$$E_{\alpha 4} = \frac{I_{\alpha 4} \cdot \cos^3(\alpha_4)}{h_{\text{расч.}}^2} = \frac{63 \cdot \cos^3(58.2^\circ)}{2,5^2} = 1.48 \text{ лк}$$

Суммарная освещенность равна:

$$E_{\text{АГ}} = \frac{\mu \cdot F_{\text{л}}}{1000 \cdot k_3} \cdot \sum E_{\Gamma}, \quad (3.17)$$

Где μ – коэффициент, учитывающий освещенность от удаленных светильников и отраженный световой поток от стен, потолка и расчетной поверхности. Этот коэффициент вводится как поправочный, чтобы избежать завышения мощности ламп.

Φ - световой поток лампы (для ПВЛМ-1х40 равен 1325 Лм);

K_3 - коэффициент запаса, равен 1.2;

E_{Γ} - суммарная условная освещенность в расчетной точке.

$$E_{\text{АГ}} = \frac{1.1 \cdot 1325}{1000 \cdot 1.2} \cdot (4 \cdot 7.28 + 4 \cdot 0.74 + 2 \cdot 0.43 + 2 \cdot 1.48) = 37.11, \quad \text{лк}$$

Для для разряда зрительной работы IV, $E_{\text{н}} = 200$ лк. Освещенность на рабочем месте считается не достаточной, следовательно, производим расчет по методу коэффициента использования.

Расчёт освещенности помещения по методу коэффициента использования.

Определим индекс помещения (i):

$$i = \frac{A \cdot B}{h_{\text{расч}} \cdot (A + B)}, \quad (3.18)$$

$$i = \frac{6 \cdot 5.5}{2,5 \cdot (6 + 5.5)} = 1.15$$

Определим коэффициент использования светового потока (η):

По таблице 5.28 в [22] $\eta = 44\%$.

Световой поток равен:

$$\Phi = \frac{E_n \cdot k_z \cdot z \cdot S_{\text{пола}}}{N \cdot \eta}, \quad (3.19)$$

где N – число источников света;

E_n – нормированная освещенность помещения;

K – коэффициент запаса;

Z – коэффициент минимальной освещенности

$$\Phi = \frac{200 \cdot 1.2 \cdot 1.1 \cdot 33}{4 \cdot 0.44} = 4950 \text{ Лм}$$

Данной освещенности достаточно для лабораторных занятий в дневное время. Однако, так как занятия в нашем университете проводятся и в вечернее время, необходима большая освещенность, для того, чтобы глаза не перенапрягались. Поэтому принимаем светодиодный светильник Geniled Office 40W 6000K микропризма.

Рассчитаем освещенность точечным методом для выбранных ламп.

Таблица 3.4 – Светораспределение светильника Geniled Office 40W 5000K Микропризма

Тип светильника	Сила света I_a , кд в направлении угла α										
	0	5	15	25	35	45	55	65	75	85	90
Geniled Office 40W 5000K Микропризма	252	251	240	235	210	168	121	86	50	26	0

По рассчитанным углам определяем силу света:

$$I_{\alpha 1} = 210 \text{ кд};$$

$$E_{\alpha 1} = \frac{I_{\alpha 1} \cdot \cos^3(\alpha_1)}{h_{\text{расч.}}^2} = \frac{210 \cdot \cos^3(38^\circ)}{2,5^2} = 16.45, \text{ лк}$$

$$I_{\alpha 2} = 104 \text{ кд};$$

$$E_{\alpha 2} = \frac{I_{\alpha 2} \cdot \cos^3(\alpha_2)}{h_{\text{расч.}}^2} = \frac{104 \cdot \cos^3(61,8^\circ)}{2,5^2} = 1.76, \text{ лк}$$

Для обеспечения необходимой освещенности помещения типа учебная лаборатория с параметрами 6х5.5х3 необходимо установить количество светильников типа Geniled Office 40W 5000K микропризма до 4 штук.



Рисунок 3.5 – Светильник Geniled Office 40W 5000K Микропризма 595х595
Светильник светодиодный 4080 lm

Технические характеристики светильника представлены в таблице 3.5.

Таблица 3.5 – Характеристики светильника Geniled Office 40W 5000K Микропризма

Характеристика	Значение
Лампы в комплекте	Светодиодная
Степень влагозащиты	IP40
Размеры, мм	595х595
Цвет основания	серый
Материал	Металл, пластик
Цвет плафона	бесцветный
Световая температура	5000 К, белый
Срок службы, в среднем	50000 ч
Напряжение (ламп)	220 В
Световой поток, лм	4080
Мощность, Вт	40
Угол рассеивания, град.	240°

3.5 Технические решения обеспечения безопасности жизнедеятельности

В помещении прежде отсутствовало оборудование для кондиционирования воздуха. Ниже приведен подробный расчет системы для обеспечения оптимального микроклимата путем выбора конкретного устройства.

Меры по улучшению микроклимата. При расчете системы кондиционирования воздуха все вредные факторы должны быть удалены из зоны производства, например, избыток тепла, влаги, пара, газа и пыли.

Количество тепла, поступающего в помещение, из-за разности температур определяется по формуле:

$$Q_{OГР} = V_{ПОМ} \cdot X_0 \cdot (t_{Нрасч} - t_{Врасч}), \quad (3.21)$$

где $V_{пом} = 6 \times 5.5 \times 3 = 99 \text{ м}^3$ – объём помещения;

$X_0 = 0,42 \text{ Вт}/(\text{м}^3 \times ^\circ\text{С})$ – удельная тепловая характеристика;

$t_{Нрасч} = 25$ - расчётная наружная температура для тёплого периода года;

$t_{Нрасч} = -15$ - расчётная наружная температура для холодного периода года ;

$t_{Врасч} = 23$ - расчётная внутренняя температура для тёплого периода года;

$t_{Врасч} = 19$ оптимально, 23° допустимо - расчётная внутренняя температура для холодного периода года.

Тогда теплоступления для тёплого периода года составят (формула 4.1)

$$Q_{огр} = 99 \cdot 0.42 \cdot (25 - 19) = 249,48, \quad \text{Вт}$$

А теплотери для холодного периода года составят (формула 3.21)

$$Q_{огр} = 99 \cdot 0.42 \cdot (-15 - 19) = 1413.72, \quad \text{Вт}$$

Количество тепла от солнечного излучения.

Таблица 3.6 – Поступление тепла от прямой и рассеянной солнечной радиации через вертикальное остекление

Географическая широта	Солнечное время	Остекление	
		ЮВ	
		Прям.	Рассеян
43	11-12 ч.		59

Таблица 3.7 – Коэффициент тепло пропускания

Солнцезащитное устройство	$\beta_{с.з.}$
Жалюзи, с деревянными пластинками	0.15

Таблица 3.8 – Коэффициент K_1 , учитывающий затемнение световых проемов

Заполнение светового проема	Незагрязненная атмосфера
Остекление в металлических переплетах	1.15

Таблица 3.9 – Коэффициент K_2 , учитывающий загрязнение остекления

Степень загрязненности остекления	K_2
Незначительное (не более $5 \text{ мг}/\text{м}^3$)	0.95

Площадь ленточного остекления учебной аудитории (6 окон – 0.5×1.2 метра, направление на юго-восток «ЮВ»):

$$F_0 = n \cdot S_{\text{окна}} = 6 \cdot 0.6 = 3.6, \text{м}^2 \quad (3.22)$$

$Q_{\text{РАД}}$ – количество тепла от солнечного излучения.

$$Q_{\text{РАД}} = m \cdot F_0 \cdot (q^I + q^{II}) \cdot \beta_{\text{с.з.}} \cdot k_1 \cdot k_2, \quad (3.23)$$

где m – количество окон;

F_0 – площадь окна;

q^I, q^{II} – тепловые потоки от прямой и рассеянной радиации (таблица 15) (Вт/м^2);

$\beta_{\text{с.з.}}$ - коэффициент тепло пропускания (таблица 4.6);

k_1 - коэффициент затемнения остекления (таблица 4.8);

k_2 - коэффициент загрязнения стекла (таблица 4.9).

$$Q_{\text{РАД}} = 6 \cdot 3.6 \cdot 59 + 0.15 \cdot 1.15 \cdot 0.95 = 208.84, \quad \text{Вт}$$

Теплопоступление от людей

В помещении летом при температуре 23° находится одновременно 15 человек. Один мужчина при температуре 23° в положении сидя выделяет явного тепла 79 Вт, для женщин этот показатель составляет 67 Вт. В аудитории находятся 9 мужчин и 6 женщин. Зимой же средняя температура в аудитории равна 18°C , поэтому явное тепловыделение одного мужчины равно 109 Вт, а у женщин 93 Вт. Таким образом, приведем расчеты тепловыделения людей:

$$Q_{\text{Л}} = q_{\text{я}} \cdot n, \quad (3.24)$$

где $q_{\text{я}}$ - тепловыделение явное (Вт). (для 23°C - 79 Вт, для 16°C – 109 Вт)
 $q_{\text{я}}$ женщин составляет 85% $q_{\text{я}}$ мужчин.

Лето:

$$Q_{\text{Л}} = q_{\text{я}} \cdot n = 9 \cdot 79 + 6 \cdot 67 = 1113, \text{Вт}$$

Зима:

$$Q_{\text{З}} = q_{\text{я}} \cdot n = 9 \cdot 109 + 6 \cdot 93 = 1539, \text{Вт}$$

Теплопоступление от осветительных приборов и оргтехники.

Теплопоступление от ламп определяется по формуле:

$$Q_{\text{ОСВ}} = \eta \cdot N_{\text{ОУ}} \cdot F, \quad (3.25)$$

Коэффициент перехода электрической энергии в тепловую энергию для люминесцентных ламп: $\eta = 0.5 - 0.6$

Установленная мощность ламп:

$$N_{\text{ОУ}} = 9, \text{Вт/м}^2.$$

Площадь пола:

$$F_{\text{пол}} = 5.5 \cdot 6 = 33, \text{м}^2$$

Тогда

$$Q_{\text{осв}} = 0.5 \cdot 9 \cdot 33 = 148.5, \text{Вт}$$

Теплопритоки, возникающие за счёт находящейся в аудитории оргтехники, в среднем составляют 300 Вт на один компьютер т. е.:

$$Q_{\text{об}} = 300 \cdot 6 = 1800, \text{Вт}$$

Тогда общий баланс теплоступлений определяется формулой

$$Q = Q_{\text{ОГР}} + Q_{\text{РАД}} + Q_{\text{ЛЮД}} + Q_{\text{ОСВ}} + Q_{\text{ОБ}}, \quad (3.26)$$

И равен для тёплого периода года:

$$Q = 249.48 + 208.84 + 1113 + 148.5 + 1800 = 3519.82, \quad \text{Вт}$$

Для холодного периода года:

$$Q = 1413.72 + 208.84 + 1539 + 148.5 + 1800 = 5110.06, \quad \text{Вт}$$

Тепло напряженность

Так как тепловой баланс для зимы больше летнего теплового баланса, то необходимо рассчитать тепло напряженность воздуха по формуле

$$Q_H = \frac{Q_{\text{ИЗБ.зима}} \cdot 860}{V_{\text{пом}}} = \frac{5110.06 \cdot 860}{99} = 44.4, \frac{\text{ккал}}{\text{м}^3}, \quad (3.27)$$

При $Q_H > 20 \text{ккал/м}^3$, $\Delta t = 8^\circ \text{C}$,

при $Q_H < 20 \text{ккал/м}^3$, $\Delta t = 6^\circ \text{C}$.

Определение количества воздуха, необходимое для поступления в помещение:

$$L = \frac{Q_{\text{ИЗБ}} \cdot 860}{C \cdot \Delta t \cdot \gamma} = \frac{5110.06 \cdot 860}{0.24 \cdot 8 \cdot 1.204 \cdot 10^4} = 190.1, \frac{\text{м}^3}{\text{ч}} \quad (3.28)$$

Определение кратности воздухообмена:

$$n = \frac{L}{V_{\text{пом}}} = \frac{190.1}{99} = 1.92, \quad \text{час}^{-1}$$

На рисунке 3.6 изображена схема размещения кондиционера в аудитории. Красным цветом помечен кондиционер.

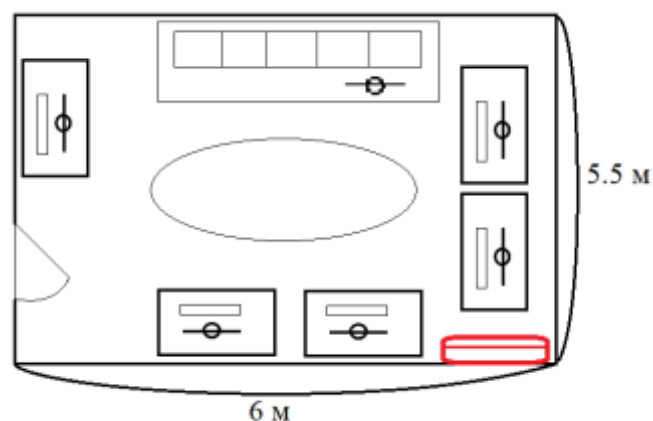


Рисунок 3.6 – Схема размещения кондиционера в помещении

3.6 Выбор и обоснование кондиционера

Исходя из общего максимального теплоступления (теплоступления максимальны в тёплый период года) для рассматриваемого помещения, модель кондиционера выбираем из типового ряда по ближайшему (с учётом запаса) значению холодопроизводительности.

Для обеспечения круглогодичной работы кондиционера выберем оборудование фирмы Dahatsu (Китай), модель DMI-12 технические характеристики приведены в таблице 3.10, а внешний вид на рисунке 3.7.



Рисунок 3.7 – Кондиционер DAHATSU DMI-12

Таблица 3.10 - Технические характеристики настенного кондиционера

Общие характеристики	
Тип	настенная сплит-система
Режимы работы	обогрев/охлаждение
Тип	инверторный
Фильтры	Улучшенные
Потребляемая мощность при обогреве	3.55 кВт

Продолжение таблицы 3.10

Потребляемая мощность при охлаждении	3.52 кВт
Питание	220-240/50/1 (В/Гц/ф)
Тип Фреона	R410A
Мин. температура за окном на холод	-5° С
Мин. температура за окном на тепло	-15° С
Управление	
Пульт дистанционного управления	Есть
Таймер включения/выключения	Есть
Габариты	
Габариты внутреннего блока	800x290x190 мм
Габариты внешнего блока	540x700x240 мм
Общее	
Уровень шума (мин/макс)	27 дБ / 32 дБ
Регулировка скорости вращения вентилятора	есть, количество скоростей – 4
Другие функции и особенности	дезодорирующий фильтр, Антибактериальный фильтр,
Обслуживаемая площадь	До 35 кв. м

4 Бизнес план

4.1 Трудоемкость разработки ЛР

Трудоемкость есть экономическая характеристика, которая показывает затраты рабочего времени на производство единицы продукции или на выполнение конкретной технологической операции. Создание лабораторной работы занимает примерно 160 часов.

Таблица 4.1 - Распределение работ по этапам и видам и оценка их трудоемкости

Этап разработки ЛР	Вид работы на данном этапе	Трудоемкость разработки ЛР, чел.× ч.
Техническое задание	Перед началом разработки нужно получить техническое задание и составить план по разработке: цель задания, функции и прочее.	12
Моделирование	Данный этап подразумевает создание самой ЛР. Здесь происходит реализация всех идей из этапа планирования.	60

Продолжение таблицы 4.1

Тестирование	После создания ЛР, нужно обязательно ее протестировать для выявления ошибок в работе или его улучшения.	12
ИТОГО трудоемкость выполнения дипломной работы		84

4.2 Расчет затрат на разработку ЛР

Определение затрат на разработку ЛР производится путем составления соответствующей сметы, которая включает следующие статьи:

- 1) Материальные затраты;
- 2) Затраты на оплату труда;
- 3) Социальный налог;
- 4) Амортизация основных фондов;
- 5) Прочие затраты.

В процессе создания ЛР требуется обеспечить персонал материальными ресурсами для комфортной работы.

Таблица 4.2 - Затраты на материальные ресурсы

Наименование материального ресурса	Количество израсходованного материала	Цена за единицу, тг	Сумма, тг
MATLAB 2020	1	300000	300000
Lenovo IdeaPad	1	275000	275000
Microsoft SQL	1	400000	400000
Windows 10 Pro	1	80000	80000
Бумага	73	5	365
Ручка	5	150	750
Карандаш	5	100	500
Ластик	2	50	100
ИТОГО затраты на материальные ресурсы			1056715

Общая сумма затрат на материальные ресурсы ($З_м$) определяется по формуле:

$$З_м = 300000 + 275000 + 400000 + 80000 + 365 + 750 + 500 + 100 = 1256715, \text{ тг}$$

Таблица 4.3 - Затраты на электроэнергию

Наименование оборудования	Паспортная мощность, кВт	Коэф. использ. мощности	Время работы оборудования для разработки ЛР, ч	Цена электроэнергии, тг/кВт×ч	Кол-во	Сумма, тг
Lenovo IdeaPad	0,55	0,9	84	19,17	1	1180,87
Лампочка	0,08	0,9			3	515,29
ИТОГО затраты на электроэнергию						1696,16

Общая сумма затрат на электроэнергию ($З_э$) рассчитывается по формуле:

$$З_э = (0,55 + 0,08) * 84 * 19,17 = 1696,16, \text{ тг}$$

При разработке ЛР требуется сотрудники, имеющие знание в данной сфере и оплата их труда.

Затраты на оплату труда рассчитываются по форме, приведенной в таблице 4.4.

Таблица 4.4 - Затраты на оплату труда

Категория работника	Количество	Квалификация	Трудоемкость разработки ПП, чел.×ч	Часовая ставка, тг/ч	Сумма, тг
Студент	1	Бакалавр	84	1200	100800
ИТОГО затраты на оплату труда					100800

Таблица 4.5 – Социальный налог

СО(Социальные отчисления)	3,5	(ЗП - ОПВ)*3,5%	3 175
ВОСМСЮ (Отчисления на ВОСМСЮ)	2,0	ЗП*2%	2016
СН (Социальный налог)	9,5	(ЗП-ОПВ-ВОСМС)*9,5%- СО	5 252
Всего уплаченные налоги			10 443,0

$$НР = ЗП \cdot \frac{Н_{нр}}{100} = 100\,800 \cdot 0,7 = 70560, \text{ тг}$$

Амортизационные отчисления — это денежные средства, предназначенные для возмещения износа предметов, относящихся к основным средствам предприятия.

Общая сумма амортизационных отчислений.

Применение основных фондов колеблется от 3 до 10 лет. Оборудование используется в течение 7 лет, а срок лицензии программного обеспечения – 3 года. Применяя формулу, заполним Таблицу 1.5 для отображения амортизации основных фондов.

$$Н_{А1}=100/7=14,29\%.$$

$$Н_{А3}=100/2=50\%.$$

$$З_{ам} = \frac{275000 \cdot 0,1429 \cdot 16}{1 \cdot 12 \cdot 16} = 3274,8, \text{ тг}$$

$$З_{ам} = \frac{80000 \cdot 0,3333 \cdot 16}{1 \cdot 12 \cdot 16} = 2225, \text{ тг}$$

$$З_{ам} = \frac{300000 \cdot 0,5 \cdot 16}{1 \cdot 12 \cdot 16} = 12500, \text{ тг}$$

Таблица 4.6 - Амортизация основных фондов (ОФ)

Наименование оборудования и ПО	Стоимость оборудования и ПО, тг	Годовая норма амортизации, %	Время работы оборудования и ПО для разработки ПП, ч	Сумма, тг
Lenovo IdeaPad	275000	14,29	16	3274,8
Windows 10 Pro	80000	33,33	16	2225
MATLAB 2020	500000	50	16	20833,33
ИТОГО амортизация основных фондов				17999,9

Также стоит учитывать прочие расходы:

- аренда помещения – 100000 тг/мес;
- коммунальные услуги – 8000 тг/мес.

Таблица 4.7 - Смета затрат на разработку ЛР

Статьи затрат	Сумма, тг
1. Материальные затраты, в том числе:	
- материалы	1056715
- электроэнергия	1696,16
2. Затраты на оплату труда.	100800
3. Отчисления на социальные нужды.	10443
4. Амортизация основных фондов.	17999,9
5. Прочие затраты.	108000
ИТОГО по смете	1295654,03

4.3 Определение договорной цены ЛР

Величина возможной (договорной) цены ЛР (лабораторной работы) должна устанавливаться с учетом эффективности, качества и сроков ее выполнения на уровне, отвечающем экономическим интересам заказчика (потребителя) и исполнителя.

Договорная цена (ЦД) для прикладных ЛР рассчитывается по формуле:

$$Ц_{д} = З_{нир} * \left(1 + \frac{P}{100}\right) = 1295654,03 * \left(1 + \frac{30}{100}\right) = 1684350,24, \text{ тг}$$

где $З_{нир}$ – затраты на разработку ЛР (из таблицы 1.6), тг;

P - средний уровень рентабельности ЛР, %.

Далее определяется цена реализации с учетом налога на добавленную стоимость (НДС), ставка НДС устанавливается законодательно Налоговым Кодексом РК. На 2013 год ставка НДС установлена в размере 12%.

Цена реализации с учетом НДС рассчитывается по формуле:

$$\begin{aligned} C_p &= C_d + C_d \cdot \text{ндс} = 1684350,24 + 1684350,24 \cdot 0,12 \\ &= 1886472,27, \text{тг} \end{aligned}$$

4.4 Расчет результатов от создания и использования ЛР

Лабораторные работы по дисциплине РиСМС (Радиосистемы и сети мобильной связи) предназначены для повышения качества знаний у студентов в области понимания того, как сигнал оценивается и принимается на приемной стороне. Данная лабораторная работа необходима студентам для получения и улучшения навыков объектно-ориентированного программирования и моделирования в пакете прикладных программ MATLAB.

Для оценки экономии от использования разрабатываемой ЛР необходимо сравнить эксплуатационные расходы с ее применением и без.

Статьи затрат при применении ЛР включают в себя:

– заработная плата специалиста, осуществляющего поддержку и сопровождение;

– износ оборудования;

– накладные расходы.

Данная система не предполагает расхода каких-либо материалов.

В расходные материалы входит бумага, картридж.

Стоимость пачки бумаги – 1500 тг.

Картридж – 23000.

В месяц уходит 5 пачек бумаги и один картридж.

$$P = ((1500 \cdot 5) + (23000)) \cdot 12 = 366000, \text{ тг}$$

В распоряжении предприятия находятся один персональный компьютер (стоимость одного ~ 400 000 тенге), и прочая компьютерная периферия (~50 000 тенге); итого затрат на оборудование – 450 000 тенге.

Износ оборудования рассчитывается исходя из 25 % амортизационных отчислений за год.

$$A = (400\,000 + 50\,000) \cdot 0,25 = 112\,500, \text{ тг}$$

Данной работой занимаются 2 сотрудника, нанятые для контроля бумажного оборота методических трудов и прочих документов.

Каждый сотрудник получает – 100000 тенге

$$\text{ЗП} = 2\,400\,000 \text{ тенге}$$

$$\text{ОПВ} = 2\,400\,000 \cdot 0,1 = 240\,000$$

$$\text{СО} = (2\,400\,000 - 240\,000) \cdot 0,035 = 75\,600$$

$$\text{ВОСМС} = 2\,400\,000 \cdot 0,02 = 48\,000$$

$$\text{СН} = (2\,400\,000 - 240\,000 - 48\,000) \cdot 0,095 - 75\,600 = 125\,040$$

$$\text{ОТ} = \text{СО} + \text{СН} + \text{ВОСМС} = 75\,600 + 125\,040 + 48\,000 = 249\,000 \text{ тенге}$$

Общие накладные расходы составят:

$$\text{НР} = \text{ЗП} \cdot \frac{\text{Н}_{\text{нр}}}{100} = 2\,400\,000 \cdot 0,7 = 1\,680\,000, \text{тг}$$

Статьи затрат без применения ЛР включают в себя:

- заработная плата сотрудников;
- износ используемого ими оборудования;
- расход материалов (к примеру, канцелярия – бумага, картридж и т.д.)
- накладные расходы.

Таблица 4.8 – Годовые эксплуатационные затраты

Статьи	Без применения ЛР (1 сотрудник)	С применением ЛР (1 сотрудник – студент, занимающийся созданием лабораторной работы)
Годовая заработная плата	2400 000	1 200 000
Социальные отчисления и налоги	249 000	136 752
Расходуемые материалы	366 000	0
Амортизационные отчисления	112 500	26333,13
Накладные расходы	1 680 000	924 000
Всего	4 807 500	2286905

Ожидаемая условно-годовая экономия определяется по формуле:

$$\mathcal{E}_{\text{уг}} = C_1 - C_2 + \sum \mathcal{E}_i$$

где $\mathcal{E}_{\text{уг}}$ – величина экономии, тенге;

C_1 и C_2 – показатели текущих затрат по базовому и внедряемому вариантам, тенге;

$\sum \mathcal{E}_i$ – ожидаемый дополнительный эффект от различных факторов, тенге.

$$\mathcal{E}_{\text{уг}} = C_1 - C_2 = 2520595 \text{ тенге}$$

4.5 Расчет основных показателей экономической эффективности

Так как разработанная информационная система несет более социальный эффект, чем экономический, целесообразно оценивать его эффективность за счет экономии в сравнении с предыдущим периодом работы без использования ИС.

Величина ожидаемого годового экономического эффекта от внедрения ИС рассчитывается по формуле:

$$\mathcal{E}_r = \mathcal{E}_{yr} - K \cdot E_n$$

где \mathcal{E}_r - ожидаемый годовой экономический эффект, тенге;

\mathcal{E}_{yr} — ожидаемая условно-годовая экономия, тенге;

K — капитальные вложения, тенге;

E_n - нормативный коэффициент экономической эффективности капитальных вложений.

Нормативный коэффициент экономической эффективности капитальных вложений определяется по формуле:

$$E_n = \frac{1}{T_n}$$

где T_n — нормативный срок окупаемости капитальных вложений, лет.

Нормативный срок окупаемости капитальных вложений принимается исходя из срока морального старения - технических средств и проектных решений ИС ($T_n=1,2,3...n$), для методического пособия для лабораторной работы срок окупаемости принимаем равным 2 года.

$$E_n = \frac{1}{2} = 0,5$$

$$\mathcal{E}_r = 2520595 - 1886472,27 \cdot 0,5 = 1577358,86, \text{ тг}$$

Расчетный коэффициент экономической эффективности капитальных вложений составляет:

$$E_p = \frac{\mathcal{E}_{yr}}{K}$$

где E_p - расчетный коэффициент экономической эффективности капитальных вложений;

\mathcal{E}_{yr} — ожидаемая условно-годовая экономия, тенге;

K — капитальные вложения на создание системы, тенге.

$$E_p = \frac{2520595}{1886472,27} = 1,33$$

Расчетный срок окупаемости капитальных вложений составляет:

$$T_p = \frac{1}{E_p}$$

где E_p - коэффициент экономической эффективности капитальных вложений.

$$T_p = \frac{1}{1,33} = 0,875 \text{ года} \approx 10,5 \text{ месяцев}$$

Таблица 4.9 – Показатели сравнительной экономической эффективности от внедрения программного продукта

Наименование показателей	Значение
Условная годовая экономия затрат, тенге	2520595
Коэффициент экономической эффективности капитальных вложений (E_p)	1,33
Срок окупаемости капитальных вложений (T_p), мес	10,5

В университет ежегодно в среднем за последние 10 лет поступают от 5 до 10 студентов (8 студентов). Стоимость обучения студентов на платной основе 800 тыс тенге. Спрос вуза высокий, выпускники имели гораздо высокую компетенцию, вуз должен улучшить учебный процесс, чтобы приблизился к современным потребностям.

После внедрения инновационной лабораторной работы в учебный процесс по дисциплине РиСМС, она улучшит знания студентов в области приема сигнала и оценке канала, повысит уровень знаний студентов в дисциплине Радиосистемы и сети мобильной связи, а именно в новой технологии ММО, студенты получают навыки программирования и моделирования в программе MATLAB, в следующем году заявки на поступление студентов на платную основу увеличатся на 2 человека.

Согласно расчетам, ежегодно будет увеличиваться число поступающих минимум на 2 человека на платной основе. Эта тенденция будет сохранена последующие 5 лет. Пока не будут внесены изменения в сторону учебного процесса.

То есть прибыль увеличится на 1 млн 600 тысяч тенге, за счет прибывших двух студентов.

В следствие этого вуз получит выручку в размере 1млн 600 тыс.

По эмпирическим данным такое улучшение академических образовательных программ (в частности, лабораторных работ), приводило к тому что количество студентов на платной основе увеличивалось с каждым годом минимум на 2 человека. По статистике улучшение академических программ приводит к увеличению числа студентов, обучающихся на платной основе на 10 %, что составляет 2-3 человека в год.

Срок окупаемости капитальных вложений составил чуть больше 10 месяцев, что является приемлемым сроком окупаемости проекта.

Список литературы

1. MIMO. URL: <https://habr.com/ru/post/150225/> (дата обращения: 02.02.2021) (дата обращения: 2.02.2021).
2. LTE. URL: <https://ru.wikipedia.org/wiki/LTE> (дата обращения: 10.12.2020).
3. Бакулин М. Г., Варукина Л. А., Крейнделин В. Б. Б19 Технология МИМО: принципы и алгоритмы. – М.: Горячая линия – Телеком, 2014. – 244 с., ил.
4. OFDM. URL: <https://ru.wikipedia.org/wiki/OFDM#%D0%9F%D0%B5%D1%80%D0%B5%D0%B4%D0%B0%D1%82%D1%87%D0%B8%D0%BA> (дата обращения: 13.12.2020).
5. OFDM-модуляция. URL: <https://www.sites.google.com/site/nickmikhcomunications/home/articles/ofdm-modulacia#Schemes> (дата обращения: 20.12.2020).
6. Игнатов В.А. Теория информации и передачи сигналов. — М.: Радио и связь, 1991. — 280 с
7. Куликовский Л.Ф., Мотов В.В. Теоретические основы информационных процессов. — М.: Высшая школа, 1987. — 248 с.
8. Дмитриев В.И. Прикладная теория информации. — М.: Высшая школа, 1989. — 320 с.
9. Пропускная способность МИМО-канала. URL: <https://habr.com/ru/post/448570/> (дата обращения: 17.01.2021).
10. Telatar E. Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels // European Transactions on Telecommunications. 2015. Vol. 10, No. 6. P. 585–595.
11. Jankiraman M. Space-Time Codes and MIMO systems. — USA, MA: Artech House, 2013. — 327 p.
12. Water pouring algorithm. URL: https://ru.qaz.wiki/wiki/Water-pouring_algorithm (дата обращения: 20.01.2021).
13. Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Теоретические основы обработки сигналов в беспроводных системах связи: Монография. Нижний Новгород: Издательство ННГУ им. Н.И. Лобачевского, 2011. – 368 с.
14. Моделирование процессов и явлений в системах связи: методическое пособие для самостоятельной работы магистров направления 210700.68 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» / Ворошилин Е.П.. – ТУСУР. Томск, 2012.
15. Компьютерное моделирование и обработка нестационарных сигналов: Метод. пособие к лабораторной работе по курсу “Цифровая обработка сигналов” для студ. спец. “Радиотехника”, “Радиоэлектронные

системы” всех форм обуч./С.Б. Саломатин, А.И. Бурак. -Мн.: 3-е изд. БГУИР, 2012. – 36 с.: ил. ISBN 985-444-641-7

16. Biglieri E., Calderbank R., Constantinides A., Goldsmith A., Paulraj A. and Poor H.V. MIMO Wireless Communication. — Cambridge, UK: Cambridge Univ. Press, 2012. — 323 p

17. (IACSA) Международный журнал передовых компьютерных наук и приложений. Метод оценки динамических каналов для MIMO. OFDM Systems. Md. Masud Rana. Dept. of Electronics and Radio Engineering. Kyung Hee University. South Korea

18. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие. — 3-е изд. — СПб.: БХВ-Петербург, 2011. — 768 с.: ил. — (Учебная литература для вузов)

19. СНиП РК 2.04-04-2002 «Естественное и искусственное освещение. Общие требования»

20. ГОСТ 12.0.003-74 «Опасные и вредные производственные факторы»

21. ГОСТ 12.1.003-83 «Шум. Общие требования безопасности»;

22. Справочная книга для проектирования электрического освещения/ Г.М. Кнорринг, И.М. Фадин, В.Н. Сидоров – 2-е изд., перераб. и доп. – СПб, 1992 г.

23. ГОСТ 12.1.005-88 «Санитарные нормы микроклимата промышленного предприятия»

Приложение А

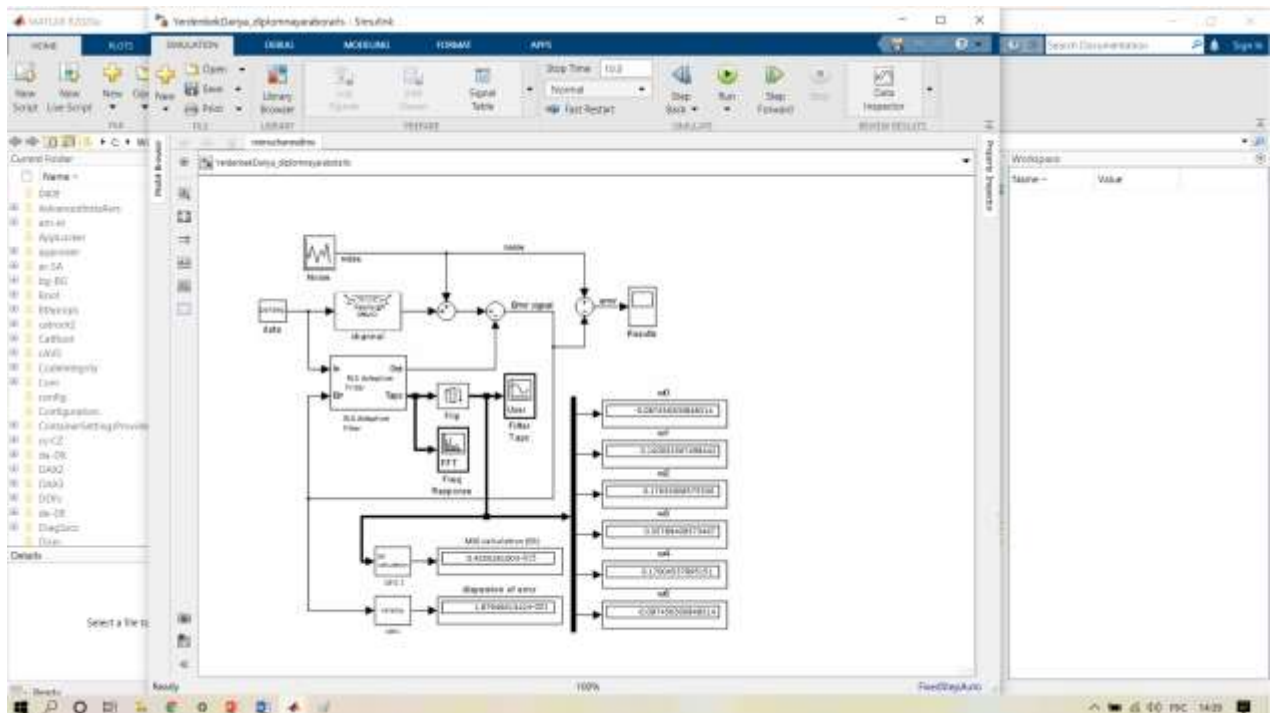


Рисунок А.1 – Схема моделирования канала MIMO для рекурсивного метода наименьших квадратов RLS

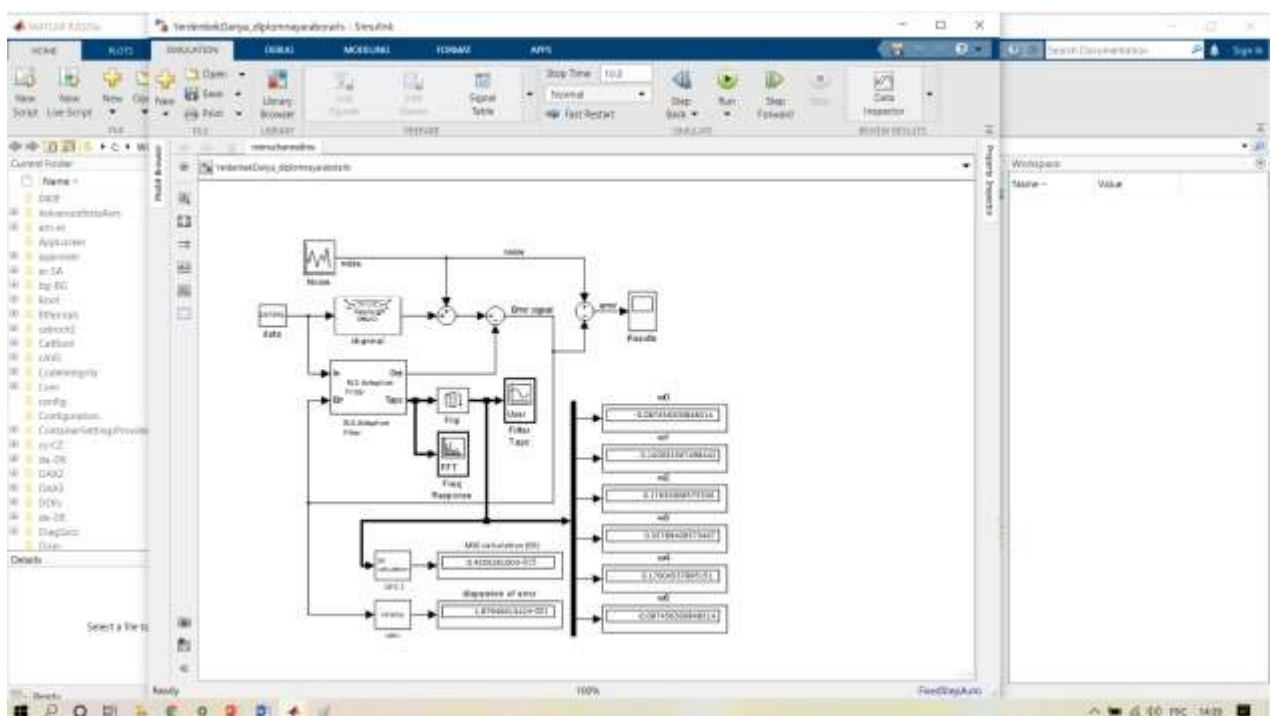


Рисунок А.2 – Схема моделирования канала MIMO для метода наименьших квадратов LMS

Приложение Б

Методические указания к лабораторной работе по дисциплине «Радиосистемы и сети мобильной связи»

1 Лабораторная работа №1

Анализ помехоустойчивости динамических каналов ММО методами интерференционного выравнивания

Цель работы:

Изучить алгоритмы адаптивной обработки сигналов, методы интерференционного выравнивания,

1.1 Задание

1.1.1 Выбрать вариант согласно журналу

1.1.2 Ознакомиться с блоками библиотеки DSP Blockset (Digital Signal Processing - Цифровая обработка сигналов)

1.1.3 Собрать схему, представленную на рисунке 1.1

1.1.4 Задать необходимые параметры, согласно варианту

1.1.5 Вычислить значение среднеквадратической ошибки (СКО) при заданном количестве приема-передающих антенн

1.1.6 Получить графики сходимости для выбранного метода интерференционного выравнивания (ИВ)

1.1.7 Оценить и сравнить качество идентификации канала связи в зависимости от выбранного метода ИВ и количества приема-передающих антенн

1.2 Варианты

Таблица 1.1 – Варианты к выполнению лабораторной работы

№ вариант а	Конфигурация антенн	Метод интерференционного выравнивания	Размер шага, μ	Уровень шума, дБ	Распределение замираний канала
1	2x2; 2x3	LMS	1	30	Рэлеевское
2	2x3; 3x3	RLS	0.5	35	Райсовское
3	2x4; 4x4	LMS	0.2	40	Рэлеевское
4	4x4; 2x5	RLS	0.05	45	Райсовское
5	4x5; 3x5	LMS	0.3	50	Рэлеевское
6	4x6; 5x6	RLS	0.08	55	Райсовское
7	5x5; 2x2	LMS	0.02	60	Рэлеевское
8	6x6; 2x5	RLS	0.7	65	Райсовское
9	7x7; 4x4	LMS	0.65	70	Рэлеевское

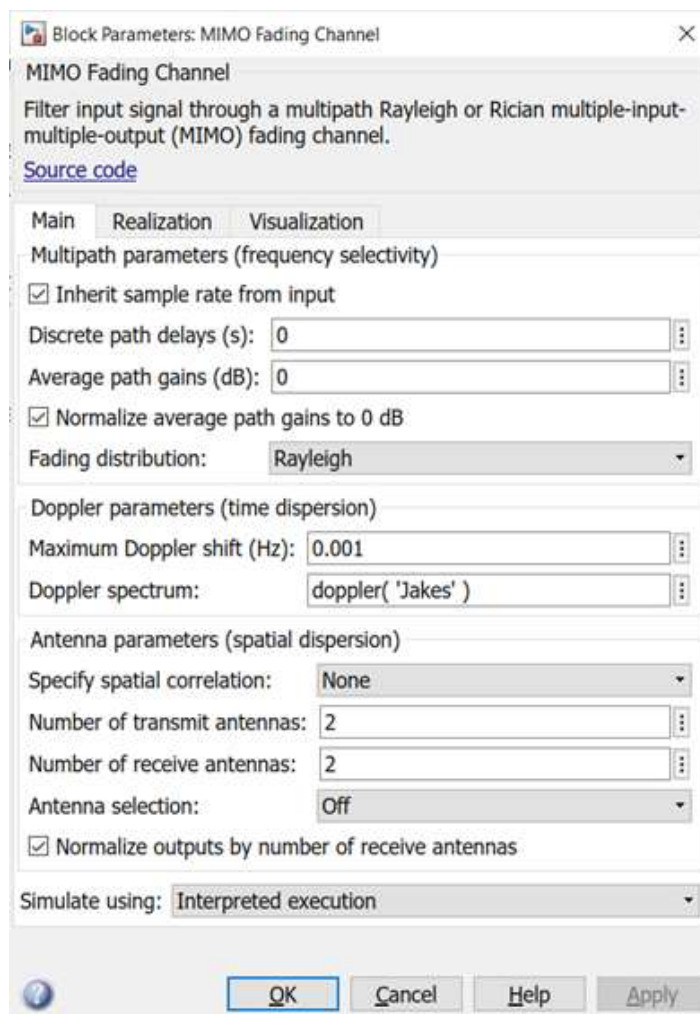


Рисунок 1.2 – Окно параметров блока «MIMO fading channel»

В данном блоке можно менять значение параметров:

А) Параметры многолучевого распространения (multipath parameters):

- дискретные задержки пути (discrete path delays). Задержки каждого дискретного пути в секундах в виде неотрицательного скалярного или вектора-строки. Когда вы устанавливаете **Discrete path delays (s)** на скаляр, канал MIMO имеет дискретную частоту. Когда вы устанавливаете **Discrete path delays (s)** на вектор, канал MIMO является частотноизбирательным;

- средний прирост (усиление) пути (average path gains). Среднее усиление для каждого дискретного пути в децибелах в виде скалярного или вектора-строки. **Average path gains (dB)** должен иметь тот же размер как дискретные задержки пути;

- распределение замирания (fading distribution:). Задайте распределение замираний согласно варианту. Рэлеевские замирания - это статистическая модель алияния среды распространения на сигнал. Райсовские замирания – это модель аномалии распространения радиоволн, вызванной частичным подавлением радиосигнала самим по себе – сигнал достигает приемника

несколькими разными путями (проявляя многолучевые помехи), и по крайней мере один из путей изменяется (укорачивается или удлиняется);

Б) Параметры Доплера (временная дисперсия):

- максимальный доплеровский сдвиг (Гц) (Maximum Doppler shift (Hz));
- Доплеровский спектр (Doppler spectrum).

В) Параметры антенн:

– пространственная корреляция (Specify spatial correlation). Доступны следующие режимы корреляции: None, Separate Tx Rx, или Combined. Выберите режим «None» для того, чтобы задавать количество и передающих и приемных антенн;

- количество передающих антенн (Number of transmit antennas);
- количество приемных антенн (Number of receive antennas).

В данном блоке можно менять количество передающих и приемных антенн (2x2; 4x4; 6x6 и т.д.) и наблюдать изменение выходных характеристик. Задайте количество приемо-передающих антенн согласно варианту сначала для первой конфигурации, снимите показания, затем поменяйте количество антенн на вторую конфигурацию.

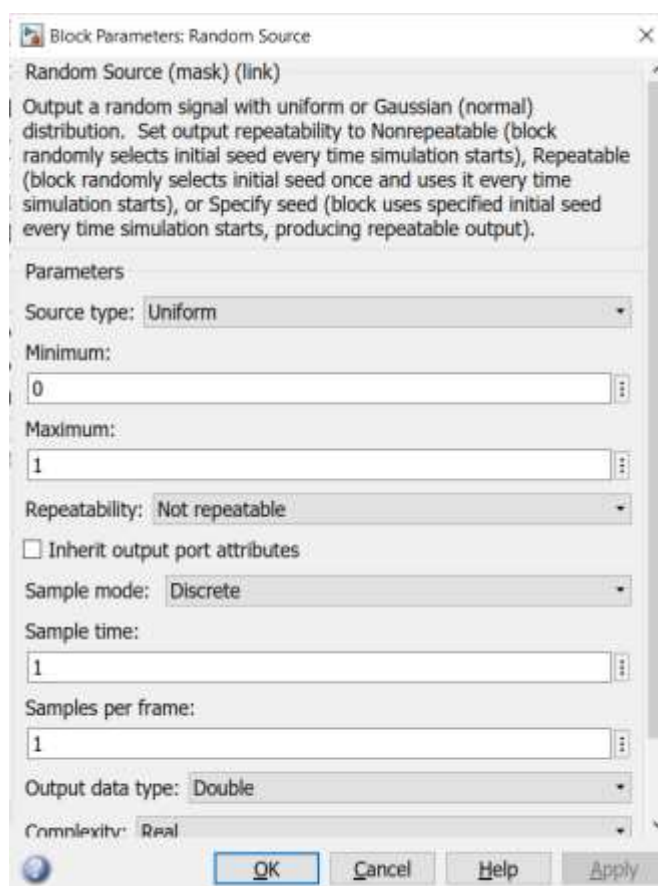


Рисунок 1.3 – Окно параметров блока «Random Source»

Изменяемые значения параметров:

– Тип источника (Source type) – можно выбрать равномерный или гауссовский шум. Установите флажок на Gaussian, чтобы подать в канал аддитивный белый гауссовский шум;

– воспроизводимость (repeatability). Параметр Repeatability определяет, выводит ли блок один и тот же сигнал каждый раз, когда вы запускаете симуляцию. Установите флажок на Repeatable для того, чтобы выводить один и тот же сигнал каждый раз, когда вы запускаете симуляцию. Not repeatable - не выводит один и тот же сигнал при каждом запуске моделирования;

– режим выборки (sample mode).

– время выборки (sample time). Период выборки T_c , случайной последовательностью вывода, когда режим выборки является Discrete, указано в качестве положительного скаляра.

– образцов в кадре (samples per frame). Количество выборок M в каждом выходном кадре, заданное как положительное целое число. Задайте его равным 1000.

Задайте значение уровня шума согласно варианту в поле Maximum.

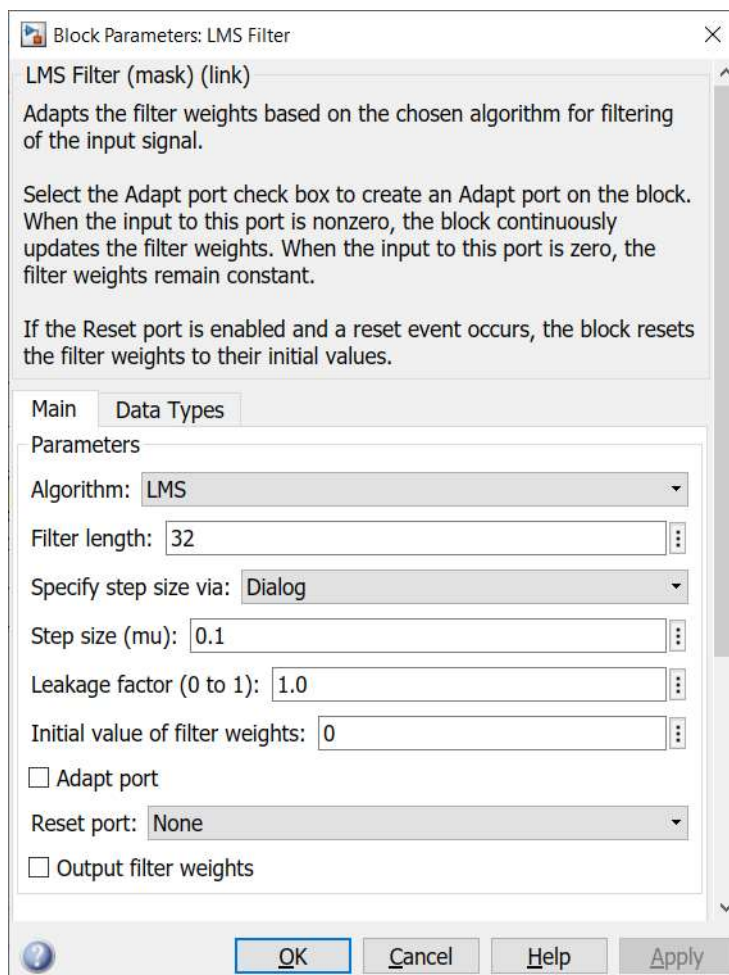


Рисунок 1.4 – Окно параметров блока «LMS filter»

В поле «Filter length» можно задавать длину фильтра. По умолчанию значение равно 32. Можно менять данное значение: 16, 32, 64 и т.д.

Блок «LMS filter» адаптирует веса фильтра на основе выбранного алгоритма фильтрации входного сигнала.

Чтобы создать порт Adapt на блоке необходимо установить флажок Adapt port. Когда вход в этот порт не равен нулю, блок постоянно обновляет веса фильтра. Когда вход в этот порт равен нулю, веса фильтра остаются постоянными.

Если порт сброса включен и происходит событие сброса, блок сбрасывает веса фильтра к их начальным значениям.

Задайте значение размера шага в поле «Step size (mu)» согласно варианту.

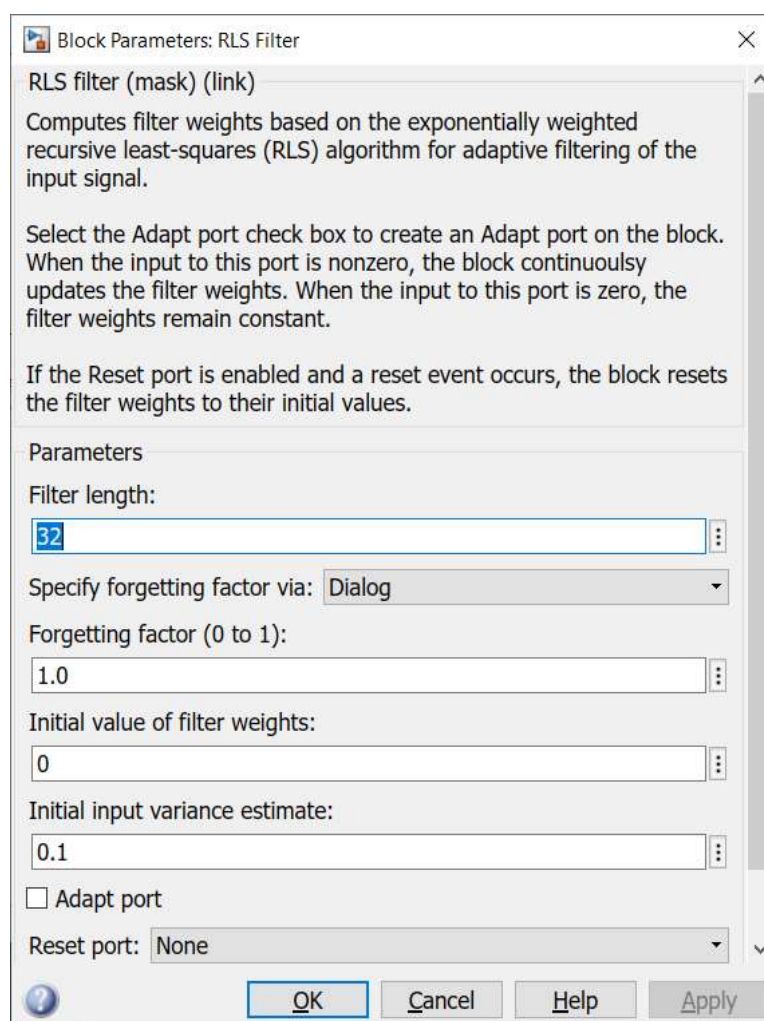


Рисунок 1.5 - Окно параметров блока «RLS filter»

В поле «Filter length» можно задавать длину фильтра. По умолчанию значение равно 32. Можно менять данное значение: 16, 32, 64 и т.д.

Блок «RLS filter» вычисляет веса фильтра на основе алгоритма экспоненциально взвешенных рекурсивных наименьших квадратов (RLS) для адаптивной фильтрации входного сигнала.

Чтобы создать порт Adapt на блоке нужно установить флажок Adapt port. Когда вход в этот порт не равен нулю, блок непрерывно обновляет веса фильтра. Когда вход в этот порт равен нулю, веса фильтра остаются постоянными.

Если порт сброса включен и происходит событие сброса, блок сбрасывает веса фильтра к их начальным значениям. Задайте значение размера шага в поле «Step size (mu)» согласно варианту.

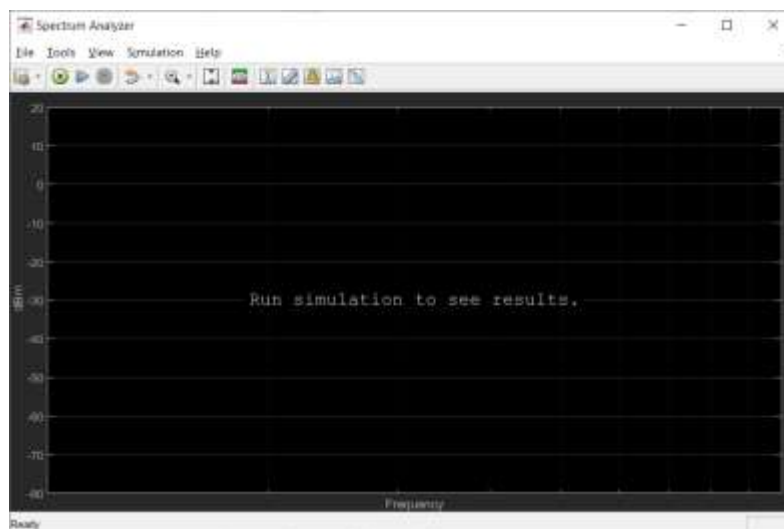


Рисунок 1.6 – Окно блока «Spectrum Analyzer»

На рисунке 1.6 представлено окно блока «Spectrum Analyzer», на который выводятся графики сходимости.

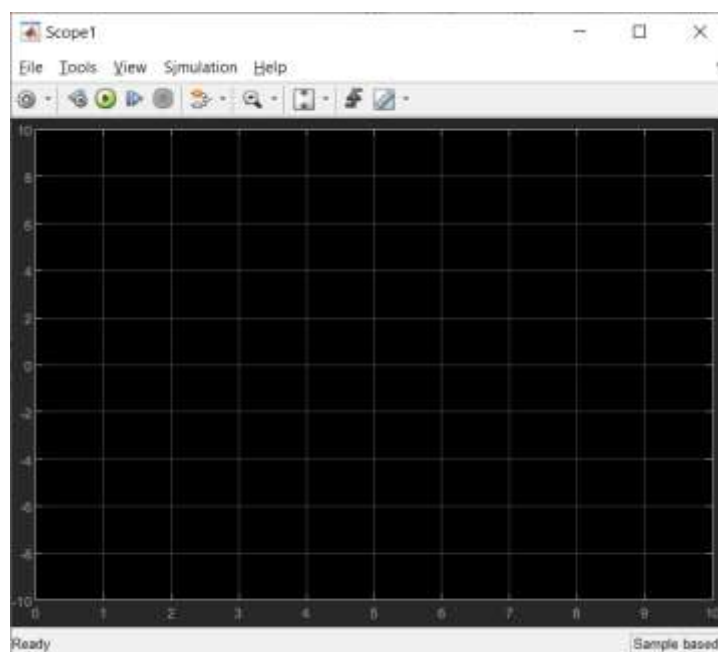


Рисунок 1.7 – Окно блока «Scope»

На рисунке 1.7 показано окно блока «Score», на который выводятся зависимости среднеквадратической ошибки от количества итераций.

Для того, чтобы рассчитать значение среднеквадратической ошибки и дисперсии ошибки, необходимо вынести на рабочую область блок Error rate calculation и блок Variance соответственно.

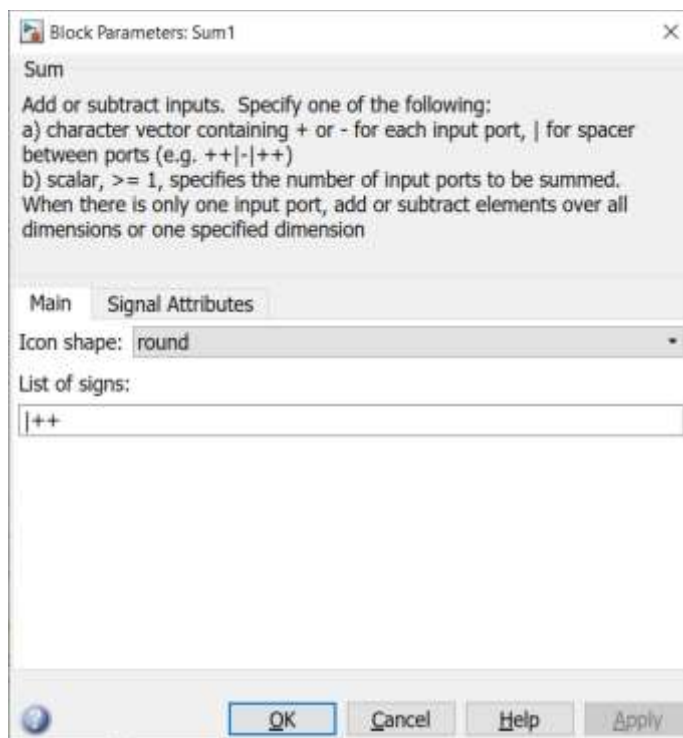


Рисунок 1.8 – Окно параметров блока «Sum»

На рисунке 1.8 отображен блок вычисления суммы.

Данный блок выполняет вычисление суммы текущих значений сигналов.

Параметры:

- Icon shape – форма блока. Выбирается из списка.
- round – окружность,
- rectangular – прямоугольник.

List of sign – Список знаков. В списке можно использовать следующие знаки:

- + (плюс), - (минус) и | (разделитель знаков).

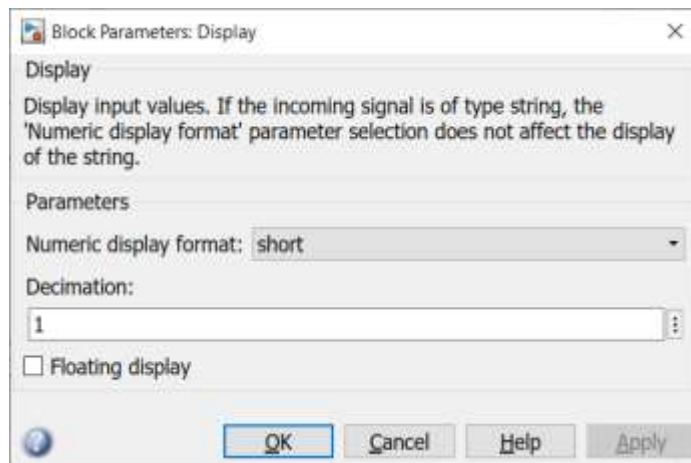


Рисунок 1.9 – Окно параметров блока «Display»

В данном блоке отражаются результаты вычисления среднеквадратичной ошибки и дисперсии ошибки, а также коэффициенты импульсной характеристики.

1.4 Содержание отчета

1.4.1 Собранная схема приемной части канала MIMO-OFDM согласно варианту;

1.4.2 Скриншоты задания параметров в блоках;

1.4.3 Полученные графики сходимости для выбранных алгоритмов, зависимости среднеквадратичной ошибки (MSE) от времени (количества итераций) для алгоритмов LMS и RLS;

1.4.4 Выводы по проделанной работе;

1.4.5 Список литературы.

1.5 Контрольные вопросы

- 1 Что такое адаптивные фильтры?
- 2 Что такое помехоустойчивость канала?
- 3 Какие методы интерференционного выравнивания существуют?
- 4 Какой блок в пакете прикладных программ Matlab выполняет вычисление среднеквадратической ошибки?
- 5 Перечислите преимущества алгоритма LMS
- 6 Перечислите преимущества алгоритма RLS
- 7 В каком блоке задается количество приемо-передающих антенн?
- 8 Что такое дисперсия ошибки?
- 9 Что такое белый гауссовский шум?