МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РЕСПУБЛИКИ КАЗАХСТАН

Некоммерческое акционерное общество
АЛМАТИНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ ИМЕНИ ГУМАРБЕКА ДАУКЕЕВА

Кафедра____Телекоммуникационных сетей и систем

«Допущен к защите»
Заведующий кафедрой
_Темырканова Э.К.__докторPHD_____
(Ф.И.О., ученая степень, звание)
_____ «_____»_____**2020 г.**
(подпись)

ДИПЛОМНЫЙ ПРОЕКТ

На тему: ____Моделирование адаптивной антенны-решётки для систем связи 5 поколения_____

Специальность5В071900 – Радиотехника, электроника и телекоммуникации

Выполнил (а) ___Харитонов Д.А._____РЭТ-16-5_____
(Фамилия и инициалы) группа

Научный руководитель_____Артюхин В.В., доцент_____
(Фамилия и инициалы, ученая степень, звание)
_____ «_____»_____20___г.
(подпись)

Консультанты:

по технической части:____доцент Артюхин В.В._____.
(Фамилия и инициалы, ученая степень, звание)
_____ «_____»_____20___г.
(подпись)

по экономической части: к.э.н. профессор, доктор Ибришев Н.Н_____
(Фамилия и инициалы, ученая степень, звание)
_____ «_____»_____20___г.
(подпись)

по безопасности жизнедеятельности: доцент Бекбасаров Ш. Ш._____
(Фамилия и инициалы, ученая степень, звание)
_____ «_____»_____20___г.
(подпись)

по применению вычислительной техники:_доцент Артюхин В.В_____
(Фамилия и инициалы, ученая степень, звание)
_____ «_____»_____20___г.
(подпись)

Нормоконтролер:_____доцент MOS Гармашова Ю.М_____
(Фамилия и инициалы, ученая степень, звание)
_____ «_____»_____20___г.
(подпись)

Рецензент:_____
(Фамилия и инициалы, ученая степень, звание)
_____ «_____»_____20___г.
(подпись)

Алматы 2020 г.

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РЕСПУБЛИКИ КАЗАХСТАН

Некоммерческое акционерное общество
АЛМАТИНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ ИМЕНИ ГУМАРБЕКА ДАУКЕЕВА

Институт космической инженерии и телекоммуникаций (ИКИТК)
Специальность Радиотехника, электроника и телекоммуникаций
Кафедра Телекоммуникационных сетей и систем

ЗАДАНИЕ

на выполнение дипломного проекта

Студент _____ Харитонов Дмитрий Алексеевич._____
(фамилия, имя, отчество)

Тема проекта____Моделирование адаптивной антенны-решётки для систем связи 5 поколения_____

утверждена приказом ректора № 147 от «11 » ноября 2019 г.

Срок сдачи законченной работы «25»____мая____ 2020 г.

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

Эксплуатационный ТВ передатчик TV50D, стандарт вещания: DVB-T2
Вход внешнего опорного генератора 10 MHz: BNC, 50ohm, -5…+10 dBm
Внутренний опорный генератор: 10 MHz ± 0.5 ppm BNC, 50 ohm, 0 dBm ± 3dB
Промежуточная частота: 36 MHz ± 0.02 Hz per. 30...40MHZ с шагом 1Hz
Выходная мощность: 1 W rms. ± 0.5 dB, грубая и точная установка, защита выхода по КСВ
Сопротивление нагрузки: 50 ohm
Полоса частот: 8 MHz
Напряжение питания: 220 V +10% -15%, 50 ± 2 Hz
Потребляемая мощность: 150 VA max

Перечень подлежащих разработке дипломного проекта вопросов или краткое содержание дипломного проекта:

1 Аналитическое исследование проблем и пути их решения _____
1.1 Обзор существующих систем и определение задач исследования _____
1.2 Многолучевой прием _____
1.3 Форматирование данных и структура сигналов _____
2 Определение необходимых параметров и режимов работы передатчика DVB-T2
2.1 Эфирное цифровое вещание _____
2.2 Выбор параметров передачи сигналов DVB-T2_____
3Расчет зон покрытия цифровых телевизионных передатчиков _____
4 Безопасность жизнедеятельности_____
5 Технико-экономическое обоснование_____

Перечень графического материала (с точным указанием обязательных чертежей)

1. Цели и задачи дипломного проекта
2. Актуальность
3. Расчет по методу Ли
4.Зависимость мощности принимаемого сигнала от количества программ.
5. Расчет реальной напряженности поля от действующего передатчика с помощью уравнения Окамура-Хата
6. График зависимости уровней сигнала для распространения на суше до частот f = 600МГц
7. Примерная зона хвата телевизионного вещания в зависимости от числа программ
8. Безопасность жизнедеятельности
9. Технико-экономическое обоснование
10. Заключение

Рекомендуемая основная литература

1.http://www.fondazionerosselli.it/DocumentFolder/REFERENCES_DTG_System%20and%20MHEG%20Extensions%20for%20euroMHEG%201_8%20marzo%201999. pdf

2. Ю.Б.Зубарев, М.И.Кривошеев, И.Н.Красносельский «Цифровое телевизионное вещание. Основы, методы, системы.» - М:, Радио и Связь.-2007г

3 Артюхин В.В. Мобильное цифровое телевидение: Учебное пособие. - Алматы: КУПС, 2012. – 120с.

4 Боканова Г.Ш., Методические указания к выполнению РГР для студентов специальности 5В07l 900 – «Радиотехника, электроника и телекоммуникации». – Алматы: АУЭС, 20l 5. – 37 с.

5 https://optiwave.com/applications/100-gbps-dp-qpsk-system-with-digitalsignal-processing/

Консультанты по проекту с указанием относящихся к ним разделов

Раздел	Консультант	Сроки	Подпись
Сец часть	Артюхин В.В.	25.05.2020	Елизарова
Экономика	Ибришев Н.Н	25.05.2020	Ибришев
БЖД	Бекбасаров Ш. Ш	25.05.2020	Бекбасаров
Выч. Техника	Артюхин В.В.	25.05.2020	Елизарова
Нормоконтроль	Гармашова Ю.М.	17.06-18.06.20	Гармашова

Г Р А Ф И К
подготовки дипломного проекта

№ п/п	Наименование разделов, перечень разрабатываемых вопросов	Сроки представления руководителю	Примечание
1	Обзор существующих систем и определение задач исследования	13.01.-15.02.2020	
2	Форматирование данных и структура сигналов	25.01.-30.01.20	
3	Определение необходимых параметров и режимов работы передатчика DVB-T2	2.02-20.02.2020	
4	Выбор параметров передачи сигналов DVB-T2	22.02-01.03.2020	
5	Сетевое планирование	02.3.20-01.04.20	
6	Обзор инфраструктуры в области использования радиочастот	2.4.20-20.04.20	
7	Расчет мощности принимаемого сигнала на основании метода Ли в программной среде Turbo Pascal	21.04.20-30.04.20	
8	Внешние условия и их влияние на системы ЦТВ	30.04.20-10.05.20	
9	Безопасность жизнедеятельности	10.04.20-25.05.20	
10	Технико-экономическое обоснование	1.04.20-25.05-20	

Дата выдачи задания «30»____сентября_____2019 г.

Заведующий кафедрой_____ Темырканова Э.К._____
(подпись) (Фамилия и инициалы)

Руководитель _____ ___Артюхин В.В._____
(подпись) (Фамилия и инициалы)

Задание принял
к исполнению студент _____ ____Харитонов Д.А.
(подпись) (Фамилия и инициалы)

Аңдатпа

Дипломдық жұмыста "4-ші буын ұялы байланысына арналған адаптивті антенналық жүйелерді зерттеу"тақырыбы әзірленеді.

Сымсыз байланыс жүйелеріндегі ең маңызды және өзекті мәселелердің бірі-белсенді кедергілер деңгейінің төмендеуі, яғни арнаның шуын құрайтын, эфирдегі радиосигналдың басқа көздерінің болуы, мысалы, ұялы телефонияның көршілес базалық станцияларының болуы. Шу деңгейін төмендетудің көрсетілген проблемасымен қатар бір уақытта бір жиілікте жұмыс істейтін базалық станция пайдаланушыларының санын арттыру мәселесі тұр.

Дипломдық жұмыста адаптивті сүзу алгоритмдерін зерттеу жүргізілді!; талдау алгоритмдерін бейімдеу және бағаланды, олардың параметрлері негізінде модельдеу MatLAB; жүргізілген бағалау жақсарту алаңын жабу, спектрлі эффективност және желі сыйымдылығын енгізу кезінде бейімделу антенналық жүйелер; есептелген құралдары қауіпсіздікті қамтамасыз ету кезінде енгізу бейімделу антенналық жүйелер; жүргізілген бағалау экономикалық орындылығы енгізу бейімделу антенналық жүйелер.

Есептеу әдістері мен нәтижелері мысалда пайдаланылуы мүмкін

Аннотация

В дипломном работе разрабатывается тема "Исследование адаптивных антенных систем, предназначенных для мобильной связи 4-го поколения”.

Одной из наиболее существенных и актуальных проблем в системах беспроводной связи является снижение уровня активных помех, т.е. тех составляющих шума канала, которые являются следствием наличия в эфире других источников радиосигнала, например, соседних базовых станций сотовой телефонии. Наряду с указанной проблемой снижения уровня шума стоит проблема увеличения количества пользователей базовой станции, работающих одновременно на одной частоте.

В дипломной работе производены исследования существующих алгоритмов адаптивной фильтрации!; проведён сравнительный анализ алгоритмов адаптации и оценены их параметры на основе моделирования в программной среде MatLAB; произведена оценка улучшения площади покрытия, спектральной эффективност и емкости сети при внедрении адаптивных антенных систем; рассчитаны средства обеспечения безопасности жизнедеятельности при внедрении адаптивных антенных систем; произведена оценка экономической целесообразности внедрения адаптивных антенных систем.

Методы и результаты расчетов могут быть использованы на примере

Abstract

The thesis develops the topic " Research of adaptive antenna systems designed for mobile communication of the 4th generation”.

One of the most significant and urgent problems in wireless communication systems is to reduce the level of active interference, i.e. those components of channel noise that are a consequence of the presence of other radio signal sources in the air, for example, neighboring base stations of cellular telephony. Along with this problem of noise reduction, there is the problem of increasing the number of base station users working simultaneously on the same frequency.

The research of existing adaptive filtering algorithms!; a comparative analysis of adaptation algorithms and their parameters were evaluated based on modeling in the MatLAB software environment; an assessment of the improvement of coverage area, spectral efficiency and network capacity when implementing adaptive antenna systems was made; tools for ensuring life safety when implementing adaptive antenna systems were calculated; and an assessment of the economic feasibility of implementing adaptive antenna systems was made.

Methods and results of calculations can be used as an example

Содержание

Введение 8
1 Анализ адаптивных систем 9
2 Адаптивное подавление помех 20
2.1 Процесс адаптивной фильтрации 20
2.2 Определение угла приема 21
2.3 Адаптивное формирование диаграммы направленности 30
2.4 Расчет улучшений показателей сети 41
3 Безопасность жизнедеятельности 48
3.1 Исходные данные 52
3.2 Расчет 53
3.3 Вывод по разделу «Безопасность жизнедеятельности» 57
4.Технико-экономическое обоснование проекта 57
4.1 Резюме проекта 57
4.2 Описание рынка мобильной связи Казахстана 57
4.3 Предпосылки внедрения 60
4.4 Описание продукции 61
4.5 Финансовый план 61
Заключение 66
Список литературы 68
Приложение А 70
Приложение Б 77
Приложение В Справка антиплагиата
Приложение Г Электронная версия ДП и демонстрационные материалы (CD-R)
Приложение Д Раздаточные материалы

Введение

Развитие современных систем коммуникаций предполагает создание быстродействующих средств передачи данных, осуществляющих обработку больших потоков информации. Одной из главных проблем развития перспективных систем связи 5-го поколения является значительное повышение темпа передачи данных. Это необходимо для передачи Internet, видео сообщений и другой информации. Кроме того, постоянно увеличивается количество пользователей, обслуживаемых системами передачи информации. Эти проблемы являются особенно актуальными в мобильных (сотовых) системах связи, которые работают в условиях сложной и быстро меняющейся окружающей обстановки. При этом к каналу связи предъявляются все более жесткие требования по помехозащищенности. Это связано с тем, что, как известно, максимальная пропускная способность любого канала передачи данных определяется отношением сигнал/(помеха+шум) в нем.

Одной из наиболее существенных и актуальных проблем в системах беспроводной связи является снижение уровня активных помех, т.е. тех составляющих шума канала, которые являются следствием наличия в эфире других источников радиосигнала, например, соседних базовых станций сотовой телефонии. Наряду с указанной проблемой снижения уровня шума стоит проблема увеличения количества пользователей базовой станции, работающих одновременно на одной частоте.

Для того чтобы увеличить пропускную способность системы, необходимо или расширить частотную полосу или увеличить излучаемую мощность [4-5]. Эти «традиционные» пути увеличения скорости передачи данных имеют свои пределы. Очень часто задачу увеличения темпа передачи данных необходимо решать при жестких ограничениях на частотную полосу сигналов и мощность передающих устройств. Эти ограничения связаны с тем, что выделяемые стандартами полосы радиочастотных диапазонов ограничены и стоимость отдельных каналов связи очень высокая. Уровень излучаемой передатчиком мощности также не может быть увеличен по экологическим требованиям. В настоящее время для увеличения информационной емкости каналов связи применяются различные схемы уплотнения пользователей, основанные на разделении между станциями таких параметров, как положение в пространстве, время работы, частота и код. Задача уплотнения - выделить каждому каналу связи положение в пространстве, время, частоту и/или код с минимумом взаимных помех и максимальным использованием характеристик передающей среды.

В связи с этим одним из наиболее перспективных подходов является применение пространственного разделения каналов (SDMA - space-division multiple access) и пространственной фильтрации на базе антенных решеток с возможностью цифрового диаграммообразования (ЦДО).

1 Анализ адаптивных систем

ЦДО обеспечивает прецизионную селекцию сигналов по направлениям прихода, в том числе в пределах одного луча диаграммы направленности (ДН). В результате возрастают число работоспособных каналов и емкость сети. Современные системы с адаптивными цифровыми антенными решетками (ЦАР) позволяют множеству пользователей работать на одном частотном канале за счет учета их пространственного разнесения. Кроме того, в зависимости от сложности системы, базовые станции могут формировать "заказные" лучи приема/передачи сигналов персонально для каждого мобильного пользователя. При этом в реальном масштабе времени синтезируется пространственная модель, учитывающая взаимное положение абонентов и источников помех, на основе которой строится стратегия приема/передачи. В зарубежной литературе цифровые антенные решетки принято называть "интеллектуальными" антеннами (Smart Antennas).

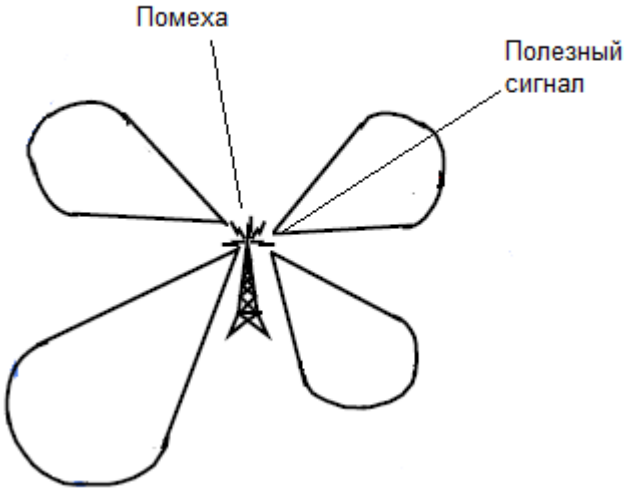

Рисунок 1 – ДН адаптивной антенной решетки

Наиболее перспективный путь значительного повышения темпа передачи информации - это использование антенных решеток на прием и передачу [1-3, 6-10]. Такие системы называют MIMO (multi input multi output) системами. Использование MIMO систем позволяет проводить пространственную обработку сигналов и более эффективно использовать мощность передатчика. Пропускная способность MIMO систем может быть увеличена пропорционально числу антенных элементов по сравнению с обычными системами [6-7, 9-10], при этом не требуется повышения суммарной излучаемой мощности передатчика и расширения частотного спектра сигнала. MlMO-системы разделяют на два типа: со знанием канала на передающем конце линии связи и без знания канала на передатчике. В этих системах

применяются различные методы пространственной обработки сигналов. В обоих случаях предполагается, что канал оценивается на приемнике по пилот-сигналу или по заранее известной обучающей последовательности. Кроме того, существуют методы оценивания канала без обучающей последовательности («слепое» оценивание) . В MIMO-системе для передачи информации о канале на передающий конец используется обратная линия связи, что усложняет MIMO-систему со знанием канала на передатчике.

Наиболее ранние методы использования разнесенных антенн были направлены на то, чтобы улучшить качество приема информации в условиях многолучевого замирающего канала связи. Разнесение антенн должно быть таким, чтобы замирания сигналов в различных антеннах были слабо коррелированными между собой. В первых аналоговых системах связи с разнесенными приемными антеннами использовались простые методы обработки сигналов. Самый простой способ заключается в выборе приемного антенного канала с наибольшей мощностью сигнала. Более эффективный метод - это когерентное весовое накопление сигналов, принимаемых различными приемными антеннами. Данный метод позволяет достичь максимальной пропускной способности в системе связи с разнесенным приемом [4].

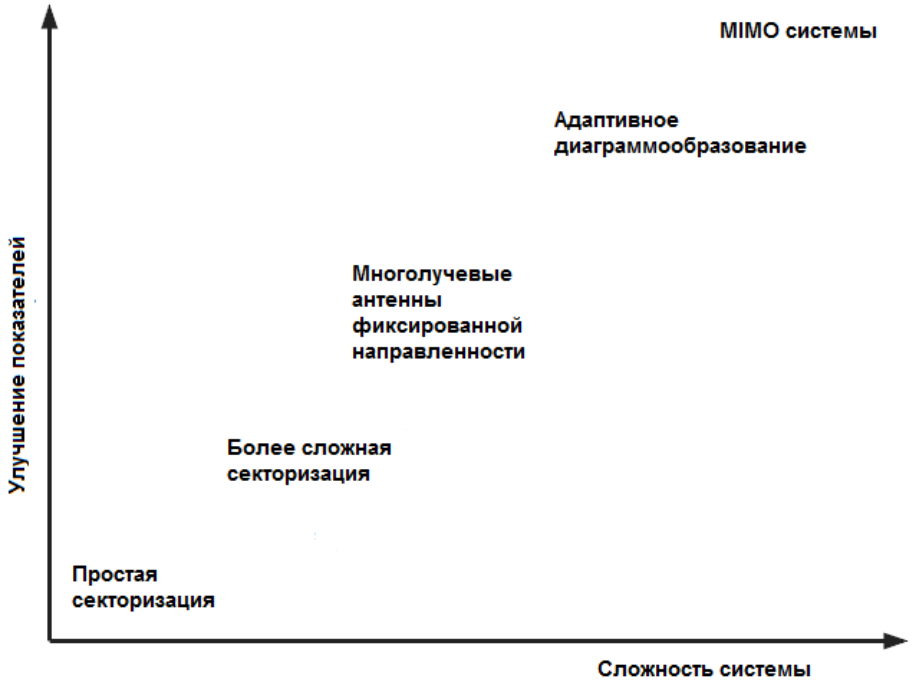

Рисунок 2 – Эволюция методов повышения эффективности систем связи

Кроме разнесенного приема, в последние годы находят применение системы с разнесенными передающими антеннами. В стандарте CDMA-2000 предполагается использование систем с разнесением на передачу с различными способами формирования передаваемого сигнала. Для получения максимального отношения сигнал-шум (ОСШ) в приемнике необходимо

создать весовое распределение в передающей антенной решетке, согласованное с пространственным каналом. Однако при этом необходимо знание канальных коэффициентов на передающем конце линии связи. Это возможно при наличии обратного канала, по которому передается служебная информация о канале распространении сигнала. [11]

Отличительная особенность адаптивных антенн по сравнению с обычной (неадаптивной) антенной системой [1,2] состоит в том, что в процессе работы они могут автоматически изменять свои параметры (или даже структуру), "приспосабливаясь" к априори неизвестным или изменяющимся условиям функционирования [3,4]. Среди самых первых работ, посвященных статистическому анализу ААР, можно отметить статьи [6,7], ставшие уже классикой данного научного направления. В них описана наиболее общая схема адаптивной антенной решётки, а именно, ААР с многократными линейными ограничениями, и изложены некоторые методы статистического анализа таких систем. Основополагающие результаты по общей теории адаптивных антенн были изложены в ряде монографий. Наиболее полное изложение методов расчёта стационарных режимов работы ААР дано в работах А. А. Пистолькорса и О. Литвинова.

Адаптивные антенные решетки обеспечивают следующие преимущества: возможность немеханического перемещения основного лепестка диаграммы направленности (ДН) в фазированных антенных решетках [1, 2], повышение отношения сигнал/тепловой шум в активных антенных решетках [3, 4], а также повышение отношения сигнал/помеха (ОСП) за счет подавления помех, находящихся в одной полосе частот с полезным сигналом. Последнее свойство антенных решеток достигается либо за счет синтеза ДН специальной формы с низким уровнем боковых лепестков или глубокими провалами в известных направлениях на источники помех [5], либо путем формирования провалов в ДН в неизвестных направлениях на источники помех. Антенные решетки, обладающие последним свойством, называются адаптивными (ААР) [6-9]. Таким образом, ААР представляет собой пространственный фильтр, амплитудно-угловая характеристика которого, т.е. ДН, меняется в соответствии с условиями функционирования этого фильтра.

Методы подавления помех с помощью антенных решеток заключается в следующем: форма ДН антенной решетки определяется значениями весовых коэффициентов, взвешивающих сигналы, принимаемые антеннами. В аналоговых антенных решетках в качестве весовых коэффициентов используются аттенюаторы (в решетках с амплитудным управлением [10, 11]), фазовращатели (в решетках с фазовым управлением [12, 13]) или комплексные весовые коэффициенты (в решетках с амплитудно-фазовым управлением), реализуемые с помощью последовательно включенных аттенюаторов и фазовращателей или аттенюаторов в квадратурных каналах. В цифровых антенных решетках взвешивание реализуется путем умножения на комплексные числа значений сигналов, измеренных в информационной полосе частот [11].

Методы подавления помех с помощью антенных решеток - синтез оптимальных ДН или адаптивная фильтрация. По способу управления различают решетки с амплитудным управлением, с фазовым управлением, с амплитудно-фазовым управлением. Как правило, в ААР в процессе адаптации изменяются все весовые коэффициенты. В больших ААР, в которых число антенн исчисляется сотнями (такие решетки часто используются, например, в радиолокации), при ограниченной производительности устройства управления, вычисляющего значения весовых коэффициентов, адаптация может производиться на уровне выходных сигналов групп антенных элементов (подрешеток). Такие решетки называются частично адаптивными.

Для работы устройства управления ААР (адаптивного процессора), с помощью которого вычисляются комплексные весовые коэффициенты, в большинстве алгоритмов адаптивной фильтрации оцениваются сигналы, принимаемые антенными элементами, выходной сигнал антенной решетки, а иногда и опорный сигнал . При цифровой обработке сигналы с антенных элементов должны быть усилены, преобразованы по частоте и оцифрованы. Для этого в каждом модуле ААР необходимо» размещать приемно-усилительный тракт и аналого-цифровой преобразователь (АЦП).

ААР на основе простых градиентных алгоритмов могут строиться без использования оценок сигналов в каналах, так как оценки градиента могут быть получены путем измерения изменений выходного сигнала решетки при изменении на небольшую величину значений весовых коэффициентов. Этот метод используется в ААР без доступа к сигналам в элементах (с возмущением весовых коэффициентов) [7].

В общем случае для ААР, как разновидности адаптивного фильтра, требуется опорный сигнал. Однако ААР также могут строиться на основе алгоритмов адаптивной фильтрации, не требующих опорного сигнала. Такие алгоритмы привлекательны тем, что позволяют упрощать протоколы работы систем.

Период развития теории и техники ААР, началом которого принято считать изобретение компенсатора боковых лепестков ДН антенной решетки, уже насчитывает около пяти десятилетий. За это время данная отрасль сформировалась как самостоятельное научно-техническое направление, основные этапы развития которого были отмечены публикацией специальных журнальных изданий. Следствием достигнутых за многие годы научных и технических результатов в этой области является то, что сегодня ААР широко используются в системах беспроводной связи.

Вычислительная сложность, т.е. число арифметических операций, требуемых для выполнения одной итерации алгоритмов адаптивной фильтрации, лежащих в основе алгоритмов управления ААР, всегда пропорциональна числу весовых коэффициентов (антенн) N. Так как в системах связи в основном применяются антенные решетки с небольшим числом антенн (10—20), то не только простые адаптивные алгоритмы с линейной вычислительной сложностью 0{N) (алгоритмы по критерию наименьшего

среднеквадратичного отклонения {Least Means Squares, МНК), нормализованные ZMS1-алгоритмы {Normalized МНК, NMHK), табл.1), но и сложные алгоритмы с квадратичной вычислительной сложностью 0{N2) (рекурсивные алгоритмы по критерию наименьших квадратов {Recursive Least Squares, RLS), табл. 1) уже реализуемы на современных цифровых сигнальных процессорах (ЦСП) [11].

Промежуточным классом по вычислительной сложности и эффективности (длительности переходного процесса, значению ошибок в установившемся режиме) являются алгоритмы аффинных проекций {Affine Projection, AP) [9].

В основе функционирования ААР может находиться один из таких критериев, как максимизация ОСП, минимизация среднеквадратичной ошибки между опорным и выходным сигналами антенной решетки, или минимизация среднеквадратичного значения выходного сигнала решетки при линейном ограничении на значение уровня ДН в направлении на источник полезного сигнала. В системах беспроводной передачи цифровых данных может также использоваться критерий постоянства модуля информационных символов (Constant Modulus, CM).

Процессоры с архитектурой VLIW позволяют реализовать параллельность вычислений за счет наличия в их архитектуре дополнительных аппаратных устройств, таких как умножители, умножители-накопители, сдвигатели, устройства генерации адреса, устройства аппаратной организации циклов и т.п.

Рассмотрим ряд функциональных особенностей ЦАР по сравнению с другими антенными системами. Обычная "всенаправленная" антенна излучает и принимает волны во всех направлениях. При этом во многих случаях эта излучаемая мощность становится интерферирующей помехой соседним базовым станциям и другим пользователям, что приводит, в свою очередь, к снижению отношения сигнал/(шум+помеха) и ухудшению связи.

С помощью фазированной антенной решетки (ФАР) уже можно создать направленную непосредственно к пользователю диаграмму и осуществить сканирование лучом, но данная система не способна адаптироваться к изменяющимся условиям передачи, т.к. весьма затруднительно реализовать управление формой диаграммы для отстройки от помех. Кроме того, существенным недостатком ФАР является необходимость использования высокомощных аналоговых устройств.

Применение активной фазированной антенной решетки (АФАР) [1] позволяет существенно улучшить отношение сигнал/шум в канале за счет введения активных элементов в тракт СВЧ, уменьшить потери, увеличить излучаемую мощность, упростить распределительную систему, улучшить массогабаритные характеристики антенной системы, а также построить более эффективную систему обработки сигналов. Однако попытка реализовать управление амплитудно-фазовым распределением в раскрыве в реальном

масштабе времени приведет к большим энергетическим потерям из-за необходимости использования аттенюаторов в каждом канале.

Следующим шагом в процессе эволюции антенных систем стал переход к использованию аналоговой адаптивной АФАР [2 - 11], с помощью которой уже возможно с некоторым приближением решение задачи пространственного разделения пользователей. Однако, даже система, работающая с аналоговым сигналом, должна иметь в своем составе решающее устройство, вырабатывающее сигналы управления весовыми коэффициентами, т.е. какой-либо микропроцессор. При этом для создания амплитудно-фазового распределения также придется использовать аттенюаторы, что неизбежно ведет к потере энергии полезного сигнала, который в дальнейшем подвергается обработке.

Основное отличие цифровой антенной решетки от аналоговой заключается в замене аналоговых фазовращателей и сумматоров цифровыми устройствами, что приводит к следующим основным преимуществам использования ЦАР [1]: замене громоздкой, тяжелой, нестабильной аналоговой диаграммообра-зующей схемы с управляемыми аналоговыми фазовращателями на высокоточные цифровые диаграммообразующие схемы; возможность электрически управлять в реальном масштабе времени не только фазовым распределением в раскрыве антенной решетки, но за счет аналого-цифровых преобразователей (АЦП) и цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП), осуществлять быстрое управление амплитудно-фазовым распределением в раскрыве как приемной, так и передающей ЦАР; отсутствие энергетических потерь сигнала, вызываемых необходимостью применения аттенюаторов в аналоговых антенных системах; возможность практически плавного перемещения луча; исключение угловых ошибок и роста боковых лепестков, обязанных дискретности и погрешностям изготовления аналоговых фазовращателей; возможность без больших дополнительных аппаратных затрат формировать одновременно множество лучей в желаемых направлениях; возможность определения направления прихода сигнала и помех, и, соответственно, формирования "нулей" ДН в направлениях на помехи с глубиной реального дополнительного ослабления до 20-30 дБ; использование цифровых управляющих схем допускает в достаточно широких пределах наращивать количество элементов решетки, тем самым позволяя создавать гибкие антенные системы на основе ЦАР; использование выходов и входов АЦП и ЦАП для полной цифровой обработки и формирования сложных широкополосных сигналов (фильтрация, модуляция, демодуляция, кодирование, декодирование, маршрутизация информационных потоков).

Таким образом, на базе цифровых антенных решеток возможно создание многолучевых приемо-передающих структур, гибких в управлении своими режимами работы и хорошо адаптирующихся в условиях различного рода помех и изменяющейся электромагнитной обстановки.

Хотя идеи ЦАР и цифровой обработки сигналов известны давно, сейчас, благодаря современным достижениям в области СВЧ-электроники,

монокристальной электроники АЦП и ЦАП, сверхбыстродействующей цифровой и компьютерной электронике, возникли принципиально новые возможности создания ЦАР.

Так в [7] приводится пример реализации цифровой антенной решетки для перспективной крупноапертурной модульной широкополосной РЛС коротковолновой части дециметрового диапазона 10-20 см., состоящей из нескольких тысяч элементов. С целью упрощения цифровой пространственно-временной обработки используется двухэтапная процедура адаптивной обработки сигнала. На первом этапе, согласно структуре обобщенного алгоритма, осуществляется аналоговая пространственная обработка сигналов внутри каждого модуля (секции), представляющего собой подрешетку с приемными излучающими элементами и сумматором. На втором этапе в модулях ЦАР осуществляется цифровая межмодульная пространственно-временная обработка сигналов. В принципе возможны два варианта построения внутримодульной (секционной) обработки: использование обычной неадаптивной процедуры управления ДН секции, а также адаптивное подавление помех путем формирования "нулей" в ДН секции в направлении источников помех, расположенных в боковых лепестках ДН секции, с использованием информации о координатах источников помех. Для реализации адаптивного подавления помех используется спецвычислитель, на котором производятся необходимые вычисления фазового управления ДН секции в соответствии с алгоритмом фазового синтеза. Исследования [6] показали высокую эффективность данного алгоритма фазового синтеза, характеризуемую достаточной глубиной "нуля" и большим числом подавляемых источников помех.

Также в [7] рассматривается пример построения ЦАР для бортового ретранслятора (4096 элементов) в диапазоне частот 8 ГГц для перспективной спутниковой телекоммуникационной системы высокоскоростной мобильной связи "Ростелесат". Возможные варианты ее построения базируются как на основе существующей наиболее современной, так и предлагаемой перспективной элементной базе техники АЦП и ЦАП цифровой обработки и формирования пространственно-временных сигналов. Оба варианта имеют одинаковую структуру построения, но существенно отличаются по конструктивной компоновке, массо-габаритным характеристикам и потребляемой мощности, и, естественно, второй вариант обладает в этой части более высокими характеристиками, чем первый. Для адаптивной обработки сигнала приемная часть ЦАР содержит блоки предварительной частотно-временной и пространственной обработки сигналов. Блок вычисления весовых векторов пространственного сигнала производит вычисления псевдообратной матрицы для матрицы волновых фронтов передающих лучей и оптимального весового вектора для подавления помехи на основе процедур, совпадающих или аналогичных процедуре псевдообращения матрицы волновых фронтов полезного и мешающих сигналов.

ЦАР находят широкое применение и в системах сотовой связи. Paratek Microwave, Inc. разработала многолучевую цифровую антенную решетку на 1,8 ГГц, которая может быть использована в качестве антенны базовой станции GSM [12]. Она способна улучшать отношение сигнал/(помеха + шум), таким образом увеличивая зону обслуживания и емкость сети.

В [13] рассматриваются два типа алгоритмов определения направления прихода сигнала на примере экспериментальной приемной антенны s-диапазона с цифровым диаграммообразованием. Она представляет собой линейную антенную решетку с 12 цифровыми каналами, характеристики которой подробно описаны в работах. Для оценки эффективности определения направления прихода сигнала рассматривались данные полученные как в безэховой камере (где возможны контроль параметров эксперимента и использование высокого отношения сигнал/шум), так и полученные во внешней среде с помощью подсветки определенной области радиолокационной антенной с широким охватом (условия не идеальны, низкий уровень отношения сигнал/шум, присутствуют пассивные помехи и множество наземных целей). Сравнивались алгоритм определения направления прихода сигналов Капона и MUSIC-алгоритм (Multiple Signal Classification - буквально классификация множественных сигналов), но полученные результаты также важны и для других методов. Результаты показали, что измерения в реальных условиях уступают измерениям в идеальных условиях, поэтому на практике радиолокационные системы должны использовать несколько методов для обработки информации. Обычное сканирование лучом используется для поиска новых целей, а метод с высоким разрешением применяется для точного определения координат цели и для разрешения целей между собой.

Таким образом, в соответствии с вышеизложенным, для осуществления всех перечисленных преимуществ ЦАР, одной из основных ее задач является формирование диаграммы направленности заданной формы, что фактически означает определение весовых коэффициентов и умножение их на входные сигналы каналов, с последующим суммированием взвешенных сигналов каждого канала. Для решения этой задачи необходимо найти оптимальный метод определения весовых коэффициентов. Кроме того, для реализации возможности управления амплитудно-фазовым распределением в режиме реального времени необходимо добавить к алгоритму построения диаграммы направленности алгоритм определения направления прихода сигнала.

В настоящее время создан ряд алгоритмов с многочисленными вариантами и модификациями, как оценки весового вектора, так и оценки направления прихода сигнала (direction-of-arrival estimation или DOA-estimation).

Среди алгоритмов оценки весового вектора выделяют три основные группы:

а) прямые методы оценки, реализующие оптимальное решение или, по крайней мере, приближающиеся к такой реализации;

б) методы оценки при малом числе обучающих выборок;

в) итерационный (градиентный) метод.

Под статистическим анализом ААР в данной работе мы будем понимать нахождение их характеристик с учётом флуктуации адаптируемых (автоматически настраиваемых) параметров. Флуктуации адаптируемых параметров вызываются как внешними, так и внутренними случайными возмущениями и их величина зависит от алгоритма настройки антенной решётки. Статистический анализ ААР позволяет корректно определять предельную точность настройки адаптивных систем, степень подавления помех, количественно оценивать искажения полезного сигнала, возникающие из-за флуктуации адаптируемых параметров.

Повышение скорости и точности настройки адаптивных систем являются задачами, имеющими большое практическое значение, поскольку высокая скорость адаптации и достигаемая при этом высокая точность характеризуют успешность применения таких систем. Однако, увеличение скорости настройки приводит к большим флуктуациям весовых коэффициентов и, следовательно, снижает точность настройки в стационарном режиме работы. Поэтому изучение флуктуации весового вектора даёт разработчикам возможность реализовывать антенные решётки с наилучшим балансом характеристик скорость - точность настройки.

Несмотря на очевидную актуальность решения такого типа задач, статистическая теория ААР в настоящее время далека от своего завершения. Это связано с тем, что процесс настройки адаптируемых весовых коэффициентов описывается стохастическими дифференциальными (или разностными для дискретных алгоритмов) уравнениями, которые в качестве коэффициентов содержат некоторые функции от входных сигналов, помех и внутренних шумов системы. Сложность анализа таких систем уравнений с сильно флуктуирующими случайными коэффициентами общеизвестна [4-5]. Общепринятые приближения «белого шума» (некоррелированности входного сигнала) и гауссовости флуктуации оказываются слишком грубыми и приводят в ряде случаев даже к появлению качественно противоположных эффектов.

Кратко остановимся на основных работах, посвященных исследуемому в диссертации вопросу. В начале 70-х годов появились первые работы, в которых проводился анализ ААР с градиентными алгоритмами. Одной из первых работ, посвященных статистическому анализу аналоговых адаптивных систем с учётом флуктуации весового вектора является статья [7]. В ней методами теории возмущений было впервые проведено статистическое исследование ААР, максимизирующей отношение сигнал/шум (ААР МОСШ). Однако, в работе было использовано предположение о статистической независимости флуктуации весовых коэффициентов и входных сигналов и несмотря на корректное применение борцовского приближения к расчёту самих флуктуации весовых коэффициентов, это привело к пренебрежению членами одного порядка малости с оставленными, и авторы сделали неверный вывод об увеличении мощности помех на выходе ААР из-за флуктуации весового вектора.

Аналогичного типа ошибки неоднократно повторялись и в последующих работах. Так в статье [6] анализ многоканальной адаптивной системы с корреляционными обратными связями проводился автором для непрерывного алгоритма настройки в предположении статистической независимости флуктуации весового вектора с вектором входных сигналов. Было получено, что учёт флуктуации весовых коэффициентов в этом приближении приводит к появлению дополнительной ошибки и увеличению остаточной мощности на выходе системы.

В ряде работ предлагали другие методы статистического анализа адаптивных систем с непрерывными алгоритмами настройки. Например, интересная попытка была сделана в работе [12]. Для нахождения статистических характеристик выходного сигнала автор использовал хорошо развитую технику гауссовской аппроксимации по марковской совокупности переменных: вектор весовых коэффициентов - входные сигналы (с учётом их статистической зависимости). Однако, результаты этой работы показали, что этот метод не только не позволил найти нужные статистические характеристики, но даже не дал возможности оценить дисперсии флуктуации весовых коэффициентов (в данном приближении в стационарном режиме работы они оказались стремящимися к нулю). Это наглядно продемонстрировало, что если при статистическом анализе данного класса адаптивных систем использовать предположение о совместном гауссовском вероятностном распределении, то корректно учесть флуктуации весового вектора невозможно. Такое предположение является слишком сильным упрощением для анализа данной задачи.

В докторской диссертации А. А. Мальцева [11] были разработаны точные и приближённые методы статистического анализа адаптивных систем с непрерывными градиентными алгоритмами настройки, позволяющие корректно рассчитывать флуктуации весовых коэффициентов и учитывать их влияние на статистические характеристики таких систем. В отличие от известных методов при этом не делается предположений о статистической независимости или гауссовости совместного распределения вектора весовых коэффициентов и вектора входных сигналов.

Внедрение в практику научных исследований электронно-вычислительных машин и сигнальных процессоров, реализующих различные адаптивные алгоритмы обработки цифровых сигналов, привело к тому, что появился ряд работ, посвященных статистическому анализу адаптивных систем с различными дискретными алгоритмами настройки. В одной из первых подобных работ [8] при рассмотрении антенной решётки с дискретным градиентным алгоритмом настройки, минимизирующей средний квадрат ошибки (ААР МСКО), был сделан вывод об увеличении мощности выходного сигнала ААР из - за флуктуации весовых коэффициентов, названный автором эффектом «недорегулированности» системы (misadjustment). Именно из-за этого результата аналогичные выводы в работах других авторов о влиянии

флуктуации весового вектора на характеристики выходного сигнала адаптивных систем воспринимались как правильные и "физически понятные".

Аналогично и в целом ряде других работ был сделан тот же вывод об увеличении мощности сигнала на выходе ААР из - за флуктуации весового вектора . Во всех этих работах при статистическом анализе характеристик ААР подразумевается статистическая независимость вектора входных сигналов и текущих значений весового вектора. Это основное предположение строго доказывается, если последовательные во времени выборочные значения входных сигналов независимы и поэтому может быть обосновано только для дискретных адаптивных систем, в которых настройка осуществляется по достаточно редким выборочным значениям входных сигналов.

Однако предположение о статистической независимости отсчётов входных сигналов заведомо не выполняется, когда на адаптивную систему воздействуют мощные узкополосные (по сравнению с полосой полезного информационного сигнала) помехи, поскольку их близкие отсчёты будут заведомо сильно коррелированы.

Заметим, что учёт даже "удобной" модельной статистической зависимости выборочных значений входных процессов существенно усложняет задачу анализа адаптивных систем с дискретными алгоритмами, в силу чего ранее делались только асимптотические оценки их простейших статистических характеристик.

Постепенно в рамках исследования вопроса о влиянии флуктуации адаптируемых параметров на статистические характеристики адаптивных систем стали появляться экспериментальные и теоретические результаты, в которых наряду с избыточным шумом на выходе, был обнаружен эффект подавления полезного сигнала на выходе адаптивной системы в присутствии внешних мощных квазигармонических помех и для А А Р с дискретными градиентными алгоритмами настройки [5-7].

Дальнейшее развитие адаптивных систем связано с использованием цифровых процессоров, позволяющих реализовывать так называемые быстрые алгоритмы настройки, которые обладают большой скоростью сходимости в сложной помеховой обстановке, но и требуют больших вычислительных затрат и поэтому раньше не применялись. В монографиях [10-12] излагаются основы построения быстрых алгоритмов и их представления, удобные для реализации на цифровом процессоре. Анализу характеристик ААР с быстрыми алгоритмами посвящено всего несколько работ [11].

Для адаптивной системы, работающей по критерию МОСШ, с алгоритмом прямого обращения выборочной корреляционной матрицы исследовалось, как влияет замена истинной корреляционной матрицы её оценкой на различные статистические характеристики системы. Авторами найдено нормализованное отношение сигнал/шум (ОСШ) в предположении, что оценка весового вектора, полученная на основе выборочной корреляционной матрицы, фиксирована. Данное отношение, нормализованное на верхнюю границу ОСШ, показывает, что имеет место уменьшение точности

настройки адаптивной антенны и качество её работы зависит от того, насколько близка выборочная оценка ковариационной матрицы к истинной ковариационной матрице [7].

В работе [4] дан статистический анализ адаптивной антенной решётки с многократными линейными ограничениями, в которой для оценивания корреляционной матрицы также используется её выборочная оценка. Возникающие при этом флуктуации весового вектора (в алгоритме непосредственного обращения матрицы) приводят к тому, что среднее значение выходной мощности (при использовании выборочной оценки корреляционной матрицы) меньше, чем выходная мощность, рассчитанная при использовании истинной корреляционной матрицы, т.е. имеет место эффект "перекомпенсации" мощности. Статья [8] является развитием предыдущей работы. В ней уточняется полученное в [7] отношение сигнал/шум, а затем данное отношение вычисляется для формирователя лучей, использующего рекурсивную схему настройки весового вектора. Авторы показали, что выходное отношение сигнал/шум, средний квадрат ошибки обеих изучаемых систем зависят от объёма выборки входных данных и числа степеней свободы (числа адаптируемых весовых коэффициентов за вычетом числа ограничений).

2 Адаптивное подавление помех

2.1 Процесс адаптивной фильтрации

Пример адаптивной системы представлен на следующем рисунке:

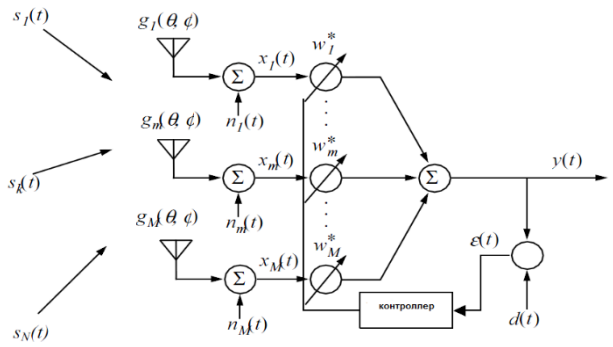

Рисунок 3 – Метод формирования ДН с помощью подбора соответствующих коэффициентов

В соответствии с представленным рисунком, идея внедрения адаптивных антенных решеток заключается в следующем: антенна на базовой станции заменяется системой из нескольких антенн. Данная замена позволяет формировать диаграмму направленности желаемой формы, т.е. поворачивать главный лепесток диаграммы направленности по направлению желаемого сигнала, а нули диаграммы направленности – по направлению прихода помех. Методы подавления помех или синтез оптимальной ДН с помощью антенных

решеток условно представлены на рисунке 4. Форма ДН антенной решетки определяется значениями весовых коэффициентов, взвешивающих сигналы, принимаемые антеннами. В антенных решетках в качестве весовых коэффициентов используются аттенюаторы (в решетках с амплитудным управлением), фазовращатели (в решетках с фазовым управлением) или комплексные весовые коэффициенты (в решетках с амплитудно-фазовым управлением), реализуемые с помощью последовательно включенных аттенюаторов и фазовращателей. Как правило, в ААР в процессе адаптации изменяются все весовые коэффициенты.

Для работы устройства управления ААР (адаптивного процессора), с помощью которого вычисляются комплексные весовые коэффициенты, в большинстве алгоритмов адаптивной фильтрации оцениваются сигналы, принимаемые антенными элементами, выходной сигнал антенной решетки, а иногда и опорный сигнал . При цифровой обработке сигналы с антенных элементов должны быть усилены, преобразованы по частоте и оцифрованы. Для этого в каждом модуле ААР необходимо» размещать приемно-усилительный тракт и аналого-цифровой преобразователь (АЦП).

Для управления системой используется FPGA процессоры (сокр. от field programmable gate array - вентильная матрица с эксплуатационным программированием, матричная БИС) на основе DSP (digital signal processor, цифровой сигнальный процессор) чипов.

Процесс адаптивной фильтрации состоит из двух главных операций:

а) определение угла приема полезного сигнала;

б) адаптивное формирование диаграммы направленности.

2.2 Определение угла приема

2.2.1 Постановка задачи. Постановка задачи определения угла может быть сформулирована следующим образом. Пусть *M* сигналов распространяются в среде со скоростью c в направлениях $-\vec{k}_m$ (рисунок 4).

Суммарный сигнал воспринимается антенной решёткой из *N* элементов, каждый из которых регистрирует электромагнитное поле по предположению с идеальной точностью. Здесь и далее, за исключением случаев, где это будет оговариваться особо, будем считать, что сигнал $s_m(t, \vec{k}_m)$ является узкополосным в пространственно-временном смысле. Это означает, что интервал корреляции комплексной огибающей сигнала (для сигналов без внутриимпульсной модуляции – длительность импульса)

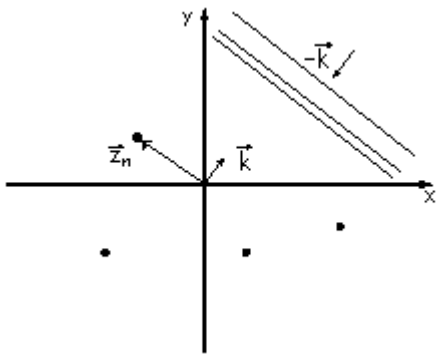

Рисунок 4 - Вектор $\vec{z}_n$ определяет положение n-го элемента относительно начала координат. Показана плоская волна, распространяющаяся к антенной решетке в направлении $-\vec{k}$

существенно превышает временной интервал между моментами прихода сигнала в наиболее разнесенные точки апертуры приемной антенны. Данное допущение позволяет разделить пространственно-временную обработку сигнала на пространственную и временную, выполняемые в произвольном порядке. Тогда сигнал, измеряемый в пространственной точке $\vec{z}_n$ расположения n-го элемента, определяется формулой

$$x_n(t) = \sum_{m=1}^{M} s(t + \frac{1}{c}\vec{z}_n \cdot \vec{k}_m) + n_n(t), \tag{2.1}$$

где $n_n(t)$ - аддитивный пространственно-белый шум, обусловленный возмущениями в среде распространения, а также собственными шумами элемента, а $\vec{z}_n \cdot \vec{k}_m$ - скалярное произведение.

Предполагая ИИ находящимся в дальней зоне излучения и выбирая начало координат совпадающим с крайним элементом линейной эквидистантной АР (ЛЭАР), получим, что

$$\vec{z}_n \cdot \vec{k}_m = \frac{2\pi}{\lambda} nd \sin\theta_m, \tag{2.2}$$

где θ_m - угол между направлением распространения сигнала *m* – го ИИ и нормалью к АР;

d - расстояние между антенными элементами (АЭ);

n - порядковый номер АЭ.

Большая группа адаптивных к данным методов непрерывного анализа использует определение источника излучения по максимумам соответствующих выходных функций. К этой группе должны быть отнесены:

метод максимальной энтропии (ММЭ) Берга, метод Кейпона, метод «теплового шума», метод Борджотти-Лагунаса, метод MUSIC.

Таблица 2.1 – Методы определения угла приема

Методы	Формула
Неадаптивный формирователь луча	$P(\vec{k}) = \vec{E}^H \cdot R \cdot \vec{E}$
Кейпон	$P(\theta) = \dfrac{1}{\vec{E}^H \cdot R^{-1} \cdot \vec{E}}$
«тепловой шум»	$P(\theta) = \dfrac{1}{\vec{E}^H \cdot R^{-2} \cdot \vec{E}}$
Борджотти-Лагунас	$P(\theta) = \dfrac{\vec{E}^H \cdot R^{-1} \cdot \vec{E}}{\vec{E}^H \cdot R^{-2} \cdot \vec{E}}$
ММЭ	$P(\theta) = \dfrac{\vec{I}^H \cdot R^{-1} \cdot \vec{I}}{\left\lvert \vec{E}^H \cdot R^{-1} \cdot \vec{I} \right\rvert^2}$

Здесь $\vec{I}^H = (1 \quad 0 \quad \dots \quad 0)$, а $R = \overline{\vec{X}\vec{X}^H}$ - максимально правдоподобная оценка пространственной корреляционной матрицы выходных сигналов элементов АР, *H* - символ транспонирования и комплексного сопряжения. $\vec{E}$ представляет собой вектор, характеризующий идеальную плоскую волну, распространяющуюся в направлении вектора визирования $\vec{k}$: $E_n = \exp(-j\frac{2\pi d}{\lambda}\sin\theta)$, $\vec{X}$ - вектор отсчетов сигнала.

Таким образом, измерение направления на излучающий источник при помощи антенной решетки математически эквивалентно вычислению пространственного спектра и определению положения локальных максимумов этого спектра.

Несмотря на такое многообразие, наиболее популярным среди этой группы является алгоритмы MUSIC. Кроме методов, использующих определение углов приема по локальным максимумам соответствущих выходных функций, популярностью также пользуется алгоритм ESPRIT. Два указанных алгоритма являются доминирующими в этой области, что обусловлено их относительной простотой, высокой реализуемостью и малым количеством ограничивающих факторов, т.е. широкой областью применения.

2.2.2 Метод ESPRIT. Этот метод базируется на том факте, что вектор, определяющий направление прихода m-го сигнала, имеет один и тот же сдвиг на каждом элементе ЛЭАР. Используя выражение $z = \exp(i\frac{2\pi}{\lambda}d \cdot \sin\theta)$, представим *NxM* матрицу, составленную из сигнальных векторов в виде:

$$S = \begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ z_1 & z_2 & \dots & z_M \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_1^{N-2} & z_2^{N-2} & \dots & z_M^{N-2} \\ z_1^{N-1} & z_2^{N-1} & \dots & z_M^{N-1} \end{pmatrix}. \qquad (2.3)$$

Определим две (*N-1)xM* матрицы S_0 и S_1, состоящие, соответственно, из первых (*N-1)* строк матрицы S и последних (*N-1)* строк матрицы S. Заметим, что $S_1 = S_0 \cdot \Phi$ и члены диагональной матрицы

$$\Phi = \begin{pmatrix} z_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & z_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & z_M \end{pmatrix}, \qquad (2.4)$$

определяют направления прихода сигналов. Ввиду того, что сигнальные векторы в матрице S охватывают то же подпространство, что и сигнальные собственные векторы корреляционной матрицы *R*, существует матрица перехода между базисами, определяемыми этими векторами *C*, такая, что $R_s = S \cdot C$.

Определим две (*N-1)xM* матрицы R_0 и R_1, состоящие, соответственно, из первых (*N-1)* строк матрицы R_s и последних (*N-1)* строк матрицы R_s. Для них из (5) вытекают следующие выражения

$$\begin{aligned} R_0 &= S_0 \cdot C \\ R_1 &= S_1 \cdot C = S_0 \cdot \Phi \cdot C \end{aligned}. \qquad (2.5)$$

Запишем

$$R_1 \cdot C^{-1} \cdot F^{-1} \cdot C = S_0 \cdot \Phi \cdot C \cdot C^{-1} \cdot \Phi^{-1} \cdot C = S_0 \cdot C = R_0. \qquad (2.6)$$

Обозначив

$$\Psi^{-1} = C^{-1} \cdot \Phi^{-1} \cdot C, \qquad (2.7)$$

получим, что

$$R_1 = R_0 \cdot \Psi, \text{ где } \Psi = C^{-1} \cdot \Phi \cdot C. \qquad (2.8)$$

Последнее выражение означает, что Ф – это диагональная матрица собственных значений Ψ. Таким образом, алгоритм ESPRIT можно описать следующими шагами:

а) оценить корреляционную матрицу R;

б) найти ее собственные векторы;

в) определить сигнальные собственные векторы, соответствующие M наибольшим собственным числам;

г) определить матрицу Ψ, используя уравнение (8);

д) найти собственные значения матрицы Ψ;

е) определить углы прихода, используя выражение (6).

2.2.3 Метод MUSIC. Метод MUSIC (Multiple Signal Classification, классификация множественных сигналов) является методом последовательного обзора. Этот метод основан на разложении пространственной корреляционной матрицы по собственным векторам и собственным значениям.

Метод MUSIC основан на анализе спектра вида

$$P(\vec{k}) = \frac{1}{\vec{E}^H \cdot (\sum_{k=M+1}^{R} \vec{V}_k \cdot \vec{V}_k^H) \cdot \vec{E}} . \qquad (2.9)$$

В методе EV используется оценка вида

$$P(\vec{k}) = \frac{1}{\vec{E}^H \cdot (\sum_{k=M+1}^{R} \frac{1}{\lambda_k} V_k \cdot V_k^H) \cdot \vec{E}} , \qquad (2.10)$$

где $\vec{V}_k$ - собственные векторы корреляционной матрицы R.

Представим скалярное произведение собственных векторов и управляющего вектора в виде полинома

$$v_k(z) = \sum_{i=1}^{N} \vec{V}_{ki} \cdot z^{-(i-1)} , \qquad (2.11)$$

где $k=M+1,\ldots,N$, а $z = \exp(i\frac{2\pi}{\lambda} d \cdot \sin\theta)$;

n – номер полинома.

В (4) V – один из собственных векторов шумового подпространства, i – номер компоненты n-го вектора.

Перепишем выходную функцию метода MUSIC

$$P^{-1}(\vec{k}) = \vec{E}^H \cdot (\sum_{k=M+1}^{R} \vec{V}_k \cdot \vec{V}_k^H) \cdot \vec{E}$$,

в виде

$$P^{-1}(\vec{k}) = \sum_{m,n=0}^{N-1} z^n \cdot C_{mn} \cdot z^{-m}$$, (2.12)

где C_{mn} — элементы матрицы $R_s = \sum_{k=M+1}^{R} \vec{V}_k \cdot \vec{V}_k^H$. Сделав замену *l=n-m*, получим

$$P^{-1}(\vec{k}) = \sum_{l=-(N-1)}^{N+1} C_l \cdot z^l$$, (2.13)

где $C_l = \sum_{n-m=l} C_{mn}$, то есть C_l - сумма элементов матрицы R_s, находящихся на n-й диагонали. Корни полинома появляются парами *z* и *1/z*. Один из корней лежит вне единичной окружности, другой внутри нее, однако фаза их одинакова, поэтому оба можно с одинаковым успехом использовать для определения угла прихода сигнала. В отсутствие шума все корни будут лежать на единичной окружности.

Так как численные значения корней полинома находятся в рамках единой вычислительной процедуры, то метод MUSIC относится к методам параллельного поиска. После нахождения корней z_i определяются угловые координаты ИИ по следующей формуле

$$\theta_m = \arccos\left[\frac{j \cdot \ln(z_m)}{nd}\right].$$ (2.14)

Формулы для нахождения корней полинома по его коэффициентам существуют только для $N \le 5$. При большем *N* необходимо применять численные методы, что вызывает определенные трудности.

Метод MUSIC предполагает некоррелированность сигналов источников между собой, что в реальных условиях, ввиду многолучевости, выполняется далеко не всегда. Коррелирующие между собой лучи уменьшают ранг корреляционной матрицы, так что число шумовых собственных значений превышает *(N-M)*.

Для дальнейшего исследования алгоритма MUSIC использовалось моделирование в программной среде Matlab. Окно моделирования представлено на рисунке А1.

Таблица 2.2 – Параметры приема при эксперименте №1

Угол прихода 1-го сигнала, градусы	Угол прихода 2-го сигнала, градусы	Отношение сигнал/шум, раз
30	80	10

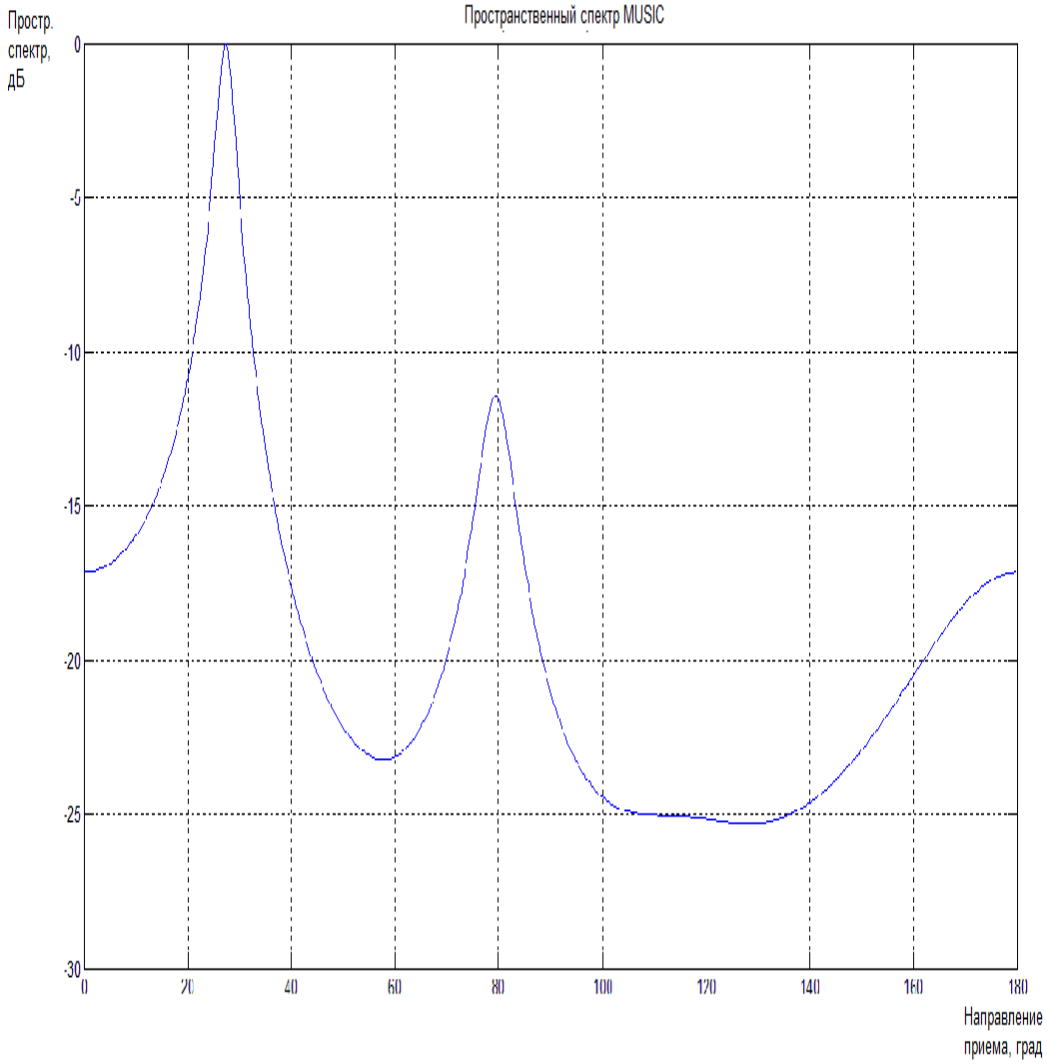

Рисунок 5– Пространственный спектр алгоритма MUSIC при эксперименте №1

Таблица 2.3 – Параметры приема при эксперименте №2

Угол прихода 1-го сигнала, градусы	Угол прихода 2-го сигнала, градусы	Отношение сигнал/шум, раз
30	80	6

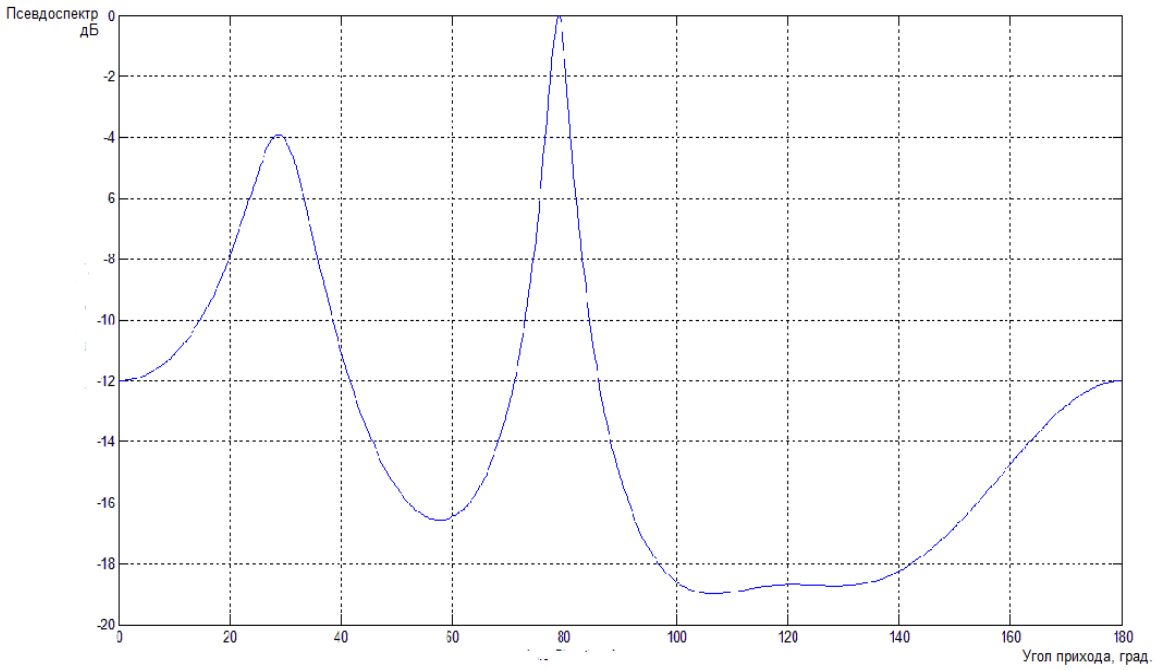

Рисунок 6 – Пространственный спектр алгоритма MUSIC при эксперименте №2

Таблица 2.4 – Параметры приема при эксперименте №3

Угол прихода 1-го сигнала, градусы	Угол прихода 2-го сигнала, градусы	Отношение сигнал/шум, раз
30	80	1

Соответствующий пространственный спектр приведен на рисунке 7.

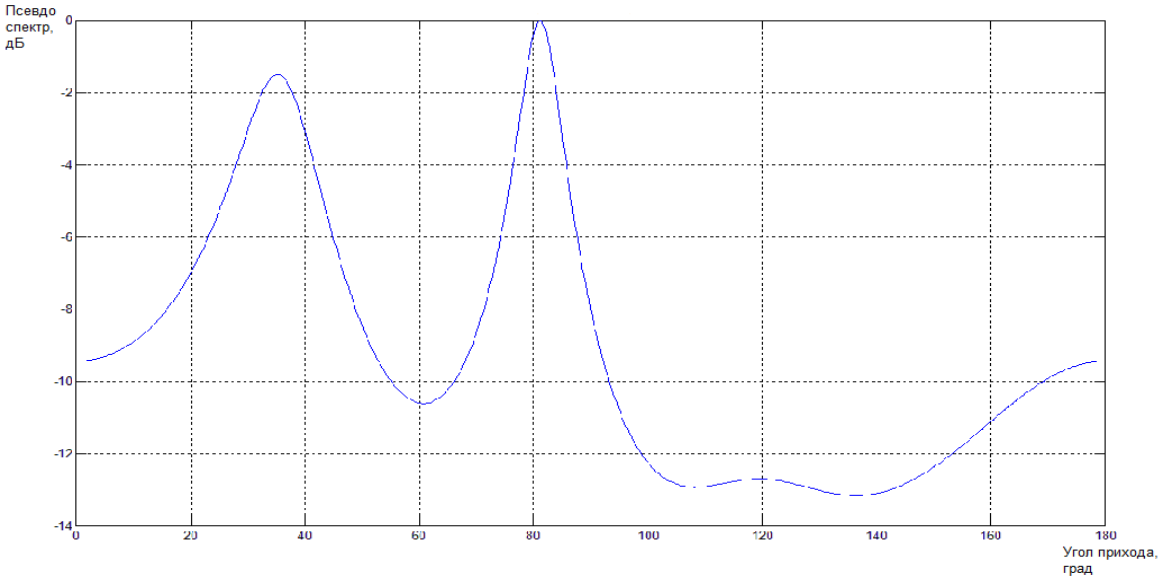

Рисунок 7– Пространственный спектр алгоритма MUSIC при эксперименте №3

Анализируя приведенные графики, приходим к следующему важному выводу: при достаточном угловом разнесении приходящих сигналов алгоритм MUSIC способен обеспечить разрешение независимо от соотношения сигнал-шум.

Кроме того, как показали следующие эксперименты, алгоритм способен обеспечить разрешение при достаточно малом угловом разнесении сигналов, но при этом сильно проявляется зависимость сигнал/шум.

Таблица 2.5 – Параметры приема при эксперименте №4

Угол прихода 1-го сигнала, градусы	Угол прихода 2-го сигнала, градусы	Отношение сигнал/шум, раз
30	50	20

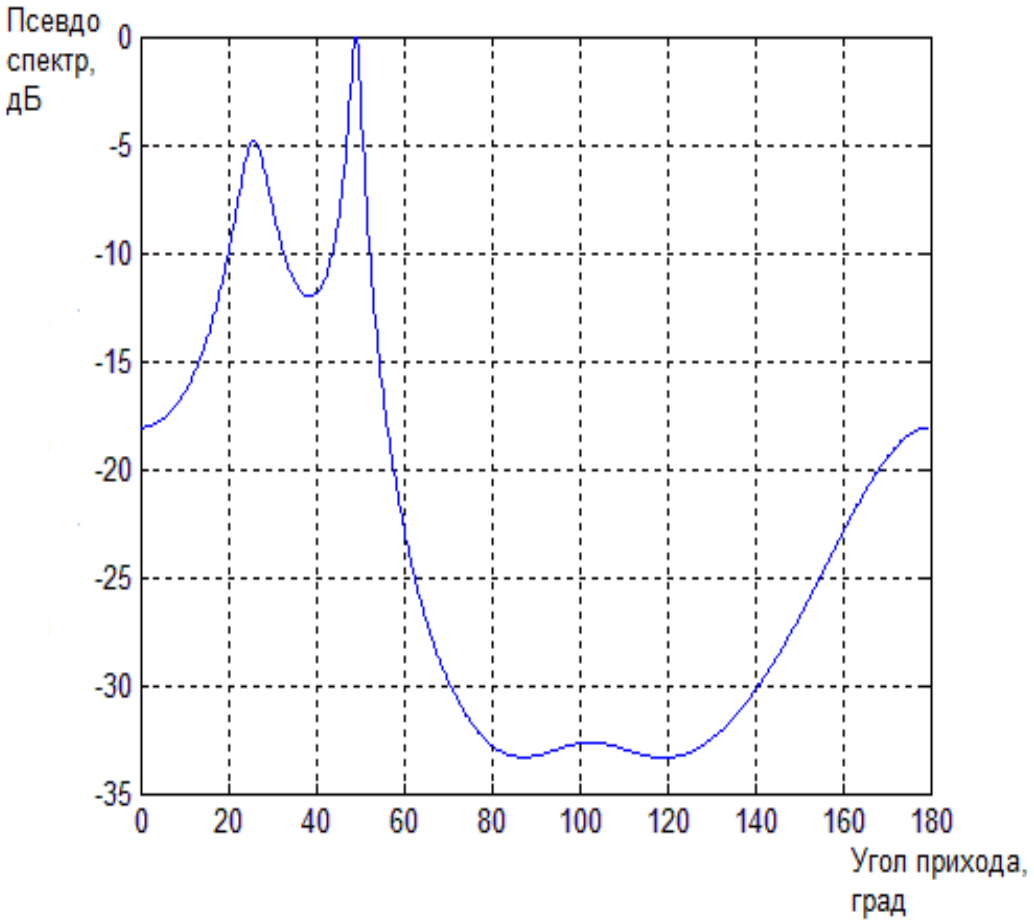

Рисунок 8 – Пространственный спектр алгоритма MUSIC при эксперименте №4

Таблица 2.6 – Параметры приема при эксперименте №5

Угол прихода 1-го сигнала, градусы	Угол прихода 2-го сигнала, градусы	Отношение сигнал/шум, раз

30	50	17

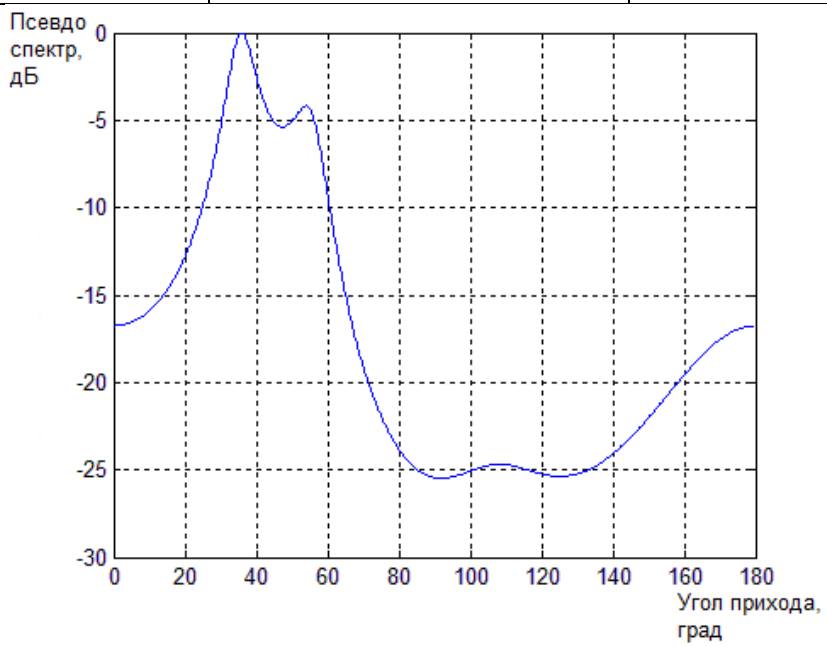

Рисунок 9 – Пространственный спектр алгоритма MUSIC при эксперименте №5

Вывод: во второй части данной работы проведено исследование алгоритмов MUSIC и ESPRIT для определения угла приема. В частности, промоделирована реализация алгоритма MUSIC в программной среде Matlab.

На основе проведенного моделирования были сделаны следующие выводы:

а) при достаточном угловом разнесении приходящих сигналов алгоритм MUSIC способен обеспечить разрешение независимо от соотношения сигнал-шум;

б) алгоритм способен обеспечить разрешение при достаточно малом угловом разнесении сигналов, но при этом сильно проявляется зависимость сигнал/шум.

2.3 Адаптивное формирование диаграммы направленности

2.3.1 Постановка задачи. Устройство формирования луча состоит из блока цифрового фильтра с регулируемыми коэффициентами и адаптивного алгоритма для настройки и изменения коэффициентов фильтра.

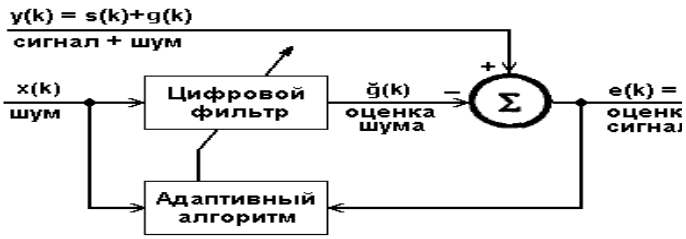

Рисунок 10 – Адаптивный фильтр

На фильтр одновременно подаются входные сигналы y(k) и x(k). Сигнал y(k) содержит полезный сигнал s(k) и некоррелированный с ним загрязняющий сигнал g(k). Сигнал x(k) какого-либо источника шума, коррелированный с g(k), который используется для формирования оценки сигнала ǧ(k). Полезный сигнал оценивается по разности

$$\check{s}(k) = y(k) - \check{g}(k) = s(k) + g(k) - \check{g}(k). \qquad (2.15)$$

Возводим уравнение в квадрат и получаем

$$\check{s}^2(k) = s^2(k) + (g(k) - \check{g}(k))^2 + 2.s(k)\,(g(k) - \check{g}(k)). \qquad (2.16)$$

Вычислим математическое ожидание левой и правой части этого уравнения

$$M[\check{s}^2(k)] = M[s^2(k)] + M[(g(k) - \check{g}(k))^2] + 2M[s(k)\,(g(k) - \check{g}(k))] \qquad (2.17)$$

Последнее слагаемое в выражении равно нулю, поскольку сигнал s(k) не коррелирует с сигналами g(k) и ǧ(k).

$$M[\check{s}^2(k)] = M[s^2(k)] + M[(g(k) - \check{g}(k))^2] \qquad (2.18)$$

В этом выражении $M[s^2(k)] = W(s(k))$ – мощность сигнала s(k), $M[\check{s}^2(k)] = W(\check{s}(k))$ – оценка мощности сигнала s(k) и общая выходная мощность, $M[(g(k) - \check{g}(k))^2] = W(\varepsilon_g)$ - остаточная мощность шума, который может содержаться в выходном сигнале.

При настройке адаптивного фильтра к оптимальному положению минимизируется мощность остаточного шума, а, следовательно, и мощность выходного сигнала

$$\min W(\check{s}(k)) = W(s(k)) + \min W(\varepsilon_g)\ . \qquad (2.19)$$

На мощность полезного сигнала настройка не влияет, поскольку сигнал не коррелирован с шумом. Эффект минимизации общей выходной мощности будет выражаться в максимизации выходного отношения сигнал/шум. Если настройка фильтра обеспечивает равенство ǧ(k) = g(k), то при этом š(k) = s(k). Если сигнал не содержит шума, адаптивный алгоритм должен устанавливать нулевые значения всем коэффициентам цифрового фильтра.

Входной сигнал y(k) фильтра, приведенного на рисунке 11, включает компоненту, коррелированную с со вторым сигналом x(k), и полезную компоненту, некоррелированную с x(k).

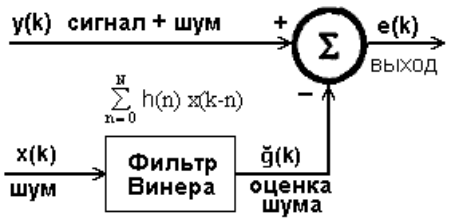

Рисунок 11 – Фильтр Винера

Фильтр формирует из x(t) сигнал ğ(k) - оптимальную оценку той части y(k), которая коррелированна с x(k), и вычитает ее из сигнала y(k). Выходной сигнал

$$e(k) = y(k) - ğ(k) = y(k) - H^T X_k = y(k) - \sum_{n=0}^{N} h(n)\, x(k-n), \qquad (2.20)$$

где H^T и X_k – векторы весовых коэффициентов фильтра и его входного сигнала.

Аналогично предыдущему методу, возводим в квадрат левую и правую части уравнения, находим математические ожидания обеих частей и получаем уравнение оптимизации ε выходного сигнала

$$\varepsilon = \sigma^2 + 2P^T H + H^T R H, \qquad (2.21)$$

где $\sigma^2 = M[y^2(k)]$ – дисперсия y(k), $P = M[y(k)X_k]$ – вектор взаимной корреляции, $R = M[X_k X_k^T]$ – автокорреляционная матрица.

В стационарной среде график зависимости ε от коэффициентов H представляет собой чашеобразную поверхность адаптации (см. рисунок 12).

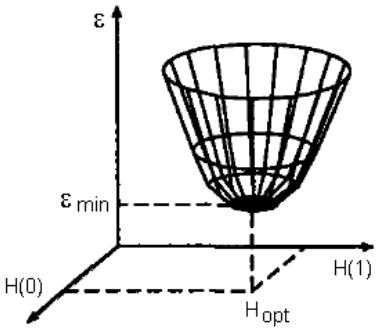

Рисунок 12 – Поверхность адаптации

Градиент поверхности

$$\Delta = d\varepsilon / dH = -2P + 2RH. \qquad (2.22)$$

Каждому набору коэффициентов h(n) на этой поверхности соответствует

определенная точка. В точке минимума градиент равен нулю и вектор весовых коэффициентов фильтра является оптимальным

$$H_{opt} = R^{-1}P. \qquad (2.23)$$

Эта формула называется уравнением Винера-Хопфа. Задачей алгоритма автоматической настройки является подбор таких весовых коэффициентов фильтра, которые обеспечивают работу в оптимальной точке поверхности адаптации.

Однако практическое применение фильтра затрудняется использованием корреляционных матриц R и P, априори неизвестных, и которые могут изменяться со временем для нестационарных сигналов.

2.3.2 Метод наименьших квадратов. По существу, это модификация фильтра Винера, в которой вместо вычисления коэффициентов (2.23) за один шаг используется алгоритм последовательного спуска в оптимальную точку при обработке каждой выборки

$$H_{k+1} = H_k - \mu e_k X_k, \qquad (2.24)$$

$$e_k = y_k - H^T X_k. \qquad (2.25)$$

Условие сходимости к оптимуму

$$0 < \mu > 1/\lambda_{max}, \qquad (2.26)$$

где μ - параметр скорости спуска, λ_{max} – максимальное собственное значение ковариационной матрицы данных. Блок-схема алгоритма приведена на рисунке 13.

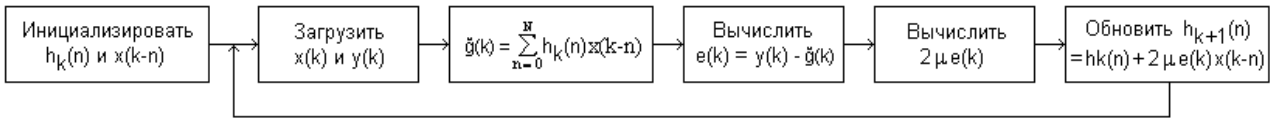

Рисунок 13 - Алгоритм адаптации методом наименьших квадратов.

На практике точка максимальной оптимальности флюктуирует около теоретически возможной.

2.3.3 Метод Кейпона. Метод Кейпона (в зарубежной литературе встречается названиеMinimum Variance Distortionless response, метод минимальной дисперсии) основан на критерии минимизации шума на выходе фильтра, при этом сохраняя постоянный уровень по полезному сигналу. По сути, это означает максимизацию отношения сигнал/шум на выходе приемника. Математически, это может быть записано следующим образом:

Для М-элементной решетки с М числом степеней свободы, количество помех должно быть не более М-2, так как одна степень свободы используется для сохранения постоянного уровня по полезному сигналу. Так как в алгоритме Кейпона весовой вектор, минимизирующий выходную мощность, является функцией матрицы пространственной корреляции, должна присутствовать связь между каналом на прием и передачу для оценки матрицы корреляции на передачу.

$$H^h RH \to \min\ , \quad \text{при этом } H^H A_d = 1, \tag{2.27}$$

где H – вектор весовых коэффициентов;

верхний индекс h означает спаренная транспозиция.

Коэффициенты фильтра соответственно в этом случае описываются следующим уравнением

$$H_{MVDR} = \frac{R^{-1}a(\theta_0)}{a^H(\theta_0)R^{-1}a(\theta_0)}. \tag{2.28}$$

2.3.4 Моделирование алгоритмов в программной среде Matlab

Таблица 2.7 – Параметры приема при эксперименте №1

Количество элементов	Расстояние между элементами, в длинах волн	Угол прихода полезного сигнала и помехи соответственно, рад	Отношение сигнал/шум для полезного сигнала и помехи соответственно, дБ	Количество итераций
8	0.5	0.2 -0.4	10 40	200

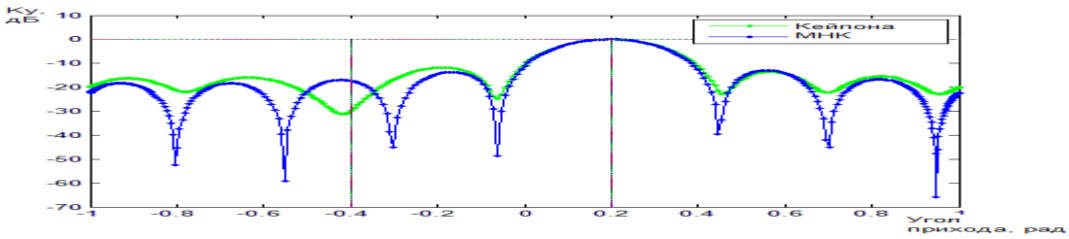

Рисунок 14 - Диаграмма направленности антенной решетки при эксперименте №1

Окно моделирования представлено на рисунке Б1.

По графику мы видим, что при методе минимальной дисперсии эффективно – на 32 дБ подавляется высокая по уровню (30 дБ по отношению к полезному сигналу) помеху. Для метода наименьших квадратов подавление в этом случае составляет 16 дБ.

Соответствующие амплитудные и фазовые распределения приведены далее.

Таблица 2.8 – Весовые коэффициенты при методе Кейпона

Номер антенны	Комплексный коэффициент	Амплитуда	Фаза
1	0.1224 - 0.0016i	0.1224	-0.0134
2	0.0823 + 0.0942i	0.1251	0.8529
3	0.0558 + 0.1442i	0.1546	1.2017
4	-0.0388 + 0.1021i	0.1093	1.9340
5	-0.0956 + 0.0416i	0.1043	2.7309
6	-0.1669 - 0.0103i	0.1672	-3.0799
7	-0.1054 - 0.0316i	0.1100	-2.8504
8	-0.0555 - 0.1077i	0.1212	-2.0467

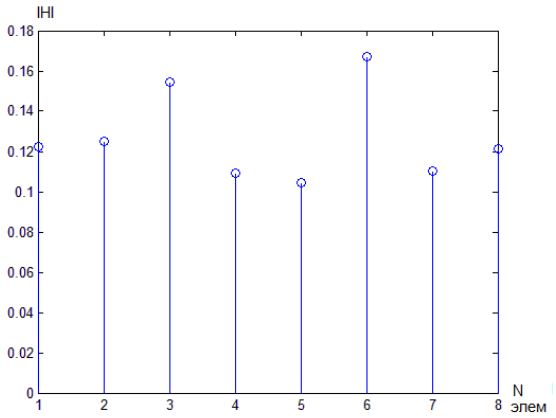

Рисунок 15 – Распределение весовых коэффициентов при алгоритме Кейпона

Окно моделирования представлено на рисунке Б2.

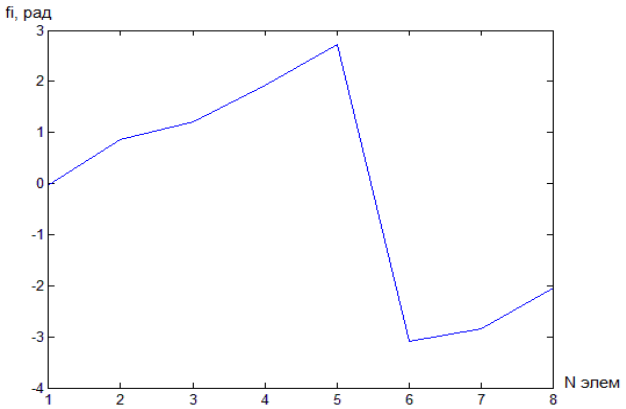

Рисунок 16 – Фазовое распределение вдоль элементов решетки для алгоритма Кейпона

Окно моделирования представлено на рисунке Б3.

Таблица 2.9 – Весовые коэффициенты при алгоритме МНК

Номер антенны	Комплексный коэффициент	Амплитуда	Фаза
1	0.1219 + 0.0045i	0.1220	0.0371
2	0.0980 + 0.0780i	0.1253	0.6720
3	0.0355 + 0.1234i	0.1284	1.2903
4	-0.0417 + 0.1234i	0.1303	1.8967
5	-0.1042 + 0.0780i	0.1302	2.4991
6	-0.1281 + 0.0045i	0.1282	3.1063
7	-0.1042 - 0.0689i	0.1250	-2.5571
8	-0.0417 - 0.1144i	0.1217	-1.9205

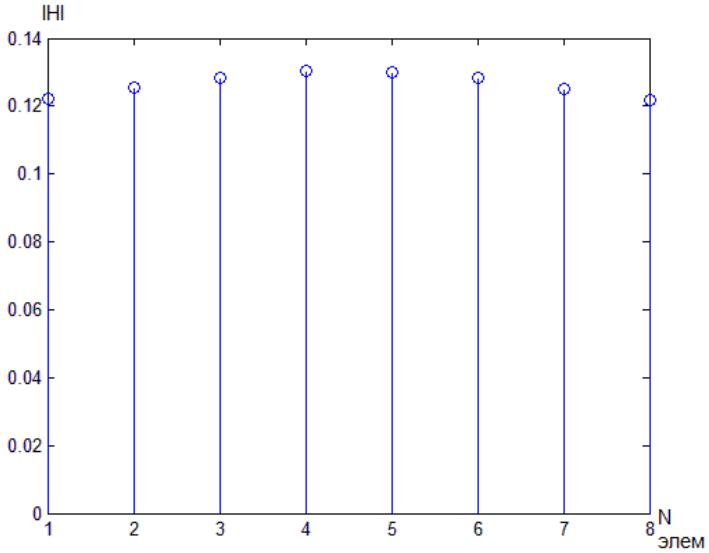

Рисунок 17– Распределение весовых коэффициентов при методе МНК

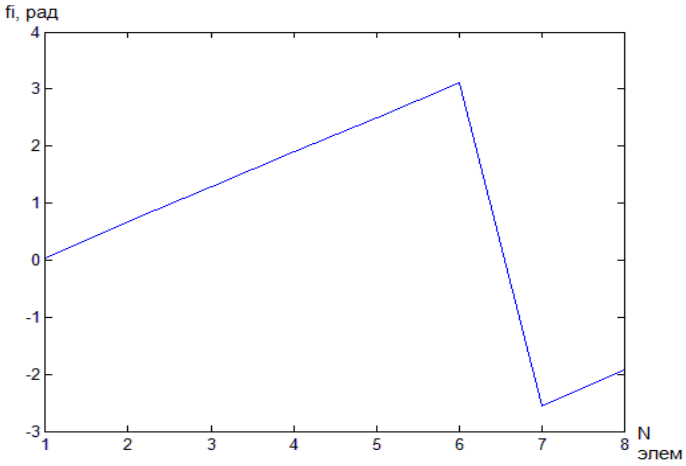

Рисунок 18 – Распределение фаз вдоль элементов решетки для алгоритма МНК

По приведенным графикам мы видим, что при методе минимальной дисперсии эффективно – на 32 дБ подавляется высокая по уровню (30 дБ по

отношению к полезному сигналу) помеху. Для метода наименьших квадратов подавление в этом случае составляет 16 дБ. При этом алгоритм Кейпона в данном случае более прост в реализации, т.к. управление происходит практически лишь за счет фазового смещения на элементах антенной решетки.

Тем не менее, когда помеха является одинаковой по уровню с сигналом, становится очевидным, что в плане режекции помехи более эффективным является метод МНК. Соответствующие параметры приема и ДН антенной решетки приведены далее.

Таблица 2.10 – Параметры приема при эксперименте №2

Количество элементов	Расстояние между элементами, в длинах волн	Угол прихода полезного сигнала и помехи соответственно, рад	Отношение сигнал/шум для полезного сигнала и помехи соответственно, дБ	Количество итераций
8	0.5	0.2 -0.4	10 10	200

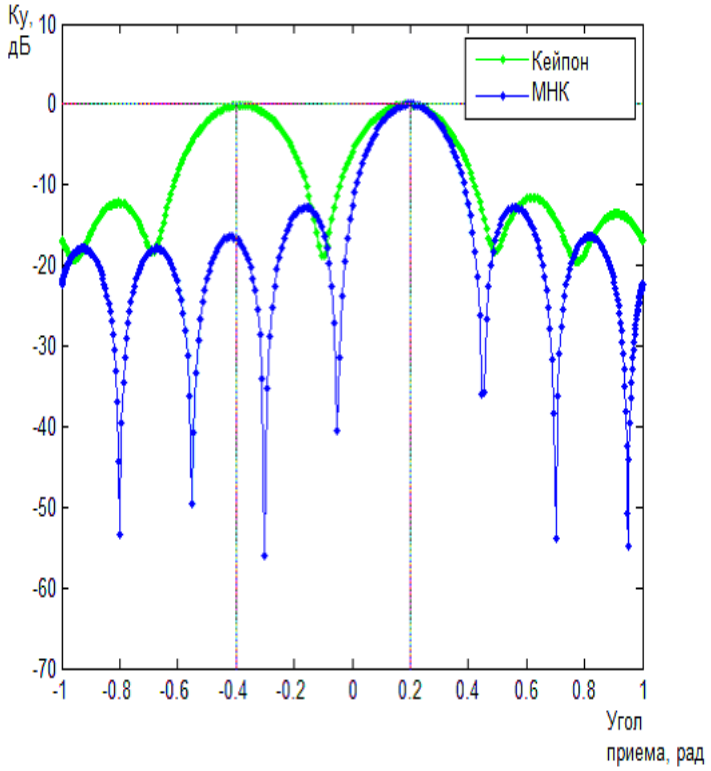

Рисунок 19– ДН антенной решетки при эксперименте №2

По приведенной диаграмме мы видим, что в данном случае алгоритм Кейпона вообще не обеспечивает режекции помехи, тогда как алгоритм МНК поддерживает подавление -20 дБ.

Аналогичная картина наблюдается, когда полезный сигнал выше по уровню чем мешающий.

Таблица 2.11– Параметры приема при эксперименте №3

Количество элементов	Расстояние между элементами, в длинах волн	Угол прихода полезного сигнала и помехи соответственно, рад	Отношение сигнал/шум для полезного сигнала и помехи соответственно, дБ	Количество итераций
8	0.5	0.2 -0.4	20 10	200

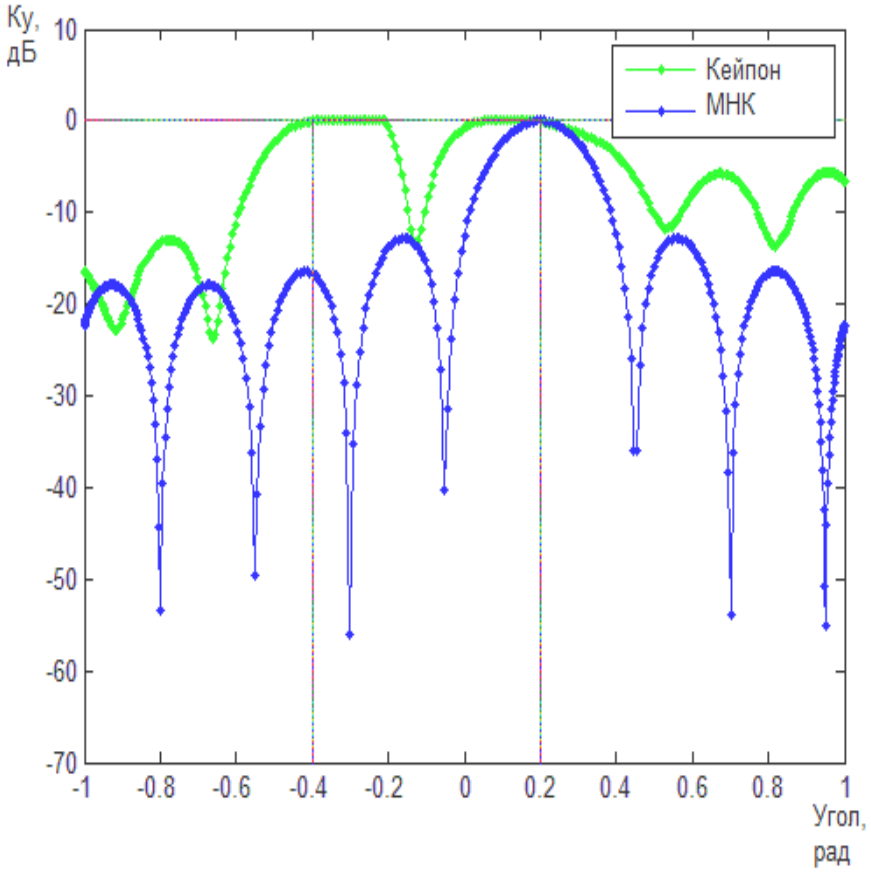

Рисунок 20 – ДН антенной решетки при эксперименте №2

Из представленных примеров видно, что алгоритм Кейпона эффективно режектирует лишь высокую по уровню помеху. На практике же в сетях мобильных телекоммуникаций алгоритм должен быть эффективен при различных уровнях помехи и сигнала. В этом отношении алгоритм МНК подходит для внедрения в мобильных сетях 5-го поколения, так как позволяет добиться эффективного (не менее 16 дБ) подавления помехи при различных уровнях помехи и шума. Прежде чем проведем дальнейшее исследование этого алгоритма, отметим, что использование алгоритма Кейпона, уступающего алгоритму МНК в плане подавления помех, остается актуальным для подавления высоких по уровню помех. Нами замечено еще одно интересное

применение алгоритма Кейпона - для организации SDMA множественного доступа с пространственным разделением, подхода, обсуждаемого в первой части данной работы.

Как было отмечено, для использования в мобильных сетях 5-го поколения предпочтительным является алгоритм МНК. Исследуем работу этого алгоритма при различных конфигурациях решетки и соотношениях сигнал/шум и определим максимальную разрешающую способность алгоритма.

Таблица 2.12 – Конфигурация антенной решетки при эксперименте № 4

Количество элементов решетки	Расстояние между элементами, длин волн
8	1

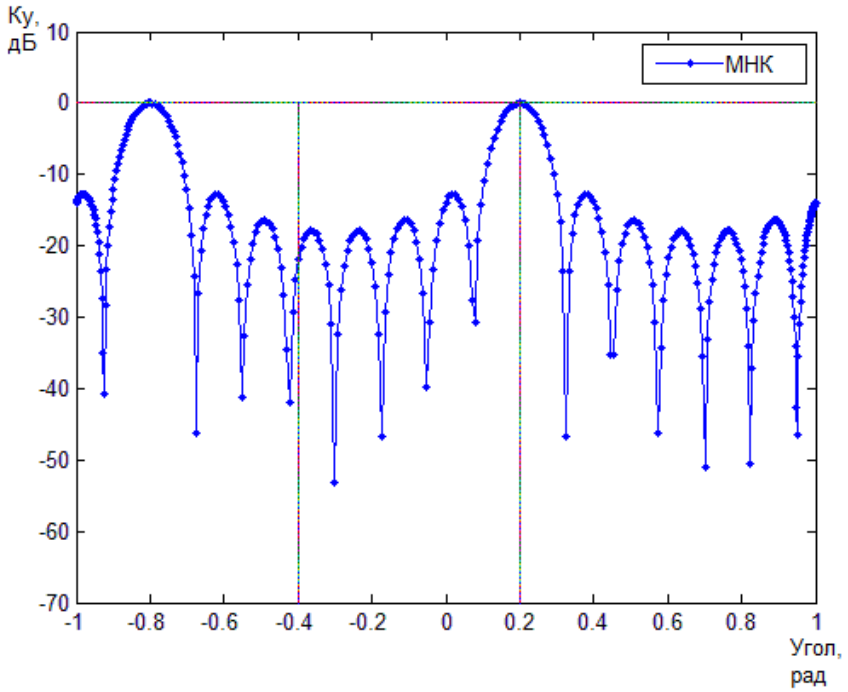

Рисунок 21 – ДН адаптивной антенной системы при конфигурации решетки №1

Исследуем конфигурацию, рекомендованную международной комиссией по внедрению мобильной связи 5-го поколения– 3GPP LTE. Согласно данной рекомендации, одним из вариантов реализации адаптивной антенной решетки является система из 4-х элементов, разнесенных между собой на половину длины волны.

Таблица 2.13 – Конфигурация антенной решетки при эксперименте № 5

Количество элементов решетки	Расстояние между элементами, длин волн
4	0.5

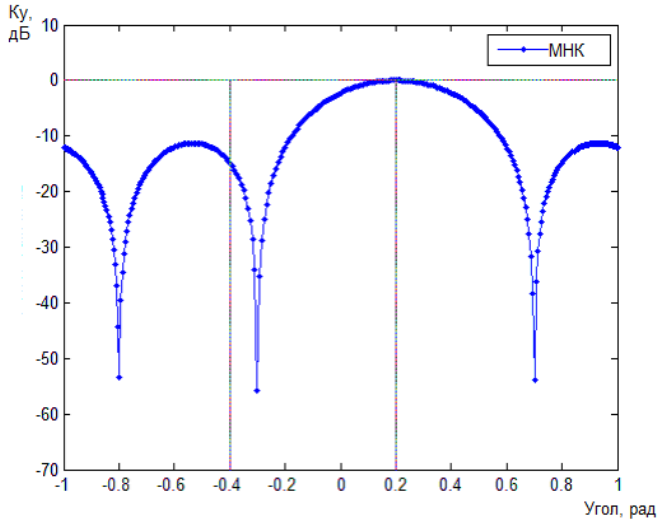

Рисунок 22 – ДН адаптивной антенной системы при конфигурации решетки №2

Исследуем предельную разрешающую способность антенной решетки при такой конфигурации (под разрешающей способностью в данном случае понимается способность эффективно (не менее 10 дБ) снижать помеху). Для этого будем снижать угловое расстояние между источниками.

Таблица 2.14– Конфигурация антенной решетки при эксперименте № 5

Угол прихода полезного сигнала, рад	Угол прихода мешающего сигнала, рад
0.2	-0.2

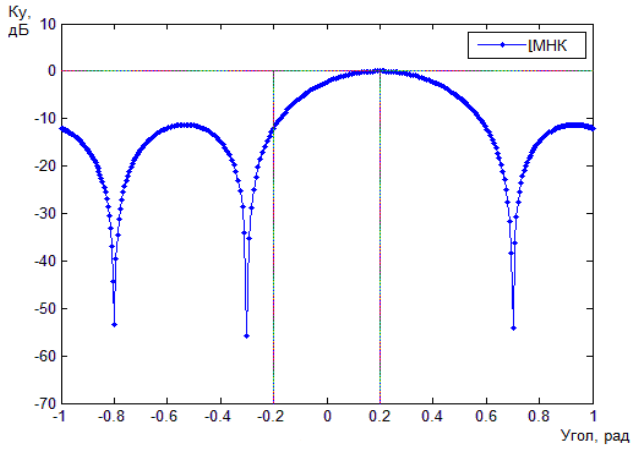

Рисунок 23– ДН адаптивной антенной системы при уменьшении углового расстояния

Дополнительные эксперименты показали, что при угловом расстоянии, меньшем, чем представленном на рисунке, алгоритм не способен обеспечить эффективное подавление помех, даже при увеличении отношения сигнал/шум. Это означает, что данный алгоритм при применении к решетке предлагаемой

конфигурации обладает максимальной разрешающей способностью 0.4 рад или 23 градуса.

Вывод: На основе проведенного моделирования, пришли к заключению, что из двух алгоритмов, исследуемых в данной работе, алгоритм наименьших квадратов МНК больше подходит для использования в мобильных сетях 5-го поколения. Данный алгоритм, в отличие от алгоритма минимальной дисперсии Кейпона, обеспечивает стабильно высокое подавление помех при различных соотношениях сигнал-шум. Кроме того, алгоритм пригоден для использования при конфигурации адаптивной антенной решетки, рекомендованной международной комиссией по внедрению мобильной связи 5-го поколения 3GPP LTE (линейная антенная решетка из 4-х элементов, разнесенных между собой на расстояние в половину длины волны). К недостаткам этого алгоритма можно отнести тот факт, что алгоритм обладает условным «пределом разрешимости», т.е. не обеспечивает минимальное подавление 10 дБ при угловом сближении источников более чем на 23 градуса. Что касается алгоритма минимальной дисперсии Кейпона, то его применение эффективно лишь в случаях когда помеха выше по уровню чем сигнал, причем подавление тем выше, чем выше уровень помехи по отношению к сигналу. Тем самым, применение алгоритма для режекции помех в сетях мобильной связи 5-го поколения не рекомендуется. Тем не менее, при моделировании было замечено, что алгоритм способен эффективно формировать два главных лепестка диаграммы направленности по направлению прихода сигналов. Эта особенность может быть использована для организации SDMA – множественного доступа с пространственным разделением – еще одним интересным аспектом применения адаптивных антенных решетка. Данное напраление заслуживает отдельного исследования.

2.4 Расчет улучшений показателей сети

2.4.1 Улучшения показателей сети. Адаптивные антенные системы – это аппаратно-программный комплекс, который позволяет значительно улучшить многие показатели сети мобильной связи, в частности, увеличить зону покрытия сети, увеличить емкость мобильной сети, бороться с помехами и замираниями сигнала. Внедрение адаптивных антенных систем способно улучшить следующие показатели сети:

а) увеличение емкости. Адаптивные антенные системы создают разный сектор для каждого абонента. Ввиду этого один физический канал передачи может быть использован несколькими пользователями (FDMA + SDMA, Space division multiple access, множественный доступ с пространственным разделением);

б) снижение интерференции. Интерференция от других пользователей является главным источником шума в плотно-заселенных территориях и тем самым. Адаптивные антенны существенно снижают уровень интерференции от других пользователей;

в) увеличивают зону покрытия;

г) обеспечивают безопасность;

д) помогает бороться с замираниями;

е) также позволяют реализовать такой специфический сервис, как определение местонахождения.

2.4.2 Увеличение зоны покрытия. Адаптивные антенны способны увеличить зону покрытия. Это приобретает особую важность на неплотно заселенных территориях, где увеличение покрытия часто является ключевым фактором. Увеличение зоны покрытия происходит в первую очередь за счет того факта, что несколько антенн способно принять больше энергии передаваемого сигнала. Такой подход показан на следующем рисунке.

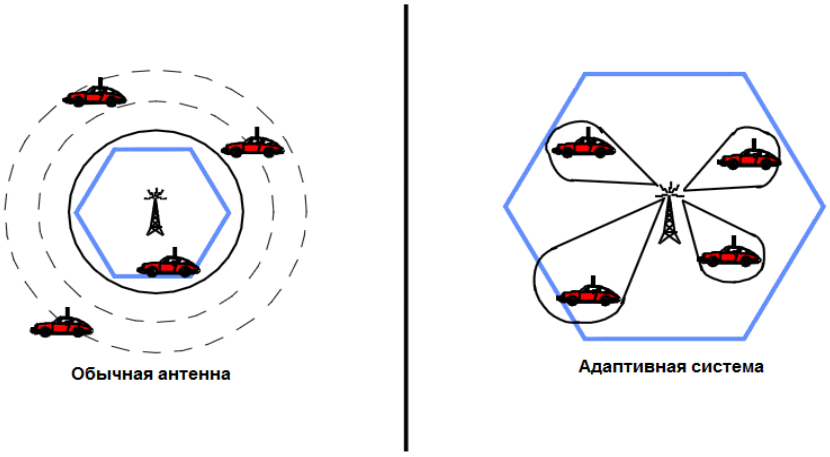

Рисунок 24 – Увеличение покрытия сети с помощью адаптивных антенных систем

В однородной среде распространения максимальная дальность передачи-приема одинакова во всех направлениях и может быть описана следующей формулой

$$A_c = \pi R^2 \tag{2.29}$$

где A_c - площадь покрытия и R - максимальная дальность приема-передачи.

Представленная формула является грубой оценкой реальной среды, в которой ландшафт, застройка, растительность влияют на распространение и тем самым вносят корректировки в эту формулу. Тем не менее, указанная формула является приемлемой оценкой принципиального эффекта внедрения адаптивных антенн.

Приближенную зависимость площади покрытия от коэффициента усиления антенны может быть получена из экспоненциальной модели распространения. В соответствии с этой моделью, мощность сигнала на приемнике может быть описана следующей формулой

$$P_r = P_t G_t G_r PL(d_0)(\frac{R}{d_0})^{-\gamma} \ , \qquad (2.30)$$

где P_t - мощность сигнала на передатчике;

G_t и G_r - коэффициенты усиления передающей и приемной антенн соответственно;

$PL(d_0)$ - это потери при распространении в свободном пространстве на каком-то фиксированном расстоянии от передатчика (обычно порядка 1 км. для сотовых систем;

R - дальность передачи-приема, в таких же единицах, что и d_0;

γ - экспонента потерь, обычно от 3 до 4.

В этой модели подразумевается, что $R \geq d_0$

Эта формула может быть переписана следующим образом

$$R = d_0 \left(\frac{P_t G_t G_r PL(d_0)}{P_r} \right)^{\frac{1}{\gamma}}, \qquad (2.31)$$

и, используя (30), зависимость зоны покрытия от коэффициента усиления антенны будет выглядеть как

$$A_c \propto G^{\frac{2}{\gamma}} \ , \qquad (2.32)$$

где G - это коэффициент усиления приемной или передающей антенны, если коэффициент усиления другой антенны не меняется.

Рассчитаем увеличение зоны покрытия:

Базовая станция, использующая всенаправленную антенну, способна покрыть площадь $A_{c.omnl} = 50km^2$. Кроме того, примем, что коэффициент потерь распространения измерен и может быть аппроксимирован модель распространения с экспонентой γ =3,5, что является усредненным значением.

Если вместо ненаправленной антенны использовать адаптивную антенную систему с дополнительным усилением 6 дБ, тогда, на основании (32), система может покрыть площадь

$$A_{c.adapt.} = A_{c.omnl}(\frac{G_{adapt}}{G_{omnl}})^{\frac{2}{\gamma}} \ , \qquad (2.33)$$

то есть, в нашем случае

$$A_{c.adapt} = 50 \cdot 4^{(\frac{2}{3,5})} = 110,4(km^2)\,. \qquad (2.34)$$

Относительное увеличение зоны покрытия составляет

$$n = \frac{A_{c.adapt}}{A_{c.omnl}} = \frac{110,4}{50} = 2,2 \text{ (раза).} \qquad (2.35)$$

Увеличение зоны покрытия имеет важное значение в сельской местности, где плотность населения низкая и желательно покрыть наибольшую площадь при помощи наименьшего количества базовых станций. Если плотность населения высокая, просто увеличивать зону покрытия в результате даст нам больше абонентов в одной соте, чем базовая станция может обслужить со своим ограниченным числом каналов. В этом случае, увеличение дальности связи будет иметь практическую выгоду лишь в том случае, если будут применены методы, обсуждаемые далее (SDMA).

2.4.3 Увеличение емкости. Емкость зависит от спектральной эффективности системы, также к количеству трафика, генерируемом каждым абонентом. Спектральная эффективность *E*, измеряемая в каналы/км^2/МГц, может быть выражена следующей формулой

$$E = \frac{B_t / B_{ch}}{B_t N_c A_c} = \frac{1}{B_{ch} N_c A_c}, \qquad (2.36)$$

где B_t - ширина полосы (полоса пропускания) доступная для голосовых каналов (передача или прием), в МГц;

B_{ch} - ширина каждого голосового канала, в МГц;

N_c - количество сот в кластере;

A_c - площадь каждой соты в квадратных километрах.

Емкость системы измеряется в каналы/км^2 и может быть найдена по формуле

$$C = EB_t = \frac{B_t}{B_{ch} N_c A_c} = \frac{N_{ch}}{N_c A_c}, \qquad (2.37)$$

где $N_{ch} = \frac{B_t}{B_{ch}}$ - общее количество доступных передающих или приемных каналов в системе.

Реальное количество абонентов, которое может быть обслужено, рассчитывается на основе трафика, производимого каждым абонентом и количеством каналов в соте.

Из формулы (7) видно, что емкость может быть увеличена несколькими способами. В их число входит увеличение общей ширины полосы пропускания, выделенной системе, уменьшать ширину полосы канала при помощи эффективной модуляции, уменьшать количество сот в кластере, и уменьшать площадь соты путем их разбиения. Если каким-то образом один радиочастотный канал может использовать более 1 пользователя, это тоже увеличит емкость.

Рассмотрим несколько путей увеличения емкости.

а) Уменьшение/исключение интерференции

На плотно заселенных территориях, увеличение емкости – задача первостепенной важности. Два родственных подхода – это уменьшить интерференцию на линии базовая станция – мобильное устройство (БС – МУ) или на линии МУ-БС. Чтобы уменьшить интерференцию, лепестки диаграммы направленности ориентируются по направлению на МУ. Интерференция мобильных устройств, использующих один РЧ канал происходит лишь в том случае, когда те находятся внутри узкого лепестка диаграммы.

Ввиду этого, количество сот в кластере N_c может быть уменьшено (так как оно диктуется интерференцией внутри одного канала), увеличивая емкость систему.

Следует отметить, что небольшой процент времени интерференция внутри канала будет сильной в то время, когда мобильное устройство находится в зоне основного лепестка соседней базовой станции того же канала.

Этот недостаток может быть решен при помощи передачи мобильного устройства внутри его текущего канала на другой канал, не испытывающий интерференцию по одному каналу.

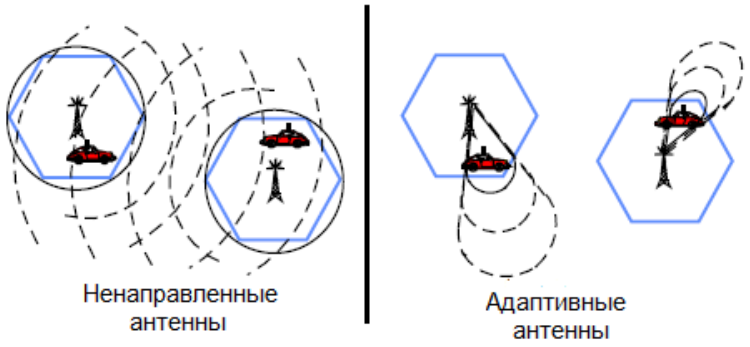

Рисунок 25 – Увеличение емкости базовой станции путем уменьшения интерференции внутри канала

Рассчитаем увеличение емкости, получаемое в результате снижения интерференции.

Базовая станция с ненаправленной антенной имеет емкость $N_{ch} = 280$ каналов и использует семикратное использование частоты ($N_c = 7$).

Каждая сота покрывает площадь A_c =50 км^2 . Используя (37) , емкость такой системы может определяться как

$$C_{omnl} = \frac{280}{7 \cdot 50} = 0.8 \text{ (каналов/км}^2\text{)}.$$

Используя адаптивные антенные системы, интерференция внутри канала может быть уменьшена и $N_c = 4$. Новая емкость определяется следующим образом:

$$C_{adapt} = \frac{280}{4 \cdot 50} = 1.4 \text{ (каналов/км}^2\text{)/}$$

Рассчитаем относительное увеличение емкости за счет организации SDMA

$$n = \frac{C_{adapt}}{C_{omnl}} = \frac{1.4}{0.8} = 1.75 \text{ (раз)}, \qquad (2.38)$$

б) SDMA

Существует еще следующий подход – множественный доступ с пространственным разделением каналов (SDMA, Spatial division multiple access). Это достигается использованием высоконаправленным лучом и/или формированием нулей во всех направлениях кроме одного. Тем самым базовая станция создает множественные каналы одной частоты, но разделенные в пространстве.

В случае, если возможно осуществить SDMA, спектральная эффективность резко увеличивается. В этом случае спектральная эффективность будет находиться по формуле

$$E = \frac{N_{SDMA}}{B_{ch} N_c A_c} \ . \qquad (2.39)$$

Соответственно, емкость будет находиться по следующей формуле

$$C = \frac{N_{SDMA} B_t}{B_{ch} N_c A_c} = \frac{N_{SDMA} N_{ch}}{N_c A_c}, \qquad (2.40)$$

где N_{SDMA} - среднее количество одновременных пространственных каналов на один радиочастотный канал

Если в системе реализовано семикратное использование частоты, $N_{SDMA} = 1.5$ пользователей могут занимать один радиочастотный канал. Результирующая емкость будет следующая

$$C_{SDMA} = \frac{1.5 \cdot 280}{7 \cdot 50} = 1.2 \text{ (каналов/км}^2\text{)}, \qquad (2.41)$$

Рассчитаем относительное увеличение емкости за счет организации SDMA

$$n = \frac{C_{SDMA}}{C_{omnl}} = \frac{1,2}{0,8} = 1,5 \text{ (раза)} \qquad (2.42)$$

Примечательно, что SDMA может быть использовано в комбинации с существующими методами множественного доступа, такие как TDMA и CDMA.

Увеличение дальности покрытия, уменьшение интерференции и SDMA могут быть использованы отдельно или в различных комбинациях, в зависимости от конкретной системы. Уменьшение интерференции используя один узкий луч на каждый канал или пространственное разделение каналов используя множество лучей на канал являются в некотором смысле противоречивыми подходами. В некоторых случаях желательно комбинировать их в разных приложениях, но максимальная выгода этих подходов не может быть достигнута одновременно. К примеру, если максимально использовать SDMA, то базовая станция будет передавать во многих направленных лучах с полным покрытием $360°$. Уменьшение интерференции не будет достигнуто, потому что энергия будет распространяться во всех направлениях, и все соседние соты того-же самого канала будут испытывать интерференцию. Наоборот, если система использует уменьшенный фактор использования частоты, SDMA не может быть полностью внедрена без увеличения отношения сигнал/интерференция до неприемлемого уровня. На практике различные комбинации описанных методов используются в зависимости от конкретных целей, поставленных перед базовой станцией. Особую роль здесь приобретает управление адаптивной антенной решеткой, в частности адаптивные алгоритмы и критерии, по которому они построены. Некоторые из этих алгоритмов рассмотрены далее в работе.

Вывод: расчет показал, что использование адаптивных антенн на базовых станциях для эффективного подавления помех при внедрении мобильной связи 5G обеспечит:

- увеличение площади покрытия в n=2,2 раза;
- увеличение спектральной эффективности в n=1,75 раз;
- увеличение емкости в n=1.5 раза.

Данные преимущества достигаются в первую очередь за счет эффективного снижения интерференции и увеличения коэффициента усиления антенны. Кроме того, вызывает отдельный интерес применение адаптивных антенных решеток для организации SDMA – множественного доступа с пространственным разделением каналов, что в комбинации с существующими методами доступа также позволяет улучшить показатели сети.

3 Безопасность жизнедеятельности

Цель нашей работы - исследование адаптивных систем и планирование их внедрения при разворачивании сетей мобильной связи пятого поколения (5G LTE-Advanced). Адаптивные антенные системы – это аппаратно-программный комплекс, который позволяет значительно улучшить многие показатели сети мобильной связи, в частности, увеличить зону покрытия сети, увеличить емкость мобильной сети, бороться с помехами и замираниями сигнала.

Идея внедрения адаптивных антенных решеток заключается в следующем: антенна на базовой станции заменяется системой из нескольких антенн. Данная замена позволяет формировать диаграмму направленности желаемой формы, т.е. поворачивать главный лепесток диаграммы направленности по направлению желаемого сигнала, а нули диаграммы направленности – по направлению прихода помех.

Для управления системой используется FPGA процессоры (сокр. от field programmable gate array - вентильная матрица с эксплуатационным программированием, матричная БИС) на основе DSP (digital signal processor, цифровой сигнальный процессор) чипов.

В частности, было предложено использовать антенны с передающим устройством Pentek 4248, 4270.

Нормирование электромагнитного излучения.

Санитарные правила и нормы СанПиН 2.2.4.1191-03 «Электромагнитные поля в производственных условиях» устанавливают предельно-допустимые уровни (ПДУ) воздействия на людей электромагнитных излучений в диапазоне частот 30 кГц - 300 Ггц.

При работе радио и теле станций магнитная составляющая по своей величине не имеет существенного значения, поэтому интенсивность ЭМИ оценивается только по величине напряженности электрического поля (Е, в/м).

Таблица 3.1 - Предельно допустимые уровни ЭМИ, создаваемые антенно-передающими станциями

Частота, МГц	ПДУ, в/м

30-60	5
60-120	4
120-240	3
240-300	2,5

При одновременном облучении от нескольких источников, для которых установлены разные ПДУ, должно соблюдаться следующее условие

$$\alpha = \sum_{i=1}^{n} \left(\frac{E_i}{ПДУ_i} \right)^2 \leq 1, \qquad (3.1)$$

где E_i - напряженность электрического поля, создаваемого i-источником, в/м,

$ПДУ_i$- предельно-допустимый уровень для i-источника, в/м.

Для защиты населения от ЭМИ мощных приемо-передающих станций (свыше 100 кВт) КВ диапазона, они должны размещаться за пределами населенных мест, вдали от жилой застройки.

Вокруг теле радиостанций создают санитарно-защитные зоны, размеры которых должны обеспечивать предельно-допустимый уровень ЭМИ в населенных местах (таблица 3.2).

Таблица 3.2 - Размеры санитарных зон

Суммарная мощность передатчика, кВт	Размеры санитарной зоны, м
до 10	в пределах технической территории
10-75	200-300
75-160	400-500
более 160	500-1000

Санитарная зона разделяется на зону строгого режима (50-100 м) и зону ограниченного пользования в зависимости от мощности передатчика. В зоне строгого режима допускается пребывание только работников передающей станции, и ограниченное время.

В зоне ограниченного пользования можно располагать объекты, в которых граждане могли бы находиться менее 8 час (гаражи, хозяйственно-бытовые помещения и др.).

Определение напряженности электрического поля в расчетной точке

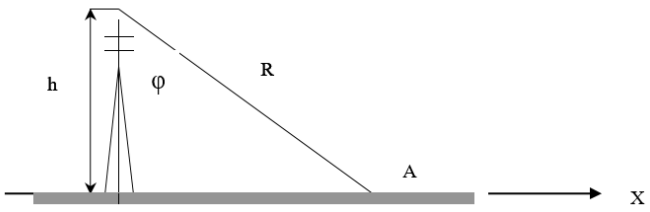

Рисунок 26

Электрическая напряженность ЭМИ в расчетной точке А определяется по формуле

$$W = E \cdot H = \frac{E^2}{377} = \frac{P \cdot \varphi}{4\pi R^2}, \qquad (3.2)$$

$$E = 30 \cdot P \cdot \varphi \left(h^2 + x^2 \right), \qquad (3.3)$$

где Р - мощность источника, Вт;

φ - коэффициент направленности антенны, рад.

$$\varphi = arctg \frac{x}{h}, \qquad (3.4)$$

где R - расстояние от антенны до расчетной точки, м;

h - высота антенны, м.

x - расстояние от основания антенны до расчетной точки, м.

Электрическая напряженность ЭМИ в жилом помещении определяется по формуле

$$E^* = к \cdot E, \qquad (3.5)$$

где к - ослабление ЭМИ стенами здания, к=1для кирпичных стен;

к=0,2 для панельных стен.

Необходимо рассчитать электрическую напряженность ЭМИ, создаваемого телевизионными передающими антеннами, по мере удаления от антенн (X=0, X=50, X=70, X=100, X=150, X=200, X=250, X=300) Построить график α =f(x). Определить на каком расстоянии электрическая напряженность уменьшается до ПДУ (таблица 3.1).

Определить размер санитарной зоны по таблице 3.2 и определить напряженность электрического поля внутри жилого дома, расположенного на границе санитарной зоны и сравнить с ПДУ.

Исходные данные приведены в таблице 3.3.

Таблица 3.3

h, м	1 канал		2 канал		3 канал	
	f_1	p_1	f_2	p_2	f_3	p_3
100	80	5000	110	10000	210	2500

где h- высота антенны;

f_i- частота, МГц;

p_i- мощность передатчика, Вт

Определим ПДУ для каждого канала по таблице 3.1 и занесем в таблицу 3.4. Определим электрическую напряженность в расчетных точках по формуле 3.3 и результаты расчета сведем в таблице 3.4 и рисунок 26.

$$x = 50 \;\; E_1 = \sqrt{\frac{30 \cdot P \cdot arctg\frac{x}{h}}{h^2 + x^2}} = \sqrt{\frac{30 \cdot 5000 \cdot arctg\frac{50}{100}}{50^2 + 100^2}} = 2{,}35(\text{в/м}),$$

$$E_2 = \sqrt{\frac{30 \cdot 10000 \cdot arctg\frac{50}{100}}{50^2 + 100^2}} = 3{,}32(\text{в/м}),$$

$$E_2 = \sqrt{\frac{30 \cdot 25000 \cdot arctg\frac{50}{100}}{50^2 + 100^2}} = 1{,}66(\text{в/м}),$$

$$\alpha = (2{,}35/4)^2 + (3{,}32/4)^2 + (1{,}66/3)^2 = 0{,}36.$$

Таблица 3.4

x	$arctg\frac{x}{h}$	E_1	E_2	E_3	α
0	0	0	0	0	0
50	0,464	2,35	3,32	1,66	1,34
100	0,785	2,42	3,43	1,72	1,43
150	0,983	2,13	3,02	1,51	1,11
200	1,107	1,82	2,58	1,29	0,808
250	1,190	1,57	2,21	1,11	0,596
300	1,249	1,37	1,94	0,97	0,456
ПДУ	-	4	4	3	1

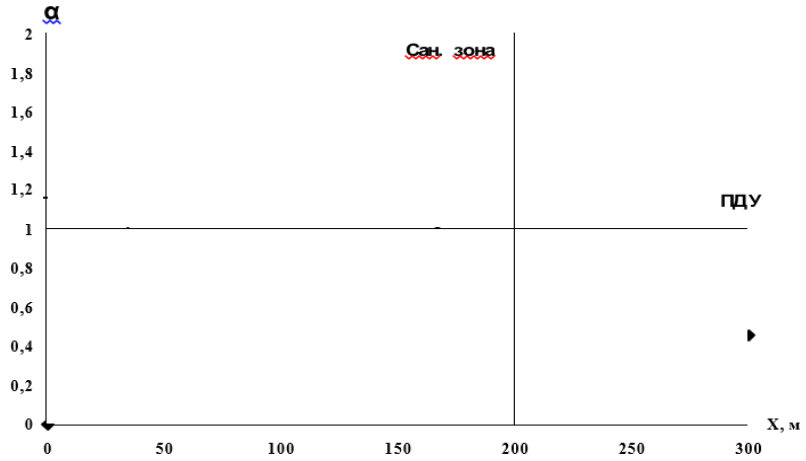

Рисунок 27

Суммарная мощность передатчиков

5000+10000+2500=17500 Вт=17,5 (кВт).

Отсюда по табл.2 определяем размер санитарной зоны – 200 м.

Находим по табл.5 величину Е для Х=200м и рассчитываем напряженность электрического поля в кирпичном и панельном домах.

Таблица 3.5

	E_1	E_2	E_3	α
Х=200	1,82	2,58	1,29	0,808
Кирпичный дом	1,82	2,58	1,29	0,808
Панельный дом	0,364	0,516	0,258	0,032
ПДУ	4	4	3	1

3.1 Исходные данные

Город Алматы.

Параметры помещения (аппаратурной):

- длина – 5.8 м;
- ширина – 2.1 м;
- высота – 2.5 м.

Данные по оборудованию:

Тепловыделения от контроллера базовой станции -2,5кВт.

Тепловыделения от цифрового сигнального процессора (DSP-процессор), установленного специального для управления адаптивной антенной системой - 1,5 кВт.

Данные по источнику света:

- Мощность, NOC=40 Вт/м2;
- Вид источника – лампы накаливания.

Отметим, что

а) базовая станция не имеет окон

б) не предусмотрено постоянное нахождение людей внутри базовой станции (станция полностью автоматизирована); тем не менее, в помещении должны поддерживаться условия, благоприятные для деятельности человека, т.к. может потребоваться ремонт, диагностика или настройка аппаратуры

Расчетное время – 11-12 ч.

Температура в помещении:

Летом – 26 °С,

Зимой – 20 °С.

Вид положения работы – стоя, либо легкое движене.

3.2 Расчет

Рассчитаем расход воздуха (L, [м^3/час]) по формуле:

$$L = \frac{Q_{ИЗБ} \cdot 860}{C \cdot \Delta t \cdot \gamma}, \tag{3.6}$$

где С=0,24 ккал/(кг х °С) – теплоемкость воздуха,

γ=1,206 кг/м^3 – удельная масса приточного воздуха:

$$Q_{ИЗБ} = Q_{ОБ} + Q_{Л} + Q_{ОУ} - Q_{ОГР}. \tag{3.7}$$

Количество тепла от оборудования $Q_{об}$, кВт рассчитывается по следующей формуле

$$Q_{об} = Q_{конт} + Q_{ЦСП} = 2{,}5 + 1{,}5 = 4, \tag{3.8}$$

Количество тепла от осветительных устройств $Q_{ОУ}$, кВт рассчитывается по следующей формуле

$$Q_{ОУ} = \eta \cdot N_{ОУ} \cdot F = 0{,}92 \cdot 40 \cdot 2{,}1 \cdot 5{,}8 = 0{,}4 \text{ (кВт)}, \tag{3.9}$$

где F – площадь помещения (м^2).

Количество тепла от осветительных устройств $Q_{л}$, кВт рассчитывается по следующей формуле

$$Q_{Л} = q_{Я} \cdot n, \tag{3.10}$$

где $q_{Я}$ - тепловыделение явное, Вт.

Считаем, что в случае, когда требуется проведение работ на базовой станции, бригада состоит из 2 человек (мужчин)

Лето: $$Q_Л = q_Я \cdot n = 2 \cdot 67 = 0{,}13 \text{ (кВт)}, \quad (3.11)$$

Зима: $$Q_Л = q_Я \times n = 2 \times 89 = 0{,}18 \text{ (кВт)}. \quad (3.12)$$

$Q_{ОГР}$ - теплопоступления и теплопотери в результате разности температур.

$$Q_{ОГР.ЛЕТО} = 0 \text{ (кВт)}.$$

$$Q_{ОГР.ЗИМА} = X_0 \cdot V_{ПОМ} \cdot (t_{Нрасч} - t_{Врасч}), \quad (3.13)$$

где $V_{ПОМ}$ – объем помещения, м^3,

X_0=0.42 Вт/(м^3 х °С) – удельная тепловая характеристика,

$t_{Нрасч}, t_{Врасч}$ - выбираем для города Алматы.

$$Q_{ОГР.ЗИМА} = 0{,}42 \cdot 30{,}45 \cdot (37{,}4 - 24) = 0{,}24 \text{ (кВт)}. \quad (3.14)$$

Составим тепловой баланс помещения.

Лето:

$$Q_{ИЗБ} = 4 + 0{,}4 + 0.57 + 0{,}13 - 0 = 5{,}1 \text{ (кВт)},$$

Зима:

$$Q_{ИЗБ} = 4{,}75 + 2{,}21 + 0{,}76 + 0{,}73 - 3{,}3 = 4{,}86 \text{ (кВт)}.$$

Так как тепловой баланс для лета больше зимнего теплового баланса, то рассчитаем теплонапряженность воздуха по формуле

$$Q_Н = \frac{Q_{ИЗБ.ЛЕТО} \cdot 860}{V_{ПОМ}} = \frac{5.1 \cdot 860}{30.45} = 144 \text{ (ккал/м}^3\text{)}. \quad (3.15)$$

При $Q_Н$>20ккал/м^3, Δt=8 °С,

при $Q_Н$<20ккал/м^3, Δt=6 °С.

Определение количества воздуха, необходимое для поступления в помещение

$$L = \frac{Q_{ИЗБ} \cdot 860}{C \cdot \Delta t \cdot \gamma} = \frac{5{,}1 \cdot 860}{0{,}24 \cdot 8 \cdot 1{,}206} = 1894 \text{ (м}^3\text{/час)}. \quad (3.16)$$

8) Определение кратности воздухообмена

$$n = \frac{L}{V_{\text{ПОМ}}} = \frac{1894}{30{,}45} = 62\,(\text{час}^{-1}). \qquad (3.17)$$

Ввиду этих соображений, выберем кондиционер фирмы AIR Blue модели R407C. Параметры этого кондиционера приведены в таблице 1, следующей далее. Отметим, что данный кондиционер специально разработан для поддержания оптимального температурного режима на базовых станциях. Технические характеристики данного кондиционера обеспечивают все необходимые параметры воздушной среды с достаточным запасом (в среднем 30%). Параметры кондиционера приведены в таблице 3.6 на следующей странице.

Таблица 3.6 – Параметры кондиционера Air Blue RC407

Параметр кондиционера	Единица измерения	Значение
1	2	3
Параметры электросети		
Стандартный режим работы	В/Ф/Гц	400/3+N/50
Режим аварийной вентиляции	В/Ф/Гц+ В пост. тока	400/3+N/50+48
Холодопроизводительность		
Суммарная	кВт	8.9
Явная	кВт	8.9
Компрессор		
Потребляемая мощность	кВт	3.1
Номинальный ток	А	5.4
Максимальный ток	А	7
Ток отключения	А	46
Вентилятор воздухообрабатывающей секции		
С электропитанием от стандартного источника		
Количество		2
Производительность по воздуху	м3/ч	3600
Создаваемое давление	Па	20
Потребляемая мощность	кВт	0.82
Номинальный ток	А	4
С электропитанием от источника постоянного напряжением 48В (источник бесперебойного питания при отключении питания сети)		
Количество		2

Продолжение таблицы 3.6

1	2	3
Производительность по воздуху	м3/ч	3600
Создаваемое давление	Па	20
Потребляемая мощность	кВт	1.2
Номинальный ток	А	24
Вентилятор конденсатора		2
Номинальный расход воздуха	м3/ч	4500
Максимальное давление	Па	160
Потребляемая мощность	кВт	0.54
Номинальный ток	А	2.4
Электронагреватель		
Мощность	кВт	5
Количество ступеней регулирования мощности		1
Класс воздушного фильтра		EU3
Общие параметры		
Уровень звукового давления	дБА	56
Габаритные размеры		
Длина	мм	1000
Ширина	мм	650
Высота	мм	1950
Масса нетто	кг	290

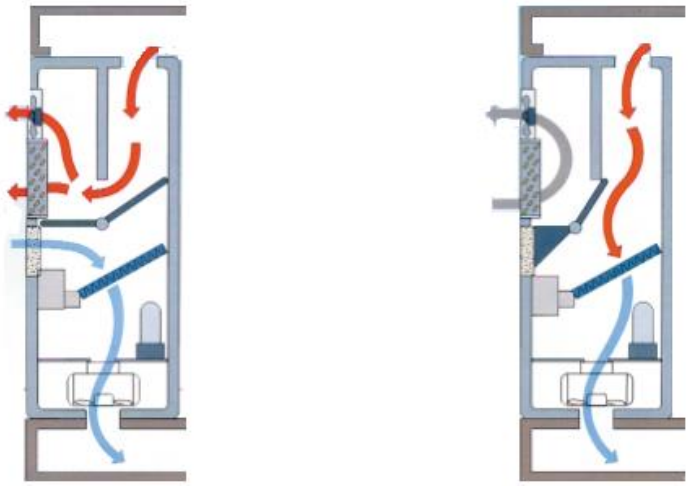

Рисунок 28 - Схема охлаждения базовой станции. Слева – естественное охлаждение, справа – искусственное охлаждение

Кроме того, в данном кондиционере предусмотрен аварийный режим. В данном случае питание подается от источника бесперебойного питания (USP), соответствующие параметры в таком режиме указаны в таблице. В случае

прекращения подачи электроэнергии кондиционер переключается на работу в режиме «только вентиляция». Охлаждение производится исключительно наружным воздухом (воздушный клапан автоматически открывается). Вентилятор в этом случае работает от источника бесперебойного питания. Соответствующие параметры приведены в общей таблице характеристик кондиционера.

3.3 Вывод по разделу «Безопасность жизнедеятельности»

В данном разделе нами рассмотрены вопросы, касающиеся безопасности жизнедеятельности при внедрении адаптивных антенных систем. В частности, мы произвели расчет кондиционирования помещения базовой станции, т.к. указанные технологические изменения в первую очередь повлияют на тепловыделения от оборудования (в остальном, базовые станции оборудованы необходимыми мерами обеспечения безопасности жизнедеятельности).

По итогам расчетов был выбран специализированный кондиционер производства компании AIR Blue марки RC 4207. Данный кондиционер полностью обеспечивает температурный режим с достаточным запасом (около 30%). Кроме того, несмотря на то, что на базовой станции не предусмотрено постоянного нахождения людей, при расчете была предусмотрена возможность нахождения в помещении людей при проведении ремонтных/диагностических работ или настройки оборудования.

4 Технико-экономическое обоснование проекта

4.1 Резюме проекта

Внедрение адаптивных антенных систем – важная технологическая инновация, которая позволит существенно увеличить многие показатели сети и повлечет увеличение доходов для операторов сотовой связи. Расчёт показал, что капитальные вложения на покупку и установку адаптивных антенн в расчёте на каждую базовую станцию составят 1489000 тенге. Годовой прирост чистых доходов, полученный в результате инновации, составит 3801000 тенге в расчёте на каждую базовую станцию. Тем самым, капитальные вложения на покупку и монтаж оборудования окупятся через 5 месяцев. Следует отметить, что внедрение адаптивного антенного комплекса оправдано в регионах, где прогнозируется рост потребления мобильной связи. В этом отношении центральные районы города Алматы хорошо подходят для разворачивания мобильных сетей 4-го поколения и внедрения адаптивных систем соответственно.

4.2 Описание рынка мобильной связи Казахстана

По данным консалтингового агентства iKS-consulting, года проникновение сотовой связи в Казахстане на 1 января 2011 составило 107%, причем рост проникновения ожидается до 150%. При этом проникновение по активным абонентам составило 90%. К текущему моменту 3 оператора – ТОО

«КаР-ТеЛ» (ТМ Beeline), ТОО «GSM-Kazakhstan» (ТМ Activ/K'cell), и Tele2 Ltd (ТМ Neo) предоставляют мобильную связь в формате GSM, и еще один – в формате CDMA – ТОО «Алтел» (ТМ Pathword) [21].

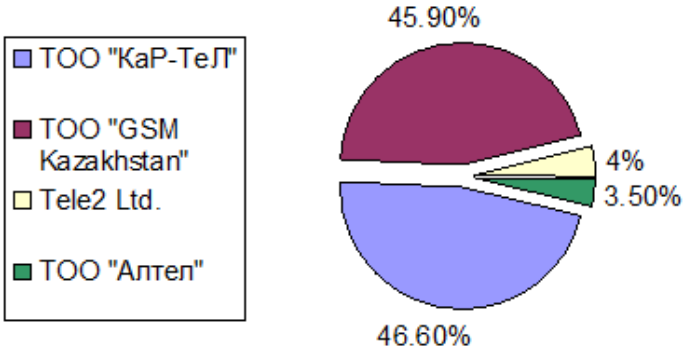

Рисунок 29 - Доля мобильных операторов на рынке РК

Объем рынка сотовой связи в денежном выражении в 2010 году вырос на 24%, тогда как рост в 2009 году составлял 27%. Таким образом, темпы роста рынка по прежнему остаются высокими, но несколько замедлились в связи с близостью к насыщению. Как отмечают в iKS-consulting, увеличение доходов операторов в абсолютном выражении связано с ростом числом абонентов, с постоянно возрастающей необходимостью мобильной связи, и как следствие, более интенсивным ее использованием. При этом ожидается, что внедрение мобильной связи 3G и, в будущем, 5G простимулирует рост рынка [21].

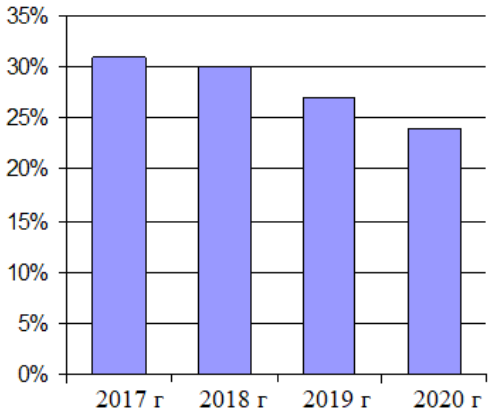

Рисунок 30 – Темпы роста рынка в денежном выражении

По словам эксперта iKS-Consulting Казахстан Светланы Черненко, доходы от голосовых услуг по-прежнему будут определяющими в структуре общих доходов операторов, однако драйверами роста в таких условиях выступают именно дополнительные сервисы. Рост рынка после достижения

полного проникновения в большой степени определяется расширением спектра неголосовых услуг. В ближайшее время наиболее востребованными могут стать услуги, основанные на быстром обмене данными (мобильная почта, мгновенные сообщения, форумы, социальные сети), для чего операторы будут стремиться разворачивать 5G сети. При этом скорости передачи данных играют ключевую роль, так как доля высокоскоростных сервисов (потоковое видео, мобильное HD TV) в объеме неголосовых услуг будет постоянно расти [21].

Все мобильные операторы Казахстана, работающие в стандарте GSM, предоставляют связь в формате 3G. К 2021 году операторы обеспечили связь в населенных пунктах с численностью населения от 2000 человек. Операторы планируют покрыть все населенные пункты с населением от тысячи человек к 2022 году [21].

Кроме того, по словам вице-министра связи и информации РК Сакена Сарсенова, Казахстан будет технически готов к внедрению сети мобильной связи четвертого поколения к 2022 году. По его словам, в данное время ведутся работы по высвобождению частот 5G. По словам министра, стандарт 5G будет работать на частоте 700 МГц [21].

Показатель ARPU (Average revenue per user, средняя выручка на одного абонента) составляет 700 тенге. Показатели MOU (Minutes of use, количество минут разговора) составило 55 минут, показатель APPM (Average price per minute) составил 12.72 тенге. Среди VAS-услуг (Value-added services, дополнительные услуги) самым популярным остается SMS-сервис, причем доля VAS-услуг в общей структуре доходов составляет 12% и предположительно будет расти до 17-19% [21].

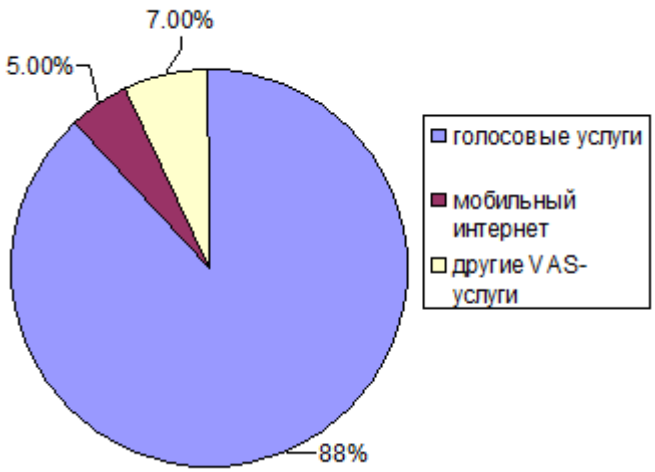

Рисунок 31 – Доля услуг в выручке операторов

Месячный объем потребления мобильных интернет-услуг составил 4000 Гбайт, что выше аналогичного показателя 2019 года на 15%. Аналогичный рост

предполагается в течение ближайших 5 лет [21]. График роста представлен на рисунке 32 на следующей странице.

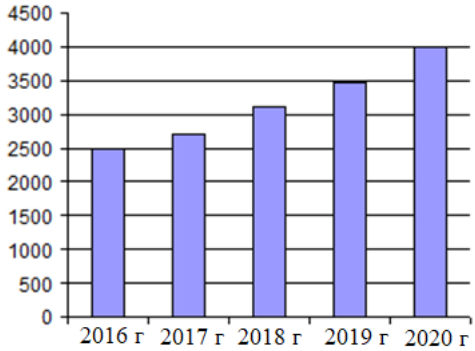

Рисунок 32 – Рост потребления мобильного интернета за период 2016-2020 гг.

4.3 Предпосылки внедрения

После успешного внедрения стандарта сотовой связи 3G в Казахстане, планируется в короткие сроки перейти к стандартам мобильной связи 5-го поколения 5G [21].

Одним из главных аспектов указанного стандарта являются очень высокие скорости передач и данных (1 Гбит/с), позволяющих реализовать дополнительные VAS (Value-added services) услуги, такие как видео-конференции и мобильное HD-телевидение. Одновременно с внедрением мобильных сетей 5-го поколения ожидается увеличение потребления мобильной связи и объема передаваемой информации.

Кроме того, с приходом на рынок Казахстана компании Tele2 (концерн Tele2 выкупил оператор Neo в декабре 2019 г.), ожидается рост конкурентной борьбы за объем и качество предоставляемых услуг, сопровождаемой конкурентным снижением цен (6G гонка) [21].

В то же время, ввиду приближения рынка к насыщению, операторы будут работать над лояльностью абонентов. Главной задачей становится удержание абонентов. Эту задачу можно решить, в первую очередь, улучшением обслуживания и качества связи [21].

В этих условиях указанные компании будут изыскивать технические средства улучшения качества и увеличения объема предоставляемых услуг, инновации. Адаптивные антенные системы – техническое решение, которое позволит реализовать предусмотренные стандартом LTE Advanced 5G скорости передачи данных и нарастить количество абонентов, обслуживаемых каждой базовой станцией.

Предположительно, потребителем предлагаемого продукта – адаптивных антенных систем будут являться сотовые операторы Республики Казахстан, работающие в формате GSM – ТОО «КаР-Тел» (ТМ Beeline), ТОО «GSM-Kazakhstan» (ТМ Activ/K’cell), Tele2 Ltd. (ТМ Neo).

4.4 Описание продукции

В общем виде концепция внедрения адаптивных антенных систем заключается в следующем: обычные ненаправленные антенны на базовой станции заменяются адаптивными антенными системами, состоящими из блока 4-х антенн (антенной решетки) и цифрового сигнального процессора, управляющего системой антенн и корректирующей ее параметры, в первую очередь диаграмму направленности.

Как показано в практической части данной дипломной работы, замена обычных ненаправленных антенн на базовой станции на адаптивные антенные системы способна следующим образом улучшить показатели сети:

- увеличить емкость сети;
- улучшить качество сигнала;
- обеспечить безопасность;
- также позволяют улучшить такой специфический сервис, как определение местонахождения.

Улучшение этих технических показателей определяет главные экономические выгоды от внедрения инновации:

- способность обслужить больше абонентов;
- возможность передачи большего объема информации.

4.5 Финансовый план

В данном разделе произведен расчет экономической эффективности проекта на основе анализа притоков и оттоков денежных средств.

Обговорим предпосылки, на которых строился расчёт:

- в работе производится расчет экономического эффекта именно от внедрения адаптивных антенных систем. Соответственно, расчёт многих показателей – фактически расчёт приращения показателей сети, вызванные технологическим усовершенствованием, т.е. рост количества обслуживаемых абонентов, увеличение объема передаваемой информации, доходы от оптимизации покрытия сотовой связью сельской местностью. В расчете эксплуатационных расходов также указаны лишь расходы, навлеченные указанным технологическим внедрением, т.е. не общее энергопотребление, а увеличение энергопотребления при установке нового оборудования;
- изначально прирост показателей проведен в расчете на одну базовую станцию. Полученные результаты далее умножаются на количество базовых станций, на которых планируется установить новое оборудование;
- при расчете были использованы данные отчетности ТОО «КаР-Тел» (ТМ Beeline), полученные при прохождении практики в этой компании.

Затраты на покупку и монтаж оборудования – адаптивных антенных систем составляют капитальные расходы. В соответствии с этим, общие капитальные затраты рассчитываются как

$$\Sigma K = K_0 + K_м + K_{тр} \tag{4.1}$$

где K_0 - капитальные вложения на приобретение оборудования

$K_м$ - капитальные вложения на монтаж оборудования

$K_{тр}$ - капитальные вложения на транспортные расходы (5-10% от стоимости оборудования)

Адаптивная система состоит из комплекса 4-х антенн каждая стоимостью 45000 тг, и упраляющего процессора стоимостью 1200000 тг. В соответствии с этим, капитальные вложения на приобретение оборудования K_0 могут быть рассчитаны следующим образом

$$K_0 = 4 \cdot 45000 + 1 \cdot 1200000 = 1380000 \text{ (тенге).} \quad (4.2)$$

Капитальные вложения на монтаж оборудования $K_м$ можно представить в виде суммы капитальных вложений непосредственно на монтаж аппаратуры стоимостью 25000 тг и установку специализированного программного обеспечения стоимостью 15000 тг. Тем самым, $K_м$ могут быть рассчитаны по формуле

$$K_м = 25000 + 15000 = 40000 \text{ (тенге).} \quad (4.3)$$

В качестве оценки транспортных расходов взято 5% от стоимости оборудования

$$K_{тр} = 5\% \cdot K_0 = 5\% \cdot 1380000 = 69000 \text{ (тенге).} \quad (4.4)$$

Следовательно, суммарные капитальные расходы рассчитываются по формуле

$$\Sigma K = K_0 + K_м + K_{тр} = 1380000 + 40000 + 69000 = 1489000 \text{ (тенге).}$$

Внедрение нового оборудования также подразумевает увеличение энергопотребления, а следовательно и эксплуатационных расходов. Рассчитаем прирост эксплуатационных расходов. Дополнительное энергопотребление от внедряемого оборудования составляет 2.5 кВт. (техническая характеристика).

Рассчитаем увеличение энергопотребления за год

$$\Delta Эн = 365 * 24 * 2.5 = 21900 \text{ (кВт)} \quad (4.5)$$

Усредненная стоимость кВт энергии составляет 13 тенге. Соответственно, увеличение эксплуатационных расходов составляет:

$$\Delta ЭР = 13 * \Delta Эн = 13 * 21900 = 284700 \text{ (тенге).} \quad (4.6)$$

Внедрение адаптивных антенных систем позволит улучшить многие показатели сети, в частности, количество абонентов, обслуживаемых каждой

базовой станцией и объемы передаваемой информации. Увеличение этих показателей, в свою очередь, позволит операторам связи получить дополнительный доход, который будет складываться из двух составляющих

$$\Delta Д = \Delta Д_{абон} + \Delta Д_{инф}. \qquad (4.7)$$

Рассчитаем приращение доходов по каждому показателю в отдельности.

В практической части данной работы рассчитано, что внедрение адаптивных антенных систем позволит каждой базовой станции дополнительно обслужить 300 абонентов. Среднемесячный доход от каждого абонента ARPU (Average revenue per user) составляет 700 тенге (данные взяты по оператору Beeline, для других операторов этот показатель примерно такой же). Соответственно, годовой прирост доходов от увеличенного количества абонентов составит

$$\Delta Д_{абон} = 300*12*700 = 2520000 \text{ (тенге).} \qquad (4.8)$$

Рассчитаем приращение доходов от увеличения объема информации. В практической части моей дипломной работы было рассчитано увеличение объема информации, определяемое технологической инновацией. Приращение объема информации составит 50000 Мб в год. Средняя стоимость 1 Мб информации составляет 30 тг. Поэтому доход от увеличения объема информации, передаваемой по сети, будет рассчитываться по следующей формуле

$$\Delta Д_{инф} = 50000 \cdot 30 = 1500000 \text{ (тенге).} \qquad (4.9)$$

Соответственно, суммарное увеличение годовых доходов будет равно

$$\Delta Д = 2520000 + 1500000 = 4020000 \text{ (тенге).}$$

Годовой прирост чистых доходов $\Delta П$ будет высчитываться как разность между увеличением годовых доходов $\Delta Д$ и увеличением эксплуатационных расходов $\Delta ЭР$

$$\Delta П = \Delta Д - \Delta ЭР = 4020000 - 284700 = 3735300 \text{ (тенге).} \qquad (4.10)$$

Отметим, что годовой прирост чистых доходов выше суммы капитальных вложений, что означает, что срок окупаемости проекта составляет менее 1 года.

Рассчитаем коэффициент экономической эффективности капитальных вложений E

$$E = \frac{\Delta П}{K} = \frac{3735300}{1489000} = 2.51 \quad (4.11)$$

Далее рассчитаем срок окупаемости капитальных вложений T

$$T = \frac{1}{E} = \frac{1}{2.51} = 0{,}4 \text{ лет или 5 (месяцев)} \quad (4.12)$$

Предположительно, внедрение мобильных сетей 4-го поколения будет проходить по тому же сценарию, что и внедрение мобильных сетей 3-го поколения, т.е. сеть первоначально планируется развернуть в центральном районе города Алматы. Первоначально переоборудованию будут подлежать 300 базовых станций мобильной сети.

Следовательно, совокупный эффект Gr от внедрения адаптивных антенных систем при разворачивании мобильных сетей 4-го поколения будет составлять

$$Gr = 300*(\Delta П - K) = 300(3735300 - 1489000) = 673890000_{(\text{тенге})} \quad (4.13)$$

Отметим, что часть из этих денег пойдет на покупку дорогостоящей лицензии на предоставление мобильной связи в формате 5G.

Сводная таблица показателей приведена на следующей странице.

Таблица 4.1 – Свод экономических показателей

Параметр	Количество	Цена	Стоимость
1	2	3	4
Затраты на покупку оборудования (в расчет на одну базовую станцию)			
Комплекс адаптивных антенн	4	45000 KZT	180000 KZT
Управляющий процессор	1	1200000 KZT	1200000 KZT
Затраты на установку оборудования			
Монтаж аппаратуры		25000 KZT	25000 KZT
Установка специализированного ПО		15000 KZT	15000 KZT

Продолжение Таблице 4.1

1	2	3	4
Затраты на транспортировку (в качестве оценки взято 5% от стоимости оборудования)		69000 KZT	69000 KZT

Капитальные расходы			1489000 KZT
Расчет доходов			
Доходы от увеличения количества обслуживаемых абонентов (в год)	300	8400 KZT	2520000 KZT
Доходы от увеличения емкости сети / потока передаваемой информации (в год)	50000	30 KZT	1500000 KZT
Прирост доходов			4020000 KZT
Прирост эксплуатационных расходов			284,700 KZT
Расходы от увеличенного энергопотребления (в год)	21900 кВт	13 тг/кВт	284700 KZT
Годовой прирост чистых доходов			3735300 KZT
Коэффициент общей экономической эффективности			2,51
Срок окупаемости капитальных вложений, лет			0,40

Заключение

В ходе проведенного исследования выполнен анализ существующих алгоритмов адаптации. Рассмотрены вопросы применения этих методов для построения антенн мобильной связи 5G. При помощи моделирования в программной среде Matlab реализованы алгоритмы адаптации, включающие в себя следующие операции:

- определение угла приема сигналов;
- формирование диаграммы направленности нужной формы.

В результате анализа существующих алгоритмов для определения угла приема сигналов предложено использовать алгоритм MUSIC, который обладает следующими преимуществами:

- при угловом разнесении $\alpha > 40°$ приходящих сигналов алгоритм MUSIC способен обеспечить разрешение независимо от соотношения сигнал-шум;
- алгоритм обладает максимальной разрешающей способностью при достаточно малом угловом разнесении сигналов ($\alpha = 23°$), ограничения при этом определяются допустимым уровнем сигнал/шум.

Проведена сравнительная характеристика двух алгоритмов подбора весовых коэффициентов для формирования ДН нужной формы, нашедших наибольшее применение на практике – метода наименьших квадратов и метода Кейпона. Сделан вывод, что из двух исследуемых алгоритмов метод наименьших квадратов больше подходит для использования в мобильных сетях 5-го поколения. Данный метод, в отличие от метода Кейпона, обеспечивает стабильно высокое подавление помех при различных соотношениях сигнал-шум. Кроме того, алгоритм пригоден для использования при конфигурации адаптивной антенной решетки, рекомендованной международной комиссией по внедрению мобильной связи 5-го поколения 3GPP LTE (линейная антенная решетка из 4-х элементов, разнесенных между собой на расстояние $\frac{\lambda}{2}$). К недостаткам этого алгоритма можно отнести тот факт, что алгоритм обладает условным «пределом разрешимости», т.е. не обеспечивает минимальное подавление 10 дБ при угловом сближении источников более чем на 20 градусов.

Рассчитаны улучшения показателей сети при внедрении адаптивных антенных систем. Расчет показал, что использование адаптивных антенн на базовых станциях для эффективного подавления помех при внедрении мобильной связи 5G обеспечит:

- увеличение площади покрытия в n=2,2 раза;
- увеличение спектральной эффективности в n=1,75 раз;
- увеличение емкости в n=1.5 раза.

Оценена экономическая сторона вопроса замены обычных антенн на базовых станциях на адаптивные антенные системы. Согласно составленному бизнес-плану, капитальные вложения на покупку и установку адаптивных антенн в расчёте на каждую базовую станцию составят 1,489,000 тенге. Годовой прирост чистых доходов, полученный в результате внедрения

инновации, составит 3,801,000 тенге в расчёте на каждую базовую станцию. Тем самым, капитальные вложения на покупку и монтаж оборудования окупятся через 5 месяцев.

Рассмотрен вопрос обеспечения безопасности жизнедеятельности при установке адаптивных антенных систем. Произведен расчет улучшенной системы кондиционирования. По результатам расчетов выбран специализированный кондиционер производства компании AIR Blue марки RC 4207.

Список литературы

1 Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.

2 Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. - 448 с.

3 Прокис Д. Цифровая связь: Пер. с англ. М: Радио и связь, 2000. -800с.

4 Ермолаев В.Т., Маврычев Е.А., Флаксман А.Г. Применение адаптивных антенных решеток для повышения темпа передачи информации в перспективных системах связи // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 2010. - № 9. - С. 50-58.

5 Paulraj A.J., D. Gesbert D., Papadias C. Smart Antennas for Mobile Communications. Paulraj, Gesbert, Papadias, encyclopedia for electrical engineering, John Wiley Publishing Co., 2010.

6 Winters J.H. Smart Antennas for Wireless Systems // IEEE Personal Communications. 1998. - №2. - P. 23-27.

7 Chryssomallis M. Smart Antennas // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2000. - V. 42. - P. 129-136.

8 Foschini G.J. Layered Space-Time Architecture for Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas // Bell Labs Technical Journal. 1996.-V. 1,-P. 41-

9 Liberti J.C., Rappaport T.S. Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications. Prentice Hall, Inc., 1999.

10 Мальцев А.А., Рубцов А.Е. Статистические характеристики пропускной способности случайного частотно-селективного канала связи // Труды Научной конференции по радиофизике. ННГУ, 2001. - С. 189-190.

11 Nanda S., Balachandran K., Kumar S. Adaptation techniques in wireless packet data services // IEEE Communications Magazine. 2000. - № 1. -P.54-64.

12 Беван Д.Д.Н., Ермолаев В.Т., Маврычев Е.А., Флаксман А.Г. Сравнительная эффективность сотовых систем связи, использующих адаптивную модуляцию и кодирование или управление мощностью // Изв. Вузов. Радиофизика. 2001. - Т.44. - С. 1050-1061.

13 Andersen J.B. Antenna Arrays in Mobile Communications: Gain, Diversity, and Channel Capacity. -April 2000. -V. 42. P. 12-17.

14 Хакимжанов Т.Е. «Охрана труда. Расчет аспирационных систем». Методические указания – Алматы, 2002.

15 СНиП РК 4.02-05-2001 «Вентиляция. Общие требования».

16 «Кондиционирование технологических объектов на примере базовых станций сотовой связи». – Арктический СНиП 2003 №2 (14).

17 Базылов К.Б., Алибаева С.А., А.А Бабич. Методические указания по выполнению экономического раздела выпускной работы бакалавров. Алматы: АИЭС, 2007 г.

18 К.Б.Аманжолова. Менеджмент в телекоммуникационном комплексе. Учебное пособие. Алматы: АИЭС, 2006. - 113 с.

19 Голубицкая Е.А. Экономика связи. М.: - Радио и связь, 2006.

20 Менеджмент предприятий электросвязи: Учебник для вузов/ Е.В. Демина, Н.П.Резникова, А.С. Добронравов, В.В. Макаров. – М.: - Радио и связь, 2005.

21 Фомичева В. Анализ рынка мобильной связи в Казахстане за 2010 год. – 34 с. Доступно на сайте компании ТОО «IKS-consulting»

22 www.iks-consulting.ru/kaz/mobile_market_2010/index.html

Приложение А
Листинг программы моделирования алгоритма MUSIC

```
%---------------------------------Алгоритм MUSIC------------------------------
-------------------------------------------------------------------------------
---%
%Направление прихода сигналов
P = input ('Otnoshenie signal/shum : ') ;
for I = 1 : 2
    A ( I ) = input ('Угол прихода сигнала, град : ') ;
    A ( I ) = A ( I ) * pi / 180 ;
end
H = randint ( 2 , 10 ) ;
%Оценка матрицы ковариации
S = zeros ( 4 , 2 ) ;
R = zeros ( 4 , 4 ) ;
ZZ = zeros ( 4 , 10 ) ;
for K = 1 : 10
    for J = 1 : 2
        for I = 1 : 4
            S ( I , J ) = exp ( i*( pi  * ( I - 1 ) * cos ( A ( J ) ) ) )  ;
        end
    end
    S = awgn ( S * H ( : , K ) , P ) ;
    ZZ ( : , K ) = S ;
    R = R + S * S' ;
end
R = R / 10 ;
[ V , E ] = eig ( R , 'nobalance' ) ;
%Алгоритм MUSIC
for J = 1 : 4
    for I = 1 : 2
        VV ( J , I ) = V ( J , I ) ;
    end
end
I = 1 ;
F = zeros ( 1 , 629 ) ;
for T = 0 : 0.005 : pi
    K = 0 : 3 ;
    B = exp ( j .* K * pi * cos ( T ) ) ;
    C = B.' ;
    F ( I ) = ( C' * C ) / ( C' * VV * VV' * C ) ;
    I = I + 1 ;
end
%График пространственного псевдо-спектра алгоритма MUSIC
T = 0 : 0.005 : pi ;
T = ( T * 180 ) / pi ;
FF = 10 * log10 ( abs ( F ) / max ( abs ( F ) ) ) ;
figure ( 1 ) , plot ( T , FF ) , xlabel ('Ugol prihoda') , ylabel ('Psevdo-
spektr') , title ('spektr algoritma MUSIC') , grid on ;
```

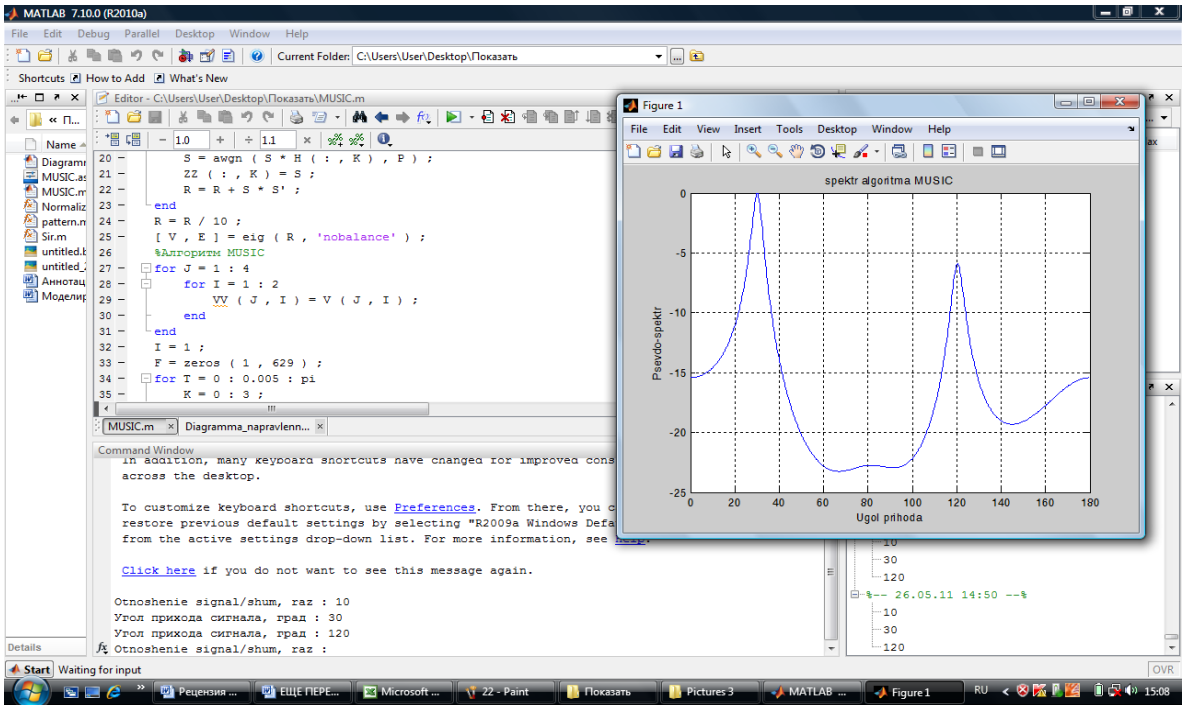

Рисунок А.1 – Окно моделирования программы MUSIC

71

Приложение Б
Адаптивное формирование ДН - моделирование алгоритмов МНК и Кейпона

```
% Адаптивное формирование ДН.
clear;clc;close all;
starttime=now;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%Начальные условия%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
N=8;                                            % количество элементов
d=0.5;                                          % расстояние между элементами,
в длинах волн.
Var=1;                                          % дисперсия белого шума.
p=1;                                            % номер полезного сигнала
SNR=[10 20]';                                   % отношения сигнал/шум, в дБ.
Angs1=[0.2 -0.2]';                              % углы прихода, в рад.
L=length(Angs1);                                % количество источников.
snapshot=200;
sir_data=200;                                   % Количество итераций для
алгоритма МНК
experimentno=20;                                %
g=ones(p,1);
ave_sir=zeros(1,sir_data);
sir_end=0;
step=10^(-7);                                   % Шаг алгоритма
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
j=sqrt(-1);
n=[0:1:N-1]';
pj=zeros(L,1);
for i=1:L
    pj(i)=Var*10^(SNR(i)/10);
end
amp=sqrt(pj);
%%%%%%%%  %%%%%%%%
angf=2*pi*d*Angs1;
aaf=n*angf';
D=exp(j*aaf);
%%%%%%%%%%%%%%%% создание матрицы автокорреляции %%%%%
ny=zeros(N,1);
for ite=1:experimentno
    ite
    x=zeros(N,snapshot);

    %%%%%%% Создание источника сигнала%%%%%%
    source=kron(amp,ones(1,snapshot));
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    x=D*source;
    samn=randn(N,snapshot)+j*randn(N,snapshot);
    samn=samn/sqrt(2)*Var;
    y=x+samn;
    Rxx=y*y'/snapshot;
    %%%%%%%%% Метод Кейпона %%%%%%%%%
    w=inv(Rxx)*D(:,1:p)*inv(D(:,1:p)'*inv(Rxx)*D(:,1:p))*g;         % Весовые
коэффициента по методу Кейпона
    mvdr(ite,:)=pattern(n*d,w,ny);
    sir_end=sir_end+Sir(D,pj,w,L,p);
    %%%%%%% Метод наименьших квадратов %%%%%%%
    w_int=D(:,1:p)*inv(D(:,1:p)'*D(:,1:p))*g;
    sir_int(1)=Sir(D,pj,w_int,L,p);
```

```
for data=2:sir_data
        error=source(1,data)-w_int'*y(:,data);
        w_int=w_int+step*conj(error)*y(data);

        sir_int(data)=Sir(D,pj,w_int,L,p);
    end
    mvdr_lms(ite,:)=pattern(n*d,w_int,ny);
    ave_sir=ave_sir+sir_int;
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
mvdr=abs(mvdr).^2;
pat=Normalization(mvdr,experimentno);

mvdr_lms=abs(mvdr_lms).^2;
pat2=Normalization(mvdr_lms,experimentno);

ave_sir=10*log10(ave_sir/experimentno);
sir_end=10*log10(sir_end/experimentno);

s1=mat2str(SNR');
s2=mat2str(Angs1');

figure
k=sin([-90:0.5:90]'*pi/180);
k1=[1:1:sir_data];
plot(k,pat,'.-g',k,pat2,'.-b');
legend('Metod Capona','MNK');
xlabel('Ugli');
ylabel('Koefficient usileniya, dB')
title(sprintf('Kolichesto elementov# =%g, Signal/shum=%sdB s napravleniya %s,
eksperiment#=%g',N,s1,s2,experimentno'))
for u=1:L
    line(Angs1(u),[-70:0.1:0])
end
line([-1:0.002:1],0);
axis([-1 1 -70 10]);

totaltime=now-starttime;
tt=datestr(totaltime,13)
```

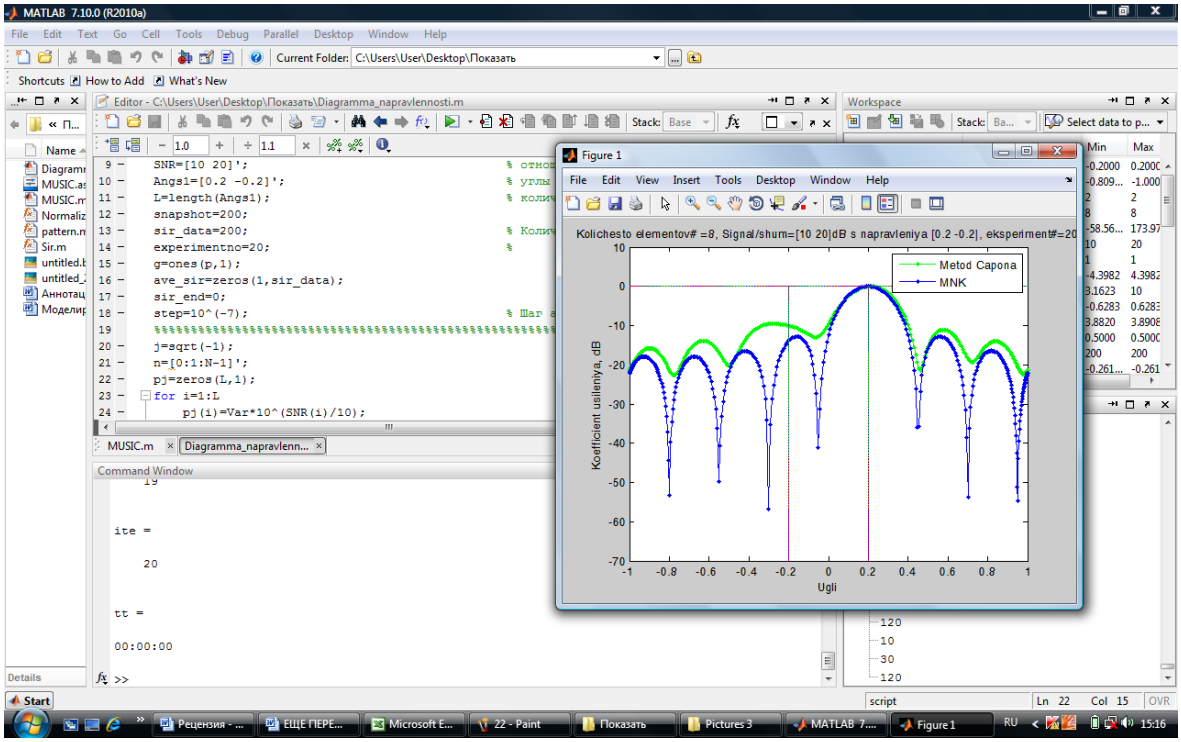

Рисунок Б.1 – Окно моделирования программы синтеза ДН

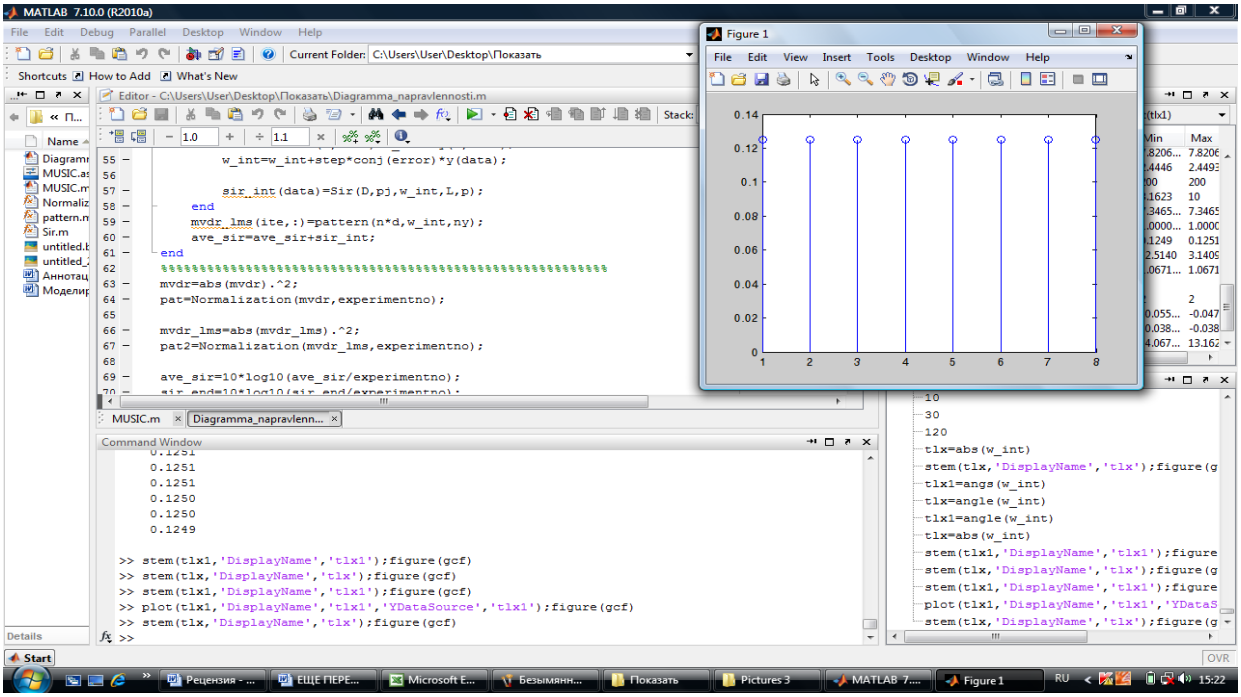

Рисунок Б.2 – Окно моделирования программы синтеза ДН. Распределение весовых коэффициентов

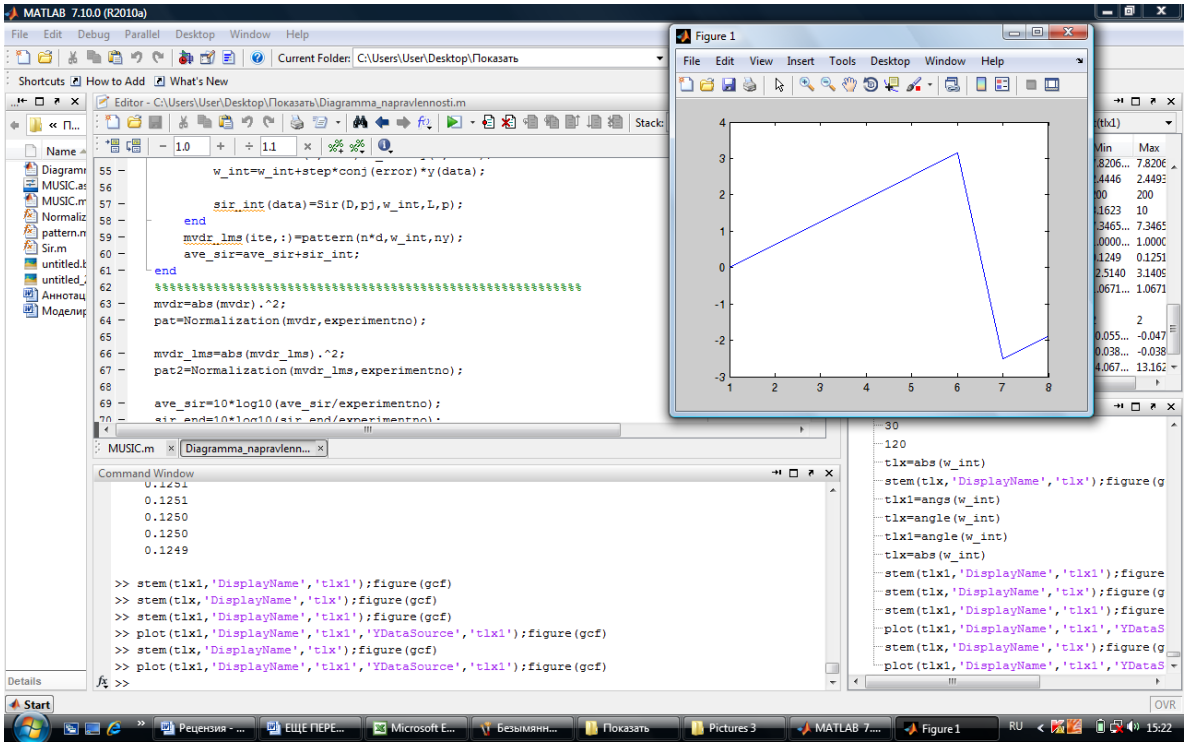

Рисунок Б.3 – Окно моделирования программы синтеза ДН. Фазовое распределение