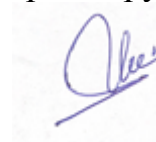


Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Рязанский государственный радиотехнический университет
имени В.Ф. Уткина»

На правах рукописи



НГУЕН ВИНЬ НГОК ТХУАН

**ЭФФЕКТИВНОСТЬ МИМО СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ
ИНФОРМАЦИИ В УСЛОВИЯХ ПРОСТРАНСТВЕННО
КОРРЕЛИРОВАННЫХ ПОМЕХ**

2.2.13. - «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения»

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:

доктор технических наук, профессор

заведующий кафедрой РТУ

Паршин Юрий Николаевич

Рязань – 2024

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	4
1 МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИЁМА СИГНАЛОВ В МІМО СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ	13
1.1. Принципы построения МІМО систем передачи информации	13
1.2. Пропускная способность МІМО систем передачи информации	20
1.3. Модели сигналов и помех в МІМО системах передачи информации ..	25
1.4. Обработка сигналов МІМО систем передачи информации.....	27
1.5. Постановка задачи диссертационного исследования.....	29
1.6. Выводы	31
2 ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ МІМО СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМА- ЦИИ	32
2.1. Постановка задачи анализа пропускной способности при действии пространственно коррелированных мешающих сигналов	32
2.2. Анализ эргодической пропускной способности при действии пространственно коррелированных мешающих сигналов	39
2.3. Анализ вероятности простоя при действии пространственно коррелированных мешающих сигналов.....	47
2.4. Выводы	51
3. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО ПРИЁМА СИГНАЛОВ В МІМО СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ПРИ ДЕЙСТВИИ ПРОСТРАНСТВЕННО КОРРЕЛИРОВАННЫХ ПОМЕХ	53
3.1. Разработка оптимальных алгоритмов обработки сигналов по критерию минимума среднего квадрата ошибки.....	53

3.2. Разработка адаптивных алгоритмов обработки по критерию минимума среднего квадрата ошибки.....	64
3.3. Разработка оптимального алгоритма обработки по критерию максимального правдоподобия с пространственным кодированием Аламоути	73
3.4. Разработка адаптивного алгоритма обработки по критерию максимального правдоподобия с пространственным кодированием Аламоути	78
3.5. Выводы	81
4. ТЕХНИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМОВ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО ПРИЁМА СИГНАЛОВ В МІМО СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ПРИ ДЕЙСТВИИ ПРОСТРАНСТВЕННО КОРРЕЛИРОВАННЫХ ПОМЕХ	83
4.1. Влияние погрешностей оценивания канальных коэффициентов на эффективность алгоритмов приема МІМО сигналов	83
4.2. Разработка технических средств реализации алгоритмов приема МІМО сигналов при действии мешающих сигналов	89
4.3. Эффективность алгоритмов приёма МІМО сигналов в Wi-Fi беспроводных сетях	98
4.4. Выводы	114
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	115
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	117
ПРИЛОЖЕНИЕ А: Приложение копии акта о внедрении.....	128
ПРИЛОЖЕНИЕ Б: Список условных обозначений и сокращений.....	129
ПРИЛОЖЕНИЕ В: Список используемых кодовых программ.....	132

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования. Интеграция программного и аппаратного обеспечения в беспроводные системы является ведущей мировой тенденцией в развитии технологий, направленных на сбор, обработку и передачу данных в наш цифровой век. Системы беспроводной передачи данных соответствуют высоким стандартам с точки зрения надежности передачи данных, оптимизации энергопотребления и производительности при наличии как внешних, так и внутренних системных помех. Этим системам также необходимо учитывать сильные эффекты многолучевости при распространении радиоволн и значительное ослабление радиосигнала. Обеспечение высокой помехоустойчивости и надежности системы в условиях многолучевости имеет решающее значение для стабильной передачи данных.

В настоящее время основное внимание уделяется использованию пространственных ресурсов и применению алгоритмов предварительной обработки, кодирования и декодирования информации. Одно из решений предполагает использование методов разнесения, основанных на различных параметрах, включая пространственное разнесение. Технология ММО используется для эффективного пространственного мультиплексирования и многопользовательской функциональности.

Ближайшей задачей является снижение априорной неопределенности характеристик многолучевости с помощью адаптивных методов. Предлагается адаптивный байесовский подход для оценки алгоритмов канальных коэффициентов с учетом их пространственной и временной нестационарности.

Чтобы соответствовать современным стандартам энергоэффективности систем передачи данных, выдвигается несколько новых научных задач. К ним относятся определение потенциальной эффективности системы радиоприема маломощного сигнала под воздействием сложных внешних и внутренних системных помех, устранение статистической априорной неопределенности их параметров для реализации оптимальных алгоритмов обработки, выравнивание

антенных систем для повышения помехоустойчивости при приеме сигнала малой мощности, повышение эффективности систем передачи данных ММО при столкновении с неопределенностью матрицы каналов, адаптация пространственной структуры системы ММО к естественным условиям многолучевости, и разрабатывает инновационные принципы создания энергоэффективных устройств для генерации, передачи и приема сигналов.

Степень проработанности темы исследования. В области помехоустойчивой обработки сигналов и применения ММО технологии основополагающие результаты получены отечественными и зарубежными учеными, среди которых широко известны: М. В. Максимов, К. К. Венскаускас, М. А. Быховский, А. С. Котоусов, С. В. Козлов, Ю.Г. Сосулин, Ю.Н. Паршин, Е. А. Маврычев, В. В. Костров, В. А. Григорьев, В.Г. Карташевский, М. Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин, А. П. Лукошкин, С.И. Вексин, А.Г. Флакман, В.П. Федосов, Л.И. Аверина, Р.А. Монзинго, С. М. Аламоути (Alamouti S. M.), Г. Й. Фоцини (Foschini G. J.), И. Е. Телатар (I.E.Telatar), Кухн В., Черняк В. С., Д. Дардари, Э. Фаллети Луизе и другие. Несмотря на глубокую научную проработку вопросов помехоустойчивой обработки ММО сигналов, освещение этих вопросов недостаточно. Это объясняется в первую очередь бурным прогрессом в области теории помехоустойчивой обработки сигналов и применения ММО технологии, например в беспроводных системах передачи информации. Это объясняется в первую очередь бурным прогрессом в области теории помехоустойчивой обработки сигналов и применения ММО технологии, например в беспроводных системах передачи информации.

Во многих работах авторы при расчете характеристик ММО системы обработке сигналов пренебрегают статистической априорной неопределенности параметров помех и канальных коэффициентов. Алгоритмы пространственно-временной обработки сигналов, полученные методами теории оптимальных статистических решений, позволяют достичь предельной эффективности при условии, что необходимые статистические характеристики сигналов и помех известны абсолютно точно. На практике полное статистическое описание

наблюдаемого процесса отсутствует, а на приемной стороне вероятностные характеристики известны лишь частично. Поэтому возникает задача преодоления статистической априорной неопределенности характеристик сигналов и помех. Априорная неопределенность может характеризоваться набором неизвестных параметров, которые задают непосредственно вид сигнала: амплитуду, частоту, фазу, длительность — или определяют свойства характеристик сигнала: спектр, корреляционную функцию, плотность распределения вероятностей. Такая априорная неопределенность называется параметрической. Более сложным случаем является непараметрическая априорная неопределенность, когда неизвестна форма сигнала и его характеристик. Одним из способов преодоления непараметрической неопределенности является аппроксимация неизвестных характеристик и введение вектора коэффициентов аппроксимации как параметра.

Целью диссертационной работы. Целью работы является повышение помехоустойчивости, разработка и анализ алгоритмов помехоустойчивого приема сигналов в ММО системах передачи информации при действии пространственно коррелированных помех.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие основные задачи:

1. Анализ эффективности ММО систем передачи информации при действии пространственно коррелированных мешающих сигналов.

2. Разработка алгоритмов помехоустойчивого приема сигналов в ММО системах передачи информации при действии пространственно коррелированных помех.

3. Разработка алгоритмов помехоустойчивого приема сигналов в ММО системах передачи информации при действии пространственно коррелированных помех в условиях априорной неопределенности параметров помех.

4. Техническая реализация алгоритмов помехоустойчивого приема в ММО системах передачи информации при действии пространственно коррелированных помех.

Научная новизна полученных в диссертации результатов заключается в следующем:

1. Предложен метод помехоустойчивого приема сигналов в ММО системах при действии пространственно коррелированных помех, использующий пространственную декорреляцию помех и последующее пространственное декодирование ММО сигналов на основе измененной канальной матрицы.

2. Предложен алгоритм пространственной компенсации помехи по критерию минимума мощности помех в каждом пространственном канале, использующий помеховые сигналы в других пространственных каналах.

3. Проведен анализ и получены зависимости помехоустойчивости и пропускной способности ММО системы от числа приемных антенн при различных пространственных структурах.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Применение фильтра-декоррелятора пространственно коррелированных помех позволяет реализовать оптимальную обработку сигналов ММО системы передачи информации и уменьшает вероятность ошибки в 50...100 раз.

2. Необходимое число приемных антенн ММО системы определяется числом пространственно коррелированных помех и числом передающих антенн ММО системы, что обеспечивает увеличение пропускной способности в 2,5 раза при увеличении числа приемных антенн с 6 до 8.

3. Декорреляторы помех на основе преппроцессора Грама-Шмидта с адаптивным циклом Хауэллса-Эпплбаума реализуют асимптотически оптимальную компенсацию помех, а адаптивные МСКО компенсаторы с алгоритмом наискорейшего спуска реализуют квазиоптимальную пространственную компенсацию помех с коэффициентом подавления 15...25 дБ.

4. Экспериментальное исследование пропускной способности ММО беспроводной сети WiFi при различном числе антенн в условиях действия пространственно коррелированных помех показало, что с увеличением числа приемных антенн от 1 до 4 пропускная способность увеличивается в 1,6 раза.

Внедрение результатов диссертационного исследования. Результаты, полученные в работе, внедрены в учебный процесс ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина» на кафедре радиотехнических устройств.

Методы проведения исследования. В диссертационной работе при проведении исследования используются методы математической статистики, теории статистических решений, линейной и векторной алгебры, аналитической геометрии, теории матриц. Анализ получаемых данных проводится с использованием численных методов многомерной оптимизации, методов статистического моделирования.

Достоверность полученных результатов диссертационного исследования, полученных расчетным путем и компьютерным моделированием, подтверждается корректным применением элементов теории и математического аппарата, сходимостью полученных в работе результатов к известным для частных случаев.

Апробация работы. Результаты диссертационного исследования докладывались и обсуждались на следующих конференциях:

1. 126 Всероссийская научно-техническая конференция студентов, молодых ученых и специалистов «Новые информационные технологии в научных исследованиях и образовании», г. Рязань, 2021 г.

2. 6, 8 Всероссийская научно-техническая конференция «Актуальные проблемы современной науки и производства», г. Рязань, 2021, 2023 гг.

3. 5 Международная научно-техническая и научно-методическая конференция «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2022, г. Рязань, 2022 г.

4. 28, 29, 30 Международные конференции «Радиолокация, навигация, связь», г. Воронеж, 2022, 2023, 2024 гг.

5. 25th, 26th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA), г. Москва, 2023, 2024 гг.

6. 1 Научно-практическая конференция студентов, молодых ученых и специалистов «Инновационные технологии в науке и технике», г. Рязань, 2023г.

Публикации. По теме работы опубликовано 14 работ [46,54,78-89], в том числе 2 научные статьи в журналах, рекомендуемых ВАК к опубликованию основных научных результатов диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, 2 научные статьи, опубликованные в зарубежных журналах, входящих в базы цитирования Scopus и 4 публикации, индексируемые в РИНЦ.

Структура и объем работы. Работа состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы, приложения, изложенных на 145 страницах, включая 52 рисунка и 7 таблиц. Список цитируемой литературы содержит 90 наименований.

Краткое содержание работы

Во введении обоснована актуальность темы диссертационной работы, сформулированы цель и задачи исследования, определена научная новизна, описана практическая значимость результатов, изложены основные положения, выносимые на защиту, приведены данные о внедрении результатов, апробации работы и публикациях, представлена структура и объем диссертации.

В первой главе диссертации рассмотрены методы и алгоритмы помехоустойчивого приёма в MIMO системах передачи информации. Предложен принцип построения MIMO системы, состоящей из последовательного выполнения декорреляции пространственно коррелированных помех и пространственного декодирования MIMO сигналов. Предложена модель MIMO системы, которая учитывает пространственную структуру приемной и передающей антенных систем. Рассмотрены методы и

алгоритмы помехоустойчивого приёма сигналов в ММО системах передачи информации.

Во второй главе диссертации решается задача анализа влияния пространственно коррелированных мешающих сигналов на пропускную способность и вероятность простоя ММО системы передачи информации. Проведен анализ влияния пространственных структур антенной системы на пропускную способность и вероятность простоя ММО системы при действии пространственно коррелированных помех. Полученные результаты позволяют обосновать выбор типа конфигурации антенн для компенсации помех в беспроводных ММО системах, работающих в сложной помеховой обстановке.

В третьей главе диссертации предложены помехоустойчивые алгоритмы приема сигналов в ММО системах передачи информации при действии пространственно коррелированных мешающих сигналов, принцип которых состоит из последовательного выполнения декорреляции пространственно коррелированных помех и пространственного декодирования ММО сигналов. Получен алгоритм оценивания ММО сигнала по критерию минимума среднего квадрата ошибки, объединяющий компенсацию помехи и пространственное декодирование. Предложен алгоритм пространственной обработки с раздельным подавлением помехи и пространственным декодированием ММО сигнала. Раздельное выполнение операций упрощает обработку и повышает устойчивость выполнения каждой из операций. Использование фильтра декоррелятора помехи значительно уменьшает вероятность битовой ошибки. При априорной неопределенности параметров помех предлагается адаптивный компенсатор помех, состоящий из нескольких по числу приемных антенн компенсаторов помех в каждой приемной антенне. Предложен алгоритм обработки ММО сигнала, содержащий оценку сигнала по критерию максимального правдоподобия, пространственный декодер Аламоути и демодулятор. Получено выражение весовой матрицы для получения максимально правдоподобной оценки сигнала, реализующей подавление помех и пространственное декодирование. Адаптивным вариантом фильтра

декоррелятора является препроцессор Грама-Шмидта, использующие адаптивные циклы Хауэллса-Эпплбаума. Вследствие простоты циклов адаптации обеспечивается устойчивая сходимость адаптивной подстройки весовых коэффициентов.

В четвертой главе диссертационной работы разработаны вопросы технической реализации алгоритмов помехоустойчивого приёма в ММО системах передачи информации при действии пространственно коррелированных мешающих сигналов. Проведен расчет пропускной способности ММО системы в зависимости от пространственной структуры с учетом погрешностей канальной матрицы коэффициентов при наличии помех. Наличие помех, вызванных интерференцией сообщений в собственных лучах, свидетельствует о неполном разделении сообщений. При увеличении коэффициента погрешности пропускная способность ММО системы уменьшается на 0,1...0,5 бит/с/Гц. Разработан вариант технической реализации алгоритма приема ММО сигналов при действии мешающих сигналов на отладочной плате микросхемы Virtex-II Pro XC2VP30-4FF1152C, реализующий параллельную организацию процесса вычисления для уменьшения вычислительных затрат. Проведено экспериментальное исследование пропускной способности канала связи и устройства WiFi в зависимости от числа антенн, а также исследование влияния пространственно коррелированных мешающих сигналов и конфигурации приемных антенн на пропускной способности канала связи.

В заключении перечисляются результаты диссертации, подтверждающие основные положения, выносимые на защиту.

В приложении содержатся список условных обозначений и сокращений, используемых кодовых программ.

Благодарности. Автор работы выражает благодарность за огромную помощь и поддержку при работе над диссертацией научному руководителю доктору технических наук Паршину Юрию Николаевичу. Выражаю особую благодарность РГРТУ и компании ХИТАКО за представление возможности

заниматься научной деятельностью в России. Отдельная благодарность сотрудникам кафедры радиотехнических устройств Рязанского государственного радиотехнического университета им. В.Ф. Уткина за обсуждение результатов научных исследований и конструктивную критику.

1. МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИЁМА В МІМО СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

1.1. Принципы построения МІМО систем передачи информации

Развитие технологии МІМО было обусловлено растущим спросом на высокоскоростную и надежную беспроводную связь. Ранние исследования, проведенные в 1990-х годах, заложили основу для систем МІМО, а основополагающие работы таких исследователей, как Фоскини и Ганс (1998) и Телатар (1999), продемонстрировали потенциал для значительного повышения производительности. Эти ранние исследования показали, как системы МІМО могут преодолеть недостатки традиционных систем SISO, такие как ограниченная скорость передачи данных и уязвимость к многолучевому затуханию [1, 2]. Развитие технологии МІМО продолжилось благодаря ее интеграции в современные стандарты беспроводной связи, такие как LTE и Wi-Fi, IoT, где она стала незаменимой для достижения высоких скоростей передачи данных и надежности, требуемых современными приложениями [3]. Ключевыми вехами в развитии МІМО являются внедрение пространственно-временного кодирования, внедрение МІМО в стандарт Wi-Fi IEEE 802.11n и внедрение передовых технологий МІМО в сотовых сетях 4G и 5G [3,4]. Кроме того, текущие исследования продолжают изучать новые аспекты технологии МІМО, такие как Massive MIMO и MIMO на миллиметровых волнах, которые обещают еще большее повышение производительности и результативности [5,6].

Система передачи информации содержит комплекс средств, предназначенных для передачи информации от источника к получателю. В состав радиотехнической системы входят устройство генерирования и формирования радиосигнала (УГФРС), передающая антенна, приемная антенна, устройство приема и обработки сигнала (УПОС). Антенны предназначены для преобразования сигнала в виде электрического напряжения в электромагнитное поле — передающая антенна и обратно — приемная антенна.

Электромагнитное поле распространяется в космическом пространстве, атмосфере, а также могут быть другие виды сред. При распространении электромагнитных волн происходит уменьшение мощности сигнала, задержка во времени, а также в некоторых случаях изменяется спектр сигнала. Так как в большинстве случаев распространение электромагнитных волн происходит в открытой среде, то в окрестности приемной антенны помимо поля сигнала действует поле различных других источников, которые выступают как помехи приему сигнала.

В зависимости от числа приемных и передающих антенн различают следующие системы пространственного кодирования и декодирования, использующие различные виды пространственного разнесения (рис.1.1):

- системы SISO (Single Input — Single Output): одна приемная антенна и одна передающая антенна. В этом случае пространственное разнесение отсутствует. Такая структура получала наибольшее распространение;

- системы SIMO (Single Input — Multiple Output): одна передающая антенна и несколько приемных антенн. В этом случае используется пространственное разнесение при приеме, известное как «разнесенный прием»;

- системы MISO (Multiple Input — Single Output): несколько передающих антенн и одна приемная антенна. Применяемое в этом случае разнесение при передаче дает некоторый выигрыш и используется в тех случаях, когда разместить несколько антенн на передающей стороне проще, чем на приемной стороне;

- системы MIMO (Multiple Input — Multiple Output) используют несколько антенн как на передатчике, так и на приемнике. Разнесение при приеме и передаче дает наибольший выигрыш в эффективности, но требует больших аппаратных и вычислительных затрат. В составе системы MIMO предлагает ряд преимуществ, включая увеличенную пропускную способность, более высокие скорости передачи данных и повышенную помехоустойчивость.



Рис. 1.1. Пространственная структура приемо-передающей системы

Помехоустойчивость относится к способности системы связи поддерживать свою производительность и надежность в присутствии внешних источников помех, таких как помехи в совместном канале и смежных каналах, шум и другие нарушения сигнала. В диссертации рассматривается задача повышения помехоустойчивости MIMO систем как задача достижения требуемой пропускной способности при действии мешающих сигналов.

В зависимости от типа сигнала в MIMO канале можно представить MIMO канал как аналоговый непрерывный канал, дискретный канал и канал распространения сигнала и соответственно применить модель непрерывного гауссовского канала, дискретного канала и модель канала распространения сигнала для оценки помехоустойчивости MIMO систем. Для оценки помехоустойчивости MIMO систем можно применить битовую вероятность ошибки для модели дискретного канала [7-11], а также пропускную способность, вероятность простоя и отношение сигнал-помеха для модели аналогового непрерывного канала и модели канала распространения сигнала [10-14].

В дальнейшем рассматриваются узкополосные радиосигналы, при распространении которых от передатчика к приемнику изменяется только амплитуда и фаза. При этом изменение амплитуды и фазы одинаковое для всех частотных составляющих сигнала. Тогда свойства среды распространения можно представить в виде комплексных коэффициентов передачи.

На каждую передающую антенну подается свой сигнал от передатчика $\underline{x}_n(k)$, $n=1, \dots, N_{\text{TX}}$, который представляет собой комплексную величину, отображающую амплитуду и фазу сигнала на k – ом такте передачи, $k=1, \dots, K$. Излученный передающей антенной сигнал распространяется в виде радиоволн и достигает приемной антенны. При этом изменяются амплитуда и фаза сигнала, что учитывается коэффициентом $\underline{h}_{mn}$, $m=1, \dots, N_{\text{RX}}, n=1, \dots, N_{\text{TX}}$. В приемном тракте присутствуют тепловые шумы $\underline{n}_n(k)$, $n=1, \dots, N_{\text{RX}}$, которые складываются с принятым сигналом.

Такая модель сигнала широко используется для различных видов цифровых систем связи. Мощность (энергия на одном такте) передаваемого сигнального символа равна: $P_{x_n} = \overline{|\underline{x}_n(k)|^2}$. Полная мощность передаваемого сигнала получается суммированием мощностей сигналов, передаваемых каждой из антенн: $P_x = \sum_{n=1}^{N_{\text{TX}}} P_{x_n}$. При анализе принципа работы MIMO-систем целесообразно считать полную мощность передаваемого всеми передатчиками сигнала постоянной, чтобы разделить эффекты от пространственного кодирования и от увеличения мощности передаваемого сигнала при увеличении числа передающих антенн N_{TX} .

Комплексные канальные коэффициенты $\underline{h}_{mn}$, $m=1, \dots, N_{\text{RX}}, n=1, \dots, N_{\text{TX}}$ характеризуют флуктуации амплитуды и задержку, сдвиг по фазе сигнала при распространении от n – й передающей антенны к m – й приемной антенне. Совокупность канальных коэффициентов образует матрицу:

$$\underline{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \underline{h}_{11} & \underline{h}_{12} & \dots & \underline{h}_{1N_{\text{TX}}} \\ \underline{h}_{21} & \underline{h}_{22} & \dots & \underline{h}_{2N_{\text{TX}}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \underline{h}_{N_{\text{RX}}1} & \underline{h}_{N_{\text{RX}}2} & \dots & \underline{h}_{N_{\text{RX}}N_{\text{TX}}} \end{bmatrix},$$

где $\underline{h}_{mn} = a_{mn} + jb_{mn} = \underline{h}_{mn} e^{j\phi_{mn}}$ – комплексное число. Наиболее простая модель канальных коэффициентов представляет собой случайную величину с

гауссовским законом распределения, а все величины a_{mn}, b_{mn} статистически независимы друг от друга и имеют одинаковую дисперсию. Такая модель хорошо описывает свойства распространения сигнала с сильной многолучевостью, а канальная матрица имеет полный ранг. Вместе с тем модель независимых канальных коэффициентов не позволяет отразить особенности расположения рассеивателей на местности, а также учесть геометрию антенных систем и их ориентацию в пространстве.

На практике на выходе приемной антенны выделяется очень малая часть сигнала передатчика, поэтому канальные коэффициенты имеют очень малую величину. Однако для анализа основных свойств MIMO систем удобно нормировать канальные коэффициенты $\overline{|h_{mn}|^2} = 1$, а уменьшение мощности принимаемого сигнала при распространении учесть при описании сигнала передатчика.

На рис.1.2 приведена модель коррелированных канальных коэффициентов, которая учитывает пространственную структуру приемной и передающей антенных систем, где α_0 – угловая координата середины сектора помех, α_0 – ширина углового сектора помех. Полагаем, что в окрестности приемной антенны располагаются рассеиватели, мощность сигнала которых в зависимости от угловой координаты образует в точке приема угловой спектр $p_{RX}(\theta)$. Используя эквивалентность характеристик антенны в режиме приема и передачи, аналогичный угловой спектр $p_{TX}(\theta)$ можно использовать также и для описания свойств рассеивающей среды в окрестности передающей антенны.

Угловой спектр и пространственная структура антенной системы определяют матрицу пространственной корреляции сигналов в антеннах приемной или передающей антенной систем. Например, корреляция сигналов в ненаправленных элементах линейной антенной решетки рассчитывается с использованием углового спектра по формуле [15-17]:

$$r_{mn} = \int_0^{2\pi} p(\theta) e^{j \frac{2\pi}{\lambda} [(x_m - x_n) \cos \theta + (y_m - y_n) \sin \theta]} d\theta, \quad n, m = 1, \dots, N_{TX}(N_{RX}),$$

где $x_n, y_n, n = 1, \dots, N_{TX}(N_{RX})$ – координаты антенн антенной системы, θ – угловая координата рассеивателя относительно оси x в плоскости расположения антенн, λ – длина волны.

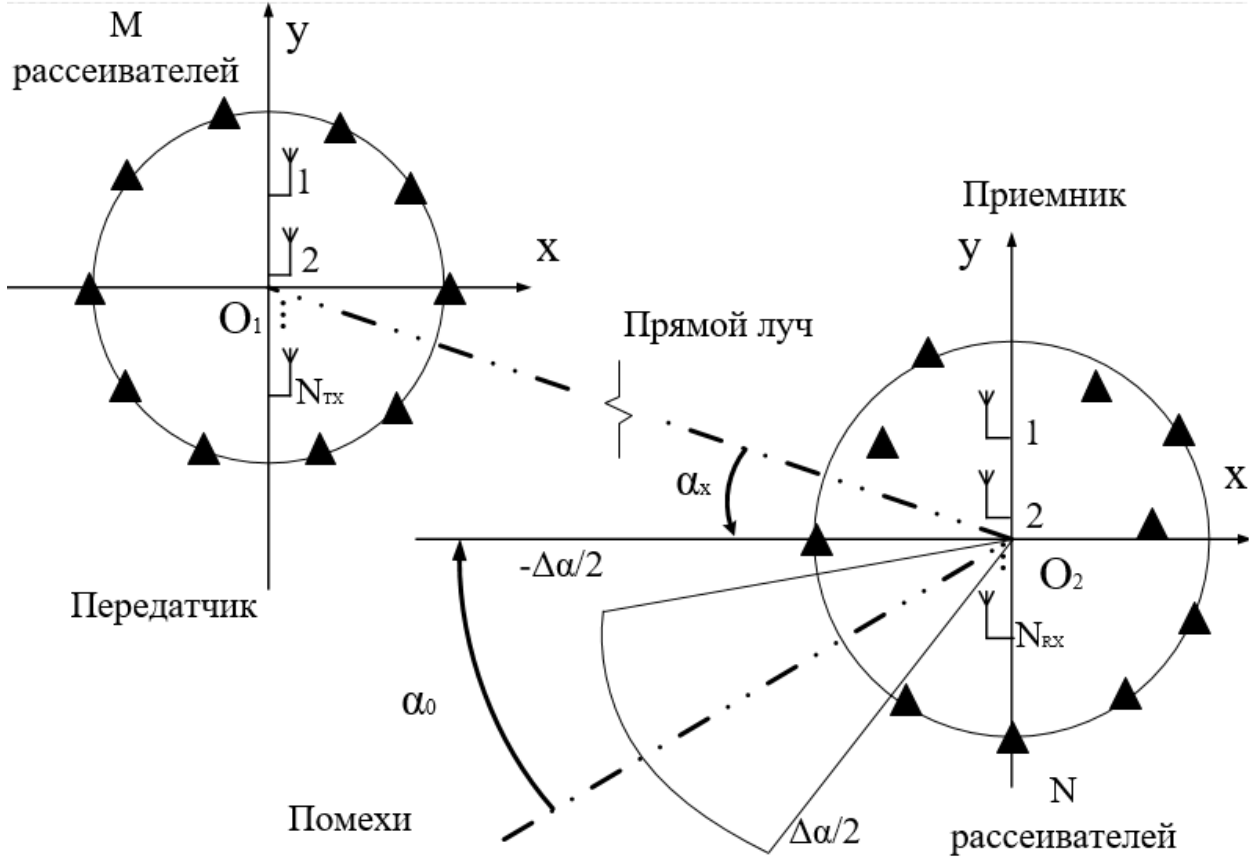


Рис.1.2. Модель коррелированных канальных коэффициентов

Пусть корреляция сигналов различных лучей в приемной антенне задается корреляционной матрицей $\mathbf{R}_{RX} = \left\{ r_{RXij} = \overline{h_{in} h_{jn}^*}, i, j = 1, \dots, N_{RX} \right\}$ и в дальней зоне не зависит от номера N_{TX} передающей антенны. Аналогично для передающей антенны, работающей в режиме приема, корреляция сигналов различных лучей задается матрицей $\mathbf{R}_{TX} = \left\{ r_{TXij} = \overline{h_{im} h_{jm}^*}, i, j = 1, \dots, N_{TX} \right\}$ и не зависит от номера N_{RX} приемной антенны, работающей в режиме передачи. Корреляция между канальными коэффициентами с любыми парами индексов mn и ij

рассчитывается на основе корреляционных матриц сигналов в приемных и передающих антенных системах следующим образом [10,17-20,28]:

$$\underline{\mathbf{R}}_{\text{MIMO}} = \underline{\mathbf{R}}_{\text{TX}} \otimes \underline{\mathbf{R}}_{\text{RX}}, \quad (1.1)$$

где $\otimes$ обозначает кронекеровское произведение матриц.

Для согласования модели канальных коэффициентов с дисперсией экспериментально полученных канальных коэффициентов D_N необходимо произвести нормировку следующим образом: $\underline{\mathbf{R}}_H = \underline{\mathbf{R}}_{\text{MIMO}} \frac{D_H}{|R_{\text{MIMO}}(1,1)|}$.

Для получения необходимой корреляции $N_{\text{RX}} N_{\text{TX}} \times 1$ вектор коррелированных канальных коэффициентов моделируется уравнением [10, 17-20,28]:

$$\underline{\mathbf{H}}_0 = \underline{\mathbf{C}} \underline{\mathbf{V}},$$

где $\underline{\mathbf{V}} = \begin{bmatrix} v_1 & v_2 & \dots & v_{N_{\text{TX}} N_{\text{RX}}} \end{bmatrix}^T$ – вектор независимых комплексных гауссовских чисел с $\overline{|v_i|^2} = 1$.

Матрица $\underline{\mathbf{C}}$ получается в результате факторизации по Холецкому корреляционной матрицы канальных коэффициентов $\underline{\mathbf{R}}_H = \underline{\mathbf{C}} \underline{\mathbf{C}}^H$. Матрица канальных коэффициентов размером $N_{\text{RX}} \times N_{\text{TX}}$ получается из вектора-столбца коэффициентов $\underline{\mathbf{H}}_0$ путем последовательного формирования столбцов:

$$\underline{\mathbf{H}}^{\text{DIF}} = \{ \underline{\mathbf{H}}_0(1:N_{\text{RX}}) \quad \underline{\mathbf{H}}_0(1+N_{\text{RX}}:2N_{\text{RX}}) \quad \dots \quad \underline{\mathbf{H}}_0(1+(N_{\text{TX}}-1)N_{\text{RX}}:N_{\text{RX}}N_{\text{TX}}) \}.$$

Канальная матрица для прямого луча учитывает затухание и задержку сигнала для данного луча:

$$\underline{\mathbf{H}}^{\text{LOS}} = \left\{ a_{mn} e^{-j2\pi \frac{R_{mn}}{\lambda}}, n=1,..,N_{\text{TX}}, m=1,..,N_{\text{RX}} \right\}, \quad (1.2)$$

где R_{mn} – расстояние между n -й предающей и m -й приемной антеннами, a_{mn} – коэффициент затухания амплитуды сигнала при передаче от n -й предающей и m -й приемной антенны. Общая канальная матрица с учетом прямого луча и диффузного рассеивания при распространении радиоволн

получается весовым сложением соответствующих матриц $\underline{\mathbf{H}}^{\text{LOS}}$ и $\underline{\mathbf{H}}^{\text{DIF}}$ [10, 17-20,28]:

$$\underline{\mathbf{H}} = \sqrt{\frac{1}{K_R + 1}} \underline{\mathbf{H}}^{\text{DIF}} + \sqrt{\frac{K_R}{K_R + 1}} \underline{\mathbf{H}}^{\text{LOS}}, \quad (1.3)$$

где K_R – фактор Райса, который определяет отношение мощности прямого луча к мощности рассеянных лучей.

Значение матрицы канальных коэффициентов $\underline{\mathbf{H}}$ может быть получено путем измерения амплитуды и фазы при приеме тестового сигнала на частоте передачи. Для того чтобы значения матрицы $\underline{\mathbf{H}}$ были известны на передающей стороне, при частотном дуплексе необходимо организовать канал обратной связи, по которому передаются данные о матрице $\underline{\mathbf{H}}$. При использовании временного дуплекса измерение матрицы $\underline{\mathbf{H}}$ можно производить как на приемной, так и на передающей стороне, и организация специального канала передачи коэффициентов не требуется.

Если матрица $\underline{\mathbf{H}}$ известна только на приемной стороне, то канал называют – без обратной связи (OLTD), а если матрица известна на приемной и передающей стороне, то канал называется – с обратной связью (CLTD). Последний вариант может быть реализован при использовании временного дуплекса (TDD). Использование частотного дуплекса не позволяет точно определить матрицу $\underline{\mathbf{H}}$ на частоте передачи вследствие частотной дисперсии канала передачи.

1.2. Пропускная способность MIMO систем передачи информации

Развитие современных беспроводных систем сопровождается постепенным повышением эффективности использования пространственных ресурсов. Это улучшение достигается за счет внедрения пространственных методов приема и передачи данных. Интеграция таких стратегий позволяет телекоммуникационным системам существенно увеличить свою пропускную способность, особенно в средах, характеризующихся сложными сценариями

многолучевого распространения, сохраняя при этом постоянные полосы частот и общую выходную мощность сигнала [2,21-23]. Кроме того, стратегическое размещение удаленных антенных элементов в рамках распределенной антенной системы необходимо для достижения оптимальной эффективности [24]. В работах [2,13,16,25] предложено использовать системы с множеством антенн на приемной и передающей сторонах, называемые ММО системами, для увеличения пропускной способности канала связи и повышения помехоустойчивости в беспроводных системах связи.

Сигнал на выходе приемных антенн ММО системы связи имеет вид:

$$\underline{\mathbf{Y}} = \underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{S}} + \underline{\mathbf{N}}, \quad (1.4)$$

где $\underline{\mathbf{S}}$ – вектор передаваемого сигнала размерностью $N_{\text{TX}} \times 1$, $\underline{\mathbf{N}}$ – вектор некоррелированных шумов приемного тракта размерностью $N_{\text{RX}} \times 1$.

ММО технология позволяет повысить пропускную способность канала связи, а также увеличить число абонентов. Как известно, пропускная способность гауссовского канала связи при передаче одного отсчета сообщения как пропускная способность радиоканала с одним входом и одним выходом (SISO) ограничена правилом Шеннона:

$$C_{\text{SISO}} = \log_2 \left(1 + \frac{P_X}{P_N} \right) = \log_2 (1 + q), (\text{бит/с/Гц}), \quad (1.5)$$

где $q = \frac{P_X}{P_N}$ – отношение мощности сообщения P_X к мощности шума P_N . Если передается последовательность независимых сообщений с частотой F , то скорость передачи сообщений в единицу времени (пропускная способность) равна

$$C = F \log_2 (1 + q), (\text{бит/с}), \quad (1.6)$$

Если независимые гауссовские сообщения передаются по нескольким независимым каналам, в которых шумы гауссовские и независимые, то

пропускная способность равна сумме пропускных способностей каждого из K каналов:

$$C = \sum_{k=1}^K C_k = \sum_{k=1}^K \log_2(1 + q_k), (\text{бит/с/Гц}), \quad (1.7)$$

где q_k – отношение сообщение–шум в каждом из K каналов.

В общем случае пропускная способность ММО канала зависит как от свойств передаваемого сообщения, свойств шума, свойств канала а также от информации о канале связи на передающей и приемной сторонах.

Пусть канальная матрица $\underline{\mathbf{H}}$ известна точно на передающей стороне, шумы представляют собой независимые гауссовские числа с корреляционной матрицей $\underline{\mathbf{R}}_N = P_N \underline{\mathbf{I}}_{N_{\text{RX}}}$, а сообщения имеют корреляционную матрицу $\underline{\mathbf{R}}_X = \overline{\underline{\mathbf{X}}\underline{\mathbf{X}}^H}$, $\text{trase}\underline{\mathbf{R}}_X = P_X$ – след корреляционной матрицы, равный мощности всех сообщений, $\underline{\mathbf{I}}_{N_{\text{RX}}}$ – единичная $N_{\text{RX}} \times N_{\text{RX}}$ матрица, сообщения и шум статистически независимы. Расчет пропускной способности ММО канала передачи информации впервые проведен И. Телатаром в работе [2]. Тогда наилучшим вариантом будет, когда элементы вектора сообщений некоррелированы между собой, т.е. $\underline{\mathbf{R}}_X = \frac{P_X}{N_{\text{TX}}} \underline{\mathbf{I}}_{N_{\text{TX}}}$.

Пропускная способность ММО канала связи для заданной матрицы канальных коэффициентов $\underline{\mathbf{H}}$ и пространственно некоррелированных шумов определяется соотношением [1,2,10,17,18,28]:

$$C_H = \log_2 \det \left(\underline{\mathbf{I}}_{N_{\text{RX}}} + \frac{q}{N_{\text{TX}}} \underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{H}}^H \right), \quad (1.8)$$

В данном выражении шумы являются пространственно некоррелированными случайными величинами.

Преобразуем матричное выражение пропускной способности к диагональному виду с использованием разложения канальной матрицы по сингулярным числам $\underline{\mathbf{H}} = \underline{\mathbf{U}}\underline{\Sigma}\underline{\mathbf{Q}}^H$ [2,10,17,18,28]:

$$C_H = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_{RX}} + \frac{q}{N_{RX}} \underline{\mathbf{U}} \underline{\Sigma} \underline{\mathbf{Q}}^H (\underline{\mathbf{U}} \underline{\Sigma} \underline{\mathbf{Q}}^H)^H \right) = \quad (1.9)$$

$$= \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_{RX}} + \frac{q}{N_{TX}} \underline{\mathbf{U}} \underline{\Sigma} \underline{\Sigma}^H \underline{\mathbf{U}}^H \right) = \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \frac{q}{N_{TX}} \sigma_k^2 \right),$$

где $\underline{\mathbf{U}}, \underline{\mathbf{Q}}$ – унитарные матрицы размером $N_{RX} \times r$ и $r \times N_{TX}$ соответственно, для которых справедливо $\underline{\mathbf{U}} \underline{\mathbf{U}}^H = \underline{\mathbf{Q}} \underline{\mathbf{Q}}^H = \mathbf{I}$; $\underline{\Sigma} = \{\sigma_k, k=1, \dots, r\}$ – диагональная матрица сингулярных чисел размером $r \times r$, $r \leq \min(N_{TX}, N_{RX})$ – ранг матрицы $\underline{\mathbf{H}}$.

Умножим обе части выражения для наблюдаемого процесса на матрицу $\underline{\mathbf{U}}^H$: $\underline{\mathbf{Y}} = \underline{\mathbf{U}}^H \underline{\mathbf{Y}} = \underline{\mathbf{U}}^H \underline{\mathbf{U}} \underline{\Sigma} \underline{\mathbf{Q}}^H \underline{\mathbf{X}} + \underline{\mathbf{U}}^H \underline{\mathbf{N}} = \underline{\Sigma} \underline{\mathbf{X}} + \underline{\mathbf{N}}$, где $\underline{\mathbf{X}} = \underline{\mathbf{U}}^H \underline{\mathbf{X}}$ – вектор некоррелированных случайных величин, статистически идентичный вектору $\underline{\mathbf{X}}$, $\tilde{\underline{\mathbf{N}}} = \underline{\mathbf{U}}^H \underline{\mathbf{N}}$ – вектор гауссовских шумов, статистически идентичных вектору шумов $\underline{\mathbf{N}}$.

Полученное выражение можно трактовать как пропускную способность K параллельно включенных независимых каналов передачи информации. Если коэффициенты канала случайны, то (1.8) представляет мгновенную пропускную способность или количество взаимной информации. Среднюю пропускную способность канала можно получить путем усреднения по всем коэффициентам канала.

На рис.1.3 приведены зависимости эргодической пропускной способности C_E от количества передающих и приемных антенн при различных значениях отношения сигнал шум q по формуле (1.9). Матрица канальных коэффициентов представляет собой случайные гауссовские величины с единичной дисперсией.

Полагаем, что антенны образуют линейные эквидистантные антенные решетки с координатами антенн $x_n = 0, y_n = d(n-1), n=1, \dots, N_{TX} (N_{RX})$,

распределение мощности при передаче является равномерным по каждому передающим антеннам $\phi_m^2 = \frac{1}{N_{\text{TX}}}$.

По мере увеличения q с -10 дБ до 20 дБ эргодическая пропускная способность C_E системы ММО значительно возрастает. Это ожидаемо, поскольку большее значение отношения сигнал-шум q улучшает качество принимаемого сигнала, тем самым повышая пропускную способность системы. При более высоких значениях q , C_E увеличивается с увеличением количества передающих N_{TX} и приемных N_{RX} антенн. Это демонстрирует преимущество использования нескольких антенн в системах ММО для использования пространственного разнесения и повышения пропускной способности. При очень низком уровне q (например, $q = -10$ дБ) увеличение числа антенн существенно не улучшает пропускную способность. Это говорит о том, что в условиях, когда преобладает шум, простое добавление приемных и передающих антенн может оказаться неэффективным без улучшения q . При этом усилия следует сосредоточить на улучшении q , например, за счет улучшения схем кодирования, распределения мощности, прежде чем добавлять дополнительные антенны. Для средних и высоких значениях q увеличение как N_{TX} , так и N_{RX} имеет очевидное преимущество. Пропускная способность, как правило, растет более линейно с увеличением количества антенн, что указывает на то, что сбалансированное увеличение количества как передающих, так и приемных антенн обеспечивает наилучшую производительность.

При увеличении ОСШ с -10 дБ до 20 дБ, системы ММО по-прежнему демонстрируют увеличение пропускной способности при увеличении количества антенн. Это связано с усилением пространственного разнесения, которое помогает повысить надежность приема сигнала. При одинаковых количествах передающих и приемных антенн (полный ранг матрицы $\mathbf{H}$) значения пропускной способности имеют большие значения, особенно при

больших значениях ОСШ. При малых значениях ОСШ, когда количество приемных антенн больше чем количество передающих антенн значения пропускной способности имеют большие значения, чем когда количество передающих антенн больше чем количество приемных антенн.

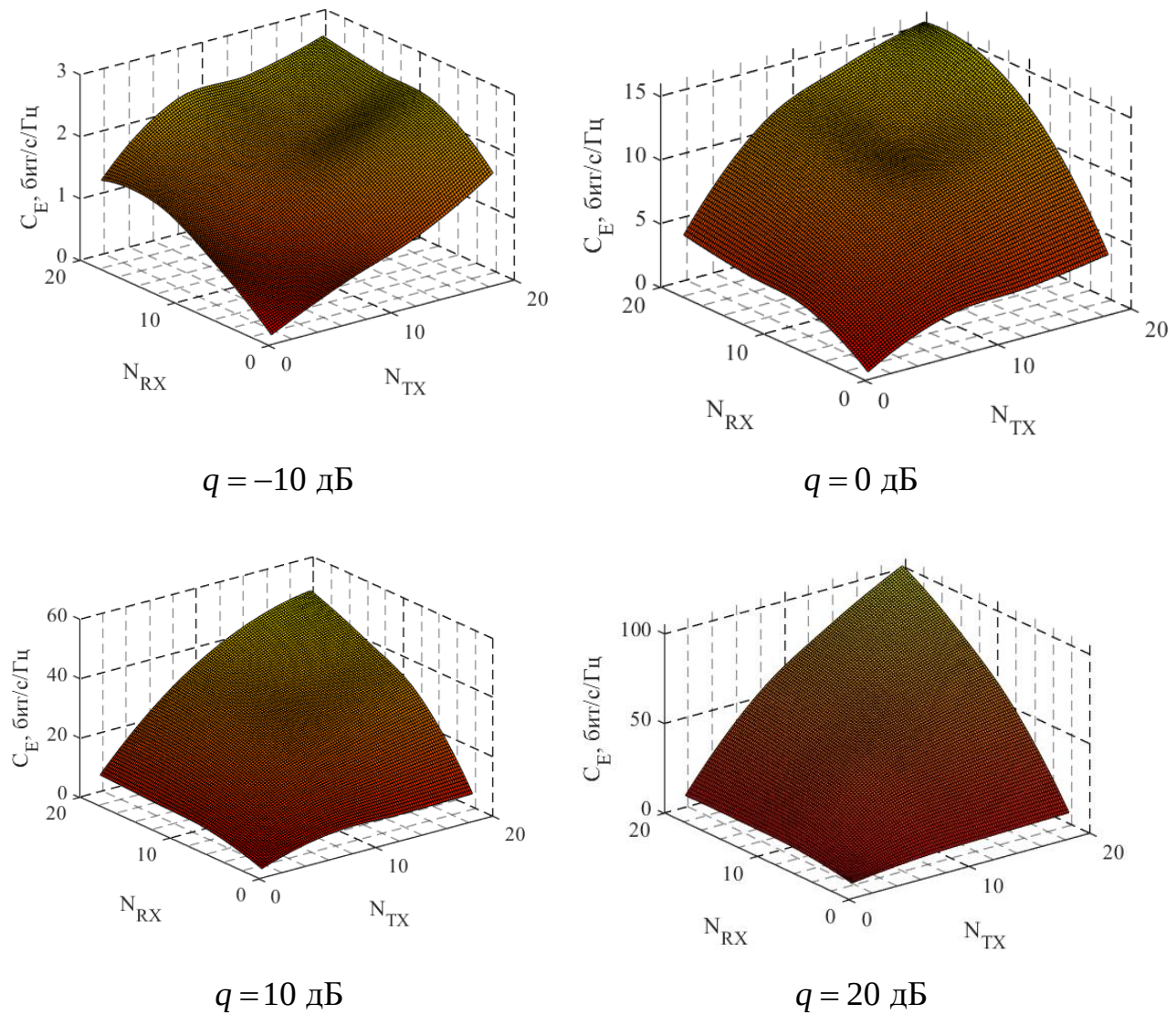


Рис. 1.3. Зависимость эргодической пропускной способности от числа приемных и передающих антенн

1.3. Модели сигналов и помех в MIMO системах передачи информации

В многоканальной приемной системе помимо полезного сигнала и шумов могут присутствовать внешние помехи, которые поступают на вход по боковым и главному лепесткам диаграммы направленности антенной системы. Внешние помехи могут быть созданы другими передающими устройствами, а также

вызваны отражениями от местных объектов, радиопередающим трактом и прочими источниками.

Пусть пространственная структура ММО системы состоит из передатчика с N_{TX} антеннами, расположенных на плоскости с координатами $x_n, y_n, n=1, \dots, N_{\text{TX}}$, и приемника с N_{RX} антеннами с координатами $x_m, y_m, m=1, \dots, N_{\text{RX}}$. Также в окрестности приемных антенн располагаются K одноантенных источников помех с мощностью $P_k, k=1, \dots, K$. Сигнал в окрестности приемных антенн образуется путем преобразования вектора переданных антеннами передатчика сигналов $\underline{X}$ в многолучевом канале: $\underline{S} = \underline{H}\underline{X}$, где $\underline{H}$ – матрица канальных коэффициентов размерностью $N_{\text{RX}} \times N_{\text{TX}}$. Помеха в окрестности приемных антенн формируется путем амплитудно-фазового преобразования помехи в соответствии с ее изменением при распространении.

Пространственно-коррелированная помеха задается K – источниками некоррелированных гауссовских процессов $\underline{p}_k$ с дисперсией P_k , приходящими с направлений, задаваемых азимутом, $\alpha_k, k=1, \dots, K$, в системе координат приемных антенн. В пространстве все помехи суммируются в соответствии с пространственной структурой антенной системы и расположением помех [16]:

$$\underline{Z} = \sum_{k=1}^K \underline{z}_k \underline{V}_k, \quad \text{где} \quad \underline{V}_k = \left\{ \underline{V}_{kn} = \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda} (x_n \cos \alpha_k + y_n \sin \alpha_k) \right], n=1, \dots, N_{\text{RX}} \right\} -$$

направляющий вектор k – й помехи, определяющий фазовое распределение помехи в различных антеннах.

На выходе антенной системы помеха в наблюдаемом процессе представляет собой сумму двух составляющих $\underline{V} = \underline{Z} + \underline{N}$, где $\underline{N} = \{ \underline{n}_n, n=1, \dots, N_{\text{RX}} \}$ – тепловые шумы.

В результате на выходе приемных антенн получаем вектор наблюдаемого процесса на входе приемного тракта $\underline{Y} = \underline{H}\underline{X} + \underline{V}$. Энергетические свойства

сигнала и помехи задаются отношениями сигнал-шум $q = \frac{P_X}{P_N}$ и помеха-шум

$p = \frac{P_k}{P_N}$ соответственно. Так как сигнал, помехи и шумы являются

независимыми величинами, то матрица пространственной корреляции наблюдаемого процесса $\underline{\mathbf{R}}_Y = \underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{R}}_X\underline{\mathbf{H}}^H + \underline{\mathbf{R}}_Z + \underline{\mathbf{R}}_N$ является суммой

корреляционных матриц сигнала, помех и некоррелированного шума, которые в раскрытие элементов антенной системы равны $\underline{\mathbf{R}}_X = \overline{\underline{\mathbf{X}}\underline{\mathbf{X}}^H}$, $\underline{\mathbf{R}}_Z = \sum_{k=1}^K P_k \underline{\mathbf{V}}_k \underline{\mathbf{V}}_k^H$ и

$\underline{\mathbf{R}}_N = P_N \mathbf{I}$ соответственно, где знак H означает эрмитово сопряжение.

Помеха представляет точечный источник излучения, гауссовский случайный процесс $\underline{p}_k = I_k + jQ_k$ с независимыми квадратурными составляющими помехи I_k, Q_k , P_k – мощность, $\underline{\mathbf{V}}_k$ – направляющий вектор k – й помехи.

1.4. Обработка сигналов ММО систем передачи информации

На рис.1.4 показана структурная схема ММО системы. Передатчик принимает уже сформированные информационные пакеты от источника в цифровом виде и передает эти пакеты в виде электромагнитных волн на приемник. Основной задачей для передатчика является кодирование и модуляция передаваемой информации, затем модулированный цифровой сигнал преобразуется в аналоговый сигнал с помощью цифро-аналогового преобразователя (ЦАП). Полученный радиосигнал затем усиливается и поступает в антенную систему для передачи в беспроводной среде.

Замирание сигнала происходит в результате многолучевого распространения сигналов. В результате этого принимаемый сигнал будет содержать множество копий излученного сигнала, которые имеют различную задержку, амплитуду и фазу. Задачей приемника является усилить принимаемый сигнал, после частотного понижающего преобразования преобразовать его в цифровой вид с помощью аналого-цифрового

преобразователя (АЦП), выполнить его декодирование и демодуляцию, а затем уже готовые информационные пакеты передать протоколам верхнего уровня.

Обработка сигналов в ММО системе можно рассматривать как задачу применения методов и алгоритмов для улучшения помехоустойчивых передачи и приема сигнала, его обнаружения, измерения параметров сигнала на фоне шумов и помех [29]. В ММО системах одним из эффективных способов подавления помех является адаптивная реконфигурация различных частей многоканальной приемной системы [30,31]. В [16] показано, что для оценки параметров принимаемого сигнала, оптимизации реконфигурируемых параметров многоканальной приемной системы используется обработка по различным критериям качества: минимум СКО, максимум отношения мощности к сумме мощностей помехи и шума, максимум функции правдоподобия, минимум дисперсии шума.

Основной задачей исследования является улучшение приема полезного сигнала при наличии мешающих помеховых составляющих. Рассмотрим ММО систему, показанную на рис.1.4, которая содержит следующие основные блоки:

- модулятор,
- пространственно-временной кодер,
- прекодирование,
- передающая антенная система,
- приемная антенная система,
- согласующая цепь,
- малошумящая усилитель приемника,
- блок весовой обработки,
- пространственно-временной декодер,
- демодулятор.

При действии пространственно-коррелированных помех необходимо предусмотреть специальные средства их подавления. Теория алгоритмов помехоустойчивой обработки сигналов хорошо разработана [32]. Особенности

действия помех в MIMO системах передачи информации рассмотрены в работах [33-35].



Рис. 1.4. Структурная схема MIMO системы

Эффективность подавления помех определяется типом MIMO системы, видом помех, а также используемой стратегией постановки помех.

1.5. Постановка задачи диссертационного исследования

Большинство результатов, касающихся MIMO систем передачи информации, получено в предположении приема сигнала в присутствии некоррелированных во времени и в пространстве помех. Такая ситуация отражает наличие теплового шума в приемных каналах и является распространенной в мобильной связи и беспроводных компьютерных сетях. Вместе с тем имеется ряд примеров, когда помехи представляют собой источники мешающих сигналов, расположенных в пространстве (рис.1.5). Таким помехи создаются другими радиоэлектронными средствами, расположенными в непосредственной близости от приемных антенн и распространяющихся прямым лучом.

Пример такой ситуации рассмотрен в работе [35] для мощных широкополосных помех. Выделение полезного сигнала производится по критерию минимума среднего квадрата ошибки с помощью оптимального

линейного фильтра. Для этого предполагается использовать пилот-сигнал, что требует дополнительных затрат времени.

В работе [36] рассматривается итерационный алгоритм декодирования сигналов на фоне пространственно коррелированного шума, у которого вычислительная сложность растет линейно с ростом числа декодируемых символов, что позволяет реализовать данный алгоритм на практике. Предлагается также сочетание итерационной процедуры с методом математического программирования.

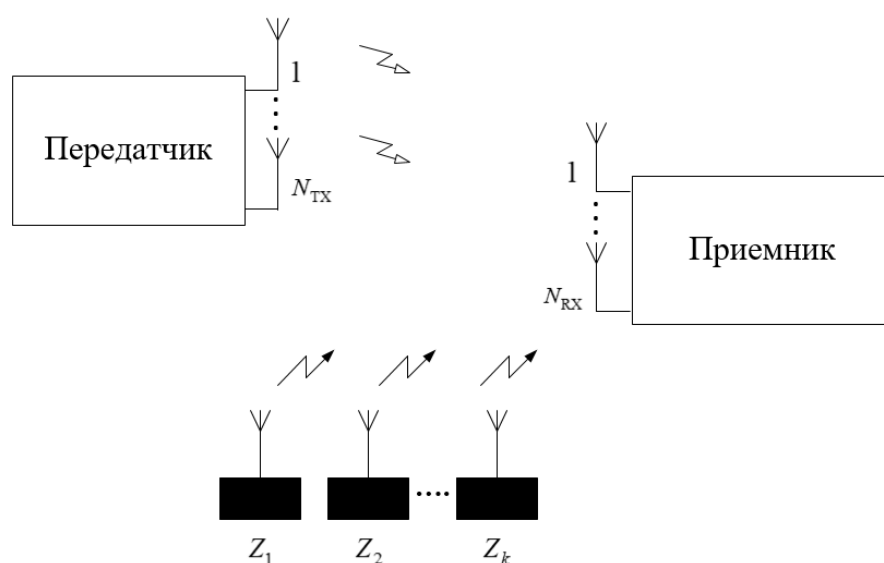


Рис.1.5. Пространственная структура ММО системы с помехами

В данной диссертации предлагается решение задачи подавления пространственно коррелированных помех и пространственного декодирования решать отдельно. Сначала осуществляется подавление помех путем их пространственной декорреляции, а затем производится пространственное декодирование ММО сигналов с учетом результатов произведенной декорреляции.

Для этого необходимо решить следующие задачи.

1. Анализ эффективности ММО систем передачи информации при действии пространственно коррелированных помех.

2. Разработка алгоритмов помехоустойчивого приема сигналов в ММО системах передачи информации при действии пространственно коррелированных помех.

3. Разработка алгоритмов помехоустойчивого приема сигналов в ММО системах передачи информации при действии пространственно коррелированных помех в условиях априорной неопределенности параметров помех.

4. Техническая реализация алгоритмов помехоустойчивого приема в ММО системах передачи информации при действии пространственно коррелированных помех.

1.6. Выводы

1. На основе анализа известных результатов в области ММО систем передачи информации установлено, что задача повышения эффективности функционирования ММО систем в условиях действия пространственно коррелированных помех решена не полностью.

2. Рассмотренные методы и алгоритмы помехоустойчивого приёма в ММО системах передачи информации позволяют решать задачи при фиксированной пространственной структуре приемной и передающей антенн.

3. Предложен принцип построения ММО системы, состоящей из последовательного выполнения декорреляции пространственно коррелированных помех и пространственного декодирования ММО сигналов.

Материалы главы 1 опубликованы в работах [46,54,78-89].

2 ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ МІМО СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

2.1 Постановка задачи анализа пропускной способности при действии пространственно коррелированных помех

Современные системы передачи информации широко используют пространственный ресурс для повышения скорости и надежности передачи информации. В работах [2,13] предложено использовать системы с множеством антенн на приемном и передающем сторонах, называемые МІМО системами, для увеличения пропускной способности канала связи и повышения помехоустойчивости в беспроводных системах связи. Большое развитие в последнее время получили антенные решетки, широко используемые в пространственной обработке сигналов. В работах [16,25,37,38] исследуются методы пространственно-временной обработки, в том числе пространственное кодирование и декодирование для обеспечения уменьшения влияния замираний сигналов, а также подавление пространственно коррелированных помех. Анализ пропускной способности МІМО системы при действии пространственно коррелированных помех проведен в работе [39] в предположении, что пространственные характеристики сигнала, помех и среды распространения известны. Эффективность пространственной обработки в значительной степени зависит от пространственной структуры антенной системы – количества антенн, их расположения в пространстве.

В статье [90] рассматривается алгоритм обработки пространственно-временных сигналов на основе системы МІМО-OFDM в условиях активных помех. Для выделения сигналов на фоне помех используется винеровская фильтрация, по минимальной ошибке выделения пилот-поднесущих которой определяется собственный вектор для весовой обработки.

В работах [32, 38-41] показано, что оптимизация пространственной структуры позволяет повысить эффективность радиосистем, функционирующих в условиях действия пространственно коррелированных

помех. Пространственная структура определяет матрицу пространственной корреляции помех, корреляционные свойства канальных коэффициентов ММО радиосистем, а также матрицу взаимных импедансов приемной и передающей антенных систем. В работе [42] проведен анализ ММО системы передачи информации при наличии корреляции шумов антенной системы, вызванной взаимными импедансами антенной системы. Таким образом, пространственная структура антенной системы влияет на целый комплекс характеристик ММО радиосистемы, что особенно заметно при уменьшении размеров антенной системы. При увеличении размера антенной системы уменьшается корреляция канальных коэффициентов, что уменьшает интерференцию сигнальных символов. Вместе с тем увеличение расстояния между антеннами в антенной системе приводит к появлению дифракционных максимумов диаграммы направленности, а также нецелесообразно по конструктивным соображениям. При расположении антенн необходимо учитывать, что направление прихода помех может быть в диапазоне азимутальных углов $0 \dots 2\pi$.

Далее в диссертации используются несколько вариантов пространственных структур: кольцевая, кольцевая с центром, «sunflower - подсолнух» и фрактальная конфигурации.

Один из необычных случаев – когда элементы антенны расположены подобно семенам в корзинке цветка подсолнуха, «sunflower - подсолнух». В этом случае координаты элементов антенны описываются выражениями [43]:

$$x_n = r \cos \frac{2\pi n}{\varphi^2}, \quad y_n = r \sin \frac{2\pi n}{\varphi^2}, \quad n = 1, \dots, N_A,$$

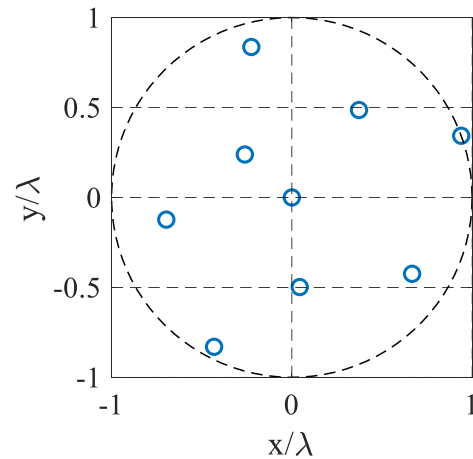
где $\varphi = \frac{1 + \sqrt{5}}{2}$ – золотое сечение, r – радиус окружности, в которой расположены элементы антенны. На рис.2.1 показана пространственная структура АС «подсолнух» на круглой апертуре $r = \lambda$ с различными количествами элементов.

Фрактальная пространственная структура характеризуется

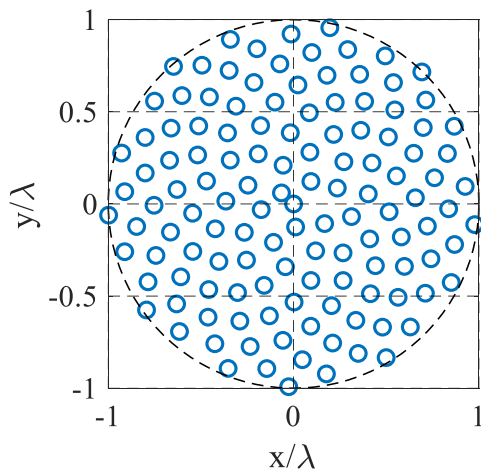
расположением антенн, которое обладает свойством самоподобия [44]. Наиболее удобными для технической реализации антенных решеток можно признать пространственную структуру в виде: салфетка Серпинского, снежинка Коха (рис.2.2) и фрактал Минковского (рис.2.3). На рис.2.4 приведена пространственная структура АС салфетки Серпинского с различными числами масштабов.



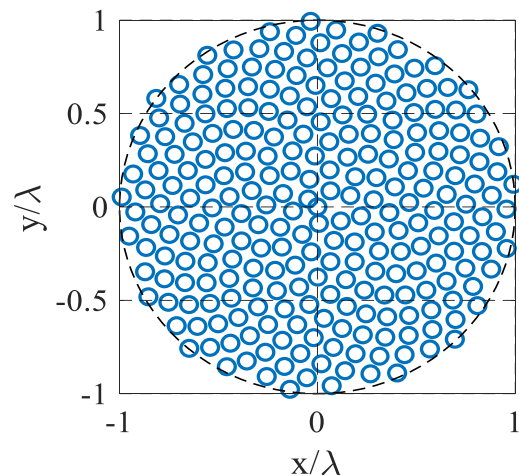
а) Натуральный подсолнух



б) $N_A = 9$



в) $N_A = 64$



г) $N_A = 128$

Рис.2.1. Пространственная структура АС «подсолнух» на круглой апертуре $r = \lambda$ с различными количествами элементов

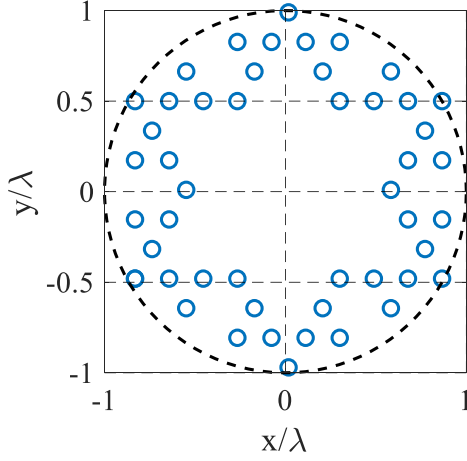
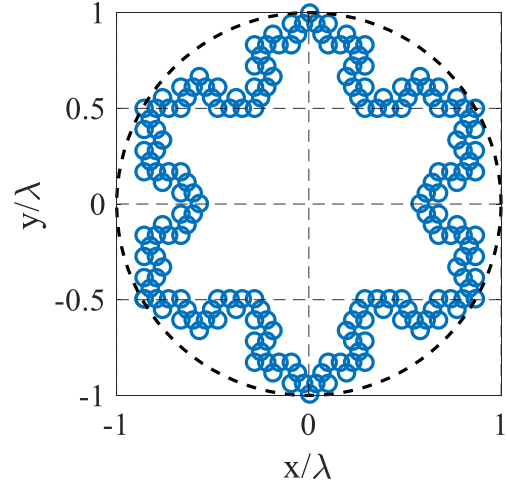
а) $N_A = 48$ б) $N_A = 84$

Рис.2.2. Пространственная структура АС снежинка Коха на круглой апертуре $r = \lambda$ с различными количествами элементов

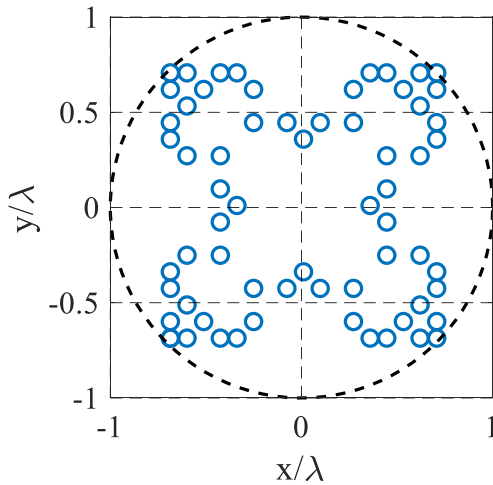
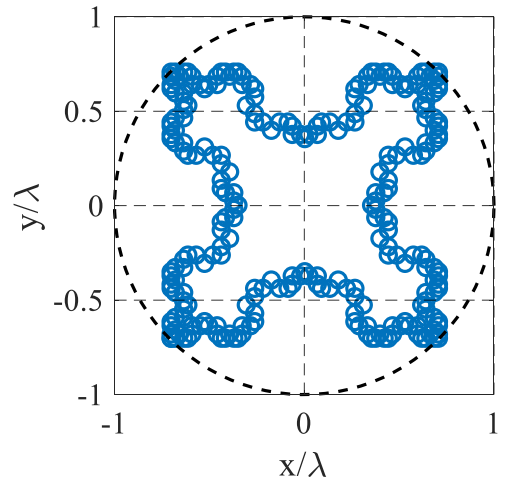
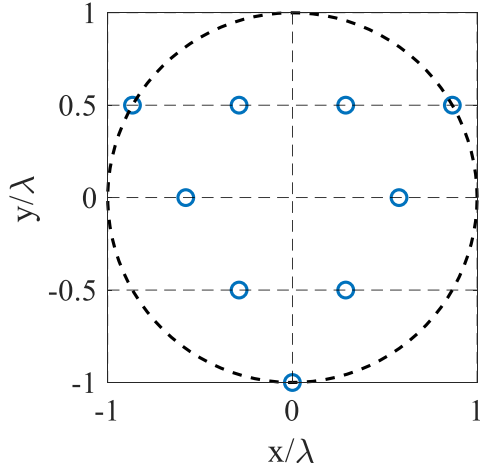
а) $N_A = 64$ б) $N_A = 128$

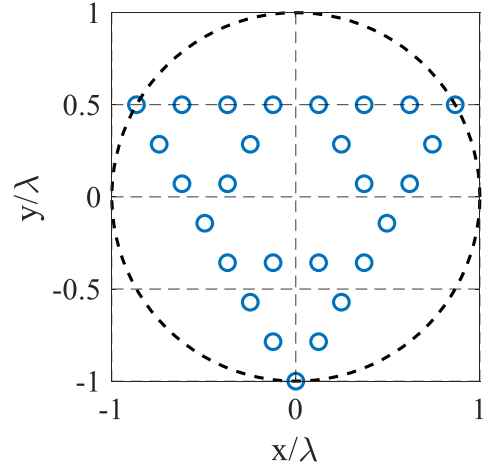
Рис.2.3. Пространственная структура АС фрактал Минковского на круглой апертуре $r = \lambda$ с различными количествами элементов

Сигнал в ММО системе, содержащей АС из N_{TX} передающих антенн и АС из N_{RX} приемных антенн, образуется путем преобразования вектора переданных сигналов $\underline{\mathbf{X}}$ в среде распространения и сложении его с тепловым шумом и помехами: $\underline{\mathbf{Y}} = \underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{X}} + \underline{\mathbf{V}}$, где $\underline{\mathbf{X}}$ – вектор-столбец передаваемых символов, $\underline{\mathbf{V}}$ – вектор-столбец шумов и помех, $\underline{\mathbf{H}}$ – матрица канальных коэффициентов среды распространения размерностью $N_{\text{RX}} \times N_{\text{TX}}$, все антенны

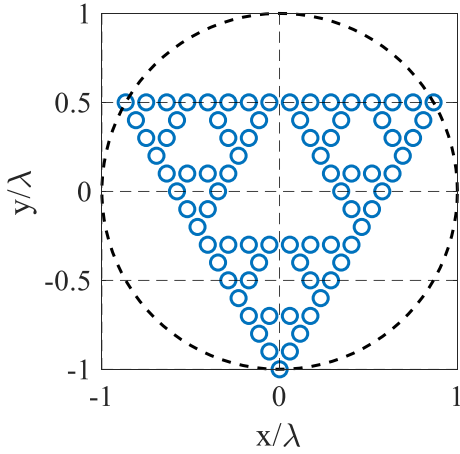
ненаправленные. Матрица комплексных коэффициентов усиления $\underline{\mathbf{H}}$ отражает преобразование амплитуды и фазы сигнала при прохождении в среде распространения с учетом пространственных структур передающих и приемных АС. Предположим, что в среде распространения происходит как прямое распространение радиоволн, так и их диффузное рассеяние.



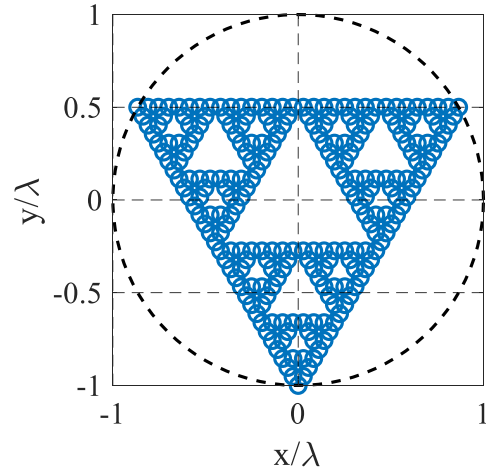
а) $N_A = 9$



б) $N_A = 27$



в) $N_A = 81$



г) $N_A = 243$

Рис.2.4. Пространственная структура АС салфетки Серпинского на круглой апертуре $r = \lambda$ с различными числами масштабов.

Канальная матрица прямого пути распространения радиоволны имеет вид:

$$\underline{\mathbf{H}}^{\text{LOS}} = \left\{ e^{-j2\pi \frac{R(n,m)}{\lambda}}, m=1, \dots, N_{\text{RX}}, n=1, \dots, N_{\text{TX}} \right\},$$

где $R(n, m)$ – расстояние между m -й передающей и n -й приемной антеннами, λ – длина волны. Затухание сигнала при распространении на большие расстояния учитывается в дальнейшем при расчете отношения сигнал-шум. В дальнейшем полагаем, что перемещение системы координат каждой из антенн приводит к одинаковому изменению модулей и аргументов всех канальных коэффициентов.

При диффузном рассеянии траектории распространения радиоволн априори не известны. Представим коэффициенты диффузной канальной матрицы размера $N_{RX} \times N_{TX}$ в виде независимых гауссовских случайных величин $\underline{\mathbf{H}}^{\text{DIF}}$ с дисперсией D^{DIF} . Для описания корреляционных свойств элементов матрицы $\underline{\mathbf{H}}^{\text{DIF}}$ в дальнейшем применяется методика, использующая угловой спектр $p_{TX}(\alpha, \gamma)$, $p_{RX}(\alpha, \gamma)$ диффузной составляющей [10, 17- 20, 28].

Отношение мощностей сигналов, приходящих по прямому пути распространения и путям диффузного рассеяния, связаны между собой фактором Райса K_R , который зависит от расстояния [45]. Следовательно, канальная матрица получается путем сложения канальных матриц для прямого пути распространения радиоволны и для путей диффузного рассеяния:

$$\underline{\mathbf{H}} = \sqrt{\frac{1}{K_R + 1}} \underline{\mathbf{H}}^{\text{DIF}} + \sqrt{\frac{K_R}{K_R + 1}} \underline{\mathbf{H}}^{\text{LOS}}. \quad (2.1)$$

Помеховая ситуация в окрестности приемных антенн рассмотрена в работе [16]. Случайный процесс $\underline{\mathbf{V}}$ представляет собой сумму двух составляющих: $\underline{\mathbf{V}} = \underline{\mathbf{Z}} + \underline{\mathbf{N}}$, где $\underline{\mathbf{Z}} = \{z_1, z_2, \dots, z_{N_{RX}}\}^T$ – пространственно-коррелированная помеха, $\underline{\mathbf{N}} = \{n_1, n_2, \dots, n_{N_{RX}}\}^T$ – некоррелированный шум с дисперсией P_N . Пространственно-коррелированная помеха задается K источниками некоррелированных во времени гауссовских процессов $\underline{p}_k$ с дисперсией P_k , приходящими с направлений, задаваемых азимутом α_k и углом

места γ_k , $k=1, \dots, K$. В пространстве все помехи суммируются в соответствии с пространственной структурой приемной АС и расположением помех:

$$\underline{\mathbf{Z}} = \sum_{k=1}^K p_k \underline{\mathbf{V}}_k, \quad \underline{\mathbf{V}}_k = \left\{ v_{kn} = \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda} \sin \gamma_k (x_n \cos \alpha_k + y_n \sin \alpha_k) \right] \right\}, \quad n=1, \dots, N_{\text{RX}} -$$

направляющий вектор k -й помехи, λ – длина волны. Так как помехи и шум статистически независимы, то корреляционная матрица помехи равна сумме корреляционных матриц для коррелированной и некоррелированной составляющих: $\underline{\mathbf{R}}_V = \underline{\mathbf{R}}_Z + \underline{\mathbf{R}}_N$, где $\underline{\mathbf{R}}_Z = \sum_{k=1}^K p_k \underline{\mathbf{V}}_k \underline{\mathbf{V}}_k^H$ – корреляционная матрица активной составляющей помехи.

Для подавления коррелированных помех часто используется предварительное преобразование помехи в белый шум, то есть декорреляция помехи [32]. В системах ММО предлагается также декоррелировать пространственно коррелированные помехи с использованием линейного фильтра с матричным коэффициентом передачи, как это выполнено, например, в работах [39,46]: $\underline{\mathbf{W}}_{\text{ДК}} = \sqrt{P_N} [\text{chol}(\underline{\mathbf{R}}_V)]^{-1}$, где $\text{chol}(\square)$ – преобразование Холецкого.

Учитывая преобразование сообщения $\underline{\mathbf{X}}$ при декорреляции помехи, введем новую канальную матрицу $\underline{\mathbf{H}}_1 = \underline{\mathbf{W}}_{\text{ДК}} \underline{\mathbf{H}}$. Используем выражение для пропускной способности ММО системы, полученное в работе [40], в условиях действия пространственно-некоррелированных помех и шумов и заданной реализации канальной матрицы $\underline{\mathbf{H}}_1$:

$$C_H = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_{\text{RX}}} + \frac{q}{N_{\text{TX}}} \underline{\mathbf{H}}_1 \underline{\mathbf{H}}_1^H \right), \quad (2.2)$$

где $q = \frac{P_X}{P_N}$ – отношение сигнал-шум, P_X – дисперсия суммы всех сигналов,

передаваемых всеми передатчиками, $\mathbf{I}_{N_{\text{RX}}}$ – единичная матрица размера $N_{\text{RX}} \times N_{\text{RX}}$. В дальнейшем для количественной оценки пропускной способности

используем эргодическую пропускную способность, получаемую усреднением (2.2) по ансамблю реализаций канальных матриц $C_E = \overline{C_H} \approx \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N C_H(i)$, где N – число реализаций канальной матрицы $\mathbf{H}_1$ и азимута помех α_k , $k=1, \dots, K$, а угла места $\gamma_k = 90^\circ$. Для характеристики ММО системы в дальнейшем используется вероятность простоя [13], равная вероятности реализации пропускной способности $P_{\text{OUT}} = P(C_H \leq C_{\text{OUT}})$ ниже некоторого минимально допустимого значения C_{OUT} .

2.2 Анализ эргодической пропускной способности при действии пространственно коррелированных мешающих сигналов

Моделирование проведем для канальной матрицы, полученной для равномерных угловых спектров $p_{\text{TX}}(\alpha) = p_{\text{RX}}(\alpha) = 1/2\pi$, а дисперсия канальных коэффициентов равна $D_H = 1$. Полагаем, что антенны образуют линейные эквидистантные антенные решетки с координатами антенн $x_n = 0, y_n = d(n-1)$, $n=1, \dots, N_{\text{TX}}(N_{\text{RX}})$, расположенные в одной плоскости с плоскостью антенн, а помехи располагаются в азимутальном угловом секторе $0 < \alpha_k < 360^\circ$ случайно, независимо и равновероятно, $\gamma_k = 90^\circ$. Отношение сигнал-шум равно $q = 10 \lg \frac{P_x}{P_N} = 10$ дБ, отношение помеха-шум для каждой из помех равно $p_k = 10 \lg \frac{P_k}{P_N} = 30$ дБ, $k=1, \dots, K$. Число источников помех равно $K = 0, 1, 2, 5, 6, 8$.

На рис.2.5 приведены зависимости пропускной способности C_E от количества приемных антенн при различном числе передающих антенн; число источников помех $K = 0, 2, 5, 8$, расстояние между антеннами $d = 0,5\lambda$.

На рис.2.6 приведены зависимости пропускной способности C_E от количества приемных антенн при различном числе источников помех. Число передающих антенн $N_{\text{TX}} = 1, 2, 5, 10$, расстояние между антеннами $d = 0,5\lambda$.

В большинстве случаев пропускная способность канала C_E увеличивается по мере увеличения количества приемных антенн, особенно при отсутствии помех. Это указывает на то, что добавление большего количества приемных антенн в целом повышает пропускную способность ММО системы. При наличии помех пропускная способность системы снижается. Способность подавления помех зависит от количества приемных антенн.

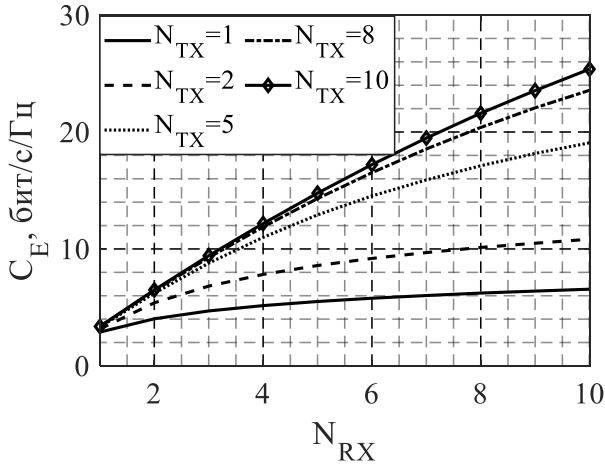
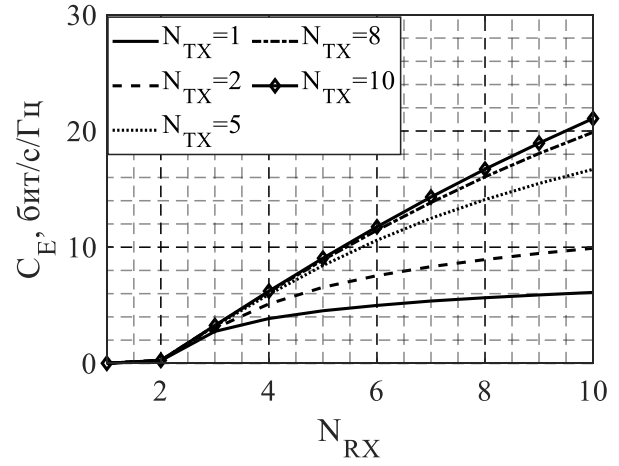
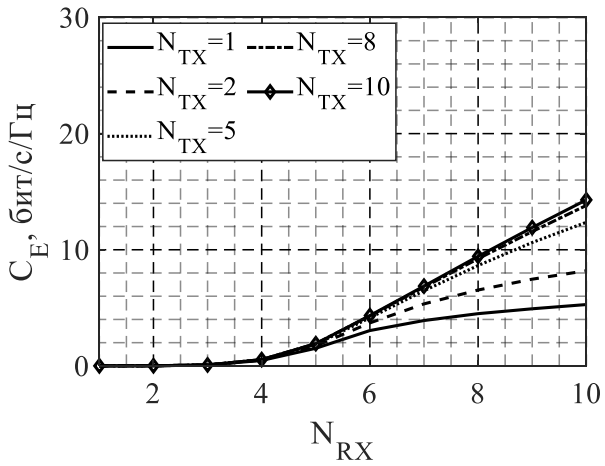
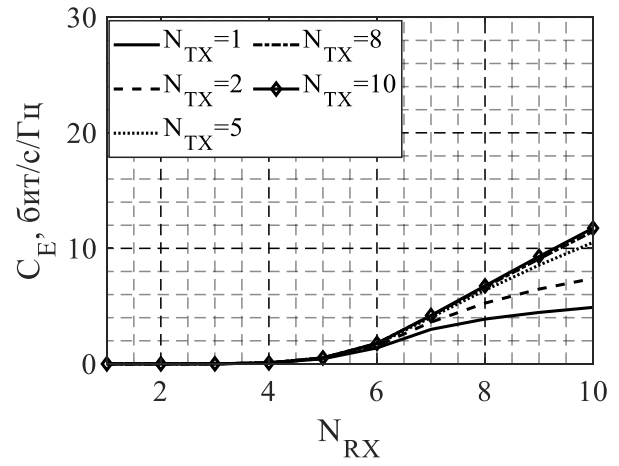
а) $K = 0$ б) $K = 2$ в) $K = 5$ г) $K = 6$

Рис.2.5. Зависимости пропускной способности от количества приемных антенн при различном числе передающих антенн и числе источников помех

При увеличении числа источников помех пропускная способность стремится к нулю при $K > N_{RX}$, а при достаточном количестве антенн $N_{RX} \geq K + N_{TX}$

пропускная способность увеличивается в 2,5 раза при увеличении числа приемных антенн с 6 до 8. На всех графиках более высокие значения N_{TX} приводят к более высоким значениям C_E для данного числа N_{RX} . Это говорит о том, что наличие большего количества передающих антенн увеличивает общую пропускную способность канала системы.

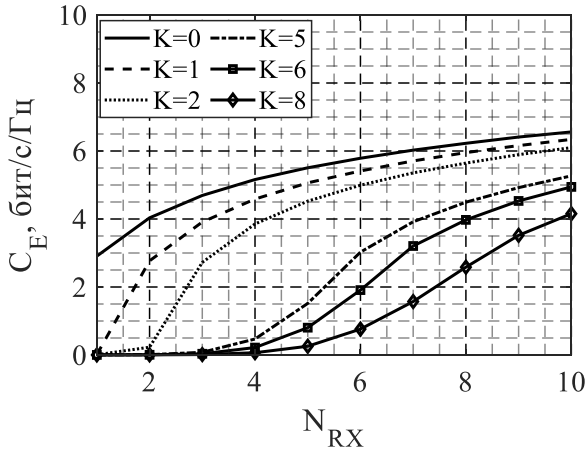
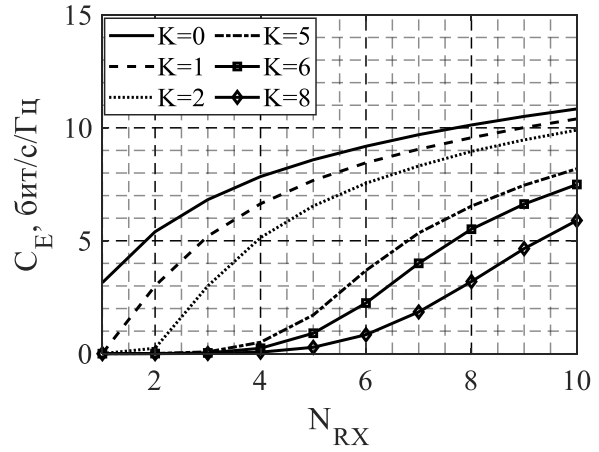
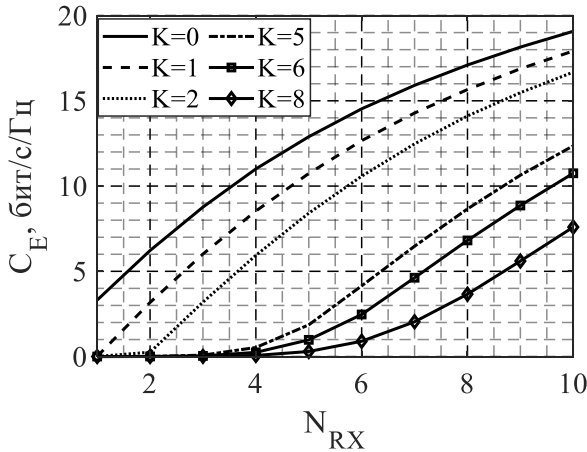
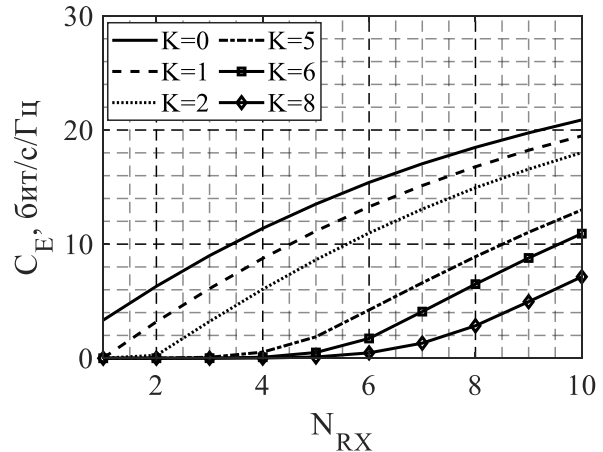
а) $N_{TX} = 1$ б) $N_{TX} = 2$ в) $N_{TX} = 5$ г) $N_{TX} = 10$

Рис.2.6. Зависимости пропускной способности от количества приемных антенн при различном числе передающих антенн и числе источников помех

На рис.2.7 приведены зависимости пропускной способности от расстояния между элементами приемных и передающих антенных систем. Число передающих антенн равно $N_{TX} = 2$, а число приемных антенн равно $N_{RX} = 2, 3, 5, 6, 8, 10$. При всех значениях K пропускная способность канала C_E

сначала увеличивается с увеличением расстояния между элементами антенн d/λ , а затем стабилизируется. Это говорит о том, что существует оптимальное расстояние между элементами антенны, которое максимизирует пропускную способность. Увеличение числа приемных антенн N_{RX} последовательно повышает пропускную способность канала C_E во всех сценариях помех. Однако скорость улучшения снижается по мере увеличения количества источников помех K .

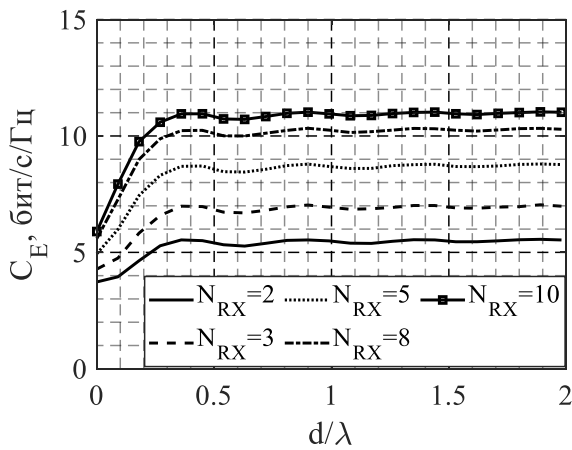
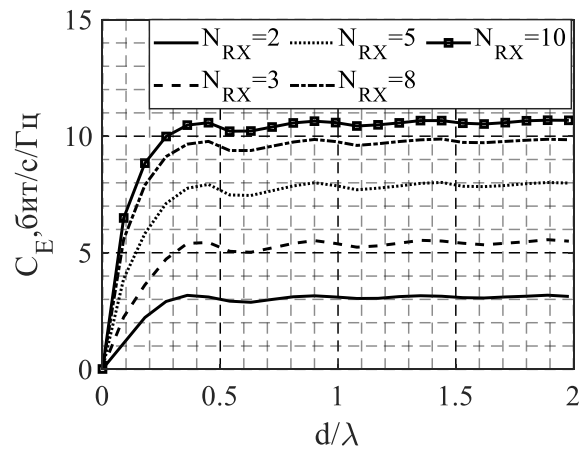
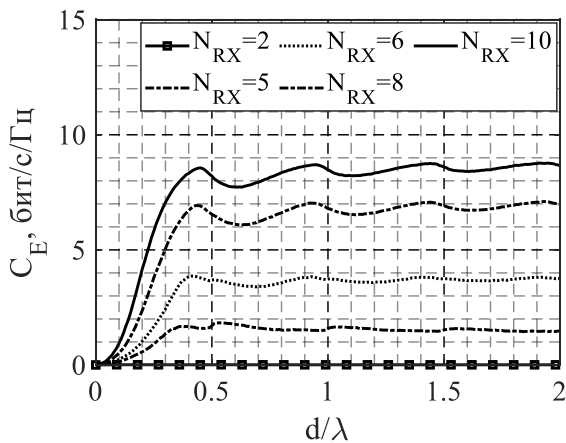
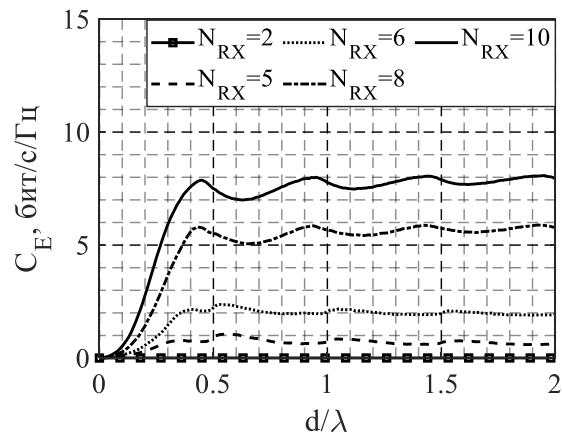
а) $K = 0$ б) $K = 1$ в) $K = 5$ г) $K = 6$

Рис.2.7. Зависимости пропускной способности от расстояния между элементами антенн при различном числе приемных антенн и числе источников помех

Наличие источников помех K существенно влияет на пропускную способность канала. С увеличением K пропускная способность канала C_E уменьшается, и преимущества дополнительных антенн становятся менее заметными. Эффективные методы и алгоритмы подавления помех становятся решающими для поддержания высокой пропускной способности канала в условиях наличия множества источников помех.

Влияние пространственной структуры АС на пропускную способность ММО системы передачи информации при действии помех оценим для заданной сигнально-помеховой обстановки. Для сравнения эффективности конфигураций АС, рассмотрим все конфигурации, когда антенны расположены в круге радиусом $r = \lambda$, число передающих и приемных антенн одинаково и равно $N_{TX} = N_{RX} = 9$. Для сравнения приведены результаты также для линейной АС такого же размера.

Моделирование канальной матрицы проведено для равномерных угловых спектров $p_{TX}(\alpha) = p_{RX}(\alpha) = 1/2\pi$, а дисперсия канальных коэффициентов равна $D_H = 1$. Полагаем, что все антенны с различными конфигурациями расположенные в одной плоскости с плоскостью zOy расположения помех и источника сигнала, поэтому углы всех помех $\gamma_k = \frac{\pi}{2}$, $k = 1, \dots, K$. Азимуты α_k всех помех полагаются независимыми случайными величинами, равномерно распределенными в секторе углов $\Delta\alpha$, а направление середины сектора задается азимутом α_0 . Отношение помеха-шум для каждой из помех равно

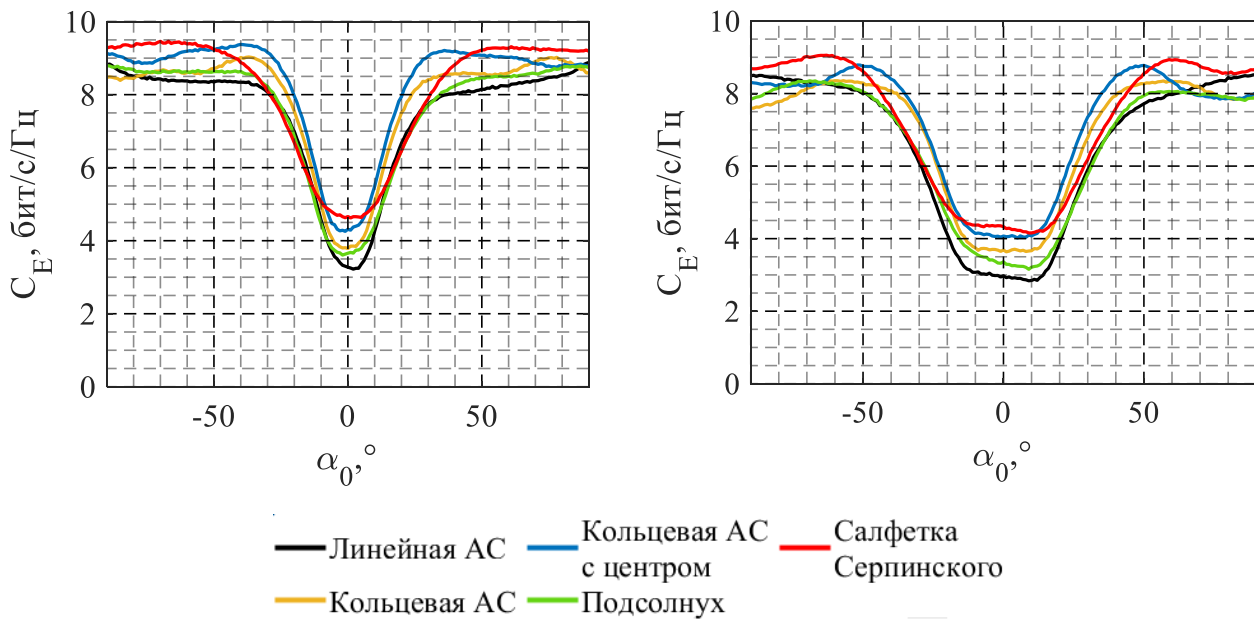
$p_k = 10 \lg \frac{P_k}{P_N} = 20$ дБ, $k = 1, \dots, K$. Число источников помех $K = 6$. Угловые

координаты прямого луча источника сигнала $\alpha_x = 0^\circ$, $\gamma_x = \frac{\pi}{2}$. Отношение

сигнал-шум равно $q = 10 \lg \frac{P_x}{P_N} = 10$ дБ.

На рис.2.8 приведены зависимости эргодической пропускной способности

от азимута помех α_0 для различных пространственных структур АС при $-\pi/2 \leq \alpha_k \leq \pi/2$, $\gamma_k = 90^\circ$, $\Delta\alpha = 10^\circ, 30^\circ$, $K_R = 10$. При совпадении направления прихода прямого луча и помехи $\alpha_x = \alpha_0$, получаем наихудший результат: эргодическая пропускная способность уменьшается. Графики показывают заметное влияние пространственных структур на пропускную способность.



$$\alpha_x = 0^\circ, \Delta\alpha = 10^\circ, q = 10 \text{ дБ}, K_R = 10$$

$$\alpha_x = 0^\circ, \Delta\alpha = 30^\circ, q = 10 \text{ дБ}, K_R = 10$$

Рис.2.8. Зависимости эргодической пропускной способности от азимута помех α_0 для различных пространственных структур АС

Пространственная структура АС салфетки Серпинского неизменно демонстрирует наилучшие характеристики с точки зрения поддержания высокой пропускной способности канала при различных сценариях помех. Ее фрактальная структура, вероятно, обеспечивает превосходное пространственное разнесение и снижение помех. Кольцевые пространственные структуры АС, как с центральным элементом, так и без него, работают лучше, чем линейные и «подсолнуховые» конфигурации, что указывает на то, что кольцевые конфигурации более эффективны при обработке помех с различных направлений. Когда помехи сконцентрированы в секторе $\Delta\alpha = 10^\circ$ все пространственные структуры АС показывают более выраженное уменьшение

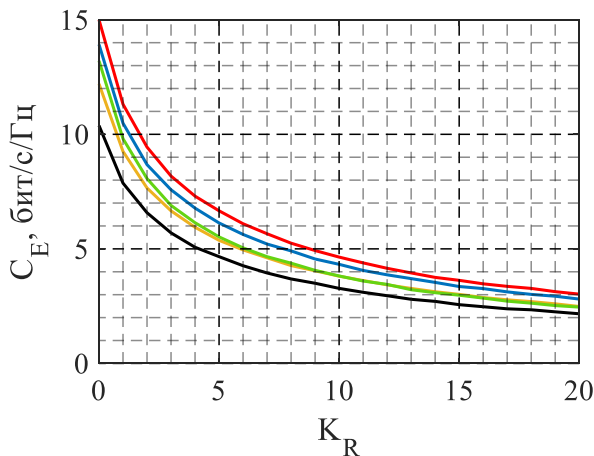
пропускной способности в районе $\alpha_x = \alpha_0 = 0^\circ$. По мере увеличения углового сектора прихода помех $\Delta\alpha = 30^\circ$ уменьшение пропускной способности становится менее выраженным, что указывает на то, что более широкое распределение помех оказывает меньшее влияние на пропускную способность канала.

При использовании линейной АС действие помех значительно уменьшает эргодическую пропускную способность ММО системы по сравнению с АС других конфигураций. Учитывая компромисс при достижении высокой пропускной способности в широком диапазоне углов прихода помех, можно использовать салфетку Серпинского антенны или другие фрактальные антенны. В сценариях с концентрированными помехами использование решеток с более сложной структурой, таких как салфетка Серпинского, может значительно увеличить пропускную способность канала. В сценариях с широко распространенными помехами даже более простые конфигурации, такие как кольцевые решетки, могут поддерживать относительно высокую пропускную способность.

На рис.2.9 приведены зависимости эргодической пропускной способности от пропускной способности от значений фактора Райса для различных конфигураций АС при $\alpha_0 = 0^\circ$, $\Delta\alpha = 10^\circ$, $\gamma_k = 90^\circ$, $q = 10$ дБ. При условии со сконцентрированными мощными помехами, эргодическая пропускная способность канала C_E уменьшается по мере увеличения коэффициента Райса K_R для всех конфигураций антенн.

Использование линейной АС дает наименьшую пропускную способность канала. Увеличение значения фактора Райса K_R , которое указывает на более сильную составляющую прямой видимости, обычно снижает эргодическую пропускную способность ММО канала. Это связано с уменьшением разброса мощностей в собственных лучах ММО системы. Пространственная структура АС салфетки Серпинского неизменно демонстрирует самую высокую

пропускную способность канала при всех значениях K_R . Кольцевые пространственные структуры АС, как с центральным элементом, так и без него, работают лучше, чем линейные и подсолнуховые конфигурации, что указывает на то, что кольцевые конфигурации более эффективны при обработке помех с различных направлений.



— Линейная АС — Кольцевая АС с центром — Салфетка Серпинского
— Кольцевая АС — Подсолнух

Рис.2.9. Зависимости эргодической пропускной способности от значений коэффициента Райса для различных конфигураций АС

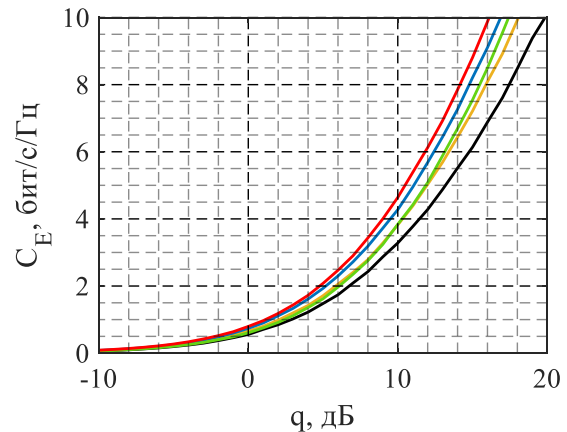


Рис.2.10. Зависимости эргодической пропускной способности от значений отношения сигнал-шум для различных конфигураций АС

На рис.2.10 приведены зависимости эргодической пропускной способности от значений отношения сигнал-шум для различных конфигураций АС при $\alpha_0 = 0^\circ$, $\Delta\alpha = 10^\circ$, $\gamma_k = 90^\circ$, $K_R = 10$. Эргодическая пропускная способность канала C_E увеличивается с увеличением отношения сигнал-шум q для всех конфигураций антенн. Более высокие значения q , как и ожидалось, приводят к увеличению пропускной способности канала из-за улучшения качества сигнала по сравнению с шумом. Пространственная структура АС салфетки Серпинского демонстрирует самую высокую пропускную способность канала при всех значениях отношения сигнал/шум q . Кольцевые

пространственные структуры АС, как с центральным элементом, так и без него также показывают хорошие результаты.

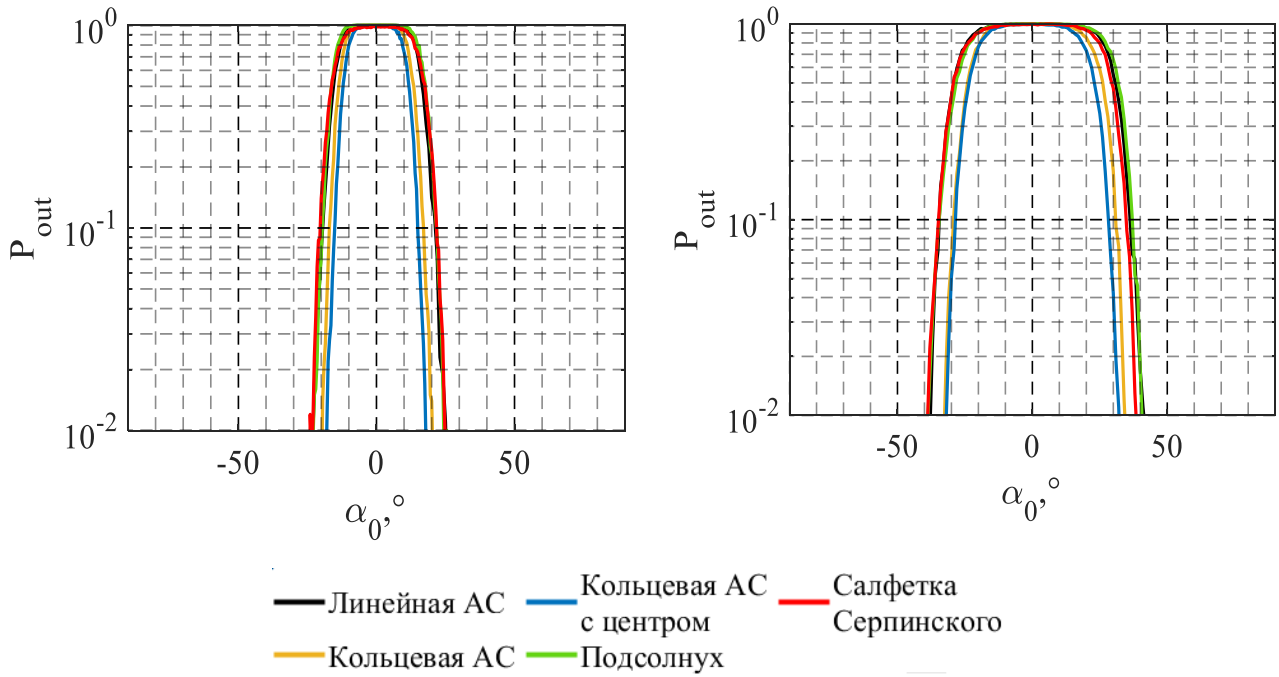
Исследовано влияние различных конфигураций антенн на пропускную способность и вероятность простоя ММО системы передачи информации при действии мешающих сигналов. Анализ, проведенный методом компьютерного моделирования, показал, что с учетом компромисса при достижении высокой пропускной способности канала в широком диапазоне углов прихода помех, можно использовать салфетку Серпинского антенны или другие фрактальные антенны при сравнении с другими конфигурациями АС. Полученные результаты позволяют обосновать выбор типа конфигурации антенн для компенсации помех в беспроводных ММО системах, работающих в сложной помеховой обстановке.

2.3 Анализ вероятности простоя при действии пространственно коррелированных мешающих сигналов

Влияние пространственной структуры антенной системы на вероятность простоя ММО системы передачи информации при действии помех оценим для заданной сигнально-помеховой обстановки. Для сравнения эффективности конфигураций АС, рассмотрим все конфигурации расположены в круге радиусом $r = \lambda$, число передающих и приемных антенн одинаково и равно $N_{\text{TX}} = N_{\text{RX}} = 9$. Для сравнения приведены результаты также для линейной АС такого же размера. Моделирование канальной матрицы проведено для равномерных угловых спектров $p_{\text{TX}}(\alpha) = p_{\text{RX}}(\alpha) = 1 / 2\pi$, а дисперсия канальных коэффициентов равна $D_H = 1$. Полагаем, что все антенны с различными конфигурациями расположенные в одной плоскости с плоскостью zOy расположения помех и источника сигнала, поэтому углы всех помех $\gamma_k = \frac{\pi}{2}$, $k = 1, \dots, K$. Азимуты α_k всех помех полагаются независимыми случайными величинами, равномерно распределенными в секторе углов $\Delta\alpha = 0^\circ, 30^\circ$ а направление середины сектора задается азимутом α_0 . Отношение

помеха-шум для каждой из помех равно $p_k = 10 \lg \frac{P_k}{P_N} = 20$ дБ, $k = 1, \dots, K$. Число источников помех $K = 6$. Угловые координаты прямого луча источника сигнала $\alpha_x = 0$, $\gamma_x = \frac{\pi}{2}$. Отношение сигнал-шум равно $q = 10 \lg \frac{P_x}{P_N} = 10$ дБ.

На рис.2.11 приведены зависимости вероятности простоя P_{OUT} от азимута сектора помех α_0 для различных пространственных структур антенных систем при $\alpha_x = 0$, $\Delta\alpha = 10^\circ, 30^\circ, \gamma_k = 90^\circ, K_R = 10, C_{\text{OUT}} = 6$. Из графиков видно, что при совпадении направлений прихода прямого луча и азимута сектора помех $\alpha_x = \alpha_0$ получаем наихудший результат $P_{\text{OUT}} \approx 1$.



$$\alpha_x = 0^\circ, \Delta\alpha = 10^\circ, q = 10 \text{ дБ}, K_R = 10$$

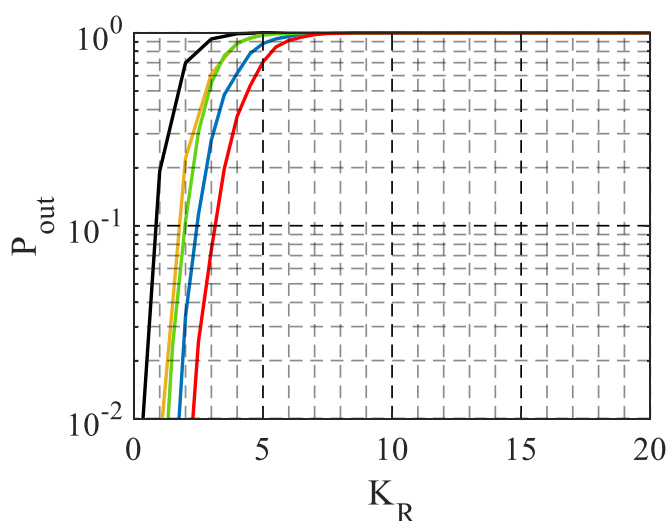
$$\alpha_x = 0^\circ, \Delta\alpha = 30^\circ, q = 10 \text{ дБ}, K_R = 10$$

Рис.2.11. Зависимости вероятности простоя ММО системы от середины сектора азимута α_0 для различных пространственных структур АС

Ширина пика и минимальная вероятность простоя варьируются в зависимости от конфигурации антенны. Использование линейной структуры антенной системы приводит к увеличению вероятности простоя по сравнению с антенными системами других конфигураций. По мере того как центр азимутального сектора отклоняется от 0 градусов, вероятность простоя

уменьшается, что указывает на лучшую производительность, когда направление помех и прямого луча не совпадают. Различные конфигурации антенн демонстрируют схожие тенденции, но существуют заметные различия в ширине пика и минимальной вероятности простоя. Например, у кольцевых АС пик может быть уже, чем у линейных, что указывает на их меньшую чувствительность к действию помех в более широком диапазоне углов прихода. Пространственная структура АС салфетки Серпинского может демонстрировать стабильно низкую вероятность простоя в работе в различных центрах азимутальных секторов, что свидетельствует о превосходной производительности в различных сценариях помех.

На рис.2.12 приведены зависимости вероятности простоя от значений фактора Райса для различных конфигураций антенных систем при $\alpha_0 = 0^\circ, \Delta\alpha = 10^\circ, \gamma_k = 90^\circ, q = 10$ дБ, $C_{OUT} = 6$. При увеличении значений фактора Райса вероятность простоя ММО системы также увеличивается. Использование антенной системы с кольцевой структурой дает наименьшую вероятность простоя.



— Линейная АС — Кольцевая АС с центром — Салфетка Серпинского
— Кольцевая АС — Подсолнух

Рис.2.12. Зависимость вероятности простоя от значений фактора Райса

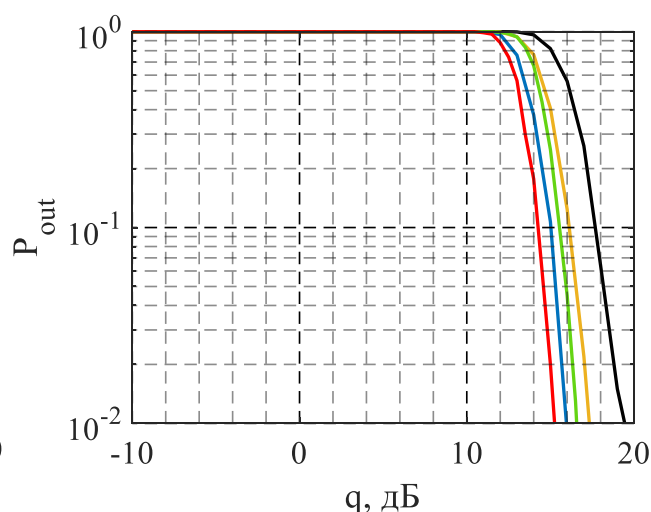


Рис.2.13. Зависимость вероятности простоя от отношения сигнал шум

Более высокий фактор Райса K_R указывает на более сильную составляющую луча прямой видимости, что значительно увеличивает вероятность простоя во всех конфигурациях. Это говорит о том, что среды с сильным компонентом прямой видимости менее благоприятны для систем ММО, так как это приводит к увеличению вероятности простоя. Все конфигурации показывают увеличение вероятности простоя с увеличением фактор Райса K_R . Конфигурации с кольцевой АС в центре и в форме подсолнуха демонстрируют наименьшую вероятность отключения, что указывает на их эффективность в использовании компонента прямой видимости.

На рис.2.13 приведены зависимости вероятности простоя от отношения сигнал-шум для различных конфигураций антенной системы при $\alpha_0 = 0^\circ, \Delta\alpha = 10^\circ, \gamma_k = 90^\circ, K_R = 10, C_{OUT} = 6$. При увеличении ОСШ вероятность отключения резко снижается для всех конфигураций антенн. Более высокие значения ОСШ приводят к значительному снижению вероятности отключения для всех конфигураций. Это ожидаемо, поскольку более высокий ОСШ указывает на более сильный сигнал по сравнению с шумом, что повышает надежность линии связи. Кольцевая антенная решетка с центральной конфигурацией и конфигурацией «подсолнух» демонстрируют наименьшую вероятность отключения при любых значениях ОСШ. Из графиков рис. 2.13 видно, что при действии сконцентрированных мощных помех использование пространственной структуры АС салфетки Серпинского дает выигрыш в отношении сигнал-шум 3,5 дБ по сравнению с линейной антенной системой при $P_{OUT} = 0,1$. Использование кольцевой АС с центром, «подсолнух», кольцевой АС антенны дает выигрыш соответственно 2,7 дБ, 2,2 дБ и 1,6 дБ по сравнению с линейной антенной системой при $P_{OUT} = 0,1$.

Исследовано влияние различных антенных конфигураций на вероятность простоя ММО системы передачи информации. Анализ, проведенный с помощью компьютерного моделирования, показал, что во многих случаях

наилучшие результаты получаются при использовании кольцевой антенной системы. В некоторых случаях можно применить антенные системы с конфигурацией в виде салфетки Серпинского или другие фрактальные антенны. Полученные результаты позволяют обосновать выбор типа антенной конфигурации для компенсации помех в беспроводных системах ММО в зависимости от направления и величины углового сектора, в котором располагаются помехи. В некоторых антенных системах антенные элементы расположены близко друг к другу, что изменяет их электрические характеристики. Поэтому перспективным является использование методов [40,47,48] для изучения взаимного влияния антенн на вероятность простоя в случае различных пространственных структур.

2.4 Выводы

Во второй главе диссертационной работы решается задача анализа влияния пространственно коррелированных мешающих сигналов на пропускную способность и вероятность простоя ММО системы передачи информации. По итогам исследований получены следующие результаты.

1. Пространственные структуры имеют определяющее значение для пропускной способности ММО канала при действии пространственно коррелированных помех. Пропускная способность системы увеличивается при увеличении количества передающих и приемных антенн, особенно когда числа передающих и приемных антенн одинаковы. Способность подавления помех зависит от количества приемных антенн. При увеличении числа источников помех пропускная способность стремится к нулю когда $K > N_{RX}$, а при достаточном количестве антенн $N_{RX} \geq K + N_{TX}$ пропускная способность увеличивается в 2,5 раза при увеличении числа приемных антенн с 6 до 8. Пропускная способность также зависит от расстояния между элементами антенн. При достаточном значении расстояния между элементами антенной системы $d \geq 0,5\lambda$ можно достигнуть максимального значения пропускной способности и наилучшего подавления помех.

2. Исследовано влияние различных конфигураций антенн на пропускную способность и вероятность простоя ММО системы передачи информации при действии помешающих сигналов. Анализ, проведенный методом компьютерного моделирования, показал, что с учетом компромисса при достижении высокой пропускной способности канала в широком диапазоне углов прихода помех, можно использовать салфетку Серпинского или другие фрактальные антенны при сравнении с другими конфигурациями АС. Полученные результаты позволяют обосновать выбор типа конфигурации антенн для компенсации помех в беспроводных ММО системах, работающих в сложной помеховой обстановке.

3. Наличие источников K помех существенно влияет на пропускную способность канала. С увеличением K пропускная способность канала C_E уменьшается, что вызвано увеличением общей мощности помех и недостаточным числом дополнительных антенн. Поэтому наличие достаточно большого числа приемных антенн и применение эффективных методов и алгоритмов подавления помех становятся решающими для поддержания высокой пропускной способности канала в условиях наличия множества источников помех.

Материалы главы 2 опубликованы в работах [46,79,81,85,89].

3. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО ПРИЁМА СИГНАЛОВ В МІМО СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ПРИ ДЕЙСТВИИ ПРОСТРАНСТВЕННО КОРРЕЛИРОВАННЫХ ПОМЕХ

3.1. Разработка оптимальных алгоритмов обработки по критерию минимума среднего квадрата ошибки

Одной из основных задач, решаемых в системах передачи информации, является обеспечение требуемой помехоустойчивости. Особенно актуальна задача уменьшения влияния помех от сторонних источников мешающих излучений. Теоретические основы алгоритмов обработки сигналов на фоне помех хорошо разработаны [32]. Вместе с тем развитие беспроводных систем передачи информации стимулирует поиск новых методов и алгоритмов. В работах [49-51] исследуются применения метода прямого расширения спектра и метода скачкообразного изменения частоты для повышения помехоустойчивости. Предлагается использовать рандомизированную схему прямого расширения спектра, что позволяет не применять распределение ключей. Для расширения спектра предлагается применять несколько кодовых последовательностей с различным уровнем взаимной корреляции. Недостатком методов расширения спектра является необходимость дополнительного частотного ресурса для обеспечения помехоустойчивости.

В условиях ограниченного частотного ресурса применяются методы пространственного формирования и обработки сигналов [2,13,16,25]. В работе [52] для подавления помех предлагается использовать комбинацию механического и программного формирования диаграммы направленности. Для механического формирования луча используется 2-х элементная антенна. Испытания прототипа показало его высокую помехоустойчивость, а также возможность меньшее число элементов по сравнению с чисто программным управлением. Для уменьшения влияния помех в беспроводных системах связи используются МІМО системы с несколькими антеннами [2, 13] на приемном и

передающей стороне. Они обеспечивают эффективное уменьшение влияния замираний сигналов за счет использования методов пространственно-временной обработки (кодирования), а также подавление помех. В работах [34, 52] отмечается, что в настоящее время проблема обеспечения помехоустойчивости OFDM систем является актуальной. Поэтому применение MIMO технологии для обеспечения помехоустойчивости вызывает большой интерес. Исследована стратегия постановки помех и их воздействие на OFDM–MIMO системы. Предложены варианты применения MIMO систем, которые используют подавление помех и возможности пространственного кодирования. В работе [35] предлагается практическое применение MIMO для работы в условиях мощных и широкополосных помех. Предложен алгоритм подавления помех при отсутствии информации о свойствах канала. После подавления помех осуществляется восстановление неискаженного сигнала. Испытание прототипа показало, что при числе приемных антенн больше, чем число помех успешное декодирование сигнала возможно при отношении сигнал-помеха -20 дБ. Это подчеркивает потенциал технологии MIMO в повышении устойчивости систем беспроводной связи к помехам.

Оптимальные алгоритмы имеют решающее значение в системах связи MIMO, поскольку они обеспечивают наиболее эффективное использование имеющихся ресурсов для достижения желаемых показателей производительности, таких как максимальная пропускная способность данных или минимизация битовой вероятности ошибки. Алгоритм минимальной среднеквадратичной ошибки (МСКО) предназначен для минимизации среднего значения квадратов ошибок между принятым и фактически переданным сигналами. Таким образом, алгоритм МСКО эффективно снижает влияние шумов и помех на сигнал. Это приводит к повышению качества сигнала и общей производительности системы.

Целью данного исследования является разработка надежных алгоритмов для помехоустойчивого приема сигналов в системах связи MIMO, особенно при наличии пространственно коррелированных помех. Исследование

сосредоточено на оптимизации алгоритмов обработки сигналов на основе критерия МСКО для повышения помехоустойчивости. Это имеет решающее значение для обеспечения надежной передачи информации в системах беспроводной связи, которые становятся все более восприимчивыми к помехам от внешних источников.

Рассмотрим пространственную структуру АС ММО системы, которая состоит из передающей АС с N_{TX} антеннами, приемной АС с N_{RX} антеннами, расположенных на плоскости с координатами $x_m, y_m, m=1, \dots, N_{TX}, x_n, y_n, n=1, \dots, N_{RX}$, а также K источников помех, расположенных в той же плоскости. Для эффективного подавления помех необходимо, чтобы число антенн приемной АС было больше, чем общее число антенн передающей АС и число помех, т. е. $N_{RX} \geq K + N_{TX}$.

Сигнал на выходе приемной АС представим в виде весовой суммы сигналов элементов [16]: $\underline{Y} = \{y_1, \dots, y_{N_{RX}}\}^T = \underline{H}\underline{S} + \underline{V}$ – наблюдаемый процесс на выходе элементов приемной АС; $\underline{S} = \{s_1, \dots, s_{N_{RX}}\}^T$ – полезный сигнал; $\underline{V} = \{v_1, \dots, v_{N_{RX}}\}^T = \underline{Z} + \underline{N}$ – помеха, где $\underline{Z} = \{z_1, z_2, \dots, z_{N_{RX}}\}^T$ – пространственно-коррелированная помеха, $\underline{N} = \{n_1, n_2, \dots, n_{N_{RX}}\}^T$ – некоррелированный шум с дисперсией P_N . Пространственно-коррелированная помеха задается K источниками некоррелированных во времени гауссовских процессов $\underline{p}_k$ с дисперсией P_k , приходящими с направлений, задаваемых азимутом α_k и углом места γ_k , $k=1, \dots, K$. В пространстве все помехи суммируются в соответствии с пространственной структурой приемной АС и расположением помех:

$$\underline{Z} = \sum_{k=1}^K \underline{p}_k \underline{V}_k, \text{ где } \underline{V}_k = \left\{ v_{kn} = \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda} \sin \gamma_k (x_n \cos \alpha_k + y_n \sin \alpha_k) \right] \right\}, n=1, \dots, N_{RX} -$$

направляющий вектор k -й помехи, λ – длина волны. Так как помехи и шум статистически независимы, то корреляционная матрица помехи равна сумме

корреляционных матриц для коррелированной и некоррелированной составляющих $\underline{\mathbf{R}}_V = \underline{\mathbf{R}}_Z + \underline{\mathbf{R}}_N$, где $\underline{\mathbf{R}}_Z = \sum_{k=1}^K P_k \underline{\mathbf{V}}_k \underline{\mathbf{V}}_k^H$ – корреляционная матрица активной составляющей помехи, $\underline{\mathbf{R}}_N = P_N \underline{\mathbf{I}}$ – корреляционная матрица шума.

Корреляция случайного наблюдаемого процесса в элементах АР определяется соотношениями $\underline{\mathbf{R}}_Y = \overline{\underline{\mathbf{Y}}\underline{\mathbf{Y}}^H} = \left\{ \overline{y_i y_j^*}, i, j = 1, \dots, N_{RX} \right\} = \underline{\mathbf{R}}_S + \underline{\mathbf{R}}_V$, где $\underline{\mathbf{R}}_S = \overline{\underline{\mathbf{S}}\underline{\mathbf{S}}^H}$, $\underline{\mathbf{R}}_V = \overline{\underline{\mathbf{V}}\underline{\mathbf{V}}^H}$ – пространственные корреляционные матрицы случайных сигнала и помехи соответственно.

Структурная схема пространственной линейной весовой обработки приведена на рис.3.1. Пусть оценка сигнала на выходе АС получена в результате весового суммирования сигналов элементов АС: $\hat{\underline{\mathbf{S}}} = \underline{\mathbf{W}}_{МСКО} \underline{\mathbf{Y}}$. В результате формируется выходной сигнал ММО системы, который в дальнейшем используется как статистика для принятия решений.

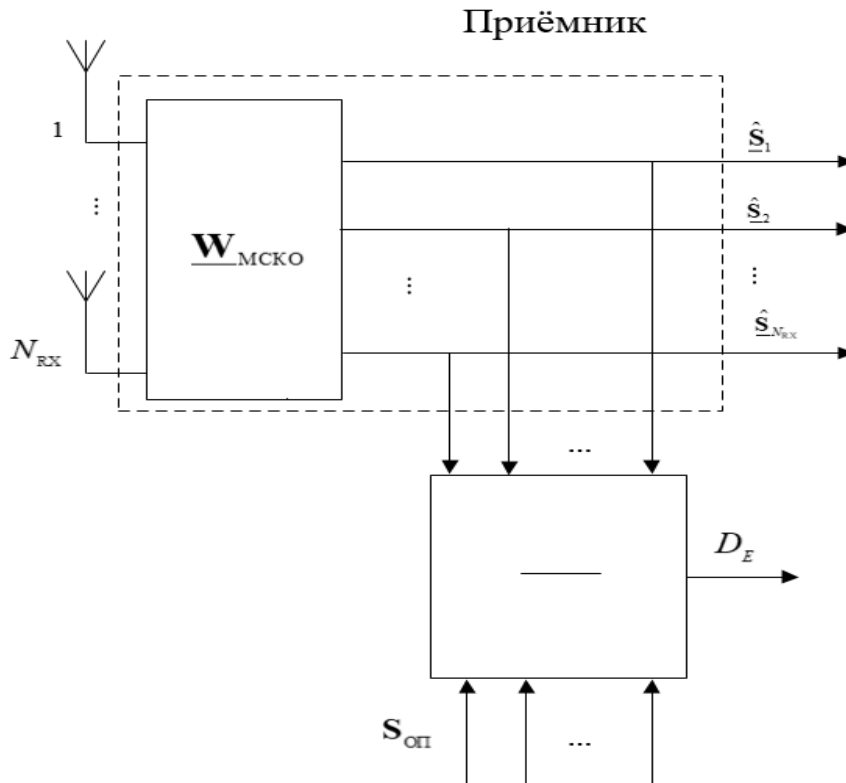


Рис.3.1. Структурная схема пространственной линейной весовой обработки

Используем при выборе вектора весовых коэффициентов критерий минимума среднего квадрата ошибки выделения полезного сигнала:

$\underline{\mathbf{W}}_{\text{МСКО}} = \arg \min_{\underline{\mathbf{W}}} \|\underline{\mathbf{S}}_{\text{ОП}} - \hat{\underline{\mathbf{S}}}\|^2 = \arg \min_{\underline{\mathbf{W}}} \|\underline{\mathbf{S}}_{\text{ОП}} - \underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{Y}}\|^2$, где $\underline{\mathbf{S}}_{\text{ОП}}$ – тестовый сигнал с дисперсией $D_{\text{ОП}}$. При такой оптимизации весового вектора учитывается как корреляционная матрица помехи $\underline{\mathbf{R}}_V$, так и канальная матрица $\underline{\mathbf{H}}$ ММО системы.

Получим средний квадрат ошибки, следуя методике работы [16]:

$$D_{\text{ОШ}} = \overline{\|\underline{\mathbf{S}}_{\text{ОП}} - \underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{Y}}\|^2} = \underline{\mathbf{R}}_S - \underline{\mathbf{R}}_S \underline{\mathbf{H}}^H \underline{\mathbf{W}}^H - \underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{R}}_S + \\ + \underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{R}}_S \underline{\mathbf{H}}^H \underline{\mathbf{W}}^H + \underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{R}}_V \underline{\mathbf{W}}^H.$$

Необходимое условие получения оптимального весового вектора коэффициентов формулируется следующим образом:

$$\nabla_{\underline{\mathbf{W}}} D_{\text{ОШ}} = \mathbf{0} - \underline{\mathbf{R}}_S \underline{\mathbf{H}}^H - (\underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{R}}_S)^H + 2\underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{R}}_S \underline{\mathbf{H}}^H + 2\underline{\mathbf{W}}\underline{\mathbf{R}}_V = \mathbf{0}.$$

Отсюда оптимальный весовой вектор равен:

$$\underline{\mathbf{W}}_{\text{МСКО}} = \underline{\mathbf{R}}_S \underline{\mathbf{H}}^H (\underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{R}}_S \underline{\mathbf{H}}^H + \underline{\mathbf{R}}_V)^{-1}.$$

В этом случае подавление помех производится совместно с пространственным декодированием, что может быть нецелесообразно, если помеховая ситуация и канальные коэффициенты изменяются с различной скоростью. Предлагается раздельные линейные компенсация помех и пространственное декодирование.

Так как помехи являются пространственно коррелированными случайными величинами, для расчета вероятности ошибки необходимо преобразовать коррелированные помехи в некоррелированные. В рассматриваемом случае такое преобразование – декорреляция осуществляется с помощью линейного фильтра с матричным коэффициентом передачи $\underline{\mathbf{W}}_{\text{ДК}}$:

$$\tilde{\underline{\mathbf{Y}}} = \underline{\mathbf{W}}_{\text{ДК}} \underline{\mathbf{Y}} = \tilde{\underline{\mathbf{X}}} + \tilde{\underline{\mathbf{V}}} = \underline{\mathbf{W}}_{\text{ДК}} \underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{X}} + \underline{\mathbf{W}}_{\text{ДК}} \underline{\mathbf{V}},$$

После преобразования корреляционная матрица помех $\tilde{\underline{\mathbf{V}}}$ равна:

$$\begin{aligned}\underline{\mathbf{R}}_V &= \overline{\tilde{\mathbf{V}}\tilde{\mathbf{V}}^H} = \overline{(\underline{\mathbf{W}}_{\text{дк}} \underline{\mathbf{V}})(\underline{\mathbf{W}}_{\text{дк}} \underline{\mathbf{V}})^H} = \underline{\mathbf{W}}_{\text{дк}} \overline{\underline{\mathbf{V}}\underline{\mathbf{V}}^H} \underline{\mathbf{W}}_{\text{дк}}^H = \\ &= \underline{\mathbf{W}}_{\text{дк}} \underline{\mathbf{R}}_V \underline{\mathbf{W}}_{\text{дк}}^H = P_N \mathbf{I},\end{aligned}$$

Поэтому матричный фильтр декоррелятора $\underline{\mathbf{W}}_{\text{дк}}$ получается в результате разложения по Холецкому левой части выражения [39,46]:

$$\frac{1}{P_N} \underline{\mathbf{R}}_V = \underline{\mathbf{W}}_{\text{дк}}^{-1} (\underline{\mathbf{W}}_{\text{дк}}^H)^{-1}, \text{ с последующим обращением результата разложения:}$$

$$\underline{\mathbf{W}}_{\text{дк}} = \sqrt{P_N} [\text{chol}(\underline{\mathbf{R}}_V)]^{-1}.$$

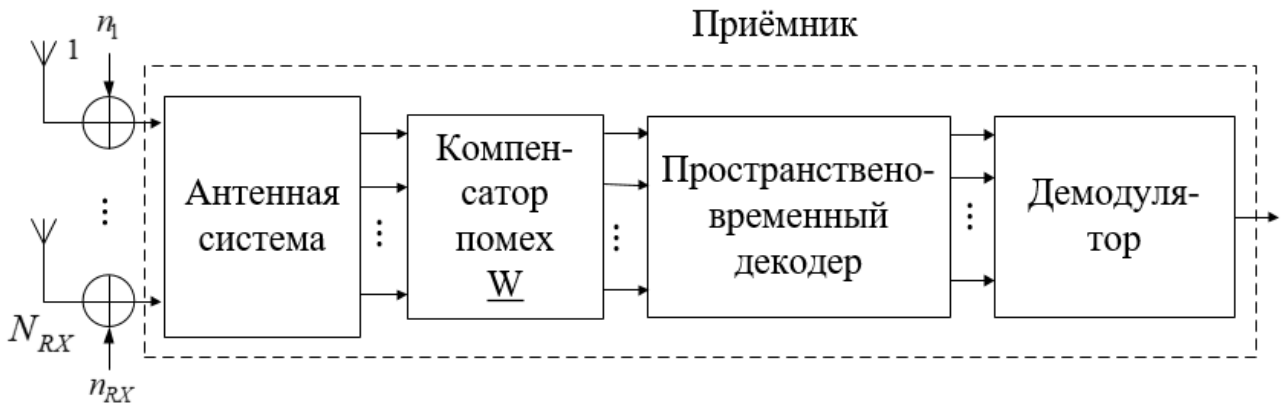


Рис. 3.2. Структурная схема пространственной обработки с отдельным подавлением помехи и пространственным декодированием

При пространственной декорреляции помех сигнал на выходе декоррелятора отличается от сигнала на входе декоррелятора. Поэтому в алгоритме пространственного кодирования и декодирования необходимо применять соответствующим образом измененную матрицу канальных коэффициентов $\underline{\mathbf{H}}_1 = \underline{\mathbf{W}}_{\text{дк}} \underline{\mathbf{H}}$, которая учитывает влияние декоррелирующего фильтра.

Для выделения можно использовать следующие методы, относящиеся к классу «Zero Forcing»:

– метод обратной матрицы $\hat{\underline{\mathbf{X}}} = \underline{\mathbf{H}}_1^{-1} \tilde{\underline{\mathbf{Y}}}$ используется только при случае, когда $N_{\text{TX}} = N_{\text{RX}}$, имеет невысокую помехоустойчивость, в ряде случаев неустойчивость операции обращения матрицы.

– метод псевдообратной матрицы $\hat{\underline{X}} = (\underline{\mathbf{H}}_1^H \underline{\mathbf{H}}_1)^{-1} \underline{\mathbf{H}}_1^H \tilde{\underline{Y}}$ используется также в случае, когда $N_{\text{TX}} \neq N_{\text{RX}}$, имеет высокую вычислительную устойчивость.

Кроме этого, для выделения передаваемого вектора сообщений можно использовать методы теории статистических решений, например метод минимума среднего квадрата ошибки: $\hat{\underline{X}} = \left(\frac{N_{\text{TX}}}{q} \mathbf{I} + \underline{\mathbf{H}}_1^H \underline{\mathbf{H}}_1 \right)^{-1} \underline{\mathbf{H}}_1^H \tilde{\underline{Y}}$, где $q = \frac{P_X}{P_N}$ – отношение сигнал-шум.

Методы класса «Zero Forcing» требуют обращения канальной матрицы, обладающего потенциальной неустойчивостью. Поэтому широкое распространение получили методы пространственного кодирования и декодирования, позволяющие согласовать свойства передаваемого сигнала и канальной матрицы. Пусть матрица $\underline{\mathbf{H}}$ известна на приемной и передающей сторонах. Произведем разложение матрицы канальных коэффициентов по сингулярным числам $\underline{\mathbf{H}}_1 = \underline{\mathbf{U}} \underline{\Sigma} \underline{\mathbf{T}}^H$, где $\underline{\mathbf{U}}, \underline{\mathbf{T}}$ – унитарные матрицы, $\underline{\Sigma}$ – диагональная матрица сингулярных чисел. Передаваемые символы $\underline{\mathbf{S}} = \underline{\mathbf{T}} \underline{\mathbf{X}}$ формируются в результате пространственного кодирования исходных сигнальных символов $\underline{\mathbf{X}}$. Пространственное кодирование можно рассматривать как формирование диаграммы направленности передающей антенны, то есть собственных лучей. На приемной стороне производится пространственное декодирование, в результате которого формируется оценка исходных сигнальных символов $\hat{\underline{\mathbf{X}}} = \underline{\mathbf{U}}^H \tilde{\underline{\mathbf{Y}}}$. В цифровых системах передачи информации вектор $\underline{\mathbf{X}}$ формируется путем модуляции гармонического несущего колебания дискретным сообщением. В этом случае сообщение получается путем демодуляции оценки вектора $\hat{\underline{\mathbf{X}}}$.

Анализ пропускной способности ММО системы при действии пространственно коррелированных помех проведен в работах [39,46] в предположении, что пространственные характеристики сигнала, помех и среды распространения известны. Пропускная способность характеризует предельное

качество MIMO системы, а реальная скорость передачи информации может значительно отличаться. Поэтому в данном разделе диссертации проводится анализ вероятности битовой ошибки в MIMO системе при действии пространственно коррелированных помех и пространственном кодировании и декодировании в пространстве собственных лучей. Рассматривается случай двоичной фазовой модуляции, BPSK, а подавление помех производится путем их декорреляции.

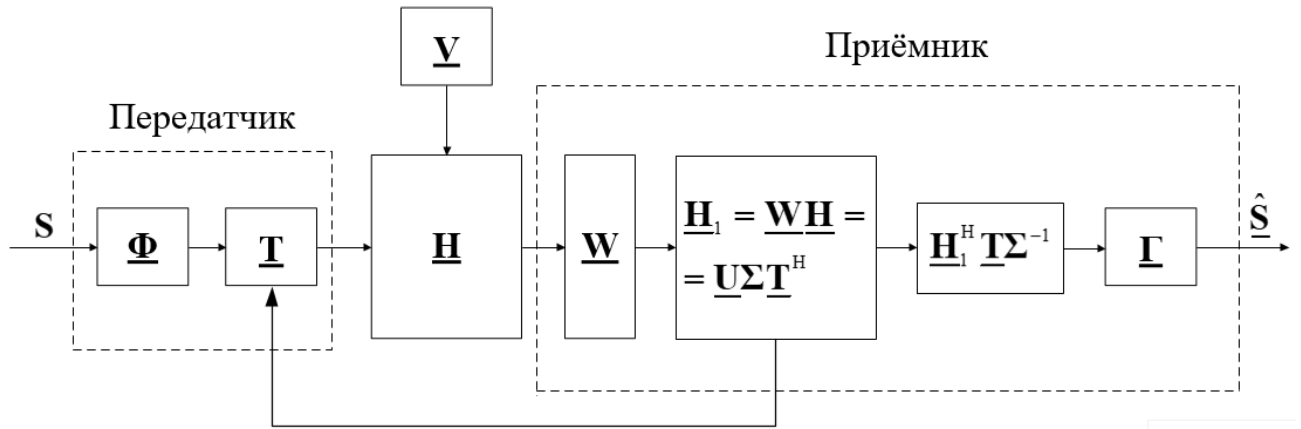


Рис.3.3. Структурная схема кодирования в пространстве собственных лучей

На рис.3.4 приведены зависимости вероятности ошибки приема от направления на помеху при различном числе передающих и приемных антенн $N_{TX} = 2, N_{RX} = 2, 5, 10$. Число источников помех $K = 1$. Полагаем, что антенны образуют линейные эквидистантные АС с межэлементным интервалом $d = 0,5\lambda$, расположенные в одной плоскости с плоскостью изменения углового положения помехи $-90^\circ \leq \alpha_0 \leq 90^\circ, \gamma = 90^\circ$. Угловое положения источника сигнала равно $\alpha_x = 30^\circ, \gamma_x = 90^\circ$. Отношение сигнал-шум и помеха-шум для помехи равны соответственно $q = 0$ дБ, $p = 20$ дБ. Канальная матрица с учетом прямого луча и диффузного рассеивания при распространении радиоволн как формула (1.3):

$$\underline{H} = \sqrt{\frac{1}{K_R + 1}} \underline{H}^{\text{DIF}} + \sqrt{\frac{K_R}{K_R + 1}} \underline{H}^{\text{LOS}},$$

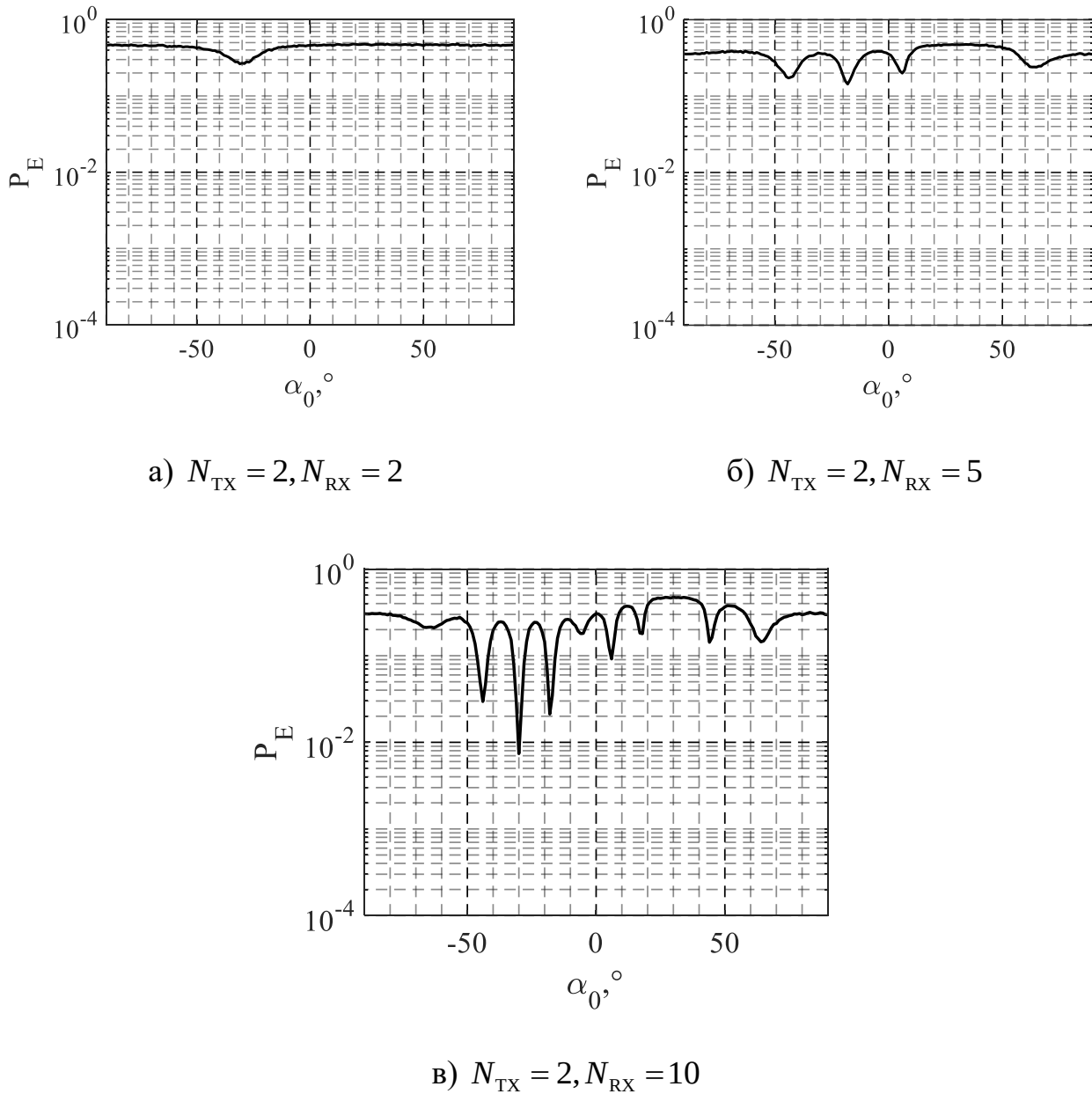


Рис.3.4. Зависимость вероятности ошибки приема сигналов
от угла прихода помехи

По мере увеличения числа приемных антенн вероятность ошибки P_E значительно снижается. Вероятность ошибки при случае (в) значительно ниже по сравнению со случаями (а) и (б) для большинства углов прихода помехи, что указывает на то, что добавление большего количества приемных антенн повышает способность системы подавления помехи.

На графике рис. 3.4 показаны малые значения P_E при определенных диапазонах углов прихода помех. Эти значения представляют направления прихода помехи, при которых P_E в системе определяются конструктивными внутрисистемными помехами или погрешностями при пространственной фильтрации. Количество минимальных значений P_E увеличивается с увеличением количества приемных антенн. Это говорит о том, что большее количество приемных антенн обеспечивает лучшее пространственное разрешение, позволяя системе более эффективно отличать желаемый сигнал от помех. Наличие минимальных значений на кривых вероятности ошибок позволяет предположить, что для достижения этих минимальных значений и минимизации частоты ошибок могут быть использованы методы адаптивного формирования луча и пространственной фильтрации.

На рис.3.5 приведены зависимости вероятности ошибки от углового положения источника помехи при $N_{TX} = 2, N_{RX} = 2, 5, 10$ с применением матричного фильтра декоррелятора $\underline{\mathbf{W}}_{\text{ДК}}$. Число источников помех $K = 1$. Полагаем, что антенны образуют линейные эквидистантные АС с межэлементным интервалом $d = 0,5\lambda$, расположенные в одной плоскости с плоскостью изменения углового положения помехи $-90^\circ \leq \alpha_0 \leq 90^\circ, \gamma = 90^\circ$. Угловое положения источника сигнала равно $\alpha_x = 30^\circ, \gamma_x = 90^\circ$. Отношение сигнал-шум и помеха-шум для помехи равны соответственно $q = 0$ дБ, $p = 20$ дБ. Канальная матрица с учетом прямого луча и диффузного рассеивания при распространении радиоволн как формула (1.3):

$$\underline{\mathbf{H}} = \sqrt{\frac{1}{K_R + 1}} \underline{\mathbf{H}}^{\text{DIF}} + \sqrt{\frac{K_R}{K_R + 1}} \underline{\mathbf{H}}^{\text{LOS}},$$

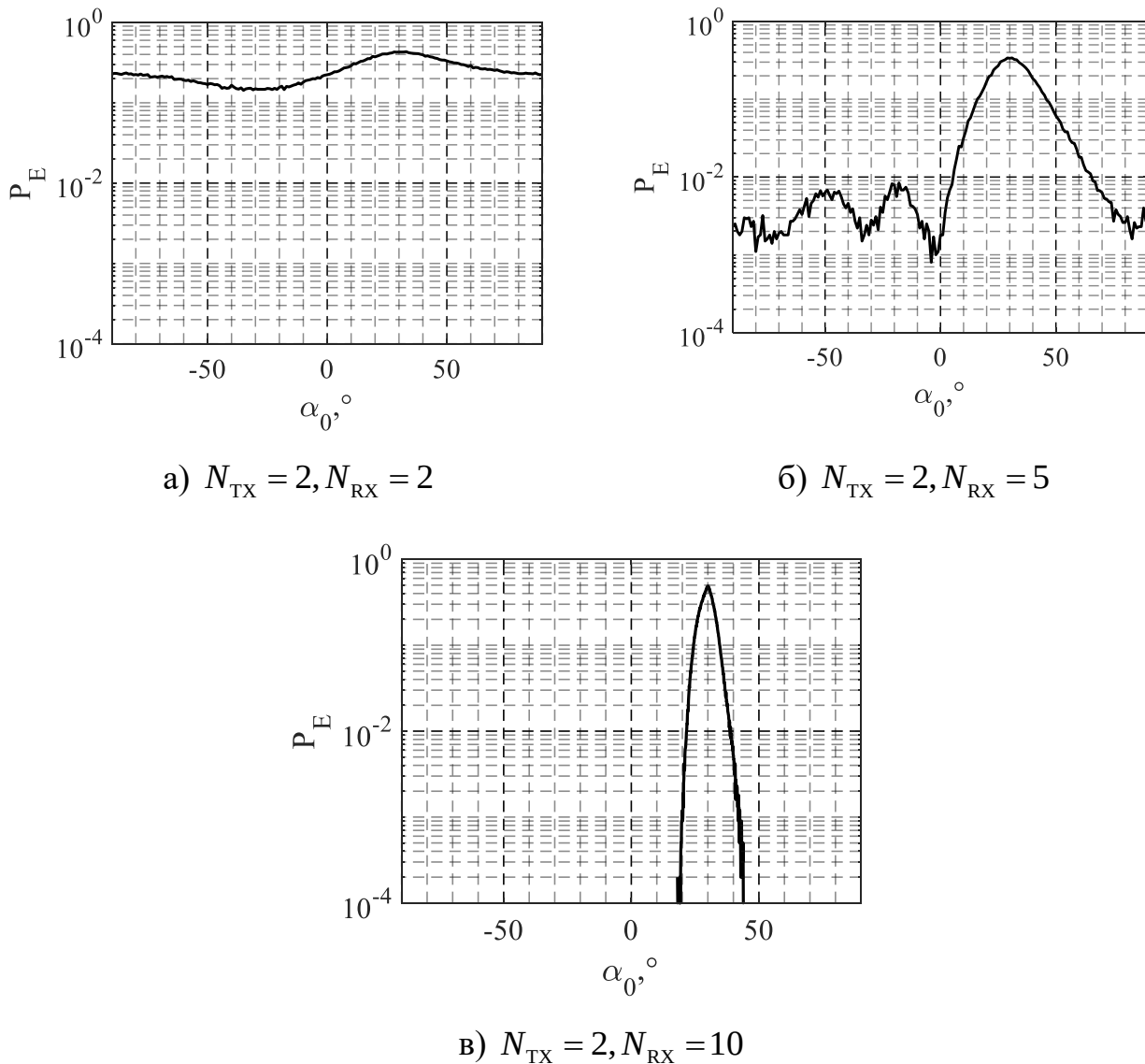


Рис.3.5. Зависимость вероятности ошибки приема сигналов от угла прихода помехи при использовании декоррелирующего фильтра

Анализ зависимостей вероятности ошибки приема сигналов от угла прихода сигналов помех показал, что использование обеляющего фильтра для декорреляции помех значительно снижает P_E . Фильтр $\underline{\mathbf{W}}_{\text{ДК}}$ декоррелирует помехи в каждом пространственном канале и выравнивает их мощности, тем самым повышая способность MIMO системы пространственно декодировать сигнал.

Графики рис.3.5 показывают отчетливые максимумы P_E при совпадении углов прихода сигнала и помехи $\alpha_x = \alpha_0 = 30^\circ$. По мере увеличения числа

приемных антенн P_E уменьшается, а резкость максимума под углом $\alpha_x = \alpha_0 = 30^\circ$ увеличивается. Это говорит о том, что большее количество приемных антенн уменьшает вероятность битовой ошибки, а также делают систему более чувствительной к направлению прихода помехи, совпадающему с направлением прихода сигнала. Результаты анализа позволяют обосновать выбор количества антенн для получения заданной вероятности ошибки приема сигналов в беспроводных ММО системах. Установлено, что использование декорреляции как метода эффективного подавления помех позволяет значительно повысить помехоустойчивого приема сигнала.

3.2 Разработка адаптивных алгоритмов обработки по критерию минимума среднего квадрата ошибки

Наиболее сложной помеховой ситуацией является воздействие комплекса помех, отличающихся своими характеристиками в частотной, временной, пространственной, амплитудной областях. Например, комплекс может состоять из активной прицельной помехи, заградительной помехи, активной имитационной помехи и пассивной помехи. С другой стороны, имеются различные аппаратные и программные средства подавления каждой из помех в отдельности: линейные фильтры подавления помех в частотной и пространственной областях; нелинейные компенсаторы помех и т.д. Представляется перспективным объединение этих средств наилучшим образом, при котором совместное функционирование различных средств помехозащиты дает наибольший эффект в увеличении помехоустойчивости [32,53]. В работе [54] рассмотрено влияние количества элементов антенн на вероятности ошибки приема сигналов в беспроводных ММО системах при наличии помех. Для подавления помехи использовался линейный пространственный фильтр. Необходимо отметить, что анализ по критерию минимума вероятности ошибки дает результаты, несколько отличающиеся от полученных ранее [39] по критерию максимума пропускной способности. Поэтому актуальной задачей является проведение сравнительного анализа ММО систем с различными

видами адаптивных алгоритмов для компенсации помех. Разнообразие адаптивных алгоритмов очень велико и определяется как критерием оптимальности, так и методом достижения оптимума. Для линейной адаптивной фильтрации широко используется критерий минимума среднего квадрата ошибки и различные модификации градиентных алгоритмов, а также аналитические методы оптимизации [16].

Применим пространственную структуру АС ММО системы, которая была рассмотрена в п.3.1, для подавления помех в каждом пространственном канале в отдельности. Для пространственной компенсации помех в каждом отдельном канале ММО систем N_{RX} антенн разбиты на две группы из 1 и $(N_{RX} - 1)$ элементов. Группа из $(N_{RX} - 1)$ антенн предназначена для пространственной компенсации помех и содержит элементы, которые осуществляют регулировки амплитуды и фазы сигналов и помех (рис.3.6). Таким образом, сигналы на выходах можно представить в виде:

$$\underline{\mathbf{Y}} = \begin{bmatrix} \underline{y}_m \\ \underline{\mathbf{Y}}_m \end{bmatrix}, \quad \underline{\mathbf{Y}}_m = \{\underline{y}_n, n=1, \dots, N_{RX}, n \neq m\}.$$

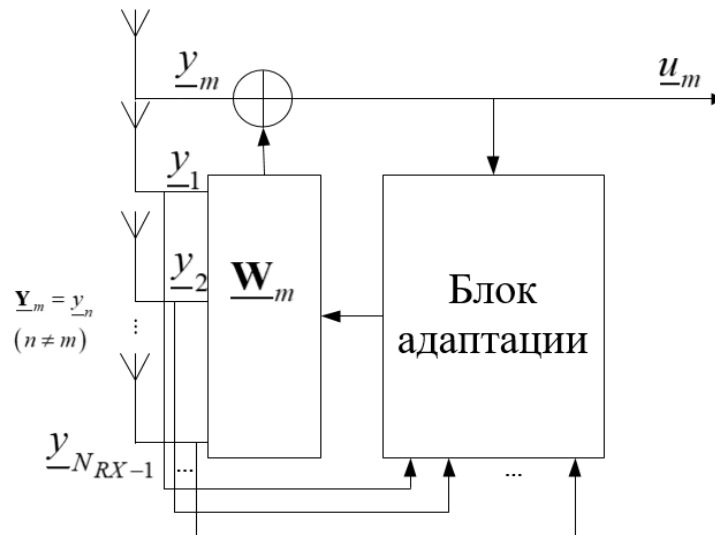


Рис.3.6. Компенсатор помехи для m -ого пространственного канала

Компенсация помехи в m -м пространственном канале осуществляется линейным компенсатором помехи $\tilde{y}_m = y_m - \underline{\mathbf{W}}_m \underline{\mathbf{Y}}_m$, $m=1, \dots, N_{RX}$, где $\underline{\mathbf{Y}}_m$ –

наблюдаемый процесс $(N_{\text{RX}} - 1)$ каналов кроме m -ого, $\underline{\mathbf{W}}_m$ – вектор-строка весовых коэффициентов m -ого компенсатора. Результатом обработки является компенсация помехи, оптимальная по критерию минимума дисперсии помехи на выходе каждого из пространственных каналов.

Дисперсия процесса на выходе m -ого компенсатора равна:

$$D_{u_m} = \overline{\left| \underline{y}_m - \underline{\mathbf{Y}}_m \underline{\mathbf{W}}_m \right|^2} = \overline{\left| \underline{y}_m \right|^2} - \underline{\mathbf{W}}_m \underline{\mathbf{R}}_{\underline{\mathbf{Y}}_m \underline{\mathbf{Y}}_m} - \underline{\mathbf{R}}_{\underline{\mathbf{Y}}_m \underline{\mathbf{Y}}_m}^H \underline{\mathbf{W}}_m^H + \underline{\mathbf{W}}_m \underline{\mathbf{R}}_{\underline{\mathbf{Y}}_m} \underline{\mathbf{W}}_m^H, \quad (3.1)$$

где
$$\overline{\left| \underline{y}_m \right|^2} = \overline{\left| \underline{\mathbf{H}}_m \underline{\mathbf{X}} + \underline{z}_m + \underline{n}_m \right|^2} = P_X \overline{\left| \underline{\mathbf{H}}_m \right|^2} + \overline{\left| \underline{z}_m \right|^2} + \overline{\left| \underline{n}_m \right|^2} = P_X N_{\text{RX}} + \sum_{k=1}^K P_k + P_N,$$

$\underline{\mathbf{H}}_m$ – m -я строка канальной матрицы $\underline{\mathbf{H}}$, P_X, P_k, P_N – дисперсии сигнала, помех и шумов соответственно, $\underline{\mathbf{R}}_{\underline{\mathbf{Y}}_m} = \overline{\underline{\mathbf{Y}}_m \underline{\mathbf{Y}}_m^H}$ – корреляционная матрица наблюдаемого процесса $(N_{\text{RX}} - 1)$ каналов, $\underline{\mathbf{R}}_{\underline{\mathbf{Y}}_m \underline{\mathbf{Y}}_m} = \overline{\underline{\mathbf{Y}}_m \underline{y}_m^*}$ – вектор корреляции выходного процесса $(N_{\text{RX}} - 1)$ каналов и m -ого канала.

В системе адаптации с обратной связью используется алгоритм численной минимизации дисперсии помехи, называемый алгоритмом наискорейшего спуска [16]. Так как выбранный критерий использует квадратичную функцию качества, то необходимым и достаточным условием оптимума является равенство нулю градиента:

$$\nabla_{\underline{\mathbf{W}}_m} D_{u_m} = \frac{dD_{u_m}}{d\underline{\mathbf{W}}_m} = -\underline{\mathbf{R}}_{\underline{\mathbf{Y}}_m \underline{\mathbf{Y}}_m}^H - \underline{\mathbf{R}}_{\underline{\mathbf{Y}}_m \underline{\mathbf{Y}}_m} + \underline{\mathbf{W}}_m \underline{\mathbf{R}}_{\underline{\mathbf{Y}}_m}^H + \underline{\mathbf{W}}_m \underline{\mathbf{R}}_{\underline{\mathbf{Y}}_m} = 0. \quad (3.2)$$

Отсюда оптимальный весовой вектор равен: $\underline{\mathbf{W}}_{\text{опт}} = \underline{\mathbf{R}}_{\underline{\mathbf{Y}}_m \underline{\mathbf{Y}}_m}^H \underline{\mathbf{R}}_{\underline{\mathbf{Y}}_m}^{-1}$, где $\underline{\mathbf{R}}_{\underline{\mathbf{Y}}_m}$ – корреляционная матрица вектора $\underline{\mathbf{Y}}_m$, $\underline{\mathbf{R}}_{\underline{\mathbf{Y}}_m \underline{\mathbf{Y}}_m}$ – вектор корреляции $\underline{\mathbf{Y}}_m$ и процесса $\underline{y}_m$. Поиск оптимального вектора весовых коэффициентов производится путем изменения весового вектора в направлении антиградиента:

$$\underline{\mathbf{W}}_m(k+1) = \underline{\mathbf{W}}_m(k) - \gamma_a \nabla_{\underline{\mathbf{W}}_m} D_{u_m} = \underline{\mathbf{W}}_m(k) - 2\gamma_a (\underline{\mathbf{W}}_m(k) \underline{\mathbf{R}}_m - \underline{\mathbf{R}}_{\underline{\mathbf{Y}}_m \underline{\mathbf{Y}}_m}^H) \quad (3.3)$$

где $\gamma_a > 0$ – коэффициент сходимости адаптивного алгоритма, определяющий степень влияния ошибки оценивания на весовой вектор.

Рассмотрим случай, когда корреляционные матрицы, необходимые для расчета оптимального весового вектора, заранее неизвестны. При непараметрической статистической априорной неопределенности взамен точного значения используется оценка градиента, получаемая рекуррентно:

$$\hat{\nabla}_{\mathbf{w}_m} D_{u_m} = 2\underline{u}_m \nabla_{\mathbf{w}_m} \underline{u}_m = -2\underline{u}_m \mathbf{Y}_m^H, \quad (3.4)$$

где $\underline{u}_m = y_m - \mathbf{W}_m \mathbf{Y}_m$.

Подставив данную оценку в рекуррентный алгоритм вычисления оптимального весового вектора, получим алгоритм адаптации линейного алгоритма обработки:

$$\mathbf{W}_m(k+1) = \mathbf{W}_m(k) + 2\gamma_a \underline{u}_m(k) \mathbf{Y}_m^H(k), \quad m=1, \dots, N_{RX}. \quad (3.5)$$

Проведем анализ адаптивного компенсатора помех при условии, что полезный сигнал отсутствует $\mathbf{Y} = \mathbf{V}$. Корреляционная матрица наблюдаемого процесса $(N_{RX} - 1)$ каналов равна $\mathbf{R}_{\mathbf{V}_m} = \overline{\mathbf{V}_m \mathbf{V}_m^H}$, вектор корреляции выходного процесса $(N_{RX} - 1)$ каналов и m -ого канала равен $\mathbf{R}_{\mathbf{V}_m \mathbf{V}_m} = \overline{\mathbf{V}_m \mathbf{V}_m^*}$. Оптимальный весовой вектор в этом случае равен $\mathbf{W}_{m0} = \mathbf{R}_{\mathbf{V}_m \mathbf{V}_m}^H \mathbf{R}_{\mathbf{V}_m}^{-1}$. Вычислительный эксперимент выполнен в среде Matlab для систем MIMO с $N_{TX} = N_{RX} = 5$, число шагов адаптации $K_a = 10000$. Приемная антенная решетка линейная и эквидистантная, расстояние между соседними элементами АС равно $0,5\lambda$. Дисперсия шума $P_N = 1$, число источников помех $K = 2$, дисперсии помех $P_1 = 2000$, $P_2 = 1000$, угловые координаты помех $\alpha_1 = 30^\circ$, $\alpha_2 = 60^\circ$. Матрица канальных коэффициентов $\mathbf{H}$ состоит из независимых гауссовских случайных величин с единичной дисперсией $D_H = 1$.

Рассмотрим три модели весовых коэффициентов: А) модель для оптимальных значений весовых векторов, Б) модель для значений весовых векторов в (3.3), В) модель для случая, когда корреляционная матрица заранее неизвестна (3.5). Для модели Б) коэффициент адаптации равен $\gamma_a = 2 \times 10^{-6}$, а для модели В) коэффициент адаптации равен $\gamma_a = 5 \times 10^{-8}$. На рис.3.7 приведены зависимости модулей весовых коэффициентов от времени адаптации.

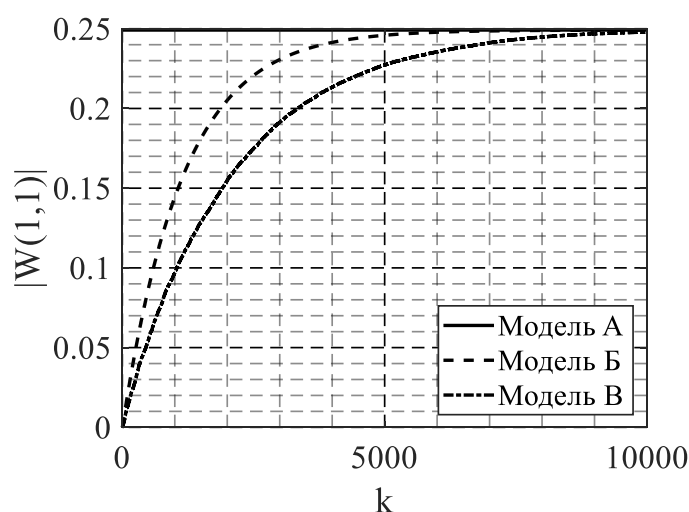


Рис.3.7. Зависимость значений весового коэффициента от времени адаптации при отсутствии полезного сигнала

Из рис.3.7 видно, что при увеличении времени адаптации, значения весовых коэффициентов увеличиваются до оптимального значения. При малом значении коэффициента адаптации γ_a весовые коэффициенты требуют большего времени на адаптацию и медленнее увеличиваются до оптимального значения, чем при большом значении коэффициента адаптации. Если значение коэффициента адаптации мало, точность подстройки в установившемся режиме увеличивается. Если значение коэффициента адаптации велико, то скорость подстройки увеличивается, но точность вычисления весового вектора уменьшается.

Присутствие полезного сигнала $\underline{Y} = \underline{H}\underline{X} + \underline{V}$ изменяет поведение адаптивного компенсатора, который работает по критерию минимума мощности выходного процесса $\tilde{\underline{Y}}$. Для моделирования использованы элементы

канальной матрицы $\underline{\mathbf{H}}$ как комплексные гауссовские независимые случайные числа с единичной дисперсией. В результате адаптации происходит подавление не только помехи, но и частичное подавление сигнала. Корреляционная матрица наблюдаемого процесса $(N_{\text{RX}} - 1)$ каналов равна $\underline{\mathbf{R}}_{\mathbf{y}_m} = \underline{\mathbf{R}}_{\mathbf{v}_m} + P_X \mathbf{I}$. Вектор корреляции выходного процесса $(N_{\text{RX}} - 1)$ каналов и m -ого канала равен:

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{R}}_{\mathbf{y}_m y_m} &= \overline{\left\{ \sum_{k=1}^{N_{\text{RX}}} \underline{h}_{nk} \underline{x}_k + \underline{v}_n, n=1, \dots, N_{\text{RX}}, n \neq m \right\} \left(\sum_{k=1}^{N_{\text{RX}}} \underline{h}_{mk} \underline{x}_k + \underline{v}_m \right)^*} = \\ &= \overline{\left\{ \sum_{k=1}^{N_{\text{RX}}} \underline{h}_{nk} \underline{x}_k \left(\sum_{k=1}^{N_{\text{RX}}} \underline{h}_{mk} \underline{x}_k \right)^* + \underline{v}_n \underline{v}_m^*, n=1, \dots, N_{\text{RX}}, n \neq m \right\}} = \left\{ \sum_{k=1}^K D_k \underline{V}_{nk}, n=1, \dots, N_{\text{RX}}, n \neq m \right\}. \end{aligned}$$

Как показано в работах [39,54] оптимальный пространственный компенсатор помехи представляет собой декоррелирующий фильтр. То есть корреляционная матрица помехи на выходе оптимального компенсатора имеет вид единичной матрицы $\underline{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{v}}} = \mathbf{I}$. Рассмотрим корреляционные свойства помехи

$$\underline{\tilde{\mathbf{V}}} = \underline{\mathbf{V}} - \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{W}}_1 \underline{\mathbf{V}}_1 \\ \underline{\mathbf{W}}_2 \underline{\mathbf{V}}_2 \\ \dots \\ \underline{\mathbf{W}}_{N_{\text{RX}}} \underline{\mathbf{V}}_{N_{\text{RX}}} \end{bmatrix} \quad \text{на выходе многоканального компенсатора помехи по}$$

критерию минимума дисперсии помехи с $\underline{\mathbf{W}}_{\text{мопт}} = \underline{\mathbf{R}}_{\mathbf{y}_m y_m}^H \underline{\mathbf{R}}_{\mathbf{y}_m}^{-1}$, где $\underline{\mathbf{V}}_m, m=1, \dots, N_{\text{RX}}$ – помеховая компонента в векторе $\underline{\mathbf{Y}}_m$. Корреляционная матрица помехи на выходе компенсатора равна:

$$\begin{aligned}
\mathbf{R}_{\tilde{V}} &= \overline{\tilde{\mathbf{V}} \tilde{\mathbf{V}}^H} = \overline{\left(\mathbf{V} - \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 \mathbf{V}_1 \\ \mathbf{W}_2 \mathbf{V}_2 \\ \dots \\ \mathbf{W}_{N_{RX}} \mathbf{V}_{N_{RX}} \end{bmatrix} \right) \left(\mathbf{V} - \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 \mathbf{V}_1 \\ \mathbf{W}_2 \mathbf{V}_2 \\ \dots \\ \mathbf{W}_{N_{RX}} \mathbf{V}_{N_{RX}} \end{bmatrix} \right)^H} = \\
&= \mathbf{R}_V - \left\{ \sum_{k=1}^{m-1} \mathbf{W}_m(k) \mathbf{R}_V(n, k) + \sum_{k=m+1}^{N_{RX}} \mathbf{W}_m(k-1) \mathbf{R}_V(n, k), n, m = 1, \dots, N_{RX} \right\} - \\
&\quad - \left\{ \sum_{k=1}^{m-1} \mathbf{W}_m^*(k) \mathbf{R}_V^*(n, k) + \sum_{k=m+1}^{N_{RX}} \mathbf{W}_m^*(k-1) \mathbf{R}_V^*(n, k), n, m = 1, \dots, N_{RX} \right\} + \\
&\quad + \left\{ \mathbf{W}_n \mathbf{R}_{nm} \mathbf{W}_m^H, n, m = 1, \dots, N_{RX} \right\},
\end{aligned}$$

где $\mathbf{R}_{nm} = \overline{\mathbf{V}_n \mathbf{V}_m^H}$, $\mathbf{W}_n = \mathbf{W}_{\text{молт}}$. Степень приближения корреляционной матрицы $\mathbf{R}_{\tilde{V}}$ к единичной матрице определим на основе нормы Фробениуса:

$$n_F = \|\mathbf{R}_{\tilde{V}} - \mathbf{I}\|_F = \sqrt{\sum_{n=1}^{N_{RX}} \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{N_{RX}} |\mathbf{R}_{\tilde{V}}(n, m)|^2 + \sum_{n=1}^{N_{RX}} |\mathbf{R}_{\tilde{V}}(n, n) - 1|^2}.$$

Корреляционная матрица $\mathbf{R}_{\tilde{V}}$ на рис.3.8 демонстрирует процесс подавления помех в системе MIMO путем преобразования пространственно коррелированных помех в пространственно некоррелированные. При $n \approx m$, $\mathbf{R}_{\tilde{V}}$ показывает высокие значения, указывающие на сильную корреляцию помех в близких каналах. Операции суммирования в формуле учитывают помехи от других антенн, в то время как весовые матрицы $\mathbf{W}_m$ и $\mathbf{W}_n$ корректируют эти вклады для уменьшения помех. Термин взаимной корреляции $\mathbf{R}_{nm} = \overline{\mathbf{V}_n \mathbf{V}_m^H}$ включает в себя взаимодействие между компонентами помех от различных антенн, что дополнительно способствует корректировке принимаемых сигналов. По мере увеличения числа приемных антенн N_{RX} система получает большее пространственное разнесение, что повышает ее способность эффективно подавлять помехи. Это связано с тем, что дополнительные антенны обеспечивают большие пространственные размеры, позволяющие отделить желаемый сигнал от помех.

Следовательно, корреляционная матрица $\underline{\mathbf{R}}_{\tilde{V}}$ отражает пониженный уровень корреляции помех по сравнению с исходным значением $\underline{\mathbf{R}}_V$, что указывает на улучшенную производительность системы. Таким образом, увеличение числа приемных антенн и оптимизация весовых матриц являются важнейшими стратегиями повышения устойчивости системы ММО к помехам. Эффективное подавление помех достигается за счет сочетания пространственного разнесения, представленного количеством приемных антенн, и тщательной разработки весовых матриц для корректировки влияния помех. При $\underline{\mathbf{W}}_m = \underline{\mathbf{W}}_{\text{топт}}$ происходит декорреляция помех, что соответствует оптимальной обработке.

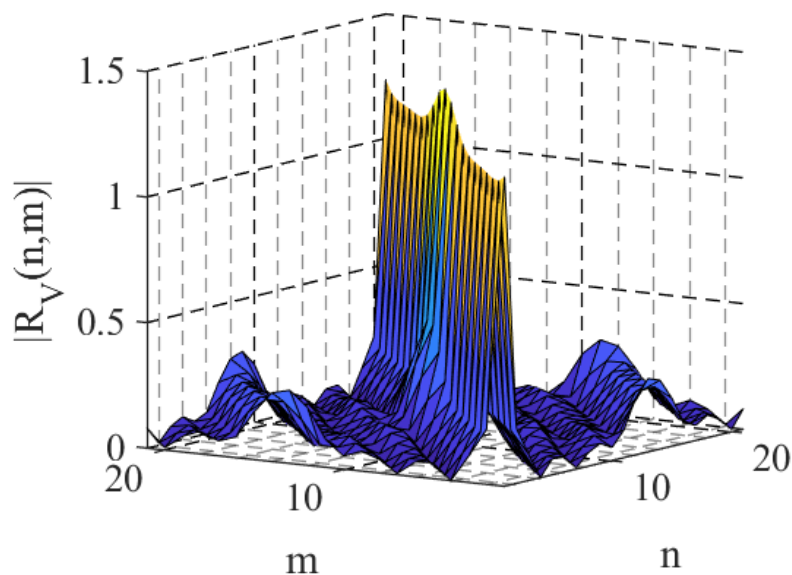


Рис.3.8. Корреляционная матрица на выходе компенсатора помех

На рис.3.9 приведены зависимости нормы Фробениуса n_F , показывающей отличие корреляционной матрицы помех и единичной корреляционной матрицы, от числа приемных антенн N_{RX} при различных значениях источников помех K . Мощности всех помех одинаковы и равны $P_k = 1000$, $k = 1, \dots, K$. Угловые координаты помех равны $\gamma_k = 10^\circ \times k$, $k = 1, \dots, K$.

Для всех значений K норма Фробениуса n_F уменьшается по мере увеличения числа приемных антенн N_{RX} . Это указывает на то, что увеличение

числа приемных антенн улучшает эффективность подавления помех, приближая корреляционную матрицу $\mathbf{R}_{\hat{V}}$ к единичной матрице. По мере увеличения количества источников помех K начальные значения нормы Фробениуса n_F становятся выше. Это говорит о том, что при увеличении количества источников помех система изначально сталкивается с более серьезными проблемами при подавлении помех. При большем количестве приемных антенн норма Фробениуса n_F для всех приемных антенн приближается к более низким значениям K . Такая сходимость указывает на то, что при достаточном количестве приемных антенн система может эффективно устранять помехи даже при наличии нескольких источников помех.

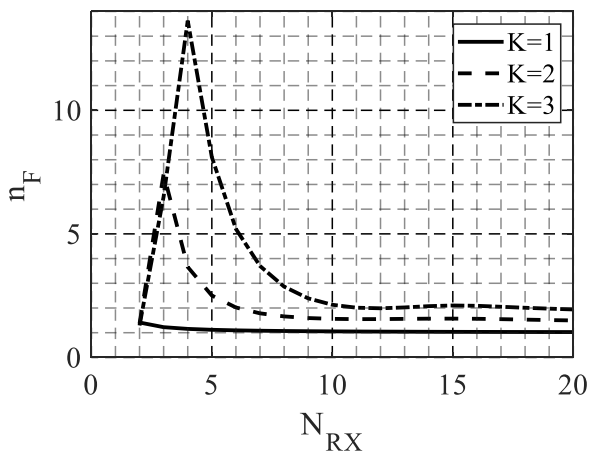


Рис.3.9. Зависимости нормы Фробениуса n_F от числа приемных антенн N_{RX} при различных значениях числа источников помех K

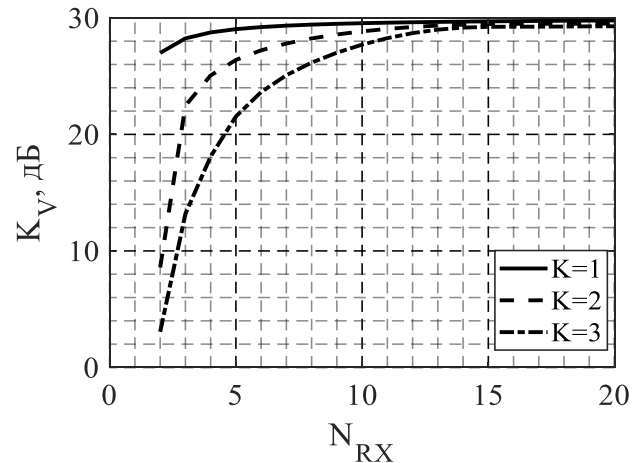


Рис.3.10. Зависимости коэффициента подавления помех K_V m -го компенсатора от числа приемных антенн N_{RX} при различных значениях числа источников помех K

Для измерения эффективности подавления помех использовался коэффициент подавления помех K_V , который рассчитывается на основе некомпенсированных помех после применения оптимального весового вектора

для подавления помех. Для получения K_v используется формула:

$$K_v = -10 \lg \left| \frac{D_{u_m}}{P_k} \right|, \text{ где } D_{u_m} - \text{дисперсия процесса на выходе } m - \text{го компенсатора.}$$

На рис.3.10 показана зависимость коэффициента подавления помех K_v в децибелах (дБ) от количества приемных антенн N_{RX} для различного числа источников помех K . Для всех значений K коэффициент подавления помех K_v увеличивается с увеличением количества приемных антенн N_{RX} . Это указывает на то, что добавление большего количества приемных антенн улучшает способность системы подавлять помехи. Коэффициент подавления K_v уменьшается по мере увеличения количества источников помех K . При $K = 1$ система быстро достигает высоких уровней подавления при относительно небольшом количестве антенн. При $K = 2$ и $K = 3$ системе требуется больше антенн для достижения аналогичных уровней подавления помех. По мере увеличения N_{RX} коэффициент подавления K_v приближается к асимптотическому значению для всех K . Это говорит о том, что, помимо определенного количества антенн, дополнительные антенны обеспечивают меньшую отдачу с точки зрения подавления помех.

При проектировании систем MIMO, особенно в средах с несколькими источниками помех, важно выбирать соответствующее количество приемных антенн. Большее количество антенн может значительно улучшить подавление помех. В сценариях с меньшим количеством источников помех для достижения высокого уровня подавления может быть достаточно меньшего количества антенн. При выборе количества приемных антенн следует соблюдать баланс между желаемым уровнем подавления помех и практическими ограничениями.

3.3 Разработка оптимального алгоритма обработки по критерию максимального правдоподобия с пространственным кодированием Аламоути

Применение схем пространственно-временного кодирования для повышения производительности систем MIMO было рассмотрено в многих

работах. Существует несколько схем пространственно-временного кодирования [55-57], например: пространственно-временные блочные коды (STBC), пространственно-временные решетчатые коды (STTC), пространственно-временные турбо-решетчатые коды (STTTC) и многоуровневые пространственно-временные коды (LSTC). С помощью STBC можно достичь максимального уровня пространственного разнесения, равного количеству передающих антенн, используя простую и линейную обработку в декодере. Хорошо известным типом STBC является схема Аламоути [20].

В работе [54] исследуется эффективность MIMO системы передачи информации при действии пространственно коррелированной и некоррелированной помех. Подавление помех производится с помощью обеляющего фильтра с учетом корреляционных матриц помех. Пространственное кодирование производится в пространстве собственных лучей с равномерным распределением мощности при передаче по каждому передающим антеннам. Проведен анализ вероятности битовой ошибки в зависимости от угловой координаты помехи при различном числе антенн. Вместе с тем актуальной задачей является разработка оптимального алгоритма обработки по критерию максимального правдоподобия с пространственным кодированием Аламоути.

Рассмотрим пространственную структуру AC MIMO системы, которая состоит из передающей AC с N_{TX} антеннами, приемной AC с N_{RX} антеннами, расположенных на плоскости с координатами $x_m, y_m, m = 1, \dots, N_{TX}, x_n, y_n, n = 1, \dots, N_{RX}$, а также K источников помех, расположенных в той же плоскости. Для эффективного подавления помех необходимо, чтобы число антенн приемной AC было больше, чем общее число антенн передающей AC и число помех, т. е. $N_{RX} \geq K + N_{TX}$.

Сигнал на входе приемной AC представим в виде [16]:

$$\underline{\mathbf{Y}} = \left\{ \underline{y}_1, \dots, \underline{y}_{N_{RX}} \right\}^T = \underline{\mathbf{H}} \underline{\mathbf{S}} + \underline{\mathbf{V}} - \text{наблюдаемый процесс на выходе элементов}$$

приемной АС; $\underline{\mathbf{S}} = \{\underline{s}_1, \dots, \underline{s}_{N_{\text{RX}}}\}^T$ – полезный сигнал;

$\underline{\mathbf{V}} = \{\underline{v}_1, \dots, \underline{v}_{N_{\text{RX}}}\}^T = \underline{\mathbf{Z}} + \underline{\mathbf{N}}$ – помеха, где $\underline{\mathbf{Z}} = \{\underline{z}_1, \underline{z}_2, \dots, \underline{z}_{N_{\text{RX}}}\}^T$ – пространственно-

коррелированная помеха, $\underline{\mathbf{N}} = \{\underline{n}_1, \underline{n}_2, \dots, \underline{n}_{N_{\text{RX}}}\}^T$ – некоррелированный шум с

дисперсией P_N . Сигнал $\underline{\mathbf{S}} = \underline{\mathbf{S}}(\mathbf{b})$ зависит от передаваемых бит информации $\mathbf{b}$

из заданного множества B_M . Отображение множества бит на множество

сигналов осуществляется в результате модуляции сигнала. Пространственно-

коррелированная помеха задается K источниками некоррелированных во

времени гауссовских процессов $\underline{p}_k$ с дисперсией P_k , приходящими с

направлений, задаваемых азимутом α_k и углом места γ_k , $k = 1, \dots, K$. В

пространстве все помехи суммируются в соответствии с пространственной

структурой приемной АС и расположением помех: $\underline{\mathbf{Z}} = \sum_{k=1}^K \underline{p}_k \underline{\mathbf{V}}_k$, где

$\underline{\mathbf{V}}_k = \left\{ \underline{v}_{kn} = \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda} \sin \gamma_k (x_n \cos \alpha_k + y_n \sin \alpha_k) \right] \right\}, n = 1, \dots, N_{\text{RX}}$ – направляющий

вектор k -й помехи, λ – длина волны. Так как помехи и шум статистически

независимы, то корреляционная матрица помехи равна сумме корреляционных

матриц для коррелированной и некоррелированной составляющих

$\underline{\mathbf{R}}_V = \underline{\mathbf{R}}_Z + \underline{\mathbf{R}}_N$, где $\underline{\mathbf{R}}_Z = \sum_{k=1}^K P_k \underline{\mathbf{V}}_k \underline{\mathbf{V}}_k^H$ – корреляционная матрица активной

составляющей помехи, $\underline{\mathbf{R}}_N = P_N \mathbf{I}$ – корреляционная матрица шума.

В контексте обработки сигналов и технологии ММО критерий оценки максимального правдоподобия (МП) является мощным методом оптимизации обнаружения и оценки сигналов. Этот критерий часто сравнивают с оценкой минимальной среднеквадратичной ошибки (МСКО), которая, несмотря на адаптивность и надежность, в определенных сценариях может быть недостаточно эффективной из-за ее зависимости от статистики второго порядка и потенциальной чувствительности к несоответствующим шумовым средам. В отличие от этого, МП оценка напрямую максимизирует функцию

правдоподобия, что делает ее оптимальной в соответствии с предполагаемой статистической моделью сигнала и помехи. Алгоритм определения переданных бит по критерию максимального правдоподобия имеет вид:

$$\hat{\mathbf{b}}_{\text{МП}} = \arg \max_{\mathbf{b} \in B_M} \lambda(\mathbf{Y} | \mathbf{b}),$$

где $\lambda(\mathbf{Y} | \mathbf{b}) = 2 \operatorname{Re} \{ \mathbf{S}^H(\mathbf{b}) \mathbf{R}_V^{-1} \mathbf{Y} \} - \mathbf{S}^H(\mathbf{b}) \mathbf{R}_V^{-1} \mathbf{S}(\mathbf{b})$ – логарифм отношения правдоподобия [16,17]. Структурная схема алгоритма определения информационных бит методом максимального правдоподобия приведена на рис. 3.11.

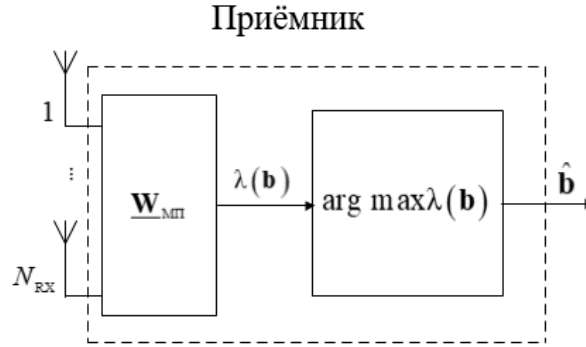


Рис. 3.11. Структурная схема определения бит методом максимального правдоподобия

Алгоритм максимального правдоподобия дает минимальную вероятность битовой ошибки, однако, требует больших вычислительных затрат. Время выполнения алгоритма растет экспоненциально в зависимости от размера вектора бит и числа передающих антенн.

Для уменьшения вычислительной сложности предлагается двухэтапный алгоритм определения информационных бит. На первом этапе производится оценивание сигнальных символов по критерию максимального правдоподобия:

$$\hat{\mathbf{S}}_{\text{МП}} = \arg \max_{\mathbf{S} \in C} \lambda(\mathbf{Y} | \mathbf{S}),$$

где сигналы представляются комплексными амплитудами. Для такого вида модели сигнала оценка максимального правдоподобия равна [16]

$$\hat{\underline{\mathbf{S}}}_{\text{МП}} = \underline{\mathbf{W}}_{\text{МП}} \underline{\mathbf{Y}},$$

где $\underline{\mathbf{W}}_{\text{МП}} = (\underline{\mathbf{H}}^H \underline{\mathbf{R}}_V^{-1} \underline{\mathbf{H}})^{-1} \underline{\mathbf{H}}^H \underline{\mathbf{R}}_V^{-1} \underline{\mathbf{Y}}$ - коэффициент передачи матричного фильтра. Оценка информационных бит производится методом отображения пространства сигналов на пространство информационных бит, используя для этого максимально правдоподобную оценку сигнала:

$$\hat{\mathbf{b}}_{\text{МП}} = \text{quantizer } \hat{\underline{\mathbf{S}}}_{\text{МП}}(\mathbf{b}).$$

Демодуляция сигнала и выделение дискретного сообщения – набора информационных бит зависит от используемой модуляции и производится путем разбиения области сигнального созвездия на области, соответствующие передаваемым битам.

Структурная схема алгоритма двухэтапной обработки ММО сигнала и выделения бит на рис.3.12. На первом этапе производится оценивание сигнала, излученного передатчиком, методом максимального правдоподобия. На втором этапе производится демодуляция сигнала и выделение информационных бит.

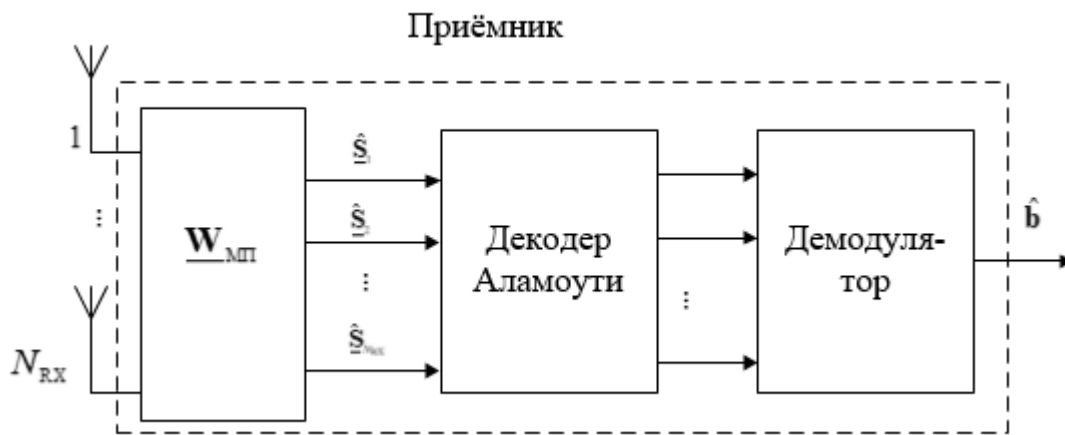


Рис. 3.12. Структурная схема двухэтапной обработки ММО сигнала и выделения бит

3.4 Разработка адаптивного алгоритма обработки по критерию максимального правдоподобия с пространственным кодированием

Аламути

Адаптивный алгоритм, использующий критерий минимальной среднеквадратичной ошибки (МСКО) с алгоритмом наискорейшего спуска, имеет ряд существенных недостатков. Одной из основных проблем является скорость сходимости; алгоритм наискорейшего спуска часто сходится медленно, особенно когда размер шага выбран неоптимально. Большой размер шага может привести к нестабильности, в то время как малый размер шага приводит к очень медленной сходимости [59-61]. Хотя критерий МСКО является оптимальным для минимизации среднеквадратичной ошибки, итеративный характер алгоритма наискорейшего спуска может потребовать больших вычислительных затрат, особенно в крупномасштабных системах [62,63]. Алгоритм также очень чувствителен к начальным условиям, где низкие начальные веса могут привести к увеличению времени сходимости или сходимости к локальным минимумам [64]. В изменяющихся во времени условиях алгоритм наискорейшего спуска с трудом справляется с быстрым отслеживанием изменений, что приводит к неоптимальной производительности [24]. Кроме того, поверхность ошибок при оптимизации МСКО может быть сложной, и алгоритм наискорейшего спуска не всегда может найти глобальный минимум, особенно в нелинейных или невыпуклых сценариях [16].

Адаптивные алгоритмы, использующие критерий максимального правдоподобия (МП), в сочетании с ортогональным блочным кодированием, таким как схема Аламути, препроцессор Грама-Шмидта адаптивные циклы Хауэллса-Эпплбаума, позволяют решить задачу повышения помехоустойчивости [16]. В этой части диссертации предлагается адаптивный алгоритм обработки по критерию максимального правдоподобия с пространственным кодированием Аламути с использованием препроцессора Грама-Шмидта и адаптивных циклов Хауэллса-Эпплбаума.

Рассматривается пространственная структура ММО системы как в п.3.3.

Для подавления пространственно коррелированных помех используются линейная пространственная обработка, реализуемая с помощью матричного фильтра $\tilde{\mathbf{Y}} = \mathbf{W}\mathbf{Y}$. Ранее установлено [39,46], что характеристика матричного фильтра задается из требования декорреляции помехи: $\mathbf{W} = (\text{chol}(\mathbf{R}_Z))^{-1}$. Однако, корреляционная матрица помех $\mathbf{R}_Z$ часто априори неизвестна.

Представим декорреляцию помехи как один из вариантов препроцессорной обработки [16]. Такая обработка может быть реализована с помощью ортогонализации Грама-Шмидта. На рис. 3.13, 3.14 приведены схемы препроцессора Грама-Шмидта и препроцессора Грама-Шмидта с адаптивными контурами Хауэллса-Эпплбаума.

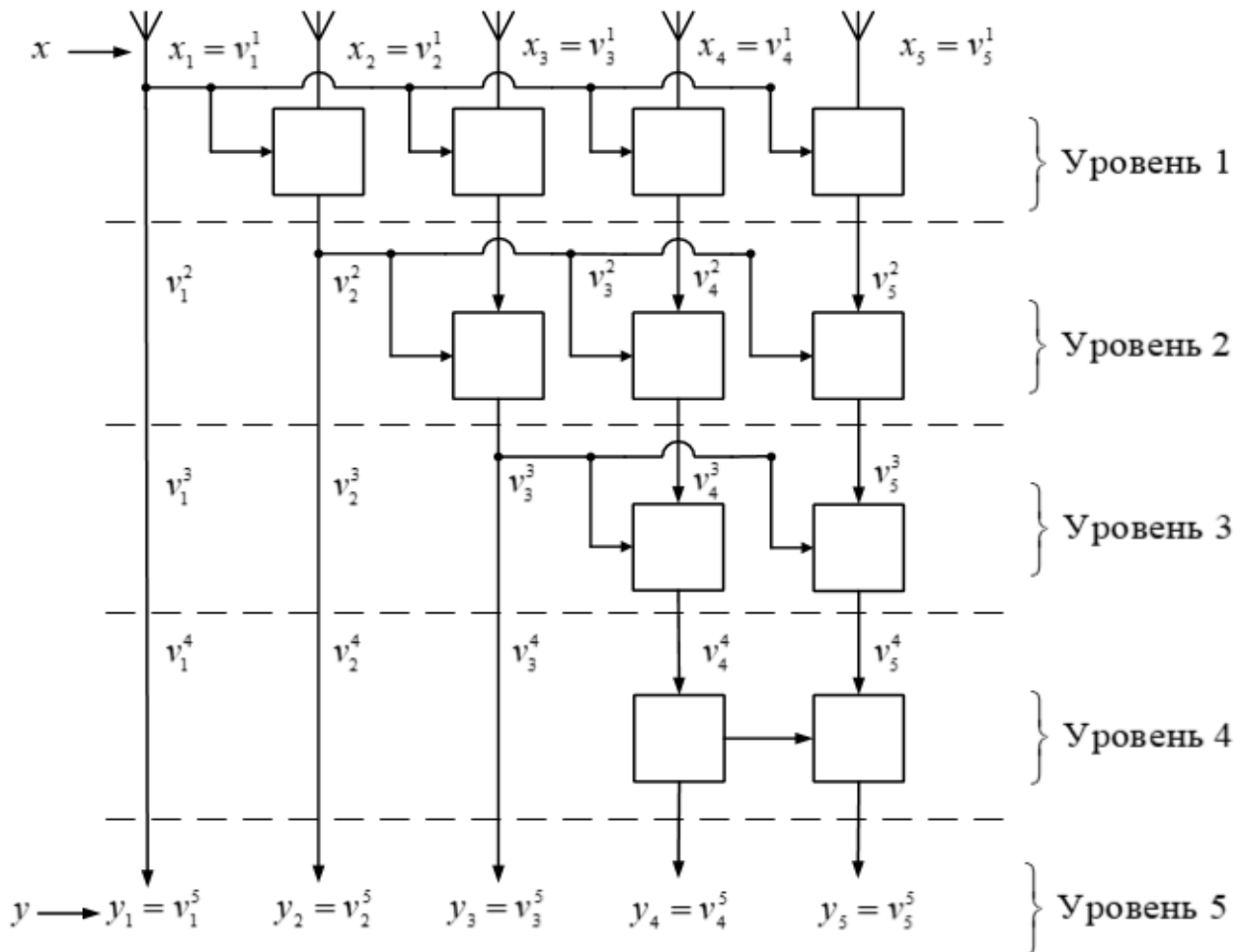


Рис. 3.13. Структурная схема препроцессорной обработки Грама-Шмидта для ММО систем с $N_{\text{RX}} = 5$

В приемных антенных ММО системы препроцессор Грама-Шмидта обеспечивает ортогонализацию сигналов, принимаемых антеннами, что обеспечивает декорреляцию помех. Адаптивный контур Хауэллса-Эпплбаума последовательно установить весовые коэффициенты таким образом, чтобы обеспечить декорреляцию выходных сигналов на каждом уровне препроцессорной обработки.

Преобразование Грама-Шмидта имеет вид

$$\underline{v}_n^{k+1} = \underline{v}_n^k - \underline{w}_{k(n-1)} \underline{v}_k^k, \quad k+1 \leq n \leq N_{RX},$$

где n – номер пространственного канала, k – номер уровня преобразования Грама-Шмидта. Для выполнения условия ортогонализации весовой коэффициент равен:

$$\underline{w}_{k(n-1)} = \frac{\overline{\underline{v}_k^{k*} \underline{v}_n^k}}{\left| \underline{v}_k^k \right|^2}.$$

Для вычисления операций статистического усреднения используют адаптивный цикл Хауэллса-Эпплбаума, механизм обратной связи, используемый для настройки весовых коэффициентов адаптивного фильтра. В работе [16] показано, что подстройка весовых коэффициентов в цикле Хауэллса-Эпплбаума сходится к препроцессору Грама-Шмидта.

Для обновления весового коэффициента на i – й итерации используется следующее рекуррентное выражение:

$$w_{k(n-1)}(i+1) = w_{k(n-1)}(i) - \gamma_a \underline{v}_k^{k*}(i) \underline{v}_n^{k+1}(i),$$

где γ_a – коэффициент адаптации.

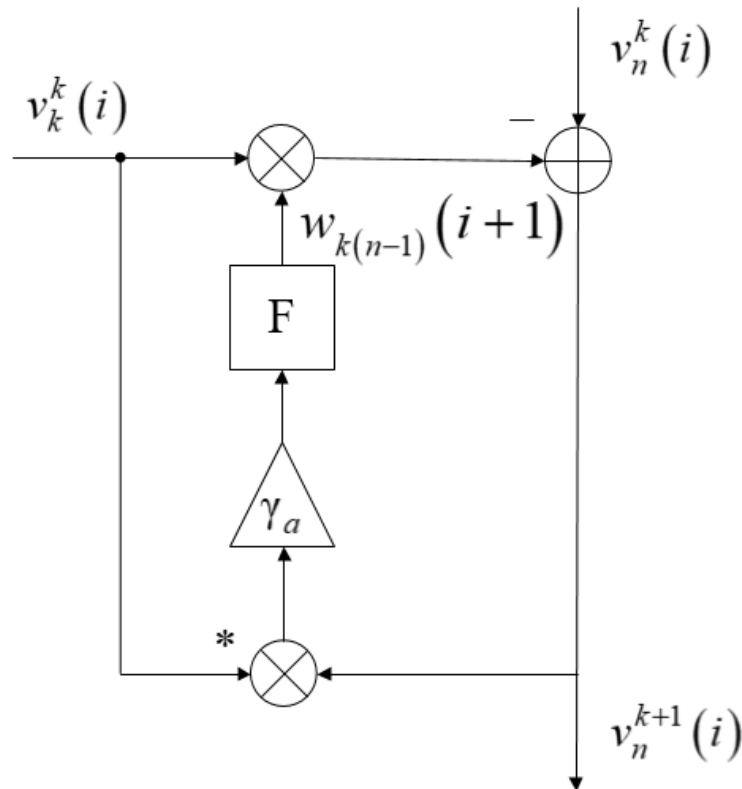


Рис. 3.14. Структурная схема типового звена адаптивного препроцессора
Грама-Шмидта

Данная формула аналогична выражению для вычисления весовых коэффициентов при непараметрической статистической априорной неопределенности. Таким образом, показано, что препроцессор Грама-Шмидта и адаптивный цикл Хауэллса-Эпплбаума можно применить для случая отсутствия информации о корреляционной матрице помехи. Для дальнейшего пространственного декодирования можно применить схему Аламоути с критерием МП как это выполнено в 3.3.

3.5 Выводы

1. Получен алгоритм оценивания ММО сигнала по критерию минимума среднего квадрата ошибки, объединяющий компенсацию помехи и пространственное декодирование. Данный алгоритм включает обращение матрицы, что позволяет отнести его к классу «Zero Forcing».

2. Предложен алгоритм пространственной обработки с отдельным подавлением помехи и пространственным декодированием ММО сигнала. Раздельное выполнение операций упрощает обработку и повышает устойчивость выполнения каждой из операций.

3. Использование фильтра декоррелятора помехи значительно уменьшает вероятность битовой ошибки. При увеличении числа приемных антенн от 2 до 10 эффективность декоррелятора повышается, а вероятность битовой ошибки уменьшается более, чем на порядок.

4. При априорной неопределенности параметров помех предлагается адаптивный компенсатор помех, состоящий из нескольких по числу приемных антенн компенсаторов помех в каждой приемной антенне. Проведенный анализ показал, что компенсация помех в многоканальном компенсаторе в значительной степени декоррелирует помеху и поэтому реализует квазиоптимальную обработку с коэффициентом подавления помех 15...25 дБ.

5. Предложен алгоритм обработки ММО сигнала, содержащий оценку сигнала по критерию максимального правдоподобия, пространственный декодер Аламоути и демодулятор. Получено выражение для весовой матрицы для получения максимально правдоподобной оценки сигнала, реализующей подавление помех и пространственное декодирование.

6. Адаптивным вариантом фильтра декоррелятора является препроцессор Грама-Шмидта, использующие адаптивные циклы Хауэллса-Эпплбаума реализуют асимптотически оптимальную обработку. Вследствие простоты циклов адаптации обеспечивается устойчивая сходимость адаптивной подстройки весовых коэффициентов.

Материалы главы 3 опубликованы в работах [54, 78, 80, 82, 83, 85, 88].

4. ТЕХНИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМОВ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО ПРИЁМА В ММО СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ПРИ ДЕЙСТВИИ ПРОСТРАНСТВЕННО КОРРЕЛИРОВАННЫХ ПОМЕХ

4.1. Влияние погрешностей оценивания канальных коэффициентов на эффективность алгоритмов приема ММО сигналов

Пусть пространственная структура системы связи ММО состоит из передатчика с N_{TX} антеннами с координатами $x_n, y_n, n = 1, \dots, N_{\text{TX}}$ и приемника с N_{RX} антеннами с координатами $x_m, y_m, m = 1, \dots, N_{\text{RX}}$, расположенными на одной плоскости. В окрестности приемных антенн располагаются K одноантенных источников помех. Сигнал в окрестности приемных антенн образуется путем преобразования вектора переданных антеннами передатчика сигналов $\underline{X}$ в многолучевом канале: $\underline{S} = \underline{H}\underline{X}$, где $\underline{H}$ – матрица канальных коэффициентов размерностью $N_{\text{RX}} \times N_{\text{TX}}$. Помеховая ситуация в окрестности приемных антенн задается суммой $\underline{V} = \underline{Z} + \underline{N}$ пространственно некоррелированных шумов $\underline{N} = \{n_1, n_2, \dots, n_{N_{\text{RX}}}\}^T$ и пространственно коррелированной помехи $\underline{Z} = \{z_1, z_2, \dots, z_{N_{\text{RX}}}\}^T$. Некоррелированный шум на выходе приемных антенн представляет собой вектор гауссовских случайных величин с корреляционной матрицей $\underline{R}_N = P_N \underline{I}$, где P_N – мощность некоррелированного шума в каждом приемном канале. Пространственно коррелированная помеха представляет собой гауссовскую случайную величину p_k с дисперсией P_k , от источника расположенного в пространстве в направлении, задаваемого азимутом α_k , а углом места $\gamma_k, k = 1, \dots, K$. На выходе приемных антенн помеха равна:

$$\underline{Z} = \sum_{k=1}^K p_k \underline{V}_k, \quad \underline{V}_k = \left\{ v_{kn} = \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda} \sin \gamma_k (x_n \cos \alpha_k + y_n \sin \alpha_k) \right], n = 1, \dots, N_{\text{RX}} \right\} -$$

направляющий вектор k –й помехи, λ – длина волны. Корреляционная матрица коррелированной помехи равна: $\underline{\mathbf{R}}_Z = \sum_{k=1}^K P_k \underline{\mathbf{V}}_k \underline{\mathbf{V}}_k^H$, где H обозначает эрмитово сопряжение вектора. Некоррелированная и коррелированная составляющие помехи статистически независимы, поэтому корреляционная матрица помехи равна сумме корреляционных матриц для коррелированной и некоррелированной составляющих: $\underline{\mathbf{R}}_V = \underline{\mathbf{R}}_Z + \underline{\mathbf{R}}_N$.

Для построения матрицы $\underline{\mathbf{H}}$ используем модель коррелированных канальных коэффициентов, которая учитывает пространственную структуру приемной и передающей антенных систем как в работе [46]. В результате на выходе приемных антенн получаем вектор наблюдаемого процесса на входе приемного тракта, $\underline{\mathbf{Y}} = \underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{X}} + \underline{\mathbf{V}}$, где $\underline{\mathbf{V}}$ – вектор-столбец помехи.

Для декорреляция пространственно коррелированных помех используется линейный фильтр с матричным коэффициентом передачи $\underline{\mathbf{W}}_{\text{дк}} = \sqrt{P_N} [\text{chol}(\underline{\mathbf{R}}_V)]^{-1}$. Учитывая изменение преобразования сообщения при декорреляции, получим новую канальную матрицу $\underline{\mathbf{H}}_1 = \underline{\mathbf{W}}_{\text{дк}} \underline{\mathbf{H}}$.

Пропускная способность MIMO системы связи при передаче коррелированных сообщений, действии пространственно-некоррелированных помех и шумов и заданной реализации канальной матрицы $\underline{\mathbf{H}}_1$ равна [1,2,10,17,18,28]:

$$C_H = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_{\text{RX}}} + \frac{q}{N_{\text{TX}}} \underline{\mathbf{H}}_1 \underline{\mathbf{H}}_1^H \right), \quad (4.1)$$

где $q = \frac{P_X}{P_N}$ – отношение сигнал-шум, P_X – дисперсия всех сигналов, передаваемых всеми передающими антеннами, $\mathbf{I}$ – единичная матрица размером $N_{\text{RX}} \times N_{\text{RX}}$.

В результате пространственного кодирования $\tilde{\mathbf{X}} = \mathbf{Q}\mathbf{X}$ и декодирования $\tilde{\mathbf{Y}} = \mathbf{U}^H \mathbf{Y}$ формируются собственные лучи, в которых наблюдаются только сигнальные символы, излучаемые одной из передающих антенн:

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \mathbf{U}^H \mathbf{H}_1 \mathbf{Q} \mathbf{X} + \mathbf{U}^H \mathbf{V} = \left\{ \tilde{y}_k = \sigma_k x_k + \tilde{v}_k, k = 1, \dots, r \right\}. \quad (4.2)$$

Преобразуем матричное выражение пропускной способности к диагональному виду с использованием разложения канальной матрицы по сингулярным числам $\mathbf{H}_1 = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{Q}^H$:

$$C_H = \log_2 \det \left(\mathbf{I} + \frac{q}{N_{TX}} \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{Q}^H \left(\mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{Q}^H \right)^H \right) = \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \frac{q}{N_{TX}} \sigma_k^2 \right), \quad (4.3)$$

где $\mathbf{U}, \mathbf{Q}$ – унитарные матрицы размером $N_{RX} \times r$ и $r \times N_{TX}$ соответственно, для которых справедливо $\mathbf{U} \mathbf{U}^H = \mathbf{Q} \mathbf{Q}^H = \mathbf{I}$; $\mathbf{\Sigma} = \{\sigma_k, k = 1, \dots, r\}$ – диагональная матрица сингулярных чисел размером $r \times r$, $r \leq \min(N_{TX}, N_{RX})$ – ранг матрицы $\mathbf{H}_1$. Полученное выражение можно трактовать как пропускную способность параллельно включенных r независимых каналов передачи информации. Из полученного выражения следует, что при точном значении канальной матрицы $\mathbf{H}_1$ происходит разделение сигналов, передаваемых каждой передающей антенной по собственным каналам приема. В работах [65,66] приведен анализ пропускной способности MIMO системы с учетом погрешностей канальной матрицы.

Если канальная матрица известна с некоторой ошибкой $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H}_1 + \Delta \mathbf{H}$, то в собственных лучах образуется взаимная интерференция сообщений и формирования независимых каналов не происходит. Сигнал на выходах приемных антенн при этом имеет вид:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{Y}} &= \hat{\mathbf{U}}^H \mathbf{H}_1 \hat{\mathbf{Q}} \Phi \mathbf{X} + \hat{\mathbf{U}}^H \mathbf{V} = \hat{\mathbf{U}}^H \mathbf{H}_1 \hat{\mathbf{Q}} \Phi \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{V}} = \\ &= \left\{ \hat{\sigma}_m \left(\hat{\mathbf{U}}^H \mathbf{H}_1 \hat{\mathbf{Q}} \right)_{mm} \varphi_m x_m + \sum_{k=1, k \neq m}^r \hat{\sigma}_k \left(\hat{\mathbf{U}}^H \mathbf{H}_1 \hat{\mathbf{Q}} \right)_{mk} \varphi_k x_k + \tilde{v}_m, m = 1, \dots, r \right\}, \end{aligned} \quad (4.4)$$

где $\hat{\underline{\mathbf{U}}}, \hat{\underline{\mathbf{Q}}}, \hat{\underline{\Sigma}}$ получены в результате сингулярного разложения оценки канальной матрицы $\hat{\underline{\mathbf{H}}} = \hat{\underline{\mathbf{U}}} \hat{\underline{\Sigma}} \hat{\underline{\mathbf{Q}}}^H$; $\underline{\Phi} = \{\varphi_m, m = 1, \dots, r\}$ – диагональная матрица, квадрат элементов которой φ_m^2 задает распределение мощности между собственными лучами; $(\bullet)_{mk}$ обозначает элемент матрицы в скобках. Слагаемое $\hat{\sigma}_m \left(\hat{\underline{\mathbf{U}}}^H \underline{\mathbf{H}} \hat{\underline{\mathbf{Q}}} \right)_{mm} \varphi_m \underline{x}_m$ представляет собой сообщение, передаваемое по m -му собственному каналу. Слагаемое $\sum_{k=1, k \neq m}^r \hat{\sigma}_k \left(\hat{\underline{\mathbf{U}}} \underline{\mathbf{H}} \hat{\underline{\mathbf{Q}}} \right)_{mk} \varphi_k \underline{x}_k$ является взаимной помехой, которая обусловлена взаимным влиянием собственных каналов из-за наличия матрицы ошибок $\Delta \underline{\mathbf{H}}$. Слагаемое $\tilde{\underline{v}}_m$ описывает собственный шум с мощностью P_N , некоррелированный в разных собственных каналах. Наличие помех, вызванных интерференцией сообщений в собственных лучах, свидетельствует о неполном разделении сообщений. Отношение мощности сообщения к суммарной мощности шума и взаимной помехи для каждого собственного луча равно [67]:

$$q_m = \frac{q \varphi_m^2 \left| \left(\hat{\underline{\mathbf{U}}}^H \underline{\mathbf{H}}_1 \hat{\underline{\mathbf{Q}}} \right)_{mm} \right|^2}{1 + q \sum_{k=1, k \neq m}^r \left| \left(\hat{\underline{\mathbf{U}}}^H \underline{\mathbf{H}}_1 \hat{\underline{\mathbf{Q}}} \right)_{mk} \right|^2}, \quad (4.5)$$

где $\varphi_m, m = 1, \dots, r$, задает распределение мощности в каналах из условия

$$\sum_{m=1}^r \varphi_m^2 = 1.$$

Пропускная способность ММО-канала с учетом ошибок матрицы канальных коэффициентов определяется выражением:

$$C_H = \sum_{m=1}^r \log_2 \det(1 + q_m). \quad (4.6)$$

Моделирование проведем для канальной матрицы, полученной для равномерных угловых спектров $p_{\text{TX}}(\theta) = p_{\text{RX}}(\theta) = 1/2\pi$, а дисперсия канальных коэффициентов равна $D_H = 1$. Полагаем, что антенны образуют линейные

эквидистантные антенные решетки с координатами антенн $x_n = 0, y_n = d(n-1), n=1, \dots, N_{\text{TX}} (N_{\text{RX}})$, расположенные в одной плоскости с плоскостью антенн, распределение мощности при передаче является равномерным по каждой передающей антенне $\varphi_m^2 = \frac{1}{N_{\text{TX}}}$, а помехи располагаются в угловом секторе $0 < \alpha_k < 360^\circ$ случайно, независимо и равновероятно, $\gamma_k = 90^\circ$. Отношение сигнал-шум равно $q = 10 \lg \frac{P_X}{P_N} = 10$ дБ, отношение помеха-шум для каждой из помех равно $p_k = 10 \lg \frac{P_k}{P_N} = 30$ дБ, $k = 1, \dots, K$. Число источников помех равно $K = 5$.

Рассмотрим влияние погрешности канальной матрицы на пропускную способность ММО системы. Погрешности канальной матрицы задается случайной величиной $\Delta \underline{\mathbf{H}} = \varepsilon (I_H + jQ_H)$ с независимыми квадратурными составляющими погрешности канальной матрицы $I_H, Q_H, \varepsilon = 0, 5, 10, 20\%$. Получим $\hat{\underline{\mathbf{H}}} = \underline{\mathbf{H}} + \Delta \underline{\mathbf{H}}$.

На рис. 4.1 приведены зависимости пропускной способности от количества приемных антенн при $N_{\text{TX}} = 2, d = 0,5\lambda$ с учетом погрешности канальной матрицы. Анализ зависимостей на рис.4.1 показал, что при увеличении количества приемных антенн пропускная способность увеличивается. При действии пространственно-коррелированных помех способность подавления помех зависит от количества приемных антенн. При заданном количестве источников помех $K = 5$ пропускная способность стремится к нулю при $N_{\text{RX}} \leq 5$ а при $N_{\text{RX}} \geq 6$ начинает увеличиваться. С учетом погрешности канальной матрицы при увеличении значения ε пропускная способность уменьшается. При увеличении числа приемных антенн разность значений пропускной способности при $\varepsilon = 0\%$ и при $\varepsilon = 20\%$ тоже увеличивается. При увеличении числа приемных антенн относительное снижение пропускной способности

вследствие ошибок канальной матрицы уменьшается. Таким образом, можно заключить, что рост числа антенн является одним из способов борьбы с влиянием ошибок.

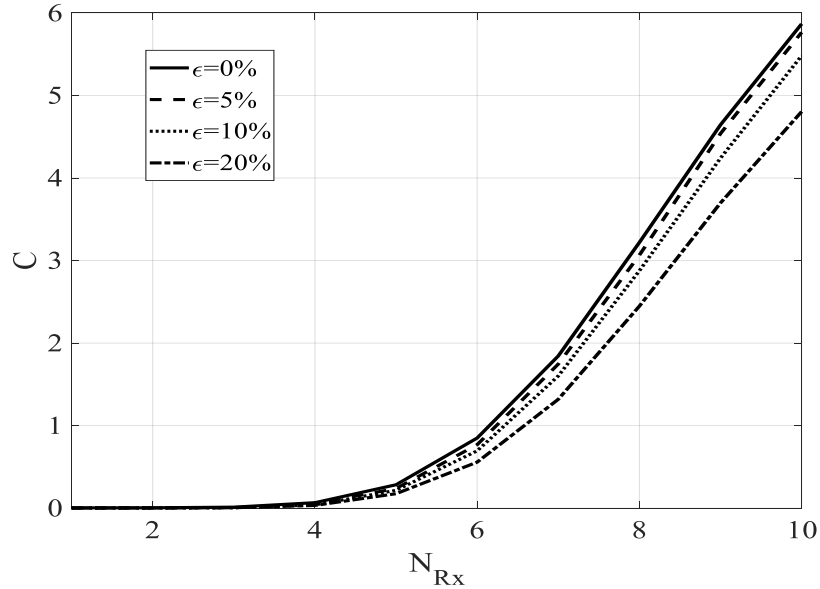


Рис. 4.1. Зависимость пропускной способности от количества приемных антенн при $N_{TX} = 2$, $d = 0,5\lambda$ с учетом погрешности канальной матрицы

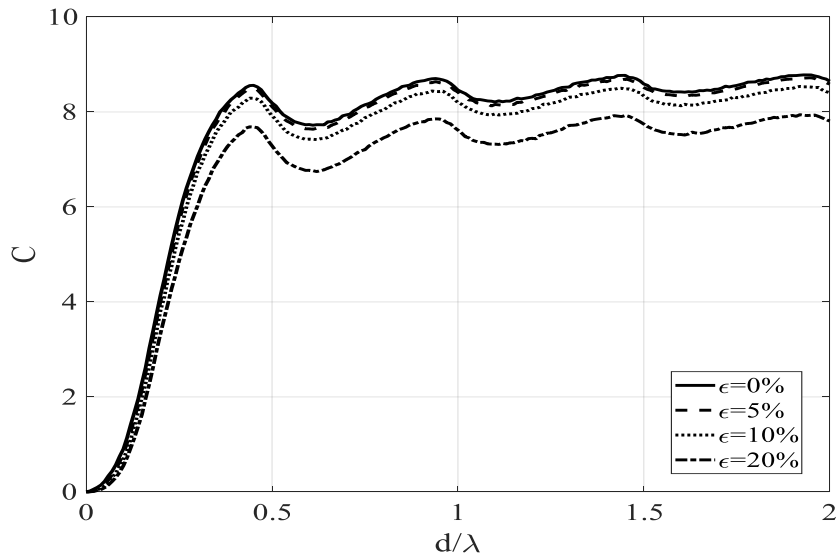


Рис. 4.2. Зависимость пропускной способности от расстояния между антеннами при $N_{TX} = 2$, $N_{RX} = 10$ с учетом погрешности канальной матрицы

Анализ зависимостей на рис.4.2 показал, что при небольших интервалах между антеннами пропускная способность остается небольшой, что . При достаточном значении расстояния между элементами $d \geq 0,5\lambda$ пропускная способность достигает предельного значения, соответствующего некоррелированным канальным коэффициентам. С учетом погрешностей канальной матрицы при изменении расстояния между антеннами в пределах $0 < d < 0,5\lambda$ пропускная способность уменьшается, но разность значений пропускной способности при $\varepsilon=0\%$ и при $\varepsilon=20\%$ не сильно отличаются друг от друга.

4.2. Разработка технических средств реализации алгоритмов приема ММО сигналов при действии мешающих сигналов

В предыдущих главах диссертации рассмотрено применение различных линейных фильтров для помехоустойчивого приема в системах ММО: применение декоррелирующего фильтра и МСКО компенсатора с использованием алгоритма наискорейшего спуска. Для технической реализации этих фильтров на практике рассмотрим случаи их применение в ММО системе при действии пространственно коррелированных помех и пространственном кодировании кодом Аламоути.

Пространственная структура ММО системы передачи информации определяется расположением на плоскости $N_{\text{TX}} = 2$ передающих антенн и $N_{\text{RX}} = 2$ приемных антенн с координатами $x_m, y_m, m = 1, \dots, N_{\text{TX}}$, и $x_n, y_n, n = 1, \dots, N_{\text{RX}}$. Кроме того, K источников помех расположены в той же плоскости. Изменения электромагнитной волны при распространении от передатчика к приемнику задаются матрицей канальных коэффициентов $\mathbf{H}$, которая отражает преобразование амплитуды и фазы сигнала в рассматриваемой пространственной структуре передающих и приемных антенн.

Помеховая ситуация в окрестности приемных антенн задается суммой $\underline{\mathbf{V}} = \underline{\mathbf{Z}} + \underline{\mathbf{N}}$ пространственно некоррелированных шумов $\underline{\mathbf{N}} = \{\underline{n}_1, \underline{n}_2, \dots, \underline{n}_{N_{\text{RX}}}\}^T$ и пространственно коррелированной помехи $\underline{\mathbf{Z}} = \{\underline{z}_1, \underline{z}_2, \dots, \underline{z}_{N_{\text{RX}}}\}^T$. Некоррелированный шум на выходе приемных антенн представляет собой вектор гауссовских случайных величин с корреляционной матрицей $\underline{\mathbf{R}}_N = P_N \underline{\mathbf{I}}$, где P_N – дисперсия некоррелированного шума в каждом приемном канале. Пространственно коррелированная помеха представляет собой гауссовскую случайную величину $\underline{p}_k$ с дисперсией P_k , от источника, расположенного в пространстве в направлении, задаваемого азимутом α_k , а углом места $\gamma_k, k = 1, \dots, K$. На выходе приемных антенн помеха равна: $\underline{\mathbf{Z}} = \sum_{k=1}^K \underline{p}_k \underline{\mathbf{V}}_k$, где $\underline{\mathbf{V}}_k = \left\{ \underline{v}_{kn} = \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda} \sin \gamma_k (x_n \cos \alpha_k + y_n \sin \alpha_k) \right], n = 1, \dots, N_{\text{RX}} \right\}$ – направляющий вектор k -й помехи, λ – длина волны. Корреляционная матрица коррелированной помехи равна: $\underline{\mathbf{R}}_Z = \sum_{k=1}^K P_k \underline{\mathbf{V}}_k \underline{\mathbf{V}}_k^H$, где H обозначает эрмитово сопряжение вектора. Некоррелированная и коррелированная составляющие помехи статистически независимы, поэтому корреляционная матрица помехи равна сумме корреляционных матриц для коррелированной и некоррелированной составляющих: $\underline{\mathbf{R}}_V = \underline{\mathbf{R}}_Z + \underline{\mathbf{R}}_N$.

Для подавления пространственно коррелированных помех используются линейная пространственная обработка, реализуемая с помощью матричного фильтра $\tilde{\underline{\mathbf{Y}}} = \underline{\mathbf{W}}_{\text{ДК}} \underline{\mathbf{Y}}$. В работе [54] характеристика матричного фильтра задается из требования декорреляции помехи: $\underline{\mathbf{W}}_{\text{ДК}} = \sqrt{P_N} [\text{chol}(\underline{\mathbf{R}}_V)]^{-1}$. Однако, корреляционная матрица помех часто априори неизвестна. Для устранения априорной неопределенности используется алгоритм адаптации по критерию минимума среднего квадрата некомпенсированных помех [16]. Для

реализации этого подхода рассмотрим характеристику фильтров $\underline{\mathbf{W}}_m$ обеспечивающую подавление помех в m -м приемном канале помехами, принятыми всеми остальными $(N_{\text{RX}} - 1)$ приемными каналами. Для каждого компенсатора обеспечивается подавление помех по критерию минимума мощности выходного сигнала m -го приемного канала, что обеспечивает работу компенсатора помех в адаптивном режиме. Действие МСКО компенсаторов помехи также можно представить в виде матричного фильтра:

$$\underline{\mathbf{W}}_{\text{МСКО}} = \begin{bmatrix} 1 & -\underline{w}_{11} & \dots & -\underline{w}_{1(N_{\text{RX}}-1)} \\ -\underline{w}_{21} & 1 & \dots & -\underline{w}_{2(N_{\text{RX}}-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -\underline{w}_{(N_{\text{RX}}-1)1} & \dots & -\underline{w}_{(N_{\text{RX}}-1)(N_{\text{RX}}-1)} & 1 \end{bmatrix}.$$

Рассматриваются сигналы с двоичной фазовой модуляцией (BPSK). Предложенная Аламоути [58] ортогональная кодовая матрица для $N_{\text{TX}} = 2$ имеет вид: $\underline{\mathbf{S}} = \begin{bmatrix} \underline{x}_1 & \underline{x}_2 \\ -\underline{x}_2^* & \underline{x}_1^* \end{bmatrix}$. За два последовательных временных такта передается 2 символа, поэтому скорость пространственно-временного кодирования равна 1. На приемной стороне сигнал принимается каждой из приемных антенн в два последовательных момента времени:

$$\underline{\mathbf{Y}}_m = \begin{bmatrix} \underline{y}_{m1} \\ \underline{y}_{m2} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{q}{2}} \begin{bmatrix} \underline{x}_1 & \underline{x}_2 \\ -\underline{x}_2^* & \underline{x}_1^* \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \underline{h}_{m1} \\ \underline{h}_{m2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{v}_{m1} \\ \underline{v}_{m2} \end{bmatrix}, \quad (4.7)$$

где q – отношение сигнал-шум, m – номер приемной антенны. Перепишем полученное выражение в эквивалентном виде:

$$\underline{\mathbf{Y}}_m = \begin{bmatrix} \underline{y}_{m1} \\ \underline{y}_{m2}^* \end{bmatrix} = \left(\sqrt{\frac{q}{2}} \underline{\mathbf{H}}_m \underline{\mathbf{X}} + \underline{\mathbf{V}}_m \right) = \sqrt{\frac{q}{2}} \begin{bmatrix} \underline{h}_{m1} & \underline{h}_{m2} \\ \underline{h}_{m2}^* & -\underline{h}_{m1}^* \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \underline{x}_1 \\ \underline{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{v}_{m1} \\ \underline{v}_{m2}^* \end{bmatrix}. \quad (4.8)$$

где $\underline{\mathbf{H}}_m$ – кодирующая матрица Аламоути, состоящая из элементов канальной матрицы. Для подавления помех используется ее декорреляция с помощью линейного фильтра с матричным коэффициентом передачи $\underline{\mathbf{W}}_{\text{ДК}}$:

$$\tilde{\mathbf{Y}}_k = \mathbf{W}_{\text{ДК}} \mathbf{Y}_k = \left\{ \sum_{n_1=1}^{N_{\text{RX}}} w_{n_2 n_1} y_{n_1 k}, n_2 = 1, \dots, N_{\text{RX}} \right\}, \quad (4.9)$$

где $\mathbf{Y}_k = \begin{bmatrix} y_{1k} & y_{2k} & \dots & y_{N_{\text{RX}}k} \end{bmatrix}^T$ – вектор сигнала в приемных антеннах в k – ом временном такте, $k = 1, 2$. В результате сигнал передающих антенн преобразуется с помощью эквивалентной канальной матрицы $\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{W}_{\text{ДК}} \mathbf{H}$.

Используя свойство ортогональности матрицы $\mathbf{H}_m = \begin{bmatrix} \underline{h}_{m1} & \underline{h}_{m2} \\ * & * \\ \underline{h}_{m2} & -\underline{h}_{m1} \end{bmatrix}$, запишем

алгоритм пространственного декодирования сигнала m – й приемной антенны:

$$\mathbf{Z}_m = \mathbf{H}_m^H \mathbf{Y}_m = \sqrt{\frac{q}{2}} \left(|\underline{h}_{m1}|^2 + |\underline{h}_{m2}|^2 \right) \times \begin{bmatrix} \underline{x}_1 \\ \underline{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{w}_{m1} \\ * \\ \underline{w}_{m2} \end{bmatrix}. \quad \text{Суммируя статистики всех}$$

приемных антенн, получим:

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \underline{z}_1 \\ \underline{z}_2 \end{bmatrix} = \sum_{m=1}^{N_{\text{RX}}} \mathbf{Z}_m = \sum_{m=1}^{N_{\text{RX}}} \begin{bmatrix} \underline{z}_{m1} \\ \underline{z}_{m2} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{q}{2}} \sum_{m=1}^{N_{\text{RX}}} \left(|\underline{h}_{m1}|^2 + |\underline{h}_{m2}|^2 \right) \times \begin{bmatrix} \underline{x}_1 \\ \underline{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{w}_{m1} \\ * \\ \underline{w}_{m2} \end{bmatrix}. \quad (4.10)$$

На рис.4.3 приведена структурная схема технической реализации обеляющего фильтра и пространственного декодирования в системе MIMO 2×2 с использованием схемы Аламоути. Платформа Xilinx Virtex-II представляет собой комплексное программируемое решение для разработки DSP и цифровых систем передачи данных [68-71]. Для реализации этой схемы было выбрано устройство Xilinx XC2V4000-6BF957. Нужно записать 3 матрицы $\mathbf{H}$, $\mathbf{W}$, $\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{W}\mathbf{H}$ в оперативном запоминающем устройстве (ОЗУ). Для системы MIMO 2×2 у каждой из этих матриц есть 4 комплексных элемента, каждый элемент записывается в виде двух слов данных длиной 18 бит каждый, поэтому объем данных для вычисления начальной оценки равен: $3 \times 4 \times 18 \times 2 = 432$ бит, и эти данные записываются в оперативном запоминающем устройстве (ОЗУ).

Для получения статистики рассмотрим пример умножения двух матриц размером 2×2 , каждый элемент матрицы произведения записывается в виде

слова данных 18 бит. Сначала рассмотрим сложение 2 элементов, совершающее по принципу параллельного совершения нужно 1 сумматор и 1 такт. Потом рассмотрим умножения двух слова данных 18 бит при применении умножители 18×18 нужно 1 такт. При умножении двух матриц размером 2×2 каждый элемент матрицы произведения записывается в виде двух слова данного 18 бит, а для вычислений нужно 8 умножителей, 4 сумматора, 18 бит памяти для хранения результата, время вычислений 2 такта и записываются в блок памяти ZBT SRAM.

Таблица 4.1 - Расчет вычислительных затрат для одного блока без параллельно совершающихся много вычислений

Вычисление	Число умножителей	Число сумматоров	Объем в блочной памяти (бит)	Число тактов
$y_{11} = w_{11}y_{11} + w_{12}y_{12}$	2	1	18	3
$y_{12} = w_{21}y_{11} + w_{22}y_{12}$	2	1	18	3
$y_{21} = w_{11}y_{21} + w_{12}y_{22}$	2	1	18	3
$y_{22} = w_{21}y_{21} + w_{22}y_{22}$	2	1	18	3
$z_{11} = y_{11}^* h_{11} + y_{21}^* h_{21}$	2	1	18	3
$z_{21} = y_{11}^* h_{21} - y_{21}^* h_{11}$	2	1	18	3
$z_{12} = y_{12}^* h_{12} + y_{22}^* h_{22}$	2	1	18	3
$z_{22} = y_{12}^* h_{22} - y_{22}^* h_{12}$	2	1	18	3
$z_1 = z_{11} + z_{21}$	0	1	18	1
$z_2 = z_{12} + z_{22}$	0	1	18	1
Сумма	16	10	180	20

Известно [72-75], что реализация устройств на ПЛИС позволяет параллельно выполнять различные вычисления. Параллельное выполнение вычислений позволяет значительно уменьшить затраты времени на вычисления. При этом вычислительные затраты рассчитываются по вычислению, имеющему наибольшие вычислительные затраты. При этом в процессе вычислений текущие данные запоминаются в регистре, а полученный результат запоминается в блоке памяти.

Проведем расчет вычислительных затрат при технической реализации обеляющего фильтра в 2×2 ММО системе с использованием пространственного кодирования Аламути, когда параллельно совершающейся много вычислений, на ПЛИС по рядам, отраженным на рисунке 4.3. Результаты расчета вычислительных затрат при технической реализации по рядам на рисунке 4.3 отражены в таблицах 4.1-4.3.

Таблица 4.2 - Расчет вычислительных затрат для одного блока с параллельно совершающимися много вычислениями

Вычисление	Число умножи- тели	Число сумма- торов	Объем в блочной памяти (бит)	Число тактов
$y_{11} = w_{11}y_{11} + w_{12}y_{12}$	2	1	18	3
$y_{12} = w_{21}y_{11} + w_{22}y_{12}$	2	1	18	параллельно
$y_{21} = w_{11}y_{21} + w_{12}y_{22}$	2	1	18	параллельно
$y_{22} = w_{21}y_{21} + w_{22}y_{22}$	2	1	18	параллельно
$z_{11} = y_{11}^* h_{11}^* + y_{21}^* h_{21}^*$	2	1	18	3
$z_{21} = y_{11}^* h_{21}^* - y_{21}^* h_{11}^*$	2	1	18	параллельно
$z_{12} = y_{12}^* h_{12}^* + y_{22}^* h_{22}^*$	2	1	18	параллельно
$z_{22} = y_{12}^* h_{22}^* - y_{22}^* h_{12}^*$	2	1	18	параллельно

$\hat{z}_1 = z_{11} + z_{21}$	0	1	18	1
$\hat{z}_2 = z_{12} + z_{22}$	0	1	18	1
Сумма	16	10	180	8

Таблица 4.3 - Расчет вычислительных затрат для одного блока

Вычисление	Число умножи- телей	Число сумма- торов	Объем в блочной памяти (бит)	ОЗУ (бит)	Число тактов
Определение коэффициентов				216	
Без параллельно совершающихся много вычислений	16	10	126		20
С параллельно совершающимися много вычислениями	16	10	126		8

Таблица 4.4 – Технические характеристики отладочной платы микросхемы
Virtex-II XC2V4000-6BF957

Число фрагментов	Объем па- мяти, кбит	Число умножителей 18×18	Число входов- выходов	Число DCM модулей	Тактовая частота DCM макс., МГц
23040	2 160	120	912	12	420

В микросхеме Virtex-II XC2V4000-6BF957 доступно 4 миллиона системных элементов. Он также включает в себя 120 встроенных умножителей, 120 блоков оперативной памяти. Каждый блок оперативной памяти имеет емкость 18 Кбит и 23040 фрагментов. Внутренняя тактовая частота может достигать 420 МГц.

При использовании тактового генератора с частотой $f_{\text{такт}} = 420$ МГц и периодом такта $T_{\text{такт}} = 2,38$ нс необходимое время вычислений равно $20 \times 2,38 = 47,6$ нс когда без параллельно совершающихся много вычислений и равно $8 \times 2,38 = 19,04$ нс, когда с параллельно совершающимися много вычислениями. Для сигналов стандарта IEEE 802.11.n частота дискретизации составляет не менее 40 МГц. Поэтому для обработки таких сигналов в микросхеме Virtex-II XC2V4000-6BF957 необходимо устанавливать частоту дискретизации в ЦАП в 50 МГц. Это означает, что для эффективной обработки сигналов стандарта IEEE 802.11n потребуется правильно настроить тактовый генератор и распределить вычислительные ресурсы микросхемы. Важно также учитывать, что при параллельной обработке данных можно значительно сократить время вычислений, что особенно критично для высокоскоростных беспроводных коммуникаций. Таким образом, использование возможностей параллельной обработки в FPGA Virtex-II XC2V4000-6BF957 позволяет достичь высокой производительности и эффективности при работе с сигналами стандарта IEEE 802.11n.

При моделировании с использованием персонального компьютера с конфигурацией: процессор Intel(R) Core(TM) i5-2410M CPU @ 2.30GHz, 2-ядерный, 64-разрядная операционная система Windows с помощью функций tic/toc в среде MatLab дает необходимое время последовательных вычислений равно 513 нс. Это показывает, что производительность процессора для этой задачи довольно высока, но может быть ограничена из-за одновременной обработке многих других действий на персональном компьютере. В то же время, использование FPGA Virtex-II XC2V4000-6BF957 позволяет значительно ускорить вычисления за счет параллельной обработки данных.

Таким образом, для реализации алгоритмов обработки сигналов стандарта IEEE 802.11n на базе FPGA можно достичь высокой производительности и эффективности. Параллельная архитектура FPGA позволяет выполнять множество операций одновременно, что значительно

сокращает общее время вычислений. Это особенно важно для систем MIMO 2x2, где требуется высокая скорость обработки данных для обеспечения надежной и быстрой передачи информации.

Можно заключить, что техническая реализация обеляющего фильтра в системе MIMO 2x2 с использованием схемы Аламоути на отладочной плате микросхемы Virtex-II XC2V4000-6BF957 обеспечивается с большим запасом, имеет высокие эксплуатационные характеристики.

4.3. Экспериментальное исследование алгоритмов приёма MIMO сигналов в Wi-Fi беспроводных сетях

Целью эксперимента является определение пропускной способности канала связи и устройства WiFi в зависимости от числа антенн, а также исследование влияния пространственно коррелированных мешающих сигналов и конфигурации приемных антенн на пропускной способности канала связи.

Экспериментальный стенд состоит из аппаратной и программной частей.

Аппаратная часть состоит из 2 персональных компьютеров, один из них соединён с беспроводным широкополосным роутером Tenda AC8 AC1200 в качестве передатчика, а другой компьютер имеет сетевую карту и выносные блоки антенн ASUS PCE-AC88 AC3100 как приемник (рис.4.4). В роутере Tenda AC8 AC1200 есть 4 антенны, на выносных блоках антенн ASUS PCE-AC88 AC3100 есть 4 антенны, что позволяет создать систему MIMO 4×4 . При поочередном отключении приёмных антенн образуются системы MIMO с конфигурациями 4×3 , 4×2 , 4×1 соответственно.

Характеристики роутера Tenda AC8 AC1200 и сетевой карты ASUS PCE-AC88 AC3100 приведены в таблице 4.5. Программная часть включает себя 3 программы:

1. Веб-браузер для настройки параметров роутера Tenda AC8 AC1200 (рис.4.5)

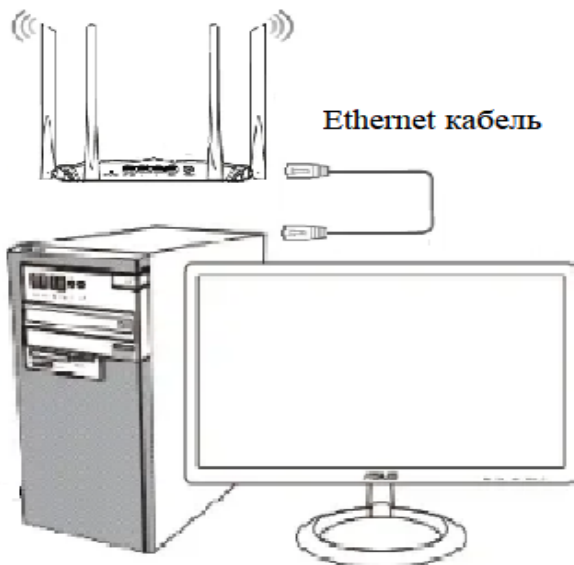
2. Программа Ixchariot.6.70 для измерения и построения графика зависимости времени от пропускной способности канала связи от времени (рис. 4.6).
3. Программа InSSIDer Home для оценки частотного размещения сигналов от разных точек доступа и измерения мощности сигналов (рис.4.7).



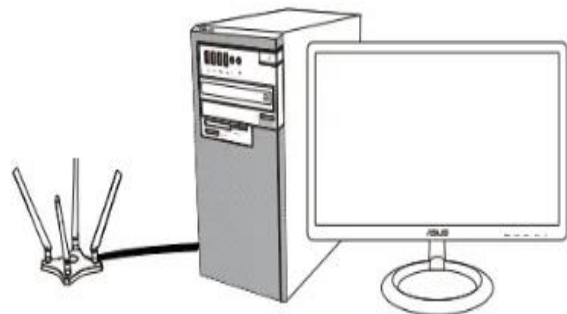
Роутер Tenda AC8 AC1200



Адаптер ASUS PCE-AC88
двухдиапазонн 4x4 AC3100 WiFi



ПК1



ПК2

Рис. 4.4. Экспериментальный комплекс для исследования пропускной способности MIMO системы

Таблица 4.5.Характеристики экспериментального стенда

	Роутер Tenda AC8 AC1200		Сетевая карта ASUS PCE-AC88 AC3100	
Аппаратное обеспечение	Стандарт и Протокол	IEEE802.3, IEEE802.3u, IEEE802.3ab	Сетевой стандарт	IEEE 802.11a, IEEE 802.11b IEEE 802.11g, WiFi 4 (802.11n), WiFi 5 (802.11ac)
	Интерфейсы	1x10/100/1000 Мбит/с WAN port 3x10/100/1000Mbps LAN ports	Интерфейс	PCI Express
	Антенна	4 двухдиапазонных антенны 6 дБи	Антенна	4 R SMA антенны
	Источник Питания	Вход : AC 100-240В, 50/60Гц Выход : DC 12В, 1А	Операционная система	Windows10 Windows7
	Размеры	200x127x33.6мм	Размеры	103.124 x 68.834 x 20.828 мм 125 г
Беспроводные характеристики	Стандарт беспроводной связи	IEEE 802.11ac/a/n @5ГГц IEEE 802.11b/g/n @2.4ГГц	Стандарт беспроводной связи	IEEE802.11a,IEEE802.11b IEEE802.11g,WiFi4(802.11n) WiFi 5 (802.11ac)
	Скорость передачи данных	5 ГГц: 867Мбит/с 2.4 ГГц: 300 Мбит/с	Скорость передачи данных	802.11 b/g/n/ac : нисходящая линия до 1000 Мбит/с, восходящая линия до 1000 Мбит/с (20/40 МГц) 802.11 a/n/ac : нисходящая линия до 2167 Мбит/с, восходящая

				линия до 2167 Мбит/с (20/40/80 МГц)
	Частота	2.4 ГГц & 5 ГГц	Частота	2.4 ГГц & 5 ГГц
	Мощность передачи	CE: <20 дБм (2.4 ГГц), < 23 дБм (5 ГГц) FCC: <30 дБм	Выходная мощность	ac mode : 18 ~21.5 дБм b mode : 24 дБм g mode : 22.5 ~24 дБм n mode : 21 ~24 дБм a/n mode : 19.5 ~24 дБм
	Основные характеристики	SSID Broadcast: Enable/Disable Transmission Power: high, medium, low Beamforming MU-MIMO		Поддержка технологии MU-MIMO
	Беспроводная безопасность	WPA-PSK/WPA2-PSK, WPA/WPA2 Wireless Security : Enable /Disable		

Для проведения эксперимента нужна установка оборудования, настройка и проверка работоспособности канала связи. Для установки параметров роутера Tenda AC8 AC1200 необходимо подключить роутер к компьютеру, при этом необходимо дождаться пока индикатор PWR не перестанет мигать. Нажать на роутере кнопку RESET и удерживать в течение 5 секунд. После этого роутер загрузится автоматически с параметрами по умолчанию.

Подсоединить роутер Ethernet кабелем к ПК1. Запустить веб-браузер на ПК1 и в адресной строке ввести адрес: `http://192.168.0.1`, после чего перейти в меню настройки роутера. На этом панели можно настроить параметры, которые необходимы для эксперимента.

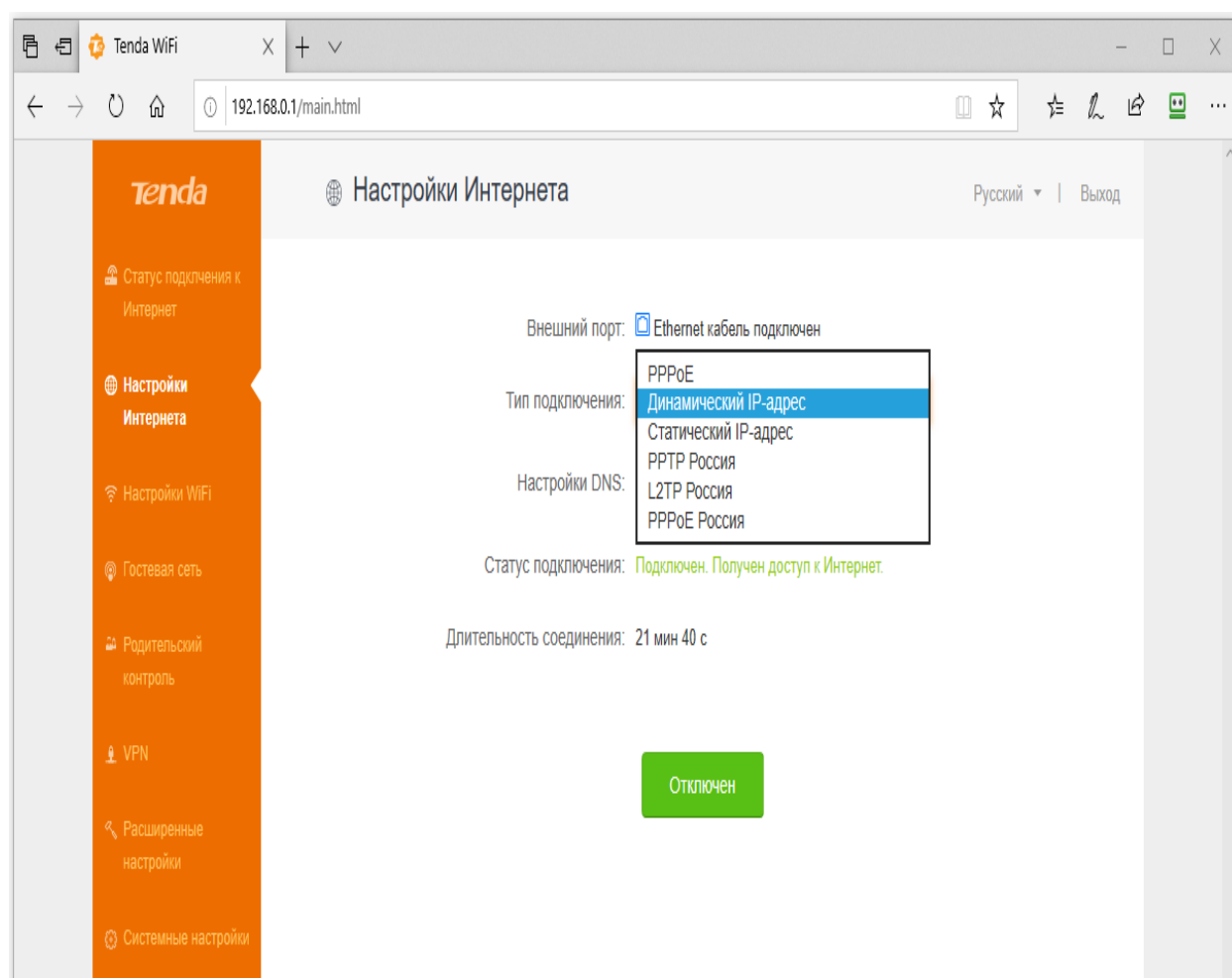


Рис. 4.5. Интерфейс для настройки параметров роутера Tenda AC1200 на веб-браузере

В разделе «Имя, пароль WiFi» настроить имя, пароль сети WiFi, режим шифрования, выбрать сеть 2,4 ГГц или 5 ГГц, включить сеть WiFi. Для данного эксперимента название сети WiFi – RTU406_test, пароль — testtest.

В разделе «Канал и полоса пропускания» настроить параметров сети 2,4 ГГц и 5 ГГц: сетевой режим, канал WiFi и полосу пропускания. Для данного эксперимента выбрана сеть 2,4 ГГц, сетевой режим 11 b/g/n смешанный, канал 13, полоса пропускания 20/40, МГц.

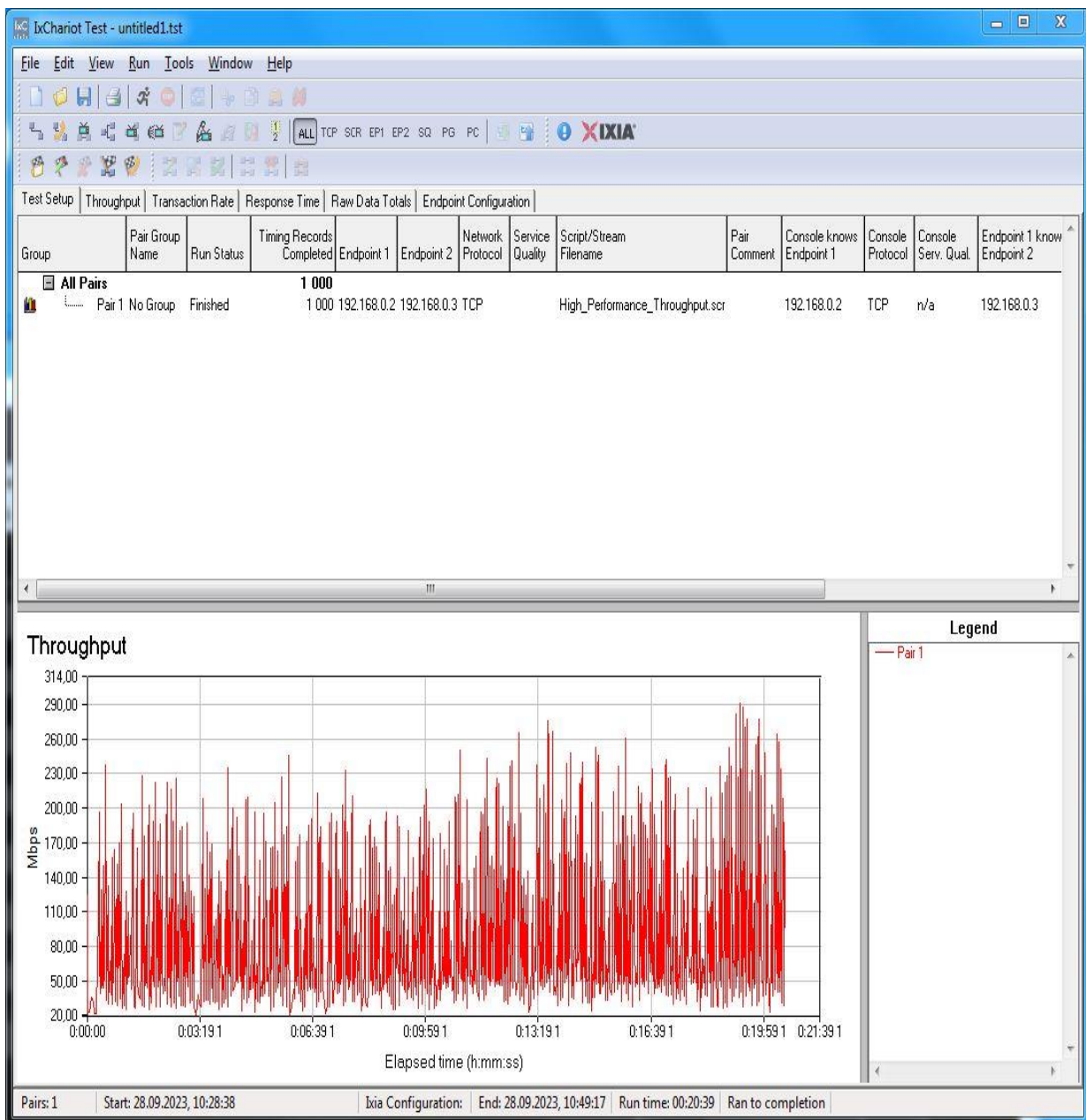


Рис. 4.6. Мониторинг пропускной способности в программе IxChariot



Рис. 4.7. Мониторинг роутеров в программе InSSIDer Home

В разделе «Мощность передачи» можно настроить уровень сигнала 2,4 ГГц и 5 ГГц: низкий, средний и высокий. Для данного эксперимента выбран высокий уровень сигнала.

На ПК2 для подключения к сети WiFi Tenda AC8 AC1200 на рабочем столе в нижнем правом углу есть значок WiFi. Нужно нажать на него, на панели «Найденные сети WiFi» найти сеть «RTU406_test». Нажать «Подключение», ввести пароль «testtest». Теперь ПК2 подключил к сети WiFi Tenda AC8 AC1200.

На ПК2 для исследования пропускной способности канала связи запустить программу IxChariot. На панели быстрого доступа нажать кнопку Add Pair. После этого в появившемся окне в строке «Endpoint 1 address» прописать IP - адрес компьютера ПК1, с которого будет передаваться информация (например,

192.168.0.2), а в строке «Endpoint 2 address» IP - адрес компьютера ПК2, который будет принимать информацию (например, 192.168.0.3) (рис.4.8). IP-адреса присваиваются компьютерам при подключении к сети автоматически.

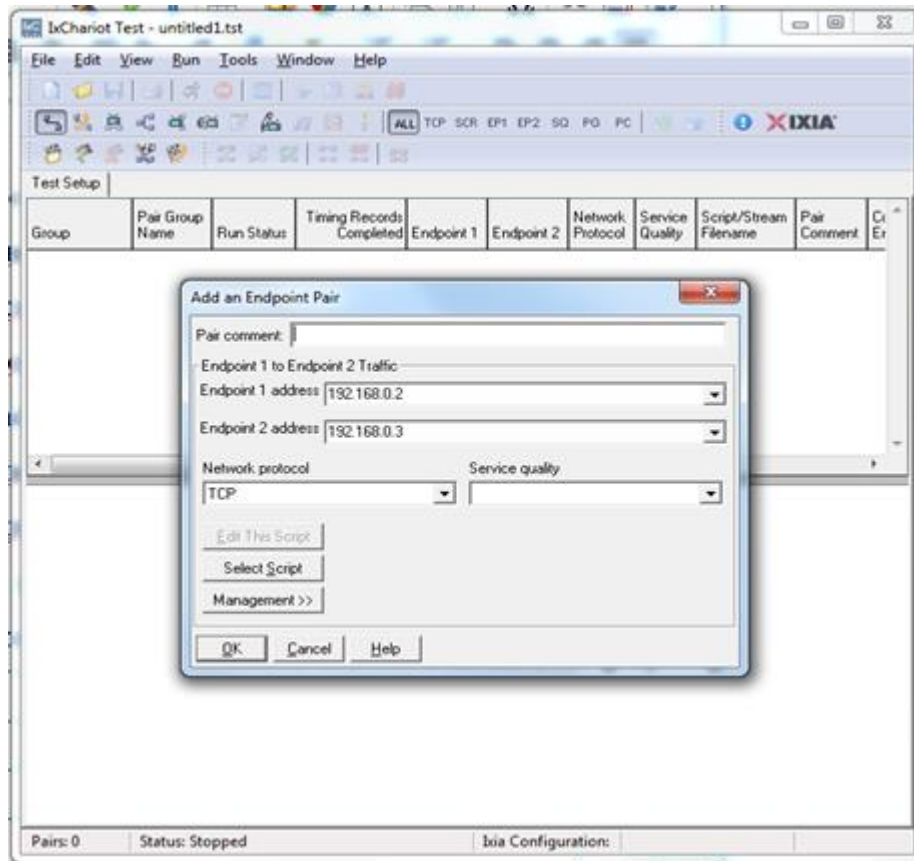


Рис.4.8. Настройка IP address двух компьютеров на IxChariot

Выбрать один из стандартных скриптов анализа канала связи путём нажатия кнопки «Select script» (рис. 4.9). Выбрать скрипт «High_Performance_Throughput.scr». Можно изменить число опытов во время проведения эксперимента путём нажатия кнопки «Edit this script», на новой панели нажать строку «number_of_timing_record» и изменить значение в поле «Current Value» и «Default Value». После этого нажать кнопку «OK», а на основном интерфейсе нажать кнопку «Run». По окончании передачи пакетов программа выведет график зависимости времени от пропускной способности. Для получения значений пропускной способности в панели IxChariot нажать «File», потом «Export» и выбрать тип файла для сохранения результатов. В данной работе тип файл сохранения - «*.txt».

Сохранять полученные файлы в папке для дальнейшей обработки результатов. Значения пропускной способности импортируются в среде Matlab для вычисления средних значений и доверительные интервалы.

Для оценки частотного размещения сигналов от разных точек доступа и измерения мощности частотных сигналов используем программу InSSIDer Home. Прежде всего, надо узнать количество помех присутствующих во время проведения эксперимента. Помехами являются сигналы других активных роутеров. Количество помех изменяется в различные моменты времени суток: 6 помех утром, 8 помех днем. Поэтому эксперименты производятся утром, днем для сравнения влияния количества помех на пропускную способность MIMO системы (рис. 4.10).

Запустить программу InSSIDer Home на рабочем столе ПК2. Перейти на вкладку Networks. Определить частотное размещение сигналов от различных точек доступа. Записать измеренные значения мощности и номера частотных каналов пяти наиболее мощных WiFi сетей.

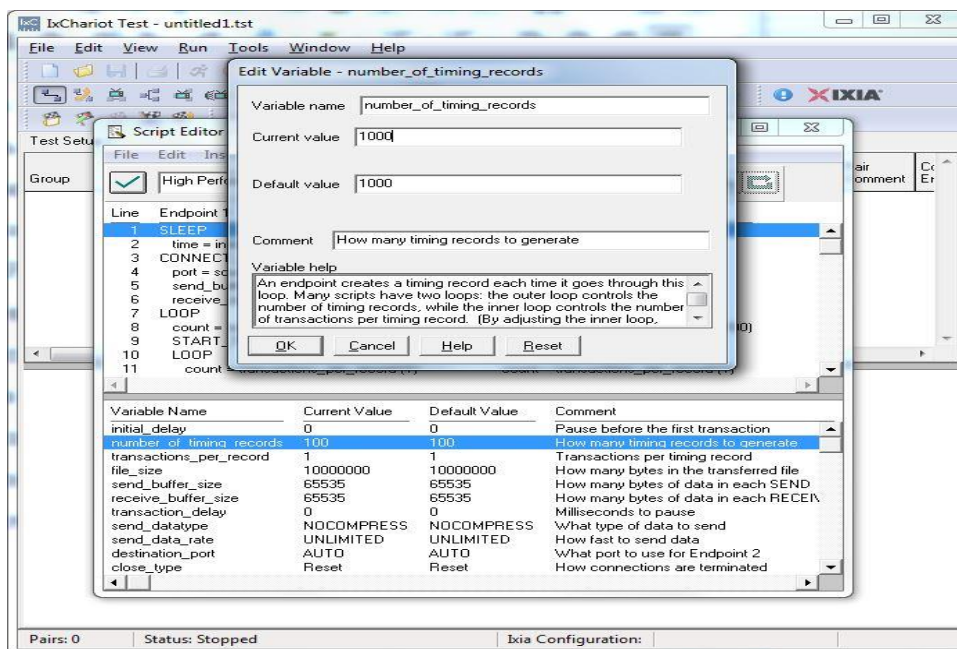


Рис.4.9. Настройка скрипта на IxChariot

Для исследования влияния количества антенн на пропускную способность беспроводной сети на антенных выносных блоках аккуратно снять все 4 антенны. Повторить вышеперечисленные эксперименты для всех комбинаций

антенн на выносных блоках, по очереди устанавливая штыревые антенны. Результаты каждого эксперимента сохраняются в отдельной папке для дальнейшей обработки.

На рис. 4.11-4.15 приведены результаты измерения пропускной способности утром, режим работы 802.11b/g/n, время измерения 1000 с, число измеренных значений пропускной способности $N = 1000$.

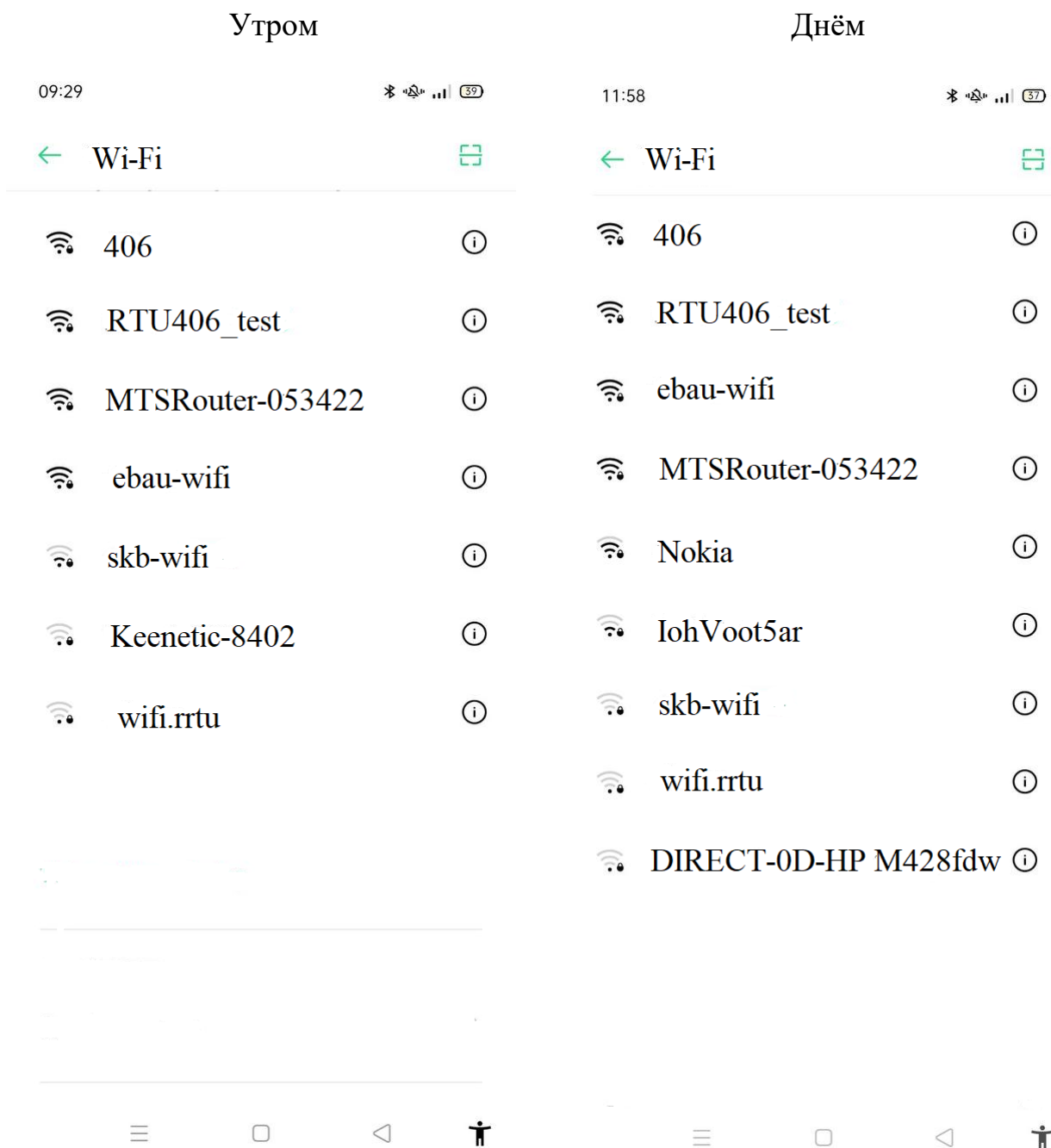


Рис. 4.10: Количество помех в различные моменты времени суток

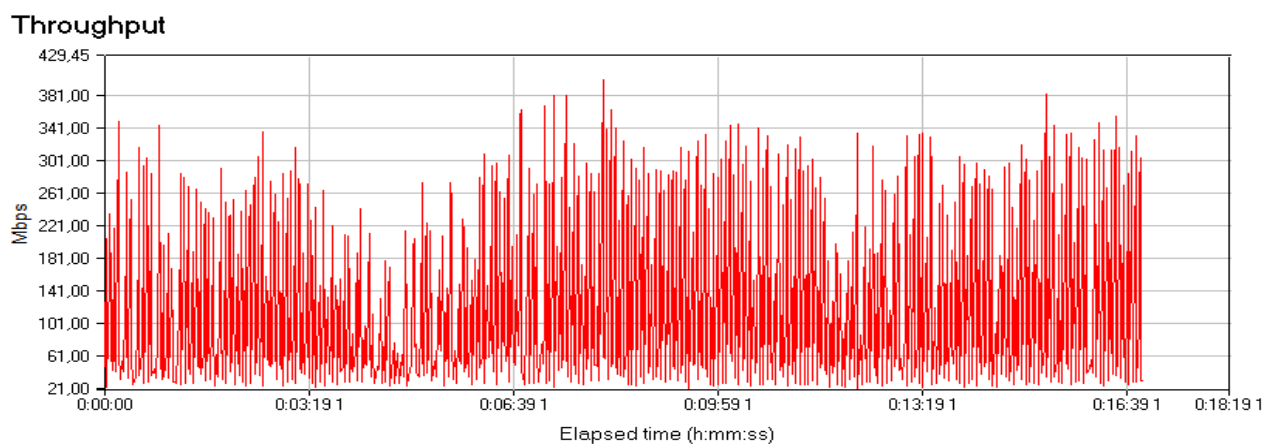


Рис. 4.11. В приемнике 4 антенны

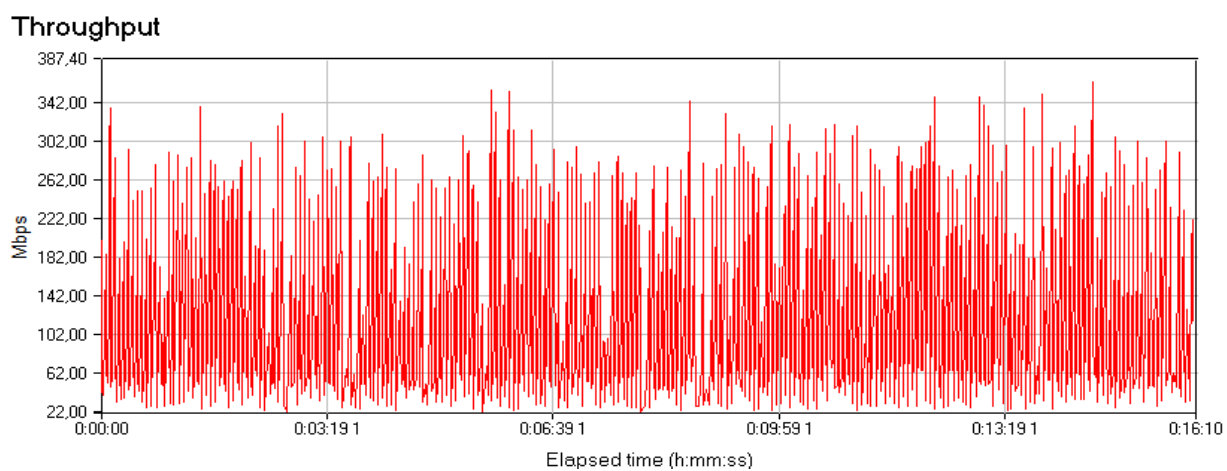


Рис. 4.12. В приемнике 3 антенны

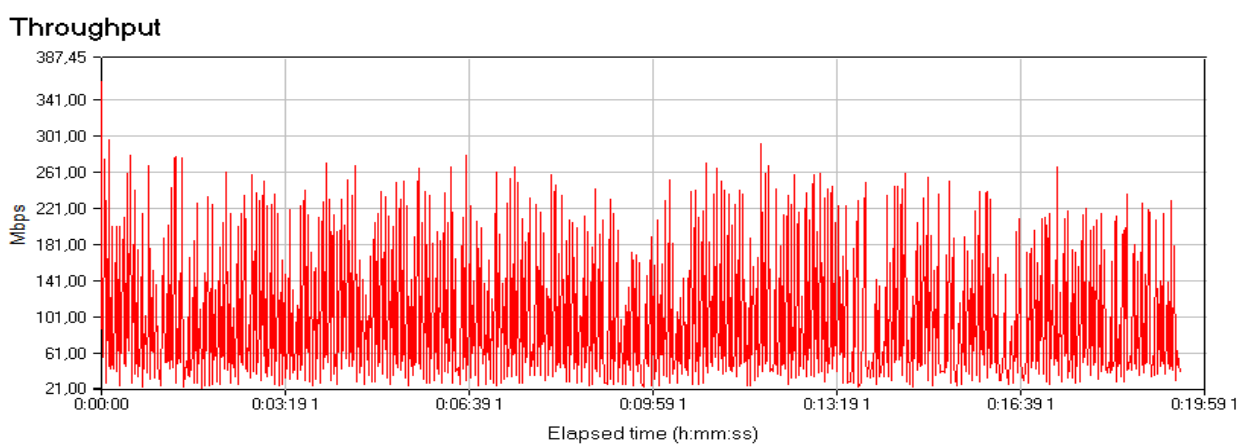


Рис. 4.13. В приемнике 2 антенны

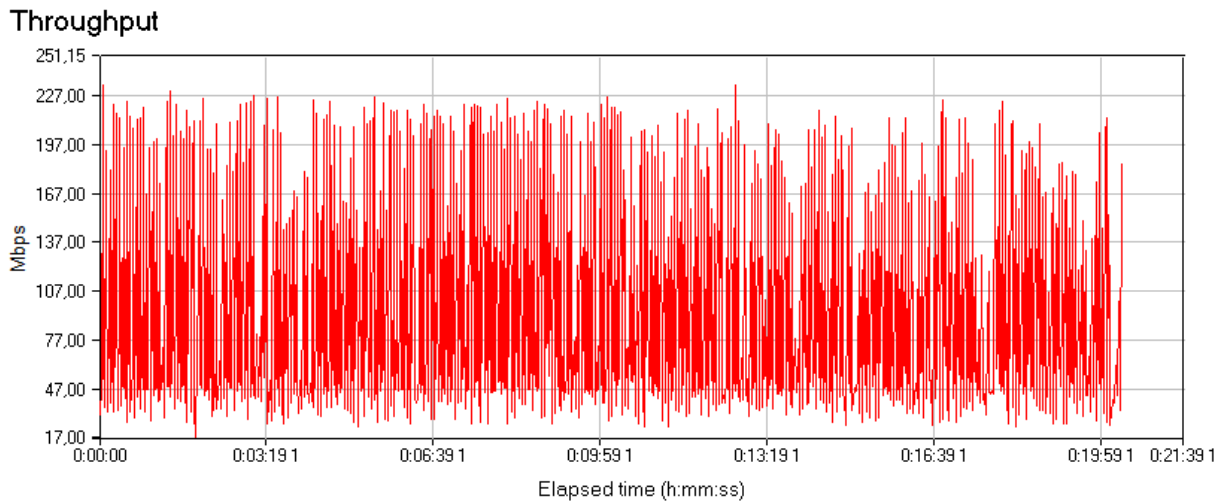


Рис. 4.14. В приемнике 1 антенна

На рис.4.15-4.19 приведены результаты измерения пропускной способности днем, режим работы 802.11b/g/n, время измерения 1000 с, число измеренных значений пропускной способности $N = 1000$.

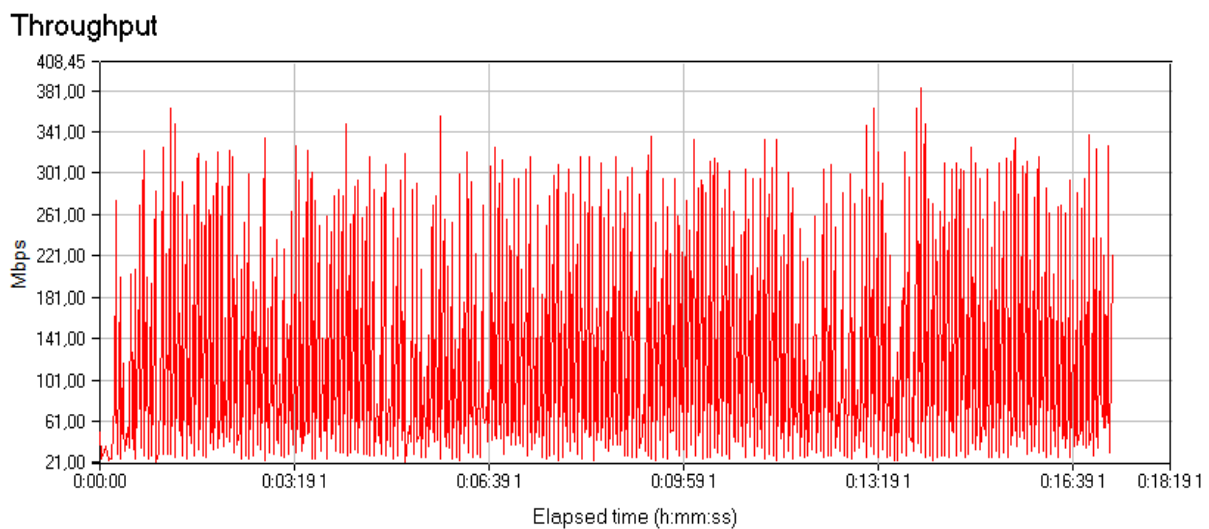


Рис.4.15. В приемнике 4 антенны

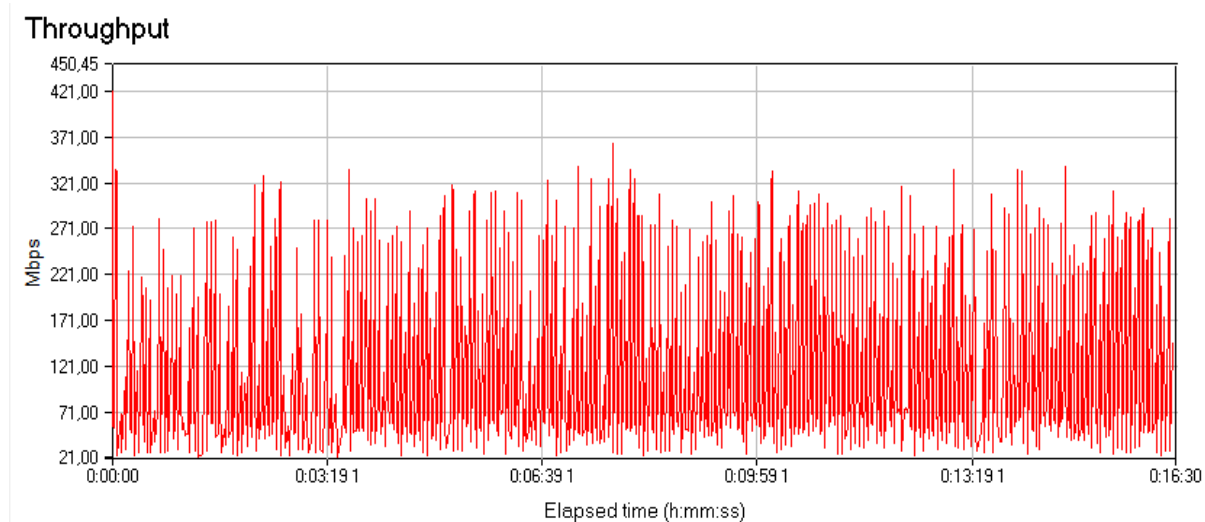


Рис.4.16. В приемнике 3 антенны

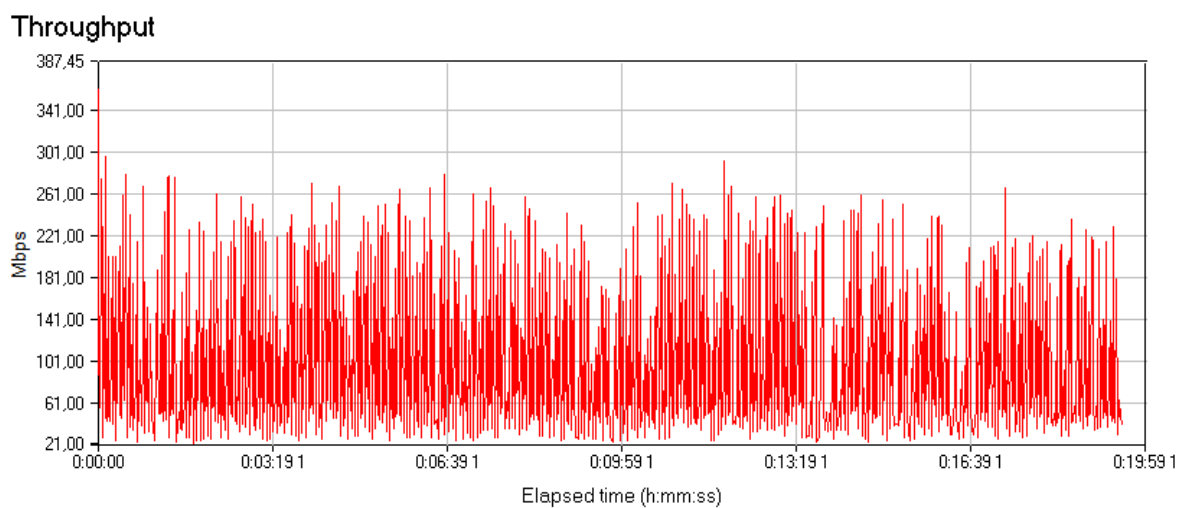


Рис.4.17. В приемнике 2 антенны

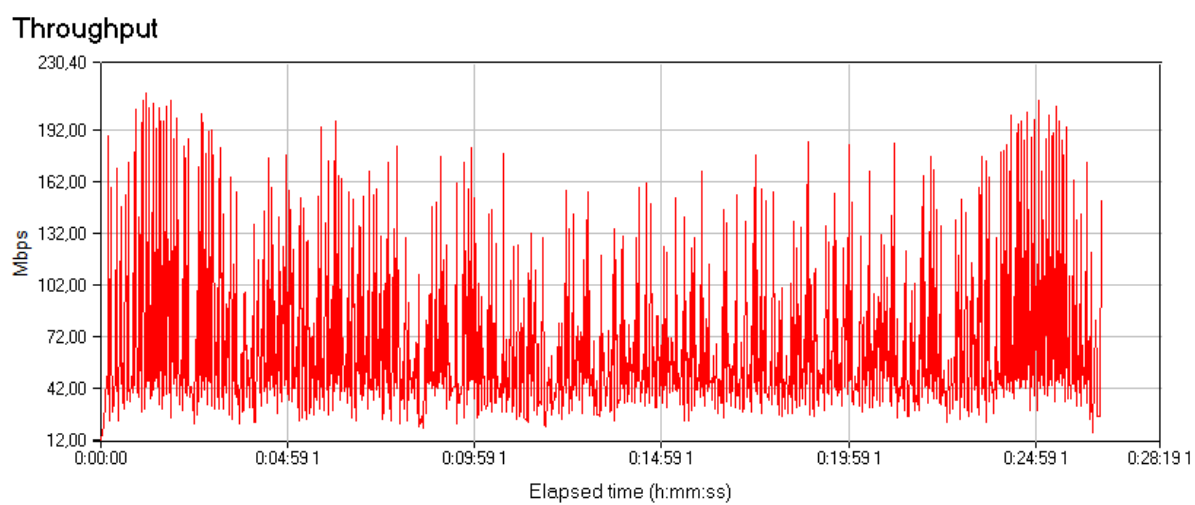


Рис.4.18. В приемнике 1 антенна

На рис.4.19 приведены результаты измерения пропускной способности днем, режим работы 802.11b/g/n, время измерения увеличено до 10000 с, число измеренных значений пропускной способности $N = 10000$. На рис.4.21 видны области с низкой пропускной способностью, что может быть вызвано включением помех. При наблюдении графиков зависимости пропускной способности от времени видно, что значения пропускной способности не стабильны и изменяются во времени.

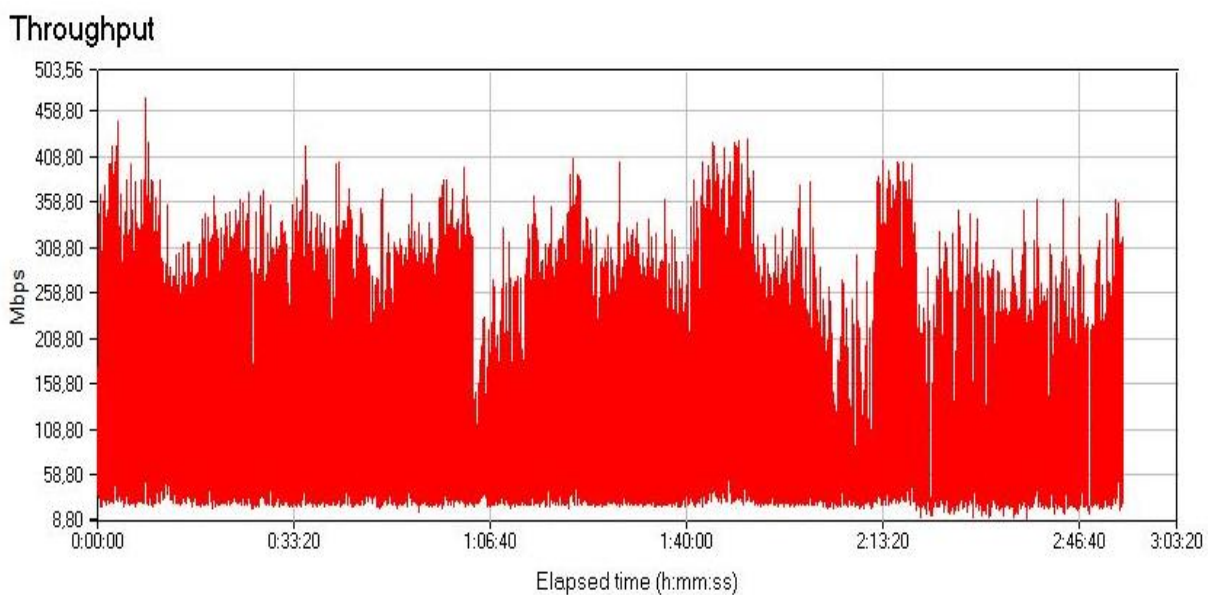


Рис.4.19. В приемнике 4 антенны

Пропускная способность канала есть критический параметр в системах беспроводной связи, зависит от различных факторов окружающей среды, которые меняются в течение дня. Поэтому экспериментальное исследование пропускной способности каналов в системах MIMO проводилось в разное время суток, то есть, собирались из двух разных групп отсчетов: утром и днем. Каждая из этих групп может обладать различными характеристиками из-за различных факторов окружающей среды, таких как количество внешних помех, и.т.д.. Вычисление средних значений пропускной способности канала для каждого случая обеспечивает устойчивую оценку, давая общее представление о среднем поведении системы в течение каждого периода времени.

После расчета средних значений, важно оценить надежность этих оценок. Для этого используют доверительные интервалы [76,77]. Доверительный интервал равен интервалу значений параметра, который с заданной вероятностью содержит оцениваемый параметр, вычисленный на основе выборки. Смысл вычисления доверительного интервала заключается в построении по данным выборки такого интервала, чтобы можно было утверждать с заданной вероятностью, что значение оцениваемого параметра находится в этом интервале.

Выборочное среднее значение пропускной способности вычисляется по формуле:

$$\bar{C} \approx \frac{\sum_{n=1}^N C(n)}{N}, \quad (4.11)$$

где N – число измерений пропускной способности.

Вычислим выборочное стандартное отклонение по формуле [76,77]:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (C(n) - \bar{C})^2}{N}}. \quad (4.12)$$

Выберим нужный доверительный уровень вероятности равным $P = 0.7$.

Границы доверительного интервала определяются по формуле: $Z_{\frac{\alpha}{2}} \times \frac{\sigma}{\sqrt{N}}$, где

$\alpha = 1 - 0,9 = 0,1$; $\frac{\alpha}{2} = 0,05$; $Z_{\frac{\alpha}{2}} \approx 1,04$. Чтобы сформулировать доверительный

интервал запишем: $\bar{C} \pm Z_{\frac{\alpha}{2}} \times \frac{\sigma}{\sqrt{N}}$. С помощью программы Matlab получим

выборочное среднее значения пропускной способности и доверительный интервал оценки пропускной способности, значения которых приведены в таблице 4.7.

Полученные результаты показывают что, при увеличении числа приемных антенн значения пропускной способности MIMO канала тоже увеличиваются и достигаются максимума, когда количество передающих

антенн равно числу приемных антенн, что согласуется с результатами теории. При действии пространственно коррелированных помех пропускная способность уменьшается в несколько раз при заданном числе передающих и приемных антенн. Способность подавления помех зависит от количества приемных антенн.

Таблица 4.7. Доверительные интервалы средних значений пропускной способности ММО системы в различных случаях, Мбит/с, $N = 1000$.

	Утром	Днем
4 антенны	161.88 ± 3.47	152.67 ± 3.37
3 антенны	150.75 ± 3.22	130.52 ± 2.85
2 антенны	120.49 ± 2.64	105.83 ± 2.33
1 антенна	106.6 ± 2.31	94.81 ± 2.24

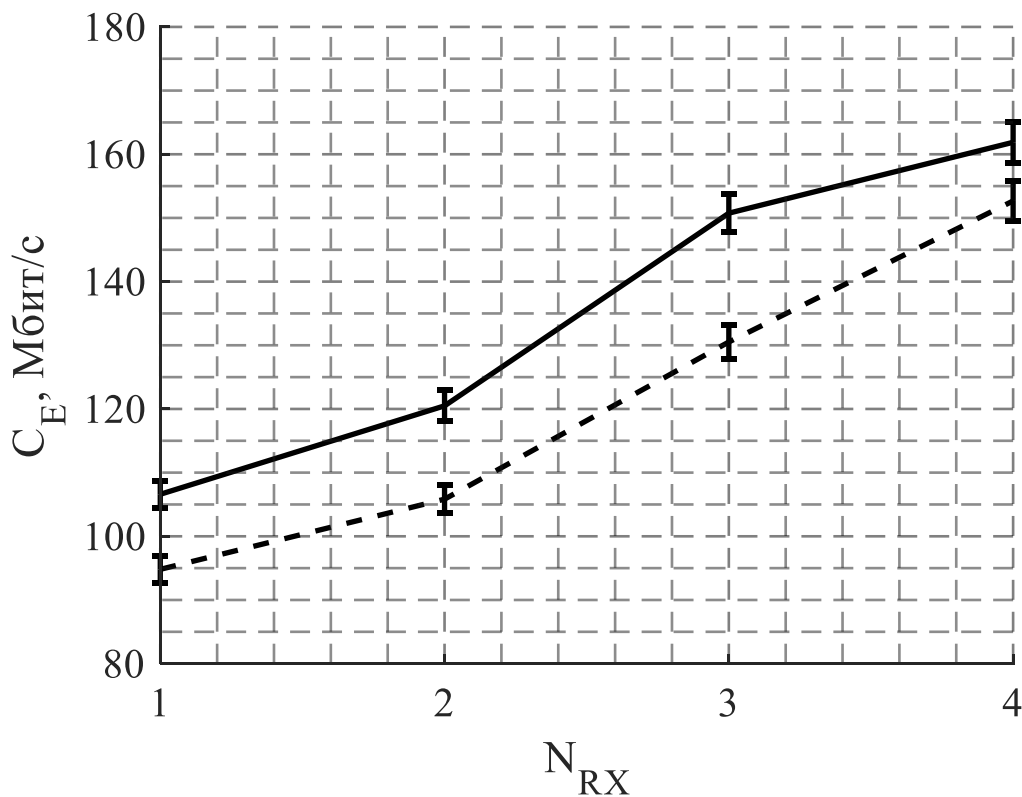


Рис. 4.20. Зависимость пропускной способности с доверительным интервалом от числа приемных антенн утром и днем

4.4. Выводы

В четвертой главе диссертационной работы разработаны вопросы технической реализации алгоритмов помехоустойчивого приёма в ММО системах передачи информации при действии пространственно коррелированных мешающих сигналов. По итогам исследований получены следующие результаты.

1. Проведен расчет пропускной способности ММО системы в зависимости от пространственной структуры с учетом погрешностей канальной матрицы коэффициентов при наличии помех. Наличие помех, вызванных интерференцией сообщений в собственных лучах, свидетельствует о неполном разделении сообщений. При увеличении коэффициента погрешности от 5% до 20% пропускная способность ММО системы уменьшается на 0,1...0,5 бит/с/Гц.

2. Разработан вариант технической реализации алгоритма приема ММО сигналов при действии мешающих сигналов на отладочной плате микросхемы Virtex-II Pro XC2VP30-4FF1152C, реализующий параллельную организацию процесса вычисления для уменьшения вычислительных затрат. Показано, что этот вариант обеспечивает обработку сигналов WiFi IEEE 802.11n.

3. Проведено экспериментальное исследование пропускной способности канала связи и устройства WiFi в зависимости от числа антенн, а также исследование влияния пространственно коррелированных мешающих сигналов и конфигурации приемных антенн на пропускной способности канала связи. Установлено, что с увеличением числа приемных антенн от 1 до 4 пропускная способность увеличивается в 1,6 раза.

Материалы главы 2 опубликованы в работах [84,86,87].

Заключение

В процессе выполнения диссертационного исследования успешно решены поставленные задачи и получены следующие результаты:

1. Разработана модель ММО коррелированных канальных коэффициентов, в которой учитывается пространственная структура и угловой спектр приемной и передающей антенных систем. Предложен принцип построения ММО системы, состоящей из последовательного выполнения декорреляции пространственно коррелированных помех и пространственного декодирования ММО сигналов.

2. Проведен анализ пропускной способности и вероятности простоя в зависимости от пространственной структуры ММО системы: конфигурации антенной системы, количество передающих антенн и приемных антенн, расстояния между элементами при действии пространственно коррелированных помех. Необходимое число приемных антенн ММО системы определяется числом пространственно коррелированных помех и числом передающих антенн ММО системы, что обеспечивает увеличение пропускной способности в 2,5 раза при увеличении числа приемных антенн с 6 до 8. Полученные результаты позволяют обосновать выбор типа конфигурации антенн для компенсации помех в беспроводных ММО системах, работающих в сложной помеховой обстановке.

3. Разработаны помехоустойчивые оптимальные и адаптивные алгоритмы обработки ММО сигналов, включая методы компенсации помех и пространственного декодирования. Предложены алгоритмы, основанные на критериях минимума среднего квадрата ошибки и максимального правдоподобия, а также методы с отдельным подавлением помех и декодированием. Особое внимание уделено адаптивным методам, таким как многоканальный компенсатор помех и препроцессор Грама-Шмидта с циклами Хауэллса-Эпплбаума. Исследования показали, что использование фильтра декоррелятора помехи уменьшает вероятность битовой ошибки в 50...100 раз.

Декорреляторы помех на основе препроцессора Грама-Шмидта с адаптивным циклом Хауэллса-Эпплбаума реализуют асимптотически оптимальную компенсацию помех, а адаптивные МСКО компенсаторы с алгоритмом наискорейшего спуска дают квазиоптимальную пространственную декорреляцию помех с коэффициентом подавления помех 15...25 дБ. Предложенные адаптивные методы позволяют эффективно обрабатывать ММО сигналы в условиях априорной неопределенности параметров помех.

4. Рассмотрены вопросы технической реализации алгоритмов помехоустойчивого приёма в ММО системах при наличии пространственно коррелированных помех. Проведен расчет пропускной способности ММО системы с учетом погрешностей канальной матрицы, показавший снижение пропускной способности на 0,1...0,5 бит/с/Гц при увеличении коэффициента погрешности от 5% до 20%. Разработан вариант технической реализации алгоритма приема ММО сигналов на отладочной плате микросхемы Virtex-II Pro, обеспечивающий обработку сигналов WiFi IEEE 802.11n. Экспериментальные исследования подтвердили, что с увеличением числа приемных антенн пропускная способность канала связи увеличивается в 1,6 раза.

Список литературы

1. Foschini, G. J. On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas / G. J. Foschini, M. J. Gans // *Wirel. Pers. Commun.* – 1998. – Vol. 6, № 3. – Pp. 311–335.
2. Telatar, I.E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels / I. E. Telatar // *European Transactions on Telecommunication.* – 1999. – Vol. 10, № 6. – Pp. 585–595.
3. Sesia, S. LTE – The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice. 2nd Edition / S. Sesia, T. Toufik, M. Baker. – John Wiley & Sons Ltd., Chichester, 2011– Pp. 1–21, 125–131.
4. IEEE Standards Association, IEEE Std 802.11n-2009, IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks. Specific requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput, 2009.
5. Larsson, E. Massive MIMO for Next Generation Wireless Systems / E. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson. // *Communications Magazine, IEEE.* – 2014. – Pp. 186–195.
6. Rappaport, T.S. Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work! / T.S. Rappaport. // *IEEE Access.* – 2013. – Pp. 335–349.
7. Simon, M. K. Digital communication over fading channels / M. K. Simon. – John Wiley Sons. – 2005. – 900 p.
8. Прокис Дж. Цифровая связь / Пер. с англ. под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000. – 797 с.
9. Biglieri, E. Fading channels: Information theoretic and communications aspects / E. Biglieri, J. Proakis, S. Shamai // *IEEE transactions on information theory.* – (1998). – 44(6). – Pp. 2619–2692.
10. Tse, D. Fundamentals of wireless communication / D. Tse, P. Viswanath. – Cambridge university press, 2005. – 586 p.

11. Goldsmith, A. Wireless communications / A. Goldsmith. – Cambridge university press, 2005. – 606 p.
12. Cover, T.M. Elements of information theory / T.M. Cover. – John Wiley & Sons, 1999. – 563 p.
13. Kuhn, V. Wireless communications over MIMO channels. Applications to CDMA and multiple antenna systems / V. Kuhn. – John Wiley & Sons, Ltd. 2006. – 359 p.
14. Molisch, A.F. Technical challenges of wireless communications / A.F. Molisch. – John Wiley & Sons, Ltd. 2011. – 884 p.
15. Balanis, C.A. (2016). Antenna theory: analysis and design / C.A. Balanis. – John Wiley & Sons, 2016. – 1072 p.
16. Монзинго, Р. А. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию / Р. А. Монзинго, Т. У. Миллер. Пер. с англ. – М.: Радио и связь. – 1986. – 448 с.
17. Паршин, Ю. Н. Пространственно-временная обработка сигналов и компенсация помех: учебн. пособие / Ю. Н. Паршин. – М.: КУРС, 2021. – 200 с.
18. Rappaport, T.S. (2024). Wireless communications: principles and practice / T.S. Rappaport. – Cambridge University Press, 2024. – 732 p.
19. Kermoal, J.P. A Stochastic MIMO Radio Channel Model with Experimental Validation / J.P. Kermoal , L. Schumacher, K.I. Pedersen, P.E. Mogensen, F. Frederiksen // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 2002. – Pp. 1211–1226.
20. Tulino, A. M. Impact of antenna correlation on the capacity of multiantenna channels / A.M. Tulino, A. Lozano, S. Verdu // IEEE Transactions on Information Theory. – 2005. – Pp. 2491-2509.
21. Аверина, Л.И. Сравнительный анализ характеристик пропускной способности различных ММО систем связи ДКМВ диапазона / Л. И. Аверина, А. А. Малютин, Д. В. Меркулов, В. Ю. Дорошенко // сборник научных трудов 25-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2015). – г. Севастополь. – 2015. – Т. 1. – С. 215-216.

22. Klemp, O. Miniaturized antenna-arrays for combined wideband polarization and space diversity / O. Klemp, P. Damnoen and H. Eul // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. – 2006. – Pp. 161-164.
23. Паршин, Ю.Н. Влияние пространственной структуры радиотракта на пропускную способность ММО телекоммуникационной системы/Ю. Н. Паршин, А. В. Комиссаров // 19-я международная конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». – г. Севастополь, Украина: СНТУ. – 2009. – С. 275–276.
24. Gershman, A.B. Space-Time Processing for MIMO Communications / A. B. Gershman, N. D. Sidiropoulos. – John Wiley & Sons, 2006. – 384 p.
25. Григорьев В.А., Щесняк С.С., Гулюшин В.Л. и др. Адаптивные антенные решетки. Учебное пособие в 2-х частях / Григорьев В.А., Щесняк С.С., Гулюшин В.Л. и др. Часть 1: под общ. ред. Григорьева В.А. СПб: Университет ИТМО. – 2016. – 179 с.
26. Biglieri, E. MIMO wireless communications / E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, H.V. Poor Cambridge university press. – 2007. – 315 p.
27. Molisch, A.F. Capacity of MIMO systems with antenna selection / A.F. Molisch // IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2005. – Pp. 1759-1772.
28. Бакулин, М.Г., Варукина В.В., Крейнделин В.Б. Технология ММО: принципы и алгоритмы. – М. : Горячая линия - Телеком, 2014. – 244с.
29. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Том 1. Теория обнаружения, оценок и линейной модуляции / Г. Ван Трис Пер. с англ. – М.: Сов. радио. – 1972. – 744 с.
30. Сосулин, Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации: учебное пособие для вузов / Ю. Г. Сосулин. – М.: Радио и связь, 1992. – 304 с.
31. Grachev, M. V. Interference Immunity of Signal Processing in the Presence of Interferences in Information System by Means of Optimal Loading

Matching / M. V. Grachev, Yu. N. Parshin // Proceedings of the 2nd International Workshop on Radio Electronics & Information Technologies (REIT 2 2017), CEUR-WS. – 2017. – Pp. 41–47.

32. Сосулин, Ю. Г. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех / В. В. Костров, Ю. Н. Паршин. – М.: Радиотехника, 2014. – 632 с.

33. Q. Yan. Jamming resilient communication using MIMO interference cancellation / Q. Yan, H. Zeng, T. Jiang, M. Li, W. Lou, Y. T. Hou // IEEE Transactions on Information Forensics and Security. – 2016. – Pp. 1486 –1499.

34. Q. Yan. MIMO-based jamming resilient communication in wireless network / Q. Yan, H. Zeng, T. Jiang, M. Li. W. Lou, Y.T. Hou // Proceedings of the IEEE INFOCOM 2014 – IEEE Conference on Computer Communications. – 2014. – Pp. 2697-2706.

35. H. Zeng. Enabling jamming-resistant communication in wireless MIMO network / H. Zeng, C. Cao, H. Li, Q. Yan // Proceedings of the IEEE Conference on communications and network security. – 2017. – Pp. 194-202.

36. Маврычев Е.А. Итерационное квазиоптимальное различение сигналов в МІМО-системе с пространственно–коррелированным шумом / Маврычев Е.А // IV Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь», ИРЭ РАН. – 2010. – С.326-330.

37. Паршин, Ю.Н. Влияние пространственной корреляции на эффективность оптимизации пространственной структуры многоантенной системы при разнесенном приеме / Ю. Н. Паршин, С. И. Гусев, А. В. Ксендзов // Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. – Рязань: РГРТУ. 2006. – Вып.19. – С.54-62.

38. Паршин, Ю. Н. Определение оптимальной пространственной структуры системы обработки сигналов по критерию максимального правдоподобия / Ю. Н. Паршин, С. И. Гусев // Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. – 1997. – № 2. – С. 5-11.

39. Колупаева А.С. Пропускная способность МІМО системы при

наличии пространственно коррелированных помех / Колупаева А.С., Паршин Ю.Н. // Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXVI международной научно-технической конференции. Воронеж: Издательский дом ВГУ. – 2020. – Т.5. – С.156-161.

40. Паршин, Ю. Н. Многоэтапная реконфигурируемая обработка сигналов в пространственно распределенной радиосистеме / Ю. Н. Паршин, М. В. Грачев // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2019. – № 67. – С. 3-10.

41. Паршин, Ю.Н. Влияние сигнально–помеховой ситуации на оптимальную пространственную структуру антенной системы / Паршин Ю.Н., Гусев С.И. // Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. – Рязань: РГРТА.1998. – Вып.4.– С. 117-120.

42. Грачев, М.В. Анализ пропускной способности ММО системы связи с учетом взаимного влияния каналов приемного тракта/ М. В. Грачев, Ю. Н. Паршин // XXV международная научно-техническая конференция. Радиолокация, навигация, связь. – 2019. – С. 242–248.

43. Vogel, H. A better way to construct the sunflower head / H. Vogel. // Mathematical Biosciences. – 1979. – 44(3–4). – Pp. 179–189.

44. Werner, D. H. An overview of fractal antenna engineering research / D. H. Werner, S. Ganguly // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 2003. – vol. 45. – No. 1. – Pp. 38–57.

45. Greenstein, L.J. Ricean K-factors in narrowband fixed wireless channels: Theory, experiments, and statistical models / L. J. Greenstein, S. Ghassemzadeh, V. Erceg, D. G. Michelson // in IEEE Transactions on vehicular technology. – 2009. – № 58(8). – Pp. 4000–4012.

46. Паршин, Ю.Н. Влияние пространственной структуры на пропускную способность беспроводных систем ММО при наличии помех / Паршин Ю.Н., Нгуен В.Н.Т. // Цифровая обработка сигналов. – 2023. – № 2. – Стр. 9-14.

47. Грачев, М. В. Сравнительный анализ алгоритмов поиска

оптимального значения нагрузочных импедансов многоканальных радиосистем с взаимным влиянием / М. В. Грачев, Ю. Н. Паршин // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2020. – № 73. – С. 10-18.

48. Грачев, М.В. Исследование углового спектра мощности шумов многоканальной приемной системы с взаимным влиянием каналов и оптимизации нагрузочных импедансов / Грачев М.В., Паршин Ю.Н. // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2022. – №82. – С. 3-12.

49. Hanawal M. K. Joint adaptation of frequency hopping and transmission rate for anti-jamming wireless systems / Hanawal M. K., Abdel-Rahman M. J., Krunz M. // IEEE Transactions on mobile computing. – 2016. – Vol. 15. – No. 9. – Pp. 2247-2259.

50. Liu, Y. Randomized differential DSSS: Jamming-resistant wireless broadcast communication / Liu Y., Ning P., Dai H., Liu A. // Proceedings IEEE INFOCOM. – 2010. – Pp. 1-9.

51. Liu, A. Defending DSSS-based broadcast communication against insider jammers via delayed / Liu A., Ning P., Dai H., Liu Y., Wang C. // Proceedings of the 26th annual computer security applications seed-disclosure conference. – 2010. – Pp. 367-376.

52. Vo-Huu, T.D. Counter-jamming using mixed mechanical and software interference cancellation / T.D Vo-Huu, E.O Blass, G. Noubir. // Proceedings of the sixth 6th ACM conference on Security and Privacy in Wireless and Mobile Networks WiSec'13. – 2013. – Pp. 31-42.

53. Защита от радиопомех / Под ред. М.В. Максимова. – М.: Сов. радио, 1976. – 496 с.

54. Паршин, Ю.Н. Влияние количества элементов антенн на вероятности ошибки приема сигналов в беспроводных ММО системах при наличии помех / Паршин Ю.Н., Нгуен В.Н.Т. // Теория и техника радиосвязи, АО «Концерн «Созвездие». – Воронеж. – 2022 – №1. – С. 78- 84.

55. Larsson, E.G. Space-Time Block Coding for Wireless Communications / E.G. Larsson, P. Stoica – 3-d Edition. – Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2008. – 280 p.
56. Vucetic, B. Space-Time Coding / B. Vucetic, J. Yuan – USA, NJ: John Wiley & Sons, 2003. – 301 p.
57. Jafarkhani, H. Space-Time Coding. Theory and practice / H. Jafarkhani. – Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2005. – 302 p.
58. Alamouti, S. M. A simple transmit diversity technique for wireless communication / Alamouti S. M. // IEEE Journal on select areas in communications. – 1998. – Vol.16. – No 8. – Pp. 1451–1458.
59. Haykin, S.S. Adaptive filter theory / S.S. Haykin – Pearson Education India, 2002. – 897 p.
60. Burgess, J.C. Adaptive Signal Processing / Burgess, J.C., edited by B. Widrow and Samuel D. Stearns // The Journal of the acoustic society of America. – 1986. – Vol.80 –Pp. 991-992.
61. Vaseghi, S.V. Adaptive Filters. / S.V. Vaseghi // Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction. – 2000. – John Wiley & Sons Ltd. – 493 p.
62. Sayed, A.H. Fundamentals of adaptive filtering / A.H. Sayed. – John Wiley & Sons, 2003. – 703 p.
63. Proakis, J.G. Digital signal processing: principles, algorithms, and applications / J.G. Proakis. – 2007. – Pearson Education India. – 1033 p.
64. Widrow, B. On the speed of convergence of adaptive algorithms / B. Widrow // IEEE Conference Record Of The Fourteenth Asilomar Conference On Circuits, Systems & Computers. 1980. – Pp. 239–242.
65. Bevan, D.D.N. Analysis of weight error loss with a multichannel beamformer processor / D.D.N. Bevan, V.T. Ermolayev, Flaksman A. G. // IEE Proceedings – Radar, Sonar and Navigation. –1998. – Vol. 145, No 1. – Pp. 63–72.
66. Вексин, С.И. Цифровая обработка сигналов в доплеровских головках самонаведения / С. И. Вексин. — М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2018. – 324 с.

67. Ермолаев, В.Т. Пространственная обработка сигналов в ММО-системах сотовой связи: учебное пособие / В. Т. Ермолаев, А. Г. Флакман, А. В. Елохин, И. С. Сорокин. – Нижний Новгород: ННГУ им. Н. И. Лобачевского, 2020. – 134 с.
68. Trimberger, S.M., Field-programmable gate array technology / Trimberger, S.M. – Springer Science & Business Media, 2012. – 258 p.
69. Meyer-Baese, U. Digital signal processing with field programmable gate arrays / U. Meyer-Baese. – Springer, 2007. – 787 p.
70. Woods, R. FPGA-based implementation of signal processing systems. John Wiley & Sons, 2008. – 388 p.
71. Кузелин, М. Современные ПЛИС фирмы Xilinx / М. Кузелин // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – №4, 2004. – С. 20–24.
72. Mueller, R. Data processing on FPGAs / R. Mueller, J. Teubner, G. Alonso. // Proceedings of the VLDB Endowment, 2009. – Pp. 910–921.
73. Azami, F. Ghorssi, H. Hemesi, A. Mohammadi and A. Abdipour, Design and implementation of a flexible 4×4 MIMO testbed / F. Azami, A. Ghorssi, H. Hemesi, A. Mohammadi and A. Abdipour // International Symposium on Telecommunications, 2008 – Tehran, Iran. – Pp. 268–272.
74. Numan, M.W. Implementation of Alamouti Encoder Using FPGA for Mimo Testbed / M. W. Numan, M. T. Islam and N. Misran // International Conference on Advanced Computer Control, 2009 – Singapore. – Pp. 188–192.
75. Islam, M.T. Design and implementation of Alamouti encoder for 4G wireless system / M.T. Islam, W.N. Mostafa, N. Misran // IEEE EUROCON, 2009. – St. Petersburg, Russia. – Pp. 1676–1680.
76. Фадеева, Л. Н., Лебедев, А. В. Теория вероятностей и математическая статистика / Л.Н. Фадеева, А.В. Лебедев – М.: Эксмо, 2010. – 496 с.
77. Ивашев-Мусатов, О.С. Теория вероятностей и математическая статистика / О.С. Ивашев-Мусатов. – М.: ФИМА, 2003. – 224 с.

78. Паршин, Ю. Н. Эффективность пространственного кодирования в пространстве собственных лучей при наличии помех / Ю. Н. Паршин, В. Н. Т. Нгуен, А. И. Успенский // Актуальные проблемы современной науки и производства : Материалы VI Всероссийской научно-технической конференции, Рязань, 27–29 ноября 2021 года. – Рязань: Индивидуальный предприниматель Коняхин Александр Викторович, 2021. – С. 129–135.

79. Паршин, Ю.Н. Влияние пространственной структуры ММО системы передачи информации на помехоустойчивость непрерывного гауссовского и дискретного двоичного каналов / Ю. Н. Паршин, В. Н. Т. Нгуен // Радиолокация, навигация, связь : Сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции, посвященной памяти Б.Я. Осипова. В 6-ти томах, Воронеж, 27–29 сентября 2022 года. Том 5. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2022. – С. 54–62.

80. Паршин, Ю.Н. Вероятность битовой ошибки в ММО системе передачи информации с пространственной компенсацией помех / Ю. Н. Паршин, В. Н. Т. Нгуен // Радиолокация, навигация, связь : Сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции, посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ. В 5-ти томах, Воронеж, 18–20 апреля 2023 года. Том 4. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2023. – С. 15–20.

81. Паршин, Ю. Н. Вероятность простоя в ММО системах передачи информации с различными пространственными структурами при наличии помех / Ю. Н. Паршин, В. Н. Т. Нгуен // Радиолокация, навигация, связь : Сборник трудов XXX Международной научно-технической конференции: в 5-ти томах, Воронеж, 16–18 апреля 2024 года. Том 3. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2024. – С. 400–407.

82. Нгуен, В. Н. Т. Повышение эффективности схемы Аламоути в беспроводных ММО системах передачи информации при наличии помех / В. Н. Т. Нгуен // Современные технологии в науке и образовании - СТНО–2022 : Сборник трудов V Международного научно-технического форума. В 10-ти

томах, Рязань, 02–04 марта 2022 года / Под общей редакцией О.В. Миловзорова. Том 1. – Рязань: Рязанский государственный радиотехнический университет, 2022. – С. 122–128.

83. Нгуен, В. Н. Т. Вероятность ошибки приема сигналов в беспроводных ММО системах при наличии помех. / Нгуен, В. Н. Т. // Новые информационные технологии в научных исследованиях: материалы XXVI Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов. Рязанский государственный радиотехнический университет. – 2021. – С. 88–90.

84. Нгуен, В. Н. Т. Экспериментальное исследование пропускной способности ММО канала при наличии помех. / Нгуен, В. Н. Т. // 30 апреля 2023 г. в работе X Международной заочной научно-технической конференции «Информационные технологии. радиоэлектроника. телекоммуникации (ITRT-2023)»

85. Нгуен, В. Н. Т. Сравнение помехоустойчивости гауссовского и дискретного ММО каналов. / Нгуен, В. Н. Т. // VIII научно-технической конференции магистрантов Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2021. – С. 46.

86. Нгуен, В. Н. Т. Технические средства реализации алгоритмов обработки сигналов ММО систем при действии помех. / Нгуен, В. Н. Т. // X научно-технической конференции магистрантов Рязанского государственного радиотехнического Университета имени В.Ф. Уткина. – 2024. – С. 51–52.

87. Паршин, Ю. Н. Влияние погрешностей канальной матрицы на пропускную способность ММО систем при наличии помех / Ю. Н. Паршин, В. Н. Т. Нгуен // Актуальные проблемы современной науки и производства : Материалы VIII Всероссийской научно-технической конференции, Рязань, 27–30 ноября 2023 года. – Рязань: Рязанский государственный радиотехнический университет им.В.Ф.Уткина, 2023. – С. 112–119.

88. Parshin, Y. Adaptive Interference Cancellation in MIMO Information Transmission Systems / Y. Parshin, T. Nguyen // 2023 25th International Conference

on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA). Moscow, Russian Federation, 2023. – Pp.1-4.

89. Parshin, Y. Channel Capacity of MIMO Information Transmission Systems with Different Spatial Structures in the Presence of Interference / Y. Parshin, T. Nguyen // 2024 26th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA), Moscow, Russian Federation, 2024.– Pp. 1-4.

90. Федосов В.П., Пацюк Т.Т. Алгоритм обработки пространственно-временных сигналов на основе системы MIMO-OFDM в условиях активных помех // Известия ЮФУ. Технические науки. 2022. № 5 (229). С. 221-229.

ПРИЛОЖЕНИЕ А: ПРИЛОЖЕНИЕ КОПИИ АКТА О ВНЕДРЕНИИ

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по образовательной
деятельности ФГБОУ ВО «РГРТУ»

Е.А. Соколова



[Signature]

«11» апреля 2024 г.

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы Нгуен Винь Нгок Тхуан
на тему «Эффективность ММО систем передачи информации в условиях
пространственно коррелированных помех» на соискание ученой степени кандидата
технических наук в учебный процесс ФГБОУ ВО «Рязанский государственный
радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина»

Настоящий акт составлен о том, что основные научные положения, выводы и результаты кандидатской диссертационной работы Нгуен В.Н.Т. внедрены в учебный процесс ФГБОУ ВО «РГРТУ» по направлению подготовки магистратуры 11.04.01 «Радиотехника».

1. Результаты оптимизации пространственных структур ММО систем при действии пространственно коррелированных помех использованы при чтении лекций по дисциплине «Пространственно-временная обработка сигналов».

2. Алгоритмы компенсации помех в ММО системах использованы при проведении практических занятий по дисциплине «Пространственно-временная обработка сигналов», а также при дипломном проектировании.

3. Методика испытаний ММО Wi-Fi роутера при действии помех использована при постановке и проведении лабораторных работ по дисциплине «Пространственно-временная обработка сигналов», а также при дипломном проектировании.

Декан факультета
радиотехники и телекоммуникаций

[Signature]

А.В. Егоров

Председатель методической комиссии
факультета радиотехники и телекоммуникаций

[Signature]

В.А. Корнеев

Заведующий кафедрой
радиотехнических устройств

[Signature]

Ю.Н. Паршин

ПРИЛОЖЕНИЕ Б: СПИСОК УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ И СОКРАЩЕНИЙ

A_s –	комплексная амплитуда сигнала
C_H –	пропускная способность ММО системы связи
C_E –	эргодическая пропускная способность
d –	расстояние между элементами антенной системы
$d(t)$ –	опорный сигнал в непрерывном времени
E_s –	энергия сигнала
$\underline{h}_{mn}$ –	комплексные канальные коэффициенты
$\underline{\mathbf{H}}$ –	матрица канальных коэффициентов
$\underline{\mathbf{H}}_m$ –	m – я строка канальной матрицы $\underline{\mathbf{H}}$
$\underline{\mathbf{H}}_1$ –	матрица канальных коэффициентов после декорреляции
$\tilde{\underline{\mathbf{H}}}$ –	кодирующая матрица Аламоути
$\underline{\mathbf{H}}^{\text{DIF}}$ –	диффузная канальная матрица
$\underline{\mathbf{H}}^{\text{LOS}}$ –	канальная матрица прямого пути распространения радиоволны
$\mathbf{I}$ –	единичная матрица
K_R –	коэффициент Райса
K –	число источников помех
n_F –	норма Фробениуса
N_A –	число антенн, число элементов антенн
N_{TX} –	число передающих антенн
N_{RX} –	число приемных антенн
$p_{\text{TX}}(\theta)$ –	угловой спектр рассеивающей среды в окрестности передающих антенн
$p_{\text{RX}}(\theta)$ –	угловой спектр рассеивающей среды в окрестности приемных антенн
P_m –	мощность помехи
P_N –	мощность шума
P_X –	мощность сигнала
P_E –	вероятность битовой ошибки
P_{OUT} –	вероятность простоя
p –	отношение помеха–шум
q –	отношение сигнал–шум
r –	ранг матрицы
$\underline{\mathbf{R}}_Z$ –	матрица пространственно корреляции помех

$\underline{\mathbf{R}}_N$	матрица пространственно корреляции шума
$\underline{\mathbf{R}}_V$	матрица пространственно корреляции помех и шума
$\underline{\mathbf{R}}_S$	матрица пространственно корреляции сигнала
$\underline{\mathbf{R}}_{TX}$	корреляционная матрица, описывающая корреляцию сигналов от разных отраженных источников в окрестности передающих антенн
$\underline{\mathbf{R}}_{RX}$	корреляционная матрица, описывающая корреляцию сигналов от разных отраженных источников в окрестности приемных антенн
$\underline{\mathbf{S}}$	вектор–столбец составляющих полезного сигнала
$\underline{\mathbf{N}}$	вектор–столбец шума
$\underline{\mathbf{X}}$	вектор–столбец передаваемых символов
$\underline{\mathbf{V}}_k$	направляющий вектор k – й помехи
$\underline{\mathbf{V}}$	вектор–столбец шумов и помех
$\underline{\mathbf{W}}$	матрица весовых коэффициентов
$\underline{\mathbf{W}}_m$	вектор–строка весовых коэффициентов m – ого компенсатора
$\mathbf{x}_{TX}, \mathbf{y}_{TX}$	векторы–столбцы координат элементов передающих антенн
$\mathbf{x}_{RX}, \mathbf{y}_{RX}$	векторы–столбцы координат приемных антенн
$\underline{\mathbf{Y}}(t)$	многомерный наблюдаемый процесс
$\underline{\mathbf{Z}}$	вектор–столбец помех
α	азимутальное направление
β	вектор параметров алгоритма
γ	угол места
γ_a	параметр градиентного алгоритма
Δf	полоса рабочих частот
Δt	интервал дискретизации во времени
e	ошибка оценивания
λ	длина волны
Λ	отношение правдоподобия
τ	время задержки
σ_k	сингулярные числа
ε	коэффициент ошибки канальной матрицы
$ \square $	модуль комплексной величины; абсолютное значение
$\ \square\ $	норма
$\otimes$	кронекеровское произведение
$\overline{(\square)}$	знак усреднения по ансамблю реализаций

$\langle \square \rangle$ –	знак комплексной величины
$\hat{x}$ –	оценка величины x
$\mathbf{M}$ –	вектор или матрица
$\mathbf{M}^T$ –	транспонированный вектор или транспонированная матрица $\mathbf{M}$
$\mathbf{M}^{-1}$ –	обратная матрица $\mathbf{M}$
$\mathbf{M}^H$ –	вектор или матрица, эрмитово сопряженные
x^* –	комплексно сопряженная величина x
$\text{trace}(\mathbf{M})$ –	оператор вычисления ранг матрицы
$\text{chol}(\mathbf{M})$ –	факторизация по Холецкому матрицы $\mathbf{M}$

Список сокращений

АР –	антенная решетка
АС –	антенная система
ДН –	диаграмма направленности
ОБФ –	обеляющий фильтр
ОКК –	оценочно-корреляционно-компенсационный
ОСШ –	отношение сигнал–шум
МСКО –	минимальная среднеквадратичная ошибка
МП –	максимальное правдоподобие
ОСПШ –	отношение сигнал-помеха-шум
СКО –	среднеквадратичная ошибка
УГФРС –	устройство генерирования и формирования радиосигнала
УПОС –	устройство приема и обработки сигнала
BPSK –	Binary Phase Shift Keying
CLTD –	Close Loop Transmit Diversity
LOS –	Line of sight
NLOS –	Non Line of Sight
MIMO –	Multiple Input — Multiple Output
MISO –	Multiple Input — Single Output
OLTD –	Open Loop Transmit Diversity
QAM –	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK –	Quadrature Phase Shift Keying
SISO –	Single Input — Single Output
SIMO –	Single Input — Multiple Output
SVD –	Singular Value Decomposition

ПРИЛОЖЕНИЕ Б: СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ КОДОВЫХ ПРОГРАММ

Рис.1.4

```

Ntx_values = 1:6:20; Nrx_values = 1:6:20;
SNR_dB = -10; SNR = 10^(SNR_dB/10);
capacity = zeros(length(Ntx_values), length(Nrx_values));
for i = 1:length(Ntx_values)
    for j = 1:length(Nrx_values)
        Ntx = round(Ntx_values(i)); % Ensure Ntx is an integer
        Nrx = round(Nrx_values(j)); % Ensure Nrx is an integer
        H = (randn(Nrx, Ntx) + 1i*randn(Nrx, Ntx)) / sqrt(2);
        [~, S, ~] = svd(H);
        singular_values = diag(S);
        min_N = min(Ntx, Nrx);
        capacity_sum = 0;
        for k = 1:min_N
            capacity_sum = capacity_sum + log2(1 + (SNR/min_N) * singular_values(k)^2);
        end
        capacity(i, j) = capacity_sum;
    end
end
[X, Y] = meshgrid(Ntx_values, Nrx_values);
[Xq, Yq] = meshgrid(linspace(min(Ntx_values), max(Ntx_values), 100),
linspace(min(Nrx_values), max(Nrx_values), 100));
capacity_interp = interp2(X, Y, capacity, Xq, Yq, 'cubic');
figure;
surf(Xq, Yq, capacity_interp, 'FaceColor', 'interp');
set(gca, 'FontSize', 16);
set(gca, 'fontname', 'Times')
xlabel('N_{TX}');
ylabel('N_{RX}');
zlabel('C_E, бит/с/Гц');
colorbar; colormap(autumn); % Change colormap
grid on;
ax = gca; ax.GridColor = [0 0 0];
ax.GridLineStyle = '--'; ax.GridAlpha = 1; ax.Layer = 'top';
print(gcf, 'BER_SNR_Hrandom_2x1.eps', '-depsc', '-r300');
set(ax, 'GridLineStyle', '--');
set(ax, 'LineWidth', 1);
ax.XMinorGrid = 'on';
ax.YMinorGrid = 'on';
ax.MinorGridLineStyle = '--';
ax.MinorGridAlpha = 0.5;

```

Рис.2.5-2.7

```

clear; clc; Nop=20000; Nmax=10; d=0.5;
M=0; % M=1,2,5,6,8
pdB = 30;
p=10^(pdB/10); qdB = 10; q=10^(qdB/10); Dm=p*ones(1,M);
tic
PP=zeros(Nop,Nmax);
Pout = zeros(1, Nmax);
for ii=1:Nmax
    ss=0;
    N_rx=ii;
    N_tx=8;
    x_rx=0*linspace(1,N_rx,N_rx); y_rx=d*linspace(1,N_rx,N_rx);
    x_tx=0*linspace(1,N_tx,N_tx); y_tx=d*linspace(1,N_tx,N_tx);
    Rs=q*eye(N_tx)/N_tx;

```

```

    dteta=0.01;
    pQtx=1;
    clear Rtx;
    Rtx=zeros(N_tx);
for i1=1:1:N_rx
    for j1=1:1:N_tx
        R(i1, j1) = (cos(alfa_s)*(x_rx(i1) - x_tx(j1))+...
                     sin(alfa_s)*(y_rx(i1) - y_tx(j1))) * sin(gamma_s);
        Hlos(i1,j1)=exp(-1i*2*pi*R(i1,j1));
    end
end
for i1 = 1:N_tx
for j1 = 1:N_tx
    for teta = - pi:dteta:pi
        Rtx(i1, j1) = Rtx(i1, j1)+pQtx *exp(-1i * 2 * pi * (y_tx(i1) - y_tx(j1)) *
sin(teta)) * dteta;
    end
end
end
    Rtx=(Rtx+Rtx')/2;
    pQrx=1;
    clear Rrx;
    Rrx=zeros(N_rx);
for i2 = 1:N_rx
    for j2 = 1:N_rx
        for teta = - pi:dteta:pi
            Rrx(i2, j2) = Rrx(i2, j2)+pQrx *exp(-1i * 2 * pi * (y_rx(i2) - y_rx(j2)) *
sin(teta)) * dteta;
        end
    end
end
    Rrx=(Rrx+Rrx')/2;
    Rmimo = kron(Rtx, Rrx);
    Rmimo=Rmimo/Rmimo(1,1);
% Rmimo=(Rmimo+Rmimo')/2;
[V,S]=eig(Rmimo);
Rmimo=V*diag(real(abs(diag(S)))+1e-15)*V';
Rmimo=(Rmimo+Rmimo')/2;
CC = chol (Rmimo, 'lower');
for k=1:Nop
    alfa_j=(-180+360*rand(1,M))*pi/180;
    gam_j=90*ones(1,M)*pi/180;
    if M>0
        Rz=zeros(N_rx);
        for m=1:M
            Vm=exp(-1i*2*pi*sin(gam_j(m))*(cos(alfa_j(m))*x_rx'+sin(alfa_j(m))*y_rx'));
            Rz=Rz+Dm(m)*Vm*Vm';
        end
        Rz=Rz+eye(N_rx);
        Rz=(Rz+Rz')/2;
        W=inv(chol(Rz, 'lower'));
    else
        W=eye(N_rx);
    end
    H1=reshape(CC*(randn(N_tx*N_rx,1)+1i*randn(N_tx*N_rx,1))/sqrt(2),N_rx,N_tx);
    H=H1;
    Irx=diag(ones(1,N_rx));
    C=log2(det(Irx+q/N_tx*H*H'));
    PP(ii,k)=C;
    ss=ss+C;
end
SS(ii)=real(ss/Nop);

```

```

end %
NN=linspace(1,Nmax,Nmax);
plot(NN,SS,'-k','LineWidth',2);
set(gca,'FontSize',20);
set(gca,'FontSize',20);
set(gca,'fontname','Times')
xlabel('N_R_X');ylabel('C_E');
axis([1 Nmax 0 30]);
hold on;
grid on;
ax = gca;
ax.GridColor = [0 0 0];
ax.GridLineStyle = '--';
ax.GridAlpha = 1;
ax.Layer = 'top';
print(gcf, 'BER_SNR_Hrandom_2x1.eps', '-depsc', '-r300');
set(ax, 'GridLineStyle', '--');
set(ax, 'LineWidth', 1);
ax.XMinorGrid = 'on';
ax.YMinorGrid = 'on';
ax.MinorGridLineStyle = '--';
ax.MinorGridAlpha = 0.5;

```

Рис.2.8-2.13

```

clear; clc;
Nop=10000;mkrr=-90:1:90;
xmax=max(mkr);
N_rx=9;N_tx=9;rr=min(N_tx,N_rx);
R=1; % Radius of a circle
lambda=1;
% ULA configuration
% d=2*R/(rr-1);
% x_rx=0*linspace(1,N_rx,N_rx);
% y_rx=d*linspace(1,N_rx,N_rx);
% x_tx=0*linspace(1,N_tx,N_tx);
% y_tx=d*linspace(1,N_tx,N_tx);
%-----
% UCA configuration
% d = 2*R*sin(pi/rr);
% theta_tx = linspace(0, 2*pi, N_tx+1);
% theta_rx = linspace(0, 2*pi, N_rx+1);
% theta_tx = theta_tx(1:end-1);
% theta_rx = theta_rx(1:end-1);
% x_rx = R*cos(theta_rx);
% y_rx = R*sin(theta_rx);
% x_tx = R*cos(theta_tx);
% y_tx = R*sin(theta_tx);
%-----
% UCA with center
% d = 2*R*sin(pi/rr);
% theta = linspace(0, 2*pi, rr);
% % Coordinates of the antennas on the circle
% x_tx1 = R * cos(theta(1:end-1));
% y_tx1 = R * sin(theta(1:end-1));
% % Add the antenna at the center
% x_tx = [x_tx1, 0];
% y_tx = [y_tx1, 0];
% x_rx1 = R * cos(theta(1:end-1));
% y_rx1 = R * sin(theta(1:end-1));
% % Add the antenna at the center
% x_rx = [x_rx1, 0];

```

```

% y_rx = [y_rx1, 0];
%-----
% UCA configuration random
% golden_ratio = (1 + sqrt(5)) / 2; % Golden ratio
% r_max = 1;
% % Calculate antenna positions
% theta = 2 * pi * (0:rr-1) / (golden_ratio^2);
% r = sqrt(0:rr-1);
%
% % Scale radial positions so that the maximum radius is 1
% r = sqrt(0:rr-1) / sqrt(rr-1) * r_max;
%
% % Calculate x and y coordinates
% x_tx = r.* cos(theta);
% y_tx = r.* sin(theta);
% x_rx = r.* cos(theta);
% y_rx = r.* sin(theta);
%-----
% Sierpinski gasket
MM=3; A1=sqrt(3); A=A1;
mas=zeros(MM,3^(MM-1),2);
mas(1,1,1)=0; mas(1,1,2)=A1/2*(sqrt(3)-1/sqrt(3));
for mm=2:MM
    A=A/2;
    NN=3^(mm-2);
    nn=1;
    for n1=1:NN
        mas(mm,nn,1)=mas(mm-1,n1,1)-A/2;
        mas(mm,nn,2)=mas(mm-1,n1,2)+A/2/sqrt(3);

        mas(mm,nn+1,1)=mas(mm-1,n1,1)+A/2;
        mas(mm,nn+1,2)=mas(mm-1,n1,2)+A/2/sqrt(3);

        mas(mm,nn+2,1)=mas(mm-1,n1,1);
        mas(mm,nn+2,2)=mas(mm-1,n1,2)-A/sqrt(3);
        nn=nn+3;
    end
end
NA=NN*3;
x_tx=mas(MM,1:3^(MM-1),1);
y_tx=mas(MM,1:3^(MM-1),2);
x_rx=mas(MM,1:3^(MM-1),1);
y_rx=mas(MM,1:3^(MM-1),2);
Dn=1;
qsdB=10; qs=10^(qsdB/10); % SNR
kr=10; % Rice factor
gamma_s=pi/2; alfa_s=0; Ds=Dn*qs/N_tx;
M=9;
pdB=20;
DeltaA=30;
gam_j=pi/2*ones(1,M);
p=1*10^(pdB/10);
Dm=Dn*p*ones(1,M);
tic
ss=zeros(1,length(mkr));
stat=zeros(1,Nop);
PP=zeros(Nop,length(mkr));
Pout = zeros(1, length(mkr));
for k=1:Nop
    randAlfa=rand(1,M);
    for ii=1:length(mkr)

```

```

    alfa0=mkrr(ii);
    alfa_j=(alfa0-DeltaA/2+DeltaA*randAlfa)*pi/180; % rad
    for i1=1:1:N_rx
        for j1=1:1:N_tx
            R(i1, j1) = (cos(alfa_s)*(x_rx(i1) - x_tx(j1))+...
                        sin(alfa_s)*(y_rx(i1) - y_tx(j1))) *
sin(gamma_s);
            Hlos(i1,j1)=exp(-1i*2*pi*R(i1,j1));
        end
    end
    dteta=1; % rad
    pQtx=1;
    clear Rtx;
    Rtx=zeros(N_tx);
    for i1 = 1:N_tx
        for j1 = 1:N_tx
            for teta = - pi:dteta:pi
                Rtx(i1, j1) = Rtx(i1, j1)+pQtx *exp(-1i * 2 * pi *
(cos(teta)*(x_tx(i1) - x_tx(j1))+...
                        sin(teta)*(y_tx(i1) - y_tx(j1)))) *
sin(gamma_s)) * dteta;
            end
        end
    end
    Rtx=(Rtx+Rtx')/2;
    pQrx=1;
    clear Rrx;
    Rrx=zeros(N_rx);
    for i2 = 1:N_rx
        for j2 = 1:N_rx
            for teta = - pi:dteta:pi
                Rrx(i2, j2) = Rrx(i2, j2)+pQrx *exp(-1i * 2 * pi * (cos(teta)*(x_rx(i2)
- x_rx(j2))+...
                        sin(teta)*(y_rx(i2) - y_rx(j2)))) *
sin(gamma_s)) * dteta;
            end
        end
    end
    Rrx=(Rrx+Rrx')/2;
    Rmimo = kron(Rtx, Rrx);
    Rmimo=Rmimo/Rmimo(1,1);
    Rmimo=(Rmimo+Rmimo')/2;
    [V,S]=eig(Rmimo);
    Rmimo=V*diag(real(abs(diag(S)))+1e-15)*V';
    Rmimo=(Rmimo+Rmimo')/2;
    Rmimo = Rmimo + 1e-6*eye(size(Rmimo));
    CC = chol (Rmimo, 'lower');
    Hdd=reshape(CC*(randn(N_tx*N_rx,1)+1i*randn(N_tx*N_rx,1))/sqrt(2),N_rx,N_tx);
    Hd=sqrt(1/(kr+1))*Hdd+sqrt(kr/(kr+1))*Hlos; %H=Hdif+Hlos
    if M>0
        Rz=zeros(N_rx);
        Z=zeros(N_rx,1);
        for m=1:M
            Vm=exp(-1i*2*pi*sin(gam_j(m))*(cos(alfa_j(m))*x_rx'+sin(alfa_j(m))*y_rx')/lambda);
            Rz=Rz+Dm(m)*Vm*Vm';
        end
        Rz=Rz+eye(N_rx);
        Rz=(Rz+Rz')/2;
        W=inv(chol(Rz, 'lower'));
    else
        W=eye(N_rx);
    end

```



```

        end % if
        H=W*Hd;
        Irx=diag(ones(1,N_rx));
        C(ii)=log2(det(Irx+qs/N_tx*H*(H')));
        PP(ii, k)=C(ii);
    end % Nmax
    ss=ss+C;
    stat(k)=real(C(5));
end % Nop
SS=real(ss/Nop);
Cout= 6;
for ii=1:length(mkr)
    Pout(ii) = sum(PP(ii, :) < Cout) / Nop;
end
xmin=mkr(1);
figure(1)
plot(mkr,SS,'-k', 'LineWidth',3);
set(gca,'FontSize',20);
set(gca,'FontSize',20);
set(gca,'fontname','Times');
xlabel('\alpha_0,°');ylabel('C_E');
axis([xmin xmax 0 10]);
figure(3)
semilogy(mkr,Pout,'-k', 'LineWidth',2);
set(gca,'FontSize',20);
set(gca,'FontSize',20);
set(gca,'fontname','Times')
xlabel('\alpha_0,°');ylabel('Pout');
axis([xmin xmax 10^(-2) 1]);
ax = gca;
ax.GridColor = [0 0 0];
ax.GridLineStyle = '--';
ax.GridAlpha = 1;
ax.Layer = 'top';
print(gcf, 'BER_SNR_Hrandom_2x1.eps', '-depsc', '-r300');
set(ax, 'GridLineStyle', '--');
set(ax, 'LineWidth', 1);

ax.XMinorGrid = 'on';
ax.YMinorGrid = 'on';
ax.MinorGridLineStyle = '--';
ax.MinorGridAlpha = 0.5;
toc

```

Рис.3.4-3.5

```

clear; clc;
Nop=10000;
alfa0_range=-90:1:90;
xmin=alfa0_range(1);
xmax=max(alfa0_range);
N_rx=2;
N_tx=2;
rr=min(N_tx,N_rx);
d=0.5;
lambda=1;
x_rx=0*linspace(1,N_rx,N_rx);
y_rx=d*linspace(1,N_rx,N_rx);
x_tx=0*linspace(1,N_tx,N_tx);
y_tx=d*linspace(1,N_tx,N_tx);
Dn=1;
qsdB=0;      qs=10^(qsdB/10); % SNR

```

```

Ds=Dn*qs/N_tx;
kr=10; % Rice factor
gamma_s=90*pi/180;   alfa_s=30*pi/180;
M=1;
pdB=20; % JNR dB
DeltaA=30; % degree
gam_j=pi/2*ones(1,M); % rad
p=1*10^(pdB/10);
Dm=Dn*p*ones(1,M);
tic
for ii=1:length(alfa0_range)
    randAlfa=rand(1,M);
    % Set variable
    alfa0=alfa0_range(ii); % degree
    alfa_j=alfa0*ones(1,M)*pi/180;
    ne=0;
    count=0;
    for k=1:Nop
        S1=2*(rand(rr,1)>0.5)-1; % BPSK
        Vs=exp(-1i*2*pi*sin(gamma_s)*(cos(alfa_s)*x_rx'+sin(alfa_s)*y_rx')/lambda);
        Rs=Ds*Vs*Vs';
        for i1=1:1:N_rx
            for j1=1:1:N_tx
                R(i1, j1) = (cos(alfa_s)*(x_rx(i1) - x_tx(j1))+...
                    sin(alfa_s)*(y_rx(i1) - y_tx(j1))) *
sin(gamma_s);
                Hlos(i1,j1)=exp(-1i*2*pi*R(i1,j1));
            end
        end
        dteta=1; % rad
        pQtx=1;
        clear Rtx;
        Rtx=zeros(N_tx);
        for i1 = 1:N_tx
            for j1 = 1:N_tx
                for teta = - pi:dteta:pi
                    Rtx(i1, j1) = Rtx(i1, j1)+pQtx *exp(-1i * 2 * pi *
(cos(teta)*(x_tx(i1) - x_tx(j1))+...
                    sin(teta)*(y_tx(i1) - y_tx(j1)))) *
sin(gamma_s)) * dteta;
                end
            end
        end
        Rtx=(Rtx+Rtx')/2;
        pQrx=1;
        clear Rrx;
        Rrx=zeros(N_rx);
        for i2 = 1:N_rx
            for j2 = 1:N_rx
                for teta = - pi:dteta:pi
                    Rrx(i2, j2) = Rrx(i2, j2)+pQrx *exp(-1i * 2 * pi * (cos(teta)*(x_rx(i2)
- x_rx(j2))+...
                    sin(teta)*(y_rx(i2) - y_rx(j2)))) *
sin(gamma_s)) * dteta;
                end
            end
        end
        Rrx=(Rrx+Rrx')/2;
        Rmimo = kron(Rtx, Rrx);
        Rmimo=Rmimo/Rmimo(1,1);
        Rmimo=(Rmimo+Rmimo')/2;
    end
end

```

```

[V,S]=eig(Rmimo);
Rmimo=V*diag(real(abs(diag(S)))+1e-15)*V';
Rmimo=(Rmimo+Rmimo')/2;
Rmimo = Rmimo + 1e-6*eye(size(Rmimo));
CC = chol (Rmimo, 'lower');
Hdd=reshape(CC*(randn(N_tx*N_rx,1)+1i*randn(N_tx*N_rx,1))/sqrt(2),N_rx,N_tx);
Hd=sqrt(1/(kr+1))*Hdd+sqrt(kr/(kr+1))*Hlos;
N=sqrt(Dn/2)*(rand(N_rx,1)+1i*rand(N_rx,1));
Rz=zeros(N_rx);
Z=zeros(N_rx,1);
for m=1:M
Vm=exp(-1i*2*pi*sin(gam_j(m))*(cos(alfa_j(m))*x_rx'+sin(alfa_j(m))*y_rx')/lambda);
Z=Z+sqrt(Dm(m)/2)*Vm*(randn+1i*randn);
Rz=Rz+Dm(m)*Vm*Vm';
end
Rz=Rz+eye(N_rx);
Rz=(Rz+Rz')/2;
W=inv(chol(Rz, 'lower'));
H=W*Hd;
N1=W*N;
Z1=W*Z;
[U,Sx,V]=svd(H);
Vx=V(1:N_tx,1:rr);
Lam=diag(Sx).^2;
F=eye(rr)/sqrt(rr);
F1=diag(F);
count=count+sum(F1==0);
X=Vx*F*S1;
X=X/sqrt(trace(X*X'));
Y=sqrt(Ds/2)*H*X+Z1+N1;
Yd=W*Y;
z=U'*Yd;
Se=2*(real(z)>0)-1;
ne=ne+sum((S1(1).*Se(1))<1);
end %Nop
count;
Perr(ii)=ne/Nop;
end % alfa0
figure(1)
semilogy(alfa0_range,Perr,'-k', 'LineWidth',2);
set(gca,'FontSize',20);
set(gca,'FontSize',20);
set(gca,'fontname','Times')
xlabel('\alpha_0,°');ylabel('P_E');
axis([xmin xmax 10^(-4) 1]);
hold on;
grid on;
ax = gca;
ax.GridColor = [0 0 0];
ax.GridLineStyle = '--';
ax.GridAlpha = 1;
ax.Layer = 'top';
print(gcf, 'Pout_5antennas_alfa0_alfas_0_kr_10_deltaalfa_30_q_10_p_20.eps', '-depsc',
'-r300');
ax = gca;
ax.GridColor = [0 0 0];
ax.GridLineStyle = '--';
ax.GridAlpha = 1;
ax.Layer = 'top';
print(gcf, 'BER_SNR_Hrandom_2x1.eps', '-depsc', '-r300');
set(ax, 'GridLineStyle', '--');

```

```

set(ax, 'LineWidth', 1);
ax.XMinorGrid = 'on';
ax.YMinorGrid = 'on';
ax.MinorGridLineStyle = '--';
ax.MinorGridAlpha = 0.5;
toc

```

Рис.3.7

```

clear;
clc;
N_tx=5;
N_rx=5;
Nad=N_rx-1;
d=0.5;
x_tx=d*linspace(0,1,N_tx);
y_tx=d*linspace(0,1,N_tx);
x_rx=d*(linspace(1,N_rx,N_rx));
y_rx=0*linspace(0,1,N_rx);
M=2;
Dn = 1;
Ds = 100;
Dm = 1000*linspace(1,M,M);
gam_s=10*pi/180;
alfa_s=90*pi/180;
gam_j=30*linspace(1,M,M)*pi/180;
alfa_j=90*linspace(1,1,M)*pi/180;
gamma_b=2*10^(-6);
gamma_v=5*10^(-8);
Ka=100000;
x=x_rx;
y=y_rx;
N=N_rx;
Kad=Ka;
tic
    Z=zeros(N,1);
    Rz=zeros(N);
    for m=1:M
        Vm=exp(1i*2*pi*sin(gam_j(m))*(cos(alfa_j(m))*x'+sin(alfa_j(m))*y'));
        Z=Z+sqrt(Dm(m)/2)*(randn(1,1)+1i*randn(1,1))*Vm;
        Rz=Rz+sqrt(Dm(m)/2)*Vm*Vm';
    end
    Q=sqrt(Dn/2)*(randn(N_rx,1)+1i*randn(N_rx,1));
    H=(randn(N_rx,N_tx)+1i*randn(N_rx,N_tx));
    X=sqrt(Ds/2)*(randn(N_tx,1)+1i*randn(N_tx,1));
    Y=H*X+Z+Q;
    for n=1:N_rx
        Rn=sqrt(Dn/2)*eye(N_rx);
        R=Rz+Rn;
        Ry=R;
        Ry(:,n)=[];
        Ry(n,:)=[];
        Rys=R(:,n);
        Rys(n,:)=[];
        WA(n,:)=Rys'*inv(Ry);
    end
    for k=1:Kad
        wa(1,k)=abs(WA(1,1));
    end
    WB=zeros(N_rx,Nad,Kad);
    for k=2:Kad
        for m=1:N_rx

```

```

        Rn=sqrt(Dn/2)*eye(N_rx);
        R=Rz+Rn;
        Ry=R;
        Ry(:,m)=[];
        Ry(m,:)=[];
        Rys=R(:,m);
        Rys(m,:)=[];
        WB(m,:,k)=WB(m,:,k-1)-2*gamma_b*(WB(m,:,k-1)*Ry-Rys');
    end
end
for k=1:Kad
    wb(1,k)=abs(WB(1,1,k));
end
WC=zeros(N_rx,Nad,Kad);
for k=2:Kad
    Z=zeros(N_rx,1);
    for m=1:M
        Vm=exp(1i*2*pi*sin(gam_j(m))*(cos(alfa_j(m))*x'+sin(alfa_j(m))*y'));
        Z=Z+sqrt(Dm(m)/2)*(randn(1,1)+1i*randn(1,1))*Vm;
    end
    Q=sqrt(Dn/2)*(randn(N_rx,1)+1i*randn(N_rx,1));
    H=(randn(N_rx,N_tx)+1i*randn(N_rx,N_tx));
    X=sqrt(Ds/2)*(randn(N_tx,1)+1i*randn(N_tx,1));
    Y=H*X+Z+Q;
    for m=1:N_rx
        Ym=Y;
        Ym(m)=[];
        WC(m,:,k)=WC(m,:,k-1)+2*gamma_v*(Y(m)-WC(m,:,k-1)*Ym)*Ym';
    end
end
clear wc
wc=zeros(1,Kad);
for k=1:Kad
    wc(1,k)=abs(WC(1,1,k));
end
% plot(wa,'-k','LineWidth',2);
% plot(wb,'--k','LineWidth',2);
plot(wc,'-.k','LineWidth',2);
set(gca,'FontSize',20);
set(gca,'fontname','Times')
set (gca,'XGrid','on');
set (gca,'YGrid','on');
legend('Model A', 'Model B', 'Model C');
xlabel('k');
ylabel('|W(1,1)|');
ax = gca;
ax.GridColor = [0 0 0];ax.GridLineStyle = '--';
ax.GridAlpha = 1;ax.Layer = 'top';
set(ax, 'GridLineStyle', '--');
set(ax, 'LineWidth', 1);
ax.XMinorGrid = 'on';ax.YMinorGrid = 'on';
ax.MinorGridLineStyle = '--';ax.MinorGridAlpha = 0.5;
hold on
toc

```

Рис.3.8-3.10

```

clc; clear;
Krx=20; Kmax=4;
for nRx=1:Krx
    Nrx=nRx+1;
    xRx(nRx)=Nrx;

```

```

for K=1:Kmax
d=0.5;
x=d*(linspace(1,Nrx,Nrx)-1)';
Dm=1000*ones(1,K);
gamma=linspace(1,K,K)*10*pi/180;
R=eye(Nrx);
for k=1:K
    Vk=exp(-1i*2*pi*x*sin(gamma(k)));
    R=R+Dm(k)*Vk*Vk';
end
Ryx=zeros(Nrx-1,Nrx-1);
for m=1:Nrx
    Rxx=R(:,m);
    Rxx(m)=[];
    Ryx(:,m)=Rxx;
end
W=zeros(Nrx,Nrx-1);
for m=1:Nrx
    Rx=R;
    Rx(m,:)=[];
    Rx(:,m)=[];
    W(m,:)=Ryx(:,m)'\*inv(Rx);
end
R1=R;
R2=zeros(Nrx);
for n=1:Nrx
    Rmm=R;
    Rmm(n,:)=[];
    R2(n,:)=W(n,:)*Rmm;
end
R2=R2';
R3=zeros(Nrx);
for n=1:Nrx
    Rmm=R;
    Rmm(n,:)=[];
    R3(n,:)=W(n,:)*Rmm;
end
for n=1:Nrx
    for m=1:Nrx
        Rm=R;
        Rm(n,:)=[];
        Rm(:,m)=[];
        R4(n,m)=W(n,:)*Rm*W(m,:)\';
    end
end
Rz=R1-R2-R3+R4;
nF(K,nRx)=sqrt(sum(sum(abs(Rz/Rz(2,2)-eye(Nrx)).^2)));
m=1;
W1=R(2:Nrx,1)'\*inv(R(2:Nrx,2:Nrx));
De=R(1,1)+W1*R(2:Nrx,2:Nrx)*W1'-R(2:Nrx,1)'\*W1'-W1*R(2:Nrx,1);
KdB(K,nRx)=-10*log10(abs(De)/Dm(1));
end
end
figure(1)
plot(xRx,nF(1,:), '-k', xRx,nF(2,:), '--k', xRx,nF(3,:), '-.k', 'LineWidth',2.5);
grid
axis([0 Krx 0 14]);
set(gca, 'fontname', 'Times')
set(gca, 'FontSize', 20);
legend(['K=1'; 'K=2'; 'K=3']);
xlabel('N_R_X');

```

```

ylabel('n_F');
ax = gca;
ax.GridColor = [0 0 0];
ax.GridLineStyle = '--';
ax.GridAlpha = 1;
ax.Layer = 'top';
set(ax, 'GridLineStyle', '--');
set(ax, 'LineWidth', 1);
ax.XMinorGrid = 'on';
ax.YMinorGrid = 'on';
ax.MinorGridLineStyle = '--';
ax.MinorGridAlpha = 0.5;
figure(2)
plot(xRx,KdB(1,:), '-k', xRx,KdB(2,:), '--k', xRx,KdB(3,:), '-.k', 'LineWidth', 2.5);
grid
axis([0 Krx 0 30]);set(gca, 'fontname', 'Times')set(gca, 'FontSize', 20);
legend(['K=1'; 'K=2'; 'K=3']);
xlabel('N_R_X');ylabel('K_V, dB');
ax = gca;ax.GridColor = [0 0 0];ax.GridLineStyle = '--';
ax.GridAlpha = 1;ax.Layer = 'top';
set(ax, 'GridLineStyle', '--');
set(ax, 'LineWidth', 1);
ax.XMinorGrid = 'on';
ax.YMinorGrid = 'on';
ax.MinorGridLineStyle = '--';
ax.MinorGridAlpha = 0.5;
figure(3)
[X,Y] = meshgrid(1:1:Nrx);
Z = peaks(X,Y);
surf(X,Y,abs(Rz));axis([1 Nrx 1 Nrx 0 1.5]);
set(gca, 'fontname', 'Times');set(gca, 'FontSize', 20);
xlabel('n');ylabel('m');zlabel('|R_V(n,m)|');
ax = gca;ax.GridColor = [0 0 0];ax.GridLineStyle = '--';
ax.GridAlpha = 1;ax.Layer = 'top';
set(ax, 'GridLineStyle', '--');
set(ax, 'LineWidth', 1);
ax.XMinorGrid = 'on';ax.YMinorGrid = 'on';
ax.MinorGridLineStyle = '--';ax.MinorGridAlpha = 0.5;

```

Рис.4.1-4.2

```

clear;clc;
Nop=10000;
N_tx=2;N_rx=2;
md=0:0.09:2; M=0; kr=10;
pdB =30; p=10^(pdB/10);qdB =10; qs=10^(qdB/10);
Dm=p*ones(1,M);
alfa_j=(-180+360*rand(1,M))*pi/180; gam_j=90*ones(1,M)*pi/180;
tic
for ii=1:length(md)
    d=md(ii);
    x_rx=0*linspace(1,N_rx,N_rx); y_rx=d*linspace(1,N_rx,N_rx);
    x_tx=0*linspace(1,N_tx,N_tx); y_tx=d*linspace(1,N_tx,N_tx);
    for i1=1:1:N_rx
        for j1=1:1:N_tx
            R(i1, j1) = (cos(alfa_s)*(x_rx(i1) - x_tx(j1))+...
                sin(alfa_s)*(y_rx(i1) - y_tx(j1))) * sin(gamma_s);
            Hlos(i1,j1)=exp(-1i*2*pi*R(i1,j1));
        end
    end
    dteta=0.01; pQtx=1;
    clear Rtx;

```

```

    Rtx=zeros(N_tx);
for i1 = 1:N_tx
for j1 = 1:N_tx
    for teta = - pi:dteta:pi
        Rtx(i1, j1) = Rtx(i1, j1)+pQtx *exp(-1i * 2 * pi * (y_tx(i1) - y_tx(j1)) *
sin(teta)) * dteta;
    end
end
end
    Rtx=(Rtx+Rtx')/2;
    pQrx=1;
    clear Rrx;
    Rrx=zeros(N_rx);
for i2 = 1:N_rx
    for j2 = 1:N_rx
        for teta = - pi:dteta:pi
            Rrx(i2, j2) = Rrx(i2, j2)+pQrx *exp(-1i * 2 * pi * (y_rx(i2) - y_rx(j2)) *
sin(teta)) * dteta;
        end
    end
end
    Rrx=(Rrx+Rrx')/2;
    Rmimo = kron(Rtx, Rrx);
    Rmimo=Rmimo/Rmimo(1,1);
    Rmimo=(Rmimo+Rmimo')/2;
    [V,S]=eig(Rmimo);
    Rmimo=V*diag(real(abs(diag(S)))+1e-15)*V';
    Rmimo=(Rmimo+Rmimo')/2;
    CC = chol (Rmimo, 'lower')
    Hdd=reshape(CC*(randn(N_tx*N_rx,1)+1i*randn(N_tx*N_rx,1))/sqrt(2),N_rx,N_tx);
    Hd=sqrt(qs/2)*(sqrt(1/(kr+1))*Hdd+sqrt(kr/(kr+1))*Hlos);
    ss=0;
    for k=1:Nop
        if M>0
            Rz=zeros(N_rx);
            for m=1:M
                Vm=exp(-1i*2*pi*sin(gam_j(m))*(cos(alfa_j(m))*x_rx'+sin(alfa_j(m))*y_rx'));
                Rz=Rz+Dm(m)*Vm*Vm';
            end
            Rz=Rz+eye(N_rx);    Rz=(Rz+Rz')/2;
            W=inv(chol(Rz, 'lower'));
        else
            W=eye(N_rx);    end
        dH=0*(randn(N_rx,N_tx)+1i.*randn(N_rx,N_tx));
        H1=Hd+dH;
        H=W*H1;
        rr=min(N_tx,N_rx);
        S=2*(rand(rr,1)>0.5)-1;
        [U,Sx,Q]=svd(H);
        Lam=diag(Sx).^2;
        Qx=Q(1:N_tx,1:rr);
        F=eye(rr)/sqrt(rr);
        F1=diag(F);
        X=Qx*F*S;
        X=X/sqrt(trace(X*X'));
        q=zeros(rr,1);
        UHQt = U' * H * Q;    for k = 1:rr
            sum = 0;
            for l = 1:rr
                if k ~= l
                    sum = sum + qs * F(1)^2* UHQt(k, l)^2;

```



```

        end
    end
    q(k)=(qs*F1(k)^2*UHQ(k, k)^2)/(1+qs*sum);
    ss=ss+log2(1+q(k));
end
SS(ii)=real(ss/Nop);
end
figure(1)
plot(md,SS,'-k', 'LineWidth',2);set(gca,'FontSize',20);set(gca,'FontSize',20);
set(gca,'fontname','Times')
xlabel('d/\lambda');ylabel('C_e');axis([0 2 0 15]);
hold on;grid on;
ax = gca;ax.GridColor = [0 0 0];
ax.GridLineStyle = '--';ax.GridAlpha = 1;ax.Layer = 'top';
print(gcf, 'BER_SNR_Hrandom_2x1.eps', '-depsc', '-r300');
set(ax, 'GridLineStyle', '--');
set(ax, 'LineWidth', 1);
ax.XMinorGrid = 'on';ax.YMinorGrid = 'on';ax.MinorGridLineStyle = '--';
ax.MinorGridAlpha = 0.5;
toc

```

Рис.4.20

```

morning_capacity = [106.6, 120.49, 150.75, 161.88];
morning_errors_70 = [2.12, 2.43, 2.98, 3.21];
day_capacity = [94.81, 105.83, 130.52, 152.67];
day_errors_70 = [2.08, 2.16, 2.64, 3.13];
morning_upper_bound = morning_capacity + morning_errors_70;
morning_lower_bound = morning_capacity - morning_errors_70;
day_upper_bound = day_capacity + day_errors_70;
day_lower_bound = day_capacity - day_errors_70;
x_labels = {'1', '2', '3', '4'};
figure;
hold on;
errorbar(1:4, morning_capacity, morning_errors_70, 'k', 'LineWidth', 2);
errorbar(1:4, day_capacity, day_errors_70, 'k--', 'LineWidth', 2);
xlim([1 4]);
xticks(1:4);
set(gca,'FontSize',16);
set(gca,'FontSize',16);
set(gca,'fontname','Times')
xticklabels(x_labels);
xlabel('N_R_X');
ylabel('C_E');
grid on;
hold on;
ax = gca;
ax.GridColor = [0 0 0];
ax.GridLineStyle = '--';
ax.GridAlpha = 1;
ax.Layer = 'top';
print(gcf, 'Channel Capacity with Confidence Intervals.eps', '-depsc', '-r300');
set(ax, 'GridLineStyle', '--');
set(ax, 'LineWidth', 1);
ax.XMinorGrid = 'on';
ax.YMinorGrid = 'on';
ax.MinorGridLineStyle = '--';
ax.MinorGridAlpha = 0.5;

```