

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет)»

На правах рукописи

**Нгием Ван Донг**

**ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИИ МІМО ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ  
СПЕКТРАЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМ  
СВЯЗИ**

Специальность: 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

**ДИССЕРТАЦИЯ**

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:

доктор технических наук, член-корреспондент РАН

Дворкович Александр Викторович

Москва – 2026

## ОГЛАВЛЕНИЕ

|                                                                                                                                        |     |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| <u>Введение</u> .....                                                                                                                  | 4   |
| <u>Раздел 1. Обзор современных беспроводных систем связи и методов повышения спектральной эффективности</u> .....                      | 12  |
| <u>1.1. Анализ информационных систем с технологией MIMO</u> .....                                                                      | 12  |
| <u>1.2. Анализ спектра сигналов в беспроводных системах связи</u> .....                                                                | 15  |
| <u>1.3. Исследование существующих способов и средств обеспечения спектральной эффективности</u> .....                                  | 20  |
| <u>1.3.1. Обзор формальных методов обеспечения спектральной эффективности</u>                                                          | 20  |
| <u>1.3.2. Обзор практических средств повышения спектральной эффективности</u>                                                          | 38  |
| <u>1.3.2.1. Метод модифицированной прямоугольной квадратурной амплитудной модуляции для уменьшения взаимного влияния каналов</u> ..... | 38  |
| <u>1.3.2.2. Критерии подбора свободных каналов передачи данных с использованием анализаторов спектра</u> .....                         | 47  |
| <u>Раздел 2. Разработка методов оценки спектральной эффективности систем связи с использованием технологии MIMO</u> .....              | 61  |
| <u>2.1. Технология MIMO: технологические характеристики, преимущества массивных MIMO</u> .....                                         | 61  |
| <u>2.2. Увеличение пропускной способности, спектральной и энергоэффективности с использованием технологии MIMO</u> .....               | 67  |
| <u>2.3. Статистическая оценка помехозащищённости многоканальных систем связи с технологией MIMO</u> .....                              | 85  |
| <u>2.4. Энерго-спектральная компенсация эффективности. Оптимальная модель</u>                                                          | 91  |
| <u>Раздел 3. Разработка алгоритмов повышения спектральной эффективности при использовании технологии MIMO</u> .....                    | 100 |
| <u>3.1. Метод адаптивного пространственного кодирования сигналов для нестационарных частотно-селективных каналов</u> .....             | 100 |
| <u>3.2. Алгоритм интеграции спектральных методов передачи данных в архитектуру MIMO</u> .....                                          | 107 |

|                                                                                                                                                                                         |     |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| <u>3.3. Программно-аппаратная реализация алгоритма спектральной координации сигналов в системе с ММО</u> .....                                                                          | 111 |
| <u>3.4. Имитационное моделирование способов помехоустойчивого кодирования и декодирования при решении задач повышения спектральной эффективности в беспроводных каналах связи</u> ..... | 126 |
| <u>Заключение</u> .....                                                                                                                                                                 | 148 |
| <u>Список сокращений и условных обозначений</u> .....                                                                                                                                   | 149 |
| <u>Список литературы</u> .....                                                                                                                                                          | 153 |
| <u>Приложение А. Акт внедрения результатов с нотариально заверенным переводом</u> .....                                                                                                 | 171 |
| <u>Приложение Б. Свидетельство о государственной регистрации программ для ЭВМ</u> .....                                                                                                 | 175 |

## Введение

**Актуальность темы.** Современное развитие информационного общества связано с постоянным ростом объема передаваемых данных, увеличением числа беспроводных устройств и повышением требований к надежности, скорости и устойчивости связи. В этих условиях радиочастотный ресурс становится одним из наиболее дефицитных ресурсов телекоммуникационных систем. Простое расширение полосы частот не может рассматриваться как универсальный путь развития, поэтому особое значение приобретают методы, позволяющие увеличивать полезную пропускную способность без привлечения дополнительного спектра.

Одним из наиболее перспективных направлений решения этой задачи является применение технологии MIMO (Multiple Input Multiple Output), основанной на использовании нескольких передающих и приемных антенн. Технология MIMO позволяет формировать несколько пространственных потоков данных, повышать устойчивость приема при многолучевом распространении и эффективнее использовать имеющуюся полосу частот. В системах 4G, 5G, Wi-Fi, перспективных системах широкополосного доступа и системах связи с повышенными требованиями к покрытию MIMO является ключевым инструментом повышения спектральной (SE) и энергетической эффективности (EE).

Вместе с тем практическое применение MIMO-систем сопровождается рядом ограничений. Увеличение числа антенных каналов повышает вычислительную сложность обработки, усиливает требования к оценке состояния канала, синхронизации и подавлению межканальной интерференции. В нестационарных частотно-селективных каналах эффективность известных схем пространственно-временного и пространственно-частотного кодирования существенно зависит от доплеровского сдвига, частотной корреляции, уровня шума, пилотной нагрузки и характеристик аппаратной реализации. Поэтому задача повышения спектральной

эффективности ММО-систем не сводится только к росту числа антенн или увеличению мощности передачи.

Актуальность диссертационного исследования определяется необходимостью разработки методов оценки и алгоритмов повышения спектральной эффективности беспроводных систем связи с ММО, учитывающих не только предельную пропускную способность канала, но и реальные ограничения: отношение сигнал/шум (SNR), отношение сигнал/интерференция-плюс-шум (SINR), вероятность битовой ошибки (BER), пилотную нагрузку, межканальную интерференцию, энергетические затраты и вычислительную сложность обработки сигналов. Такой подход позволяет рассматривать спектральную эффективность как комплексный показатель качества функционирования ММО-канала в реальной сигнально-помеховой обстановке.

**Степень разработанности темы исследования** определяется широким кругом исследований в области построения многоантенных систем связи, оценки пропускной способности ММО-каналов, пространственного разделения информационных потоков, повышения спектральной и энергетической эффективности, а также помехоустойчивой обработки сигналов. Теоретические основы ММО-систем сформированы в работах G.J. Foschini, M.J. Gans и E. Telatar. Значительный вклад в развитие пространственно-временного кодирования и практического построения ММО-систем внесли S.M. Alamouti, V. Tarokh, A.J. Paulraj, D. Gesbert и H. Bölcskei.

Существенный массив работ посвящён массивным системам ММО (Massive MIMO), пространственному мультиплексированию пользователей, построению больших антенных решёток и исследованию компромисса между спектральной и энергетической эффективностью. Данные направления развиваются в работах T.L. Marzetta, E.G. Larsson, E. Björnson, M. Debbah, J. Hoydis, S.T. Brink, H.Q. Ngo, H. Halbauer, A. Weber, D. Wiegner и T. Wild. В них рассматривается влияние количества антенн и пользователей, распределения мощности и параметров канала на пропускную способность и энергопотребление ММО-систем.

Отдельное направление составляют исследования совместного применения ортогонального частотного мультиплексирования (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) и многоантенных технологий, а также методов пространственно-временного блочного кодирования (Space-Time Block Coding, STBC), пространственно-частотного блочного кодирования (Space-Frequency Block Coding, SFBC) и пространственно-частотно-временного блочного кодирования (Space-Frequency-Time Block Coding, SFTBC). Значительный вклад в данное направление внесли L. Hanzo, J. Akhtman, L. Wang, H.G. Yeh, A. Al-Dweik, S. Muhaidat, F. Kalbat, C.A. Medina и R. Sampaio-Neto. В их работах исследованы способы повышения устойчивости систем к многолучевому распространению, частотной избирательности и нестационарности канала.

В Российской научной школе вопросы развития MIMO и Massive MIMO-систем, повышения их пропускной способности и помехоустойчивости рассматриваются в работах В.Б. Крейнделина, М.Г. Бакулина, В.Г. Карташевского, Г.А. Фокина и Е.И. Глушанкова. Анализ исследований показывает, что при высокой степени разработанности отдельных компонентов MIMO-систем сохраняется методологический разрыв между задачами повышения скорости передачи, обеспечения помехоустойчивости и ограничения вычислительной сложности. Исследования, выполненные автором, направлены на устранение указанного методологического разрыва.

**Цели и задачи исследования.** Целью диссертационной работы является разработка методов оценки и повышения спектральной эффективности беспроводных систем связи с применением технологии MIMO и учетом ограничений практической реализации.

Для достижения цели в работе поставлены следующие задачи:

1. Провести анализ существующих методов оценки и повышения спектральной эффективности MIMO-систем и определить их ограничения в реальной сигнально-помеховой обстановке.
2. Разработать метод многокритериальной оценки спектральной эффективности MIMO-систем, совместно учитывающий полезную пропускную

способность, пилотную нагрузку, отношение сигнал/шум, вероятность битовой ошибки, энергетические и вычислительные затраты.

3. Усовершенствовать метод адаптивного пространственного кодирования сигналов и разработать алгоритм выбора режима обработки с учётом отношения сигнал/шум, доплеровского сдвига, временной и частотной корреляции ММО-канала.

4. Разработать метод формирования комплексных весовых коэффициентов антенных каналов в составе адаптивной пространственно-временной обработки ММО-сигналов, предусматривающий оценку текущей сигнально-помеховой обстановки, адаптивную настройку весов пространственного фильтра по известному критерию минимизации выходной мощности помехи и последующую временную фильтрацию остаточной составляющей ошибки. Усовершенствовать способ компенсации ошибок за счёт последовательного применения пространственной и временной фильтрации.

**Объектом исследования** является процесс передачи и обработки сигналов в беспроводных системах связи с использованием технологии ММО в условиях шумов, многолучевых замираний и межканальной интерференции.

**Предметом исследования** являются алгоритмы оценки и методы повышения спектральной эффективности в беспроводных системах связи с использованием технологии ММО на основе адаптивного пространственного кодирования, пространственно-временной фильтрации, спектральной координации сигналов и компенсации ошибок без расширения используемой полосы частот.

**Методология и методы исследования.** В работе применены методы цифровой обработки сигналов, математического моделирования, теории вероятностей, дискретной математики, теории потенциальной помехоустойчивости, теории оптимизации и имитационного моделирования.

**Научная новизна работы заключается в следующем:**

1. Разработан метод многокритериальной оценки спектральной эффективности ММО-систем, отличающийся от известных подходов совместным учётом пропускной способности, пилотной нагрузки, SNR/SINR, BER,

энергетической эффективности и вычислительной сложности. Метод позволяет оценивать не только теоретическую скорость передачи, но и устойчивость ММО-системы в реальной сигнально-помеховой обстановке.

2. Усовершенствован метод адаптивного пространственного кодирования ASC, отличающийся детерминированным ситуационным выбором режима пространственного кодирования SFBC, STBC, пространственно-частотного кодирования (SF) или пространственно-временного блочного кодирования с преобразованием Уолша–Адамара и комплементарных последовательностей (WHSTBC-CC) по совокупности текущих параметров канала: отношения сигнал/шум, размера сигнального ансамбля, нормированного доплеровского сдвига, коэффициентов временной и частотной корреляции. Разработанный алгоритм объединяет оценку состояния канала, адаптивный выбор модуляции, расчёт корреляционных параметров и выбор пространственного кода в единую процедуру обработки.

3. Разработан метод формирования комплексных весовых коэффициентов антенных каналов в составе адаптивной пространственно-временной обработки ММО-сигналов, предусматривающий оценку текущей сигнально-помеховой обстановки, адаптивную настройку весов пространственного фильтра по известному критерию минимизации выходной мощности помехи и последующую временную фильтрацию остаточной составляющей ошибки. Усовершенствован способ компенсации ошибок за счёт последовательного применения пространственной и временной фильтрации.

**Теоретическая значимость работы** состоит в развитии методов комплексной оценки спектральной эффективности ММО-систем с учетом не только пропускной способности, но и качества пространственного разделения, вероятности ошибки, пилотной нагрузки, интерференции и вычислительной сложности. Предложенные модели и зависимости расширяют аппарат анализа ММО-каналов в условиях многолучевого распространения и нестационарности.

**Практическая значимость работы** состоит в возможности использования разработанных методов при построении программно-аппаратных средств

обработки сигналов в беспроводных системах ММО. Результаты работы использованы компанией E-STARS (Вьетнам) при разработке программно-аппаратных средств передачи данных: применены алгоритмические решения по спектральной координации и адаптивной обработке сигналов ММО-OFDM, предназначенные для оценки состояния канала и снижения влияния межканальной интерференции. Программно-аппаратная апробация соответствующих решений выполнена в комплексе ММО-OFDM  $2 \times 2$  с двухканальными приёмопередатчиками AD9361 и FPGA.

### **Основные положения, выносимые на защиту.**

1. Метод многокритериальной оценки спектральной эффективности ММО-систем, который, в отличие от подходов, основанных только на отношении скорости передачи к полосе частот, дополнительно учитывает пилотную нагрузку, SNR/SINR, BER, межканальную интерференцию, энергетические и вычислительные затраты. Это обеспечивает более полную оценку эффективности системы в реальных условиях функционирования.

2. Усовершенствованный метод адаптивного пространственного кодирования (ASC), обеспечивающий ситуационный выбор режима обработки по текущим параметрам нестационарного частотно-селективного канала. По сравнению с известным комбинированным методом пространственно-временного и пространственно-частотного кодирования (ST-SF) предложенный метод обеспечивает энергетический выигрыш 2,5–4,0 дБ при вероятности ошибки  $P_p = 7 \cdot 10^{-3} \dots 3 \cdot 10^{-2}$ .

3. Метод формирования комплексных весовых коэффициентов антенных каналов в составе адаптивной пространственно-временной обработки ММО-сигналов, предусматривающий оценку текущей сигнально-помеховой обстановки, адаптивную настройку весов пространственного фильтра по известному критерию минимизации выходной мощности помехи и последующую временную фильтрацию остаточной составляющей ошибки. Последовательное применение пространственной и временной фильтрации обеспечивает сначала разделение

полезных потоков и подавление межканальной интерференции, а затем снижение влияния шумов, замираний и временной нестабильности канала.

**Личный вклад автора.** Все основные результаты, составляющие содержание диссертации, получены соискателем самостоятельно.

**Степень достоверности и апробация результатов.** Основные положения и результаты исследования были представлены и обсуждены на международных научно-практических конференциях:

1. VIII Международная научно-практическая конференция «Актуальные проблемы и перспективы развития радиотехнических и инфокоммуникационных систем» РАДИОИНФОКОМ-2024, Москва, 2024 г.
2. 9th International Conference on Information, Control, and Communication Technologies ICCT-2025, Гомель, Беларусь, 2025.
3. IX Международная научно-практическая конференция «Актуальные проблемы и перспективы развития радиотехнических и инфокоммуникационных систем» РАДИОИНФОКОМ-2025, Москва, 2025.

**Публикации.** По теме диссертационной работы опубликовано 6 научных работ, в том числе 2 статьи в научных изданиях, рекомендованных ВАК (K2), 1 статья в изданиях, индексируемых в международной базе данных SCOPUS, 1 свидетельство о регистрации программ для ЭВМ, 2 доклада в сборниках трудов международных конференций [96–101].

**Структура и объем работы.** Диссертация состоит из введения, трех разделов, заключения и списка литературы из 164 наименований. Общий объем диссертации составляет 175 страниц, включая 61 рисунок и 12 таблиц.

**Соответствие паспорту специальности.** Проведенное автором исследование соответствует:

п. 5 «Разработка и исследование алгоритмов, включая цифровые, обработки сигналов и информации в радиотехнических устройствах и системах различного назначения, в том числе синтез и оптимизация алгоритмов обработки».

Соответствие п. 5 паспорта специальности определяется разработкой автором алгоритма ситуационного выбора режима обработки в ММО-системе, объединяющего оценку состояния канала, выбор модуляции, расчёт параметров временной и частотной корреляции, выбор режима пространственного кодирования и подавление межканальной интерференции в единую адаптивную процедуру. При этом схемы STBC, SFBC, WHSTBC-CC и SF используются как известные базовые способы пространственного кодирования, а научный результат автора состоит в алгоритме их адаптивного выбора по совокупности текущих параметров нестационарного частотно-селективного канала. Кроме того, усовершенствована организация пространственно-временной обработки за счёт последовательного применения пространственной и временной фильтрации.

п. 6 «Разработка и исследование методов и алгоритмов обработки сигналов и информации в радиотехнических устройствах и системах различного назначения, включая системы телевидения и передачи информации, при наличии помех с целью повышения помехоустойчивости» паспорта специальности 2.2.13. Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения. Соответствие п. 6 паспорта специальности определяется разработкой и исследованием методов обработки сигналов, направленных на повышение полезной пропускной способности и спектральной эффективности ММО-систем при сохранении требуемой достоверности передачи. Усовершенствованный метод ASC обеспечивает адаптивный выбор режима кодирования в зависимости от SNR, доплеровского сдвига и временной и частотной корреляции канала; пространственно-временная обработка обеспечивает подавление межканальной интерференции, шумов и замираний. Полученные результаты моделирования подтверждают повышение пропускной способности и помехоустойчивости системы без расширения используемой полосы частот.

## **Раздел 1. Обзор современных беспроводных систем связи и методов повышения спектральной эффективности**

### **1.1. Анализ информационных систем с технологией ММО**

Многоантенные системы связи, известные как системы с множественными входами и множественными выходами (ММО), интенсивно исследуются в течение последнего десятилетия. Первые работы с постановкой проблемы появились в 1996 г. [11, 12]. Впоследствии этому направлению был посвящен ряд научных работ [2, 4, 10]. Благодаря значительному выигрышу в скорости передачи информации, технология ММО рассматривается как одна из составляющих будущего стандарта для систем связи следующего поколения [6].

Обязательным условием появления ММО можно считать потребность в высокоскоростных соединениях, способных обеспечить высокое качество обслуживания (QoS) параллельно, независимо от положения абонента в зоне покрытия. Следовательно, возникла необходимость в новом технологическом решении без строительства новых базовых станций (или других объектов) и расширения частотного диапазона.

Принцип работы системы ММО основан на наличии нескольких антенн по обе стороны канала связи, то есть как на передатчике, так и на приемнике. Формируется несколько «параллельных» каналов связи, что позволяет значительно увеличить пропускную способность (грубо говоря, пропорционально количеству задействованных антенн), без использования дополнительного частотного спектра. Такой подход позволяет эффективно бороться с замираниями в канале связи, которые вызваны многолучевым распространением радиоволн. Для эффективной многоантенной передачи антенны по обе стороны канала должны находиться на достаточном расстоянии друг от друга (более половины длины волны [7]). Замирания всех используемых сигналов должны быть статистически независимыми, чтобы вероятность их одновременного замирания была значительно меньше, чем вероятность замирания любого из них.

Типичным примером использования передачи ММО являются системы связи, основанные на стандарте IEEE 802.11 [10]. По мере увеличения числа антенн влияние теплового шума усредняется, и линия связи остается ограниченной только помехами от других передатчиков. В свою очередь, в системах сотовой связи при увеличении размера апертуры антенной решетки базовая станция может лучше фокусировать луч на требуемом терминале, используя только линейные операции, и, как следствие, интерференции внутри соты могут быть эффективно устранены [8]. Кроме того, значительное увеличение числа антенн беспроводной связи (БС) позволяет снизить мощность, используемую для передачи на МТ (за счет когерентного сложения мощностей принимаемых сигналов на приемных антеннах), что приводит к дополнительному снижению уровня создаваемых помех. Соответствующие преимущества были подтверждены измерениями каналов для реальных систем с большими антенными решетками [13]. Для этих систем связи с большим массивом антенн на БС терминология в литературе пока не установлена. В различных источниках они назывались полномасштабными, полноразмерными, массивными и гипер-ММО-системами. В настоящее время массивные ММО-системы являются предметом одного из ведущих направлений современных исследований в теории связи. Следует отметить, что успехи в построении экспериментальных образцов ММО-систем связи в диапазоне 60 ГГц [14] доказывают будущую практическую применимость массивных ММО-систем. В этом диапазоне пространственное разнесение антенн, необходимое для эффективной передачи, составляет всего несколько миллиметров, а потому размер антенной решетки позволяет реализовать его практически даже в МТ. Кроме того, переход на миллиметровый диапазон волн позволит решить современную проблему занятости спектра, выделенного для систем связи. Таким образом, анализ ММО-систем с большими антенными решетками, как высокоскоростных систем связи следующего поколения, является актуальной теоретической задачей на сегодняшний день.

Беспроводная технология с несколькими входами и несколькими выходами может обеспечить значительный прирост производительности по сравнению с

традиционной системой с одним входом и одним выходом. Это ключевая технология, которая использует преимущества нескольких антенн в передатчике и/или приемнике, что может существенно улучшить пропускную способность и покрытие сети, не требуя дополнительной полосы пропускания или уровней мощности передачи [51]. Сегодня технология MIMO используется в стандартах беспроводной связи четвертого поколения многоканальной системы связи. Использование антенн MIMO в сочетании с форматами модуляции, такими как OFDMA, может обеспечить как увеличение полосы пропускания канала, так и защиту от многолучевых замираний за счет их богатой природы рассеяния, что обеспечивает улучшенную спектральную эффективность.

По мере роста спроса на многоканальную систему связи, MIMO стала перспективной технологией для повышения спектральной эффективности в беспроводных системах связи. Увеличение пропускной способности канала происходит в основном за счет использования пространственной области без какого-либо увеличения пропускной способности или мощности [51].

Интересно, что применимость MIMO к многоканальной системы связи охватывает целый ряд возможностей. Первый в своем роде всесторонний обзор методов MIMO для многоканальной системы связи представлен Arapoglou et al. [29]. В этом обзорном документе разграничена применимость MIMO к системам фиксированной многоканальной системы связи (FS) и подвижной многоканальной системы связи (MS).

Несмотря на то, что одновременное использование ортогональных поляризаций является хорошо известным методом повторного использования частот в беспроводных системах связи, применение MIMO направлено на повышение производительности системы и обеспечение лучшей изоляции для поляризационного мультиплексирования. В работе А. Perez-Neira [22] представлена среда моделирования MIMO с поляризацией, использующая ортогональный пространственно-временной блочный код (OSTBC) для разнесения и пространственно-временной решетчатый код (STTC) для мультиплексирования. Результаты показывают, что с помощью метода MIMO может быть достигнуто

повышение производительности с точки зрения частоты битовых ошибок (BER) и спектральная эффективность для реализации работы систем многоканальной системы связи.

## **1.2. Анализ спектра сигналов в беспроводных системах связи**

Каждая полоса частот многоканальной системы связи имеет различные характеристики распространения. Из-за ограниченных геостационарных орбитальных слотов и высокого спроса перегрузка частот является серьезной проблемой, особенно в более низких частотных диапазонах в системах многоканальной системы связи (СС). Чем выше полоса частот, тем больше пропускная способность. Более высокие частотные диапазоны становятся популярными из-за большой доступной полосы пропускания и развития технологий [78].

Беспроводная связь в диапазоне УВЧ в основном используется для услуг передачи голоса и данных в полосе от 220 МГц до 400 МГц [104]. Диапазон УВЧ используется MILSATCOM благодаря своим удобным небольшим антеннам, мобильности, проникновению в купол и меньшей восприимчивости к погодным условиям. Обычный диапазон частот MILSATCOM составляет от 244 до 270 МГц для нисходящего канала и от 292 до 317 МГц для восходящего канала. Mobile User Objective System (MUOS) — это система УВЧ-MILSATCOM следующего поколения, разработанная Министерством обороны США [106]. MUOS занимает частоту от 300 до 320 МГц для восходящего канала и от 360 до 380 МГц для нисходящего канала для пользовательской стороны канала.

L-диапазон работает в диапазоне от 1 до 2 ГГц и в основном используется в беспроводных системах связи, таких как Iridium и широкополосной глобальной сетью INMARSAT (BGAN) [24].

Большинство исследований в области множественного входа-множественного выхода (MIMO) для многоканальной системы связи фокусируются на анализе каналов связи в диапазонах L и S для подвижных

объектов на земле. В средах с препятствиями, которые создают помехи на линии прямой видимости (LOS), эффекты многолучевого распространения становятся более заметными, и канал приобретает характеристики канала Рэлея. В таких сценариях многолучевое распространение можно использовать с помощью методов пространственного разнообразия (MIMO) или мультиплексирования для улучшения качества связи [126].

С-диапазон от 4 до 6,5 ГГц. Он используется для сетей спутникового телевизионного вещания и менее подвержен затуханию, чем следующие более высокие частотные диапазоны [63].

Выделенная полоса пропускания 500 МГц в X-диапазоне выделена для систем MILSATCOM, при этом нисходящий канал связи от 7,25 до 7,75 ГГц и восходящий канал от 7,9 до 8,4 ГГц. Спутники и терминалы, использующие частоты X-диапазона, требуют направленных антенн с высоким коэффициентом усиления для преодоления потерь на трассе и поддержки высоких скоростей передачи данных [93].

Ku-диапазон от 12 до 18 ГГц широко используется для коммерческого телевидения и услуг прямой доставки на дом. Часто Ku-диапазон предпочтительнее С-диапазона из-за меньших требований к размеру пользовательской антенны. Из-за интенсивного использования доступность частот и полос пропускания в Ku-диапазоне ограничена. Методы пространственного мультиплексирования MIMO с использованием одного или нескольких спутников могут быть полезны для повышения спектральной эффективности в Ku-диапазоне [66].

Ка-диапазон от 26 до 40 ГГц для СС имеют полосу пропускания один ГГц в Ка-диапазоне, нисходящий канал связи от 20,2 до 21,2 ГГц и восходящий канал связи от 30 до 31 ГГц. Существует растущая тенденция к переходу систем многоканальной системы связи на многоканальную систему связи Ка-диапазона, чтобы удовлетворить потребность в большей пропускной способности. HTS и HiCapS являются двумя популярными многолучевыми системами многоканальной системы связи [47].

В целом, благодаря значительному развитию СС за последние несколько десятилетий ограниченных ресурсов спектра уже недостаточно для удовлетворения растущего спроса на ресурсы спектра со стороны различных беспроводных систем [92]. Для реализации эффективного использования спектра было разработано когнитивное радио (CR) [91]. Система CR использует динамическое распределение ресурсов спектра, которое позволяет вторичным пользователям (SU) совместно использовать ресурсы спектра, выделенные первичным пользователям (PU), не мешая использованию ресурсов PU. Чтобы осознать существование PU, CR использует технику восприятия спектра, чтобы воспринимать существование PU. Определяя использование полосы частот PU без изменения распределения ресурсов спектра, CR может значительно улучшить использование спектра [82].

Зондирование спектра можно разделить на два типа в зависимости от количества воспринимаемых пользователей. Один из них — одноточечное зондирование спектра, а другой — совместное зондирование спектра. В настоящее время широко используется одноточечное зондирование спектра на основе передатчика для реализации метода «обнаружения энергии» [75, 136], обнаружение с помощью согласованной фильтрации [137] и обнаружение циклостационарности [65, 117, 141].

Метод «обнаружения энергии» также известен как метод некогерентного обнаружения на основе мощности. Преимущества этого метода заключаются в том, что он не требует информации о параметрах обнаруженного сигнала. Однако с помощью этого метода трудно различить сигналы PU, когда отношение сигнал/шум (SNR) очень велико [84]. Хотя обнаружение энергии легко реализовать, оно требует длительного времени обнаружения в сценариях с низким ОСШ.

Метода согласованной фильтрации использует корреляции принятого и зондирующего сигналов для обнаружения сигнала. Результат корреляции прямо сравнивается с порогом обнаружения для определения сигнала PU [133]. Данный метод требует короткое время для обработки. Для этого метода необходимо знать много параметров PU; однако на практике некоторые параметры не известны то

трудно применять данный метод. Зондирование спектра циклостационарности используется для определения существования сигнала авторизованного пользователя путем анализа соответствующих характеристик спектральной корреляции [35]. И временная, и спектральная циклическая статистика были надлежащим образом использованы для обнаружения присутствия циклостационарности [54]. Chen и др. [36] исследовали характеристики циклостационарности. Обнаружение циклостационарности в многолучевых каналах с релеевскими замираниями изучалось R. W. Heath [116]. Поскольку авторизованные и неавторизованные пользователи часто имеют разные характеристики спектральной корреляции, а шум не демонстрирует циклостационарность, определение спектра циклостационарности демонстрирует хорошие характеристики, даже когда отношение сигнал/шум очень низкое.

Поскольку в последние годы проблема нехватки спектра становится все более серьезной, для повышения эффективности использования спектра в системах связи была предложена схема с несколькими входами и множеством выходов (MIMO). Методы пространственного разнесения, мультиплексирования применяется в системах MIMO для повышения эффективности системы без необходимого увеличения пропускной способности [83]. Благодаря большим достоинствам технология MIMO успешно применяются в системах сотовой связи 4G LTE, Wi-Fi и 5G [56].

Мониторинг спектра и, в частности, обнаружение помех имеют важное значение для операторов беспроводных систем связи, так как они приводят к ухудшению качества обслуживания (QoS), низкой операционной эффективности [114]. Согласно Satellite Interference Reduction Group (IRG), от помех пострадало 93 процента индустрии беспроводных систем связи [16]. Этот вопрос еще не решен, и IRG продолжает работу по снижению влияния помех. С ростом числа пользователей, использующих одну и ту же полосу частот, возрастает риск возникновения помех. Однако помехи могут быть не только непреднамеренными, например, из-за перегрузки полосы пропускания и отказа оборудования, но также

может быть вызвано злонамеренными сигналами, намеренно передаваемыми с целью нарушения работы приемника [50].

Обычные методы обнаружения циклических систем MIMO, основанные на циклостационарности второго порядка, включают метод средней комбинированной статистики (MCS), метод взвешенной комбинированной статистики (WCS) и метод комбинированной статистики выбора (SCS) [31]. Метод средней комбинированной статистики усредняет сумму статистики обнаружения, а затем обнаруживает сигналы в соответствии с порогом принятия решения. Этот метод не требует сложных расчетов [95]. Метод взвешенной комбинированной статистики выполняет взвешенное объединение тестовой статистики каждой приемной антенны в соответствии с размером статистики антенны [38]. Хотя этот подход немного сложнее, чем метод средней комбинированной статистики, он повышает ценность тестовой статистики, тем самым повышая эффективность обнаружения. Метод комбинированной статистики выбора выбирает для обнаружения наибольшую тестовую статистику от каждой приемной антенны. Этот метод позволяет повысить эффективность обнаружения за счет того что выбирает подходящее значение для обнаружения, особенно когда каждый канал показывает большую разницу в замирании. Однако этот метод требует высокую вычислительную сложность. Поэтому очень важно разработать несложный алгоритм распознавания спектра, основанный на циклостационарности, для реализации в системах MIMO.

### 1.3. Исследование существующих способов и средств обеспечения спектральной эффективности

#### 1.3.1. Обзор формальных методов обеспечения спектральной эффективности

##### - Метод частотного мультиплексирования (FDM)

Учитывая нехватку доступного спектра многоканальной системы связи, а также задачу максимизировать передачу данных с высокими скоростями в широкополосных и радиовещательных приложениях, необходимо улучшить три основных аспекта эффективности системы: 1) Эффективность массы полезной нагрузки за счет совместного использования транспондер БСС от нескольких операторов связи; 2) эффективность использования полосы пропускания за счет использования схем модуляции высокого порядка; 3) энергоэффективность за счет работы усилителя высокой мощности (НРА) близко к области его насыщения.

Что касается первых двух аспектов, предотвращение помех было доминирующей парадигмой при разработке традиционных систем многоканальной системы связи, чтобы гарантировать, что простая структура приемника может эффективно восстанавливать передаваемую информацию [110]. Мультиплексирование с частотным разделением каналов (FDM) используется в современных стандартах БСС [46].

В условиях LOS (Line of Sight) для использования пространственных степеней свободы требуется разнесение антенн порядка сотен километров либо на спутнике, либо на земле. Поскольку расстояние между антеннами на борту одного спутника будет ограничено несколькими метрами, для достижения ортогональности в матрице канала MIMO требуются более крупные географически удаленные антенны на земле.

Пример показан на рисунке 1.1, где на земле находятся  $N = 2$  антенны, разделенные расстоянием  $d_G$ , и  $M = 2$  антенны на борту спутника, разделенные небольшим расстоянием  $d_S$ . Для соединения MIMO предполагается, что клеммы

заземления соединены наземно. Матрица  $2 \times 2$  каналов восходящего канала задается в виде:

$$H = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \quad (1.1)$$

$$h_{mn} = a_{mn} g_{mn} e^{-j\phi_{mn}} \quad (1.2)$$

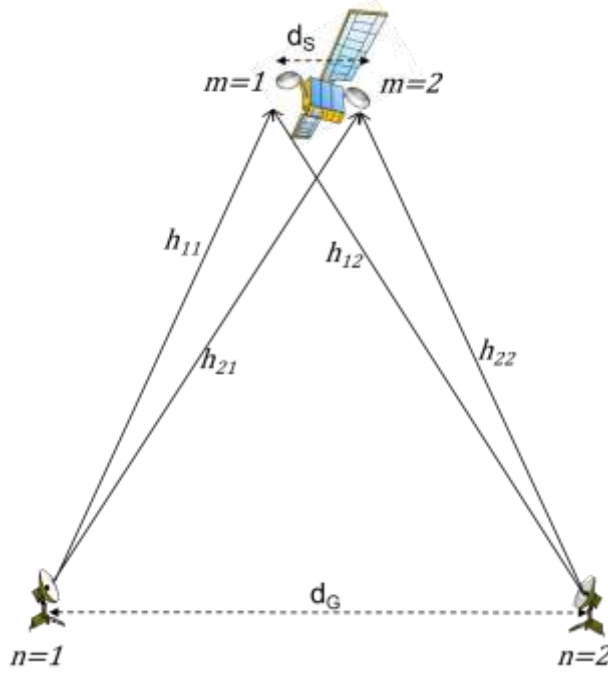


Рис. 1.1. Расстояние между антеннами для пространственного мультиплексирования в беспроводных системах связи

В формуле (1.2)  $a_{mn}$  обозначает затухание на пути канала,  $g_{mn}$  обозначает соответствующее комбинированное усиление антенны TX/RX, а  $\phi_{mn}$  обозначает детерминированную фазовую составляющую в каждом элементе тракта канала:

$$\phi_{mn} = 2\pi \frac{f}{c} r_{mn} \quad (1.3)$$

$$a_{mn} = \frac{c}{4\pi f r_{mn}} \quad (1.4)$$

где  $f$  — несущая частота в Гц,  $c$  — скорость света в метрах в секунду, а  $r_{mn}$  обозначает расстояние между  $n$ -м наземным терминалом и  $m$ -й спутниковой антенной в метрах. Исходя из геометрии ( $d_S \ll d_G$  и  $d_G \ll r_{mn}$ ), разумно аппроксимировать затухание на трассе канала до  $a_{mn} \approx a$  и  $g_{mn} \approx g$ , так что:

$$H = a g \tilde{H} \quad (1.5)$$

где  $\tilde{H}$ - фазовая матрица канала:

$$\tilde{H} = \begin{bmatrix} e^{-j\frac{2\pi f}{c}r_{11}} & e^{-j\frac{2\pi f}{c}r_{12}} \\ e^{-j\frac{2\pi f}{c}r_{21}} & e^{-j\frac{2\pi f}{c}r_{22}} \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Фазовая матрица канала является ортогональной, если матричное произведение  $\tilde{H}\tilde{H}^\dagger$  приводит к диагональной матрице:

$$\tilde{H}\tilde{H}^\dagger = \begin{bmatrix} e^{-j\frac{2\pi f}{c}r_{11}} & e^{-j\frac{2\pi f}{c}r_{12}} \\ e^{-j\frac{2\pi f}{c}r_{21}} & e^{-j\frac{2\pi f}{c}r_{22}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi f}{c}r_{11}} & e^{j\frac{2\pi f}{c}r_{12}} \\ e^{j\frac{2\pi f}{c}r_{21}} & e^{j\frac{2\pi f}{c}r_{22}} \end{bmatrix} = \quad (1.7)$$

$$= \begin{bmatrix} 2 & e^{-j\frac{2\pi f}{c}(r_{11}-r_{21})+e^{-j\frac{2\pi f}{c}(r_{12}-r_{22})}} \\ e^{-j\frac{2\pi f}{c}(r_{21}-r_{11})+e^{-j\frac{2\pi f}{c}(r_{22}-r_{12})}} & 2 \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Внедиагональные элементы  $\tilde{H}\tilde{H}^\dagger$  являются сложными, сопряженными друг с другом. Для получения четкого соотношения диапазонов в матрице каналов требуется геометрическая оптимизация, чтобы внедиагональные элементы могли быть равны нулю: [125]

$$(r_{11} - r_{21}) - (r_{12} - r_{22}) = \frac{\nu c}{2f} \quad (1.9)$$

где  $\nu$  — периодический множитель и должен быть целым числом, неделимым на 2. После замены (1.9) в (1.8) матричного произведения  $\tilde{H}\tilde{H}^\dagger$  приводит к диагональной матрице, в которой могут быть достигнуты как пространственное мультиплексирование, так и усиление формирования диаграммы направленности:

$$\tilde{H}\tilde{H}^\dagger = \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 2 \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

В геостационарном сценарии многоканальной системы связи дальность действия  $r$  очень большая. Для выполнения (1.9) требуется большое геометрическое расстояние  $d_G$

Земная поверхность, величина которой зависит от  $d_S$  и  $f$ . Например, если  $d_S = 3$  м, то  $d_G$  требуется расстояние между антеннами примерно 260 км и 70 км для X-диапазона (8 ГГц) и Ка-диапазона (30 ГГц) соответственно.

Несмотря на то, что пространственное мультиплексирование достижимо в сценариях многоканальной системы связи с преобладанием LOS, практическим недостатком является требование большого разнесения антенн на земле.

#### **- Оптимизация методов сжатия данных**

Технология MIMO использует несколько передающих и приемных антенн для использования многолучевого сигнала [61, 88]. По сравнению с системой MIMO, массивная MIMO значительно улучшает спектральную и энергетическую эффективность передачи за счет оснащения сотен или даже тысяч антенн для базовых станций (БС). Благодаря большому количеству антенн БС в системе Massive MIMO могут обслуживать несколько пользователей одновременно при очень низком соотношении сигнал/помеха [6, 119, 138]. Например, при достаточно большом количестве антенн линейные методы предварительного кодирования позволяют достичь характеристик, сопоставимых с оптимальными нелинейными схемами. Более того, если число антенн БС стремится к бесконечности, то влияние шумов и внутримех исчезнет [8]. Однако интеграция большого количества антенн в массивную систему MIMO также сопряжена с беспрецедентными проблемами, особенно с точки зрения вычислений и хранения.

Высокие вычислительные затраты связаны с операциями передачи сигнала с использованием матриц больших каналов. В частности, многие операции требуют вычислительной сложности с кубической зависимостью от размера канала [45, 94, 142]. Например, используются методы предварительного кодирования линейной минимальной среднеквадратичной ошибки (MMSE) и сингулярного разложения (SVD) для достижения оптимального отношения сигнал/помеха (SINR) среди всех линейных схем [143]. Этот метод эквализации включает в себя матричное умножение и матричную инверсию, в то время как метод предварительного кодирования опирается на SVD матриц каналов. Эти операции требуют значительных вычислительных затрат при реализации массивных MIMO из-за большого количества антенн и обслуживаемых пользователей. С другой стороны, матрицы информации о состоянии канала (CSI) необходимы как для предварительного кодирования, так и для коррекции. Поскольку количество антенн

в массивных MIMO значительно больше, чем в традиционных системах MIMO, матрицы CSI значительно больше. В результате, массивная система MIMO требует гораздо большего объема памяти, чем обычные системы MIMO, часто превышающая этот размер более чем в 100 раз в практических сценариях [144].

В современных исследованиях сжатие данных и снижение вычислительной сложности обычно рассматриваются как две разные цели. Многочисленные исследования были сосредоточены на разработке эффективных и малосложных алгоритмов предварительного кодирования/эквализации. В исследованиях [28, 123, 129] методы усечения были использованы для аппроксимации инверсии матрицы с использованием разложения ряда Тейлора для достижения уменьшения сложности [89] полагается на низкий ранг или разреженные свойства, присущие системе, для эффективного снижения сложности. Что касается методов сжатия данных, то базовые подходы [90, 145] были сосредоточены на уменьшении размера канальных данных путем преобразования их в разреженные матрицы. Ping-Heng Kuo использует методы уменьшения размеров или сжатия для дальнейшего сжатия [112]. Byungju Lee вводит методику, которая включает в себя группировку данных аналогичных каналов от антенн и замену их средними значениями и репрезентативными групповыми диаграммами [34].

Современным подходом является анализ системы массового MIMO на основе мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM). В каждом канале наличие радиоволн как в зоне прямой видимости (LOS), так и в отсутствие прямой видимости (NLOS) может быть представлено в виде субматриц каналов, которые вносят свой вклад в матрицу канала посредством линейных комбинаций [45]. Таким образом, подматрицы внутри каждого канала естественным образом образуют тензор 3-го порядка. Исследования различных форм тензорного разложения имеют долгую историю и постоянно развиваются. Двумя известными тензорными разложениями являются разложение CANDECOMP/PARAFAC (CP) [48, 118] и разложение Такера [79]. CP-разложение представляет тензор высокого порядка в виде суммы тензоров первого ранга, в то время как разложение Такера можно рассматривать как расширение высшего

порядка анализа главных компонент (PCA) [67, 71]. Еще одной примечательной декомпозицией является декомпозиция Tensor-Train, которая приобрела популярность в машинном обучении благодаря эффективной реализации базовых операций [69, 146]. Поскольку обработка сигналов и вычисление SINR в основном связаны с операциями матричного произведения, декомпозиция Такера считается наиболее подходящим подходом для следующей задачи обработки сигналов, учитывая преимущества снижения вычислительной сложности при использовании сжатых данных и для разработки модели сжатия подматриц каналов в системе MIMO. Результат факторизованной формы может не только снизить затраты на хранение, но и снизить вычислительные затраты на предкодирование, эквалайзер и SINR.

Сжатая структура данных позволяет напрямую вычислять прекодер, эквалайзер и SINR без перестройки матрицы каналов. Это обеспечивает значительную экономию вычислительных ресурсов, что делает производительность в режиме реального времени возможной на устройствах с ограниченными возможностями. В то же время результаты сжатия демонстрируют существенное снижение требований к хранению данных канала, что позволяет хранить их на устройствах с ограниченной емкостью.

Как показано на рисунке 1.2, рассматривается многосотовая система massive MIMO. В каждой ячейке базовая станция оснащена  $M$  антеннами и одновременно обслуживает  $K$  пользовательских устройств (UE). Канал стационарен внутри когерентного блока длиной  $\tau_c$  символов. Для оценки канала используются ортогональные пилотные последовательности длиной  $\tau_p$  символов.

Коэффициент повторного использования пилотов принят равным  $f = 1$ . При таком выборе во всех ячейках применяется одинаковый набор пилотов. Внутри одной ячейки для исключения внутрисотовой интерференции пилоты назначаются ортогонально, что минимально требует  $\tau_p = K$ . Данное условие гарантирует корректную оценку внутрисотовых каналов и позволяет фокусировать внимание на влиянии межсотового переиспользования пилотов на помехоустойчивость и

пропускную способность. Альтернативные варианты  $f > 1$  увеличивают  $\tau_p$  и снижают долю полезных данных в  $\tau_c$ , поэтому в рамках сравнения выбран базовый вариант  $f = 1$  с минимально необходимой длиной пилотных сигналов.

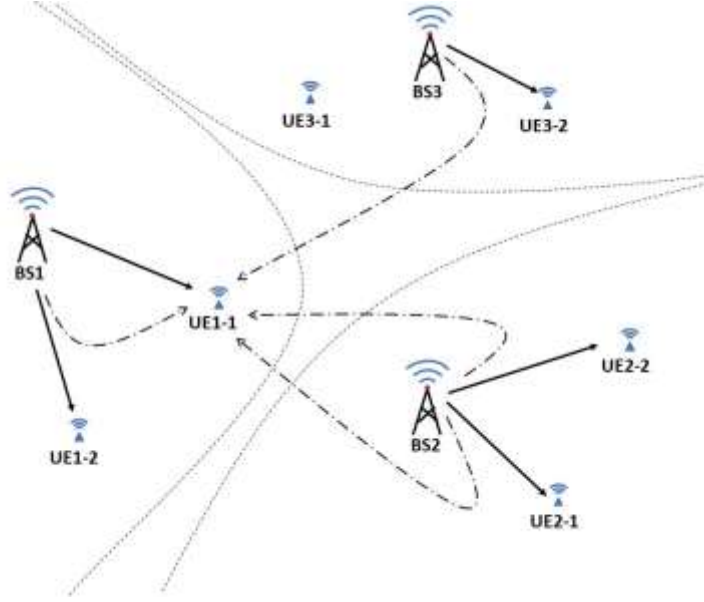


Рис. 1.2. Схема многосотовой MIMO-системы с межсотовой интерференцией

Спектральная эффективность (SE) оценивается через среднюю пропускную способность на ячейку  $R_{cell}$  (Мбит/с) с учетом доли пилотных сигналов  $(1 - \tau_p/\tau_c)$  и схемы обработки сигналов. Энергетическая эффективность (EE) определяется как отношение суммарной полезной пропускной способности к полной потребляемой мощности в единицу времени (Дж/с):

$$EE = \frac{R_{cell}}{P_{tot}} \text{ [Mbit/J]} \quad (1.11)$$

Для анализа масштабируемости дополнительно рассматривается пропускная способность на единицу площади  $R_{area}$  при фиксированной плотности размещения ячеек.

Рассмотрим модель потребления мощности (CP, Circuit Power). Полная потребляемая мощность представляется в виде

$$P_{tot} = P_{TX} + P_{PA} + P_{BB}(M, K, S) + P_{RF}(M) + P_{FH} + P_{FIX} \quad (1.12)$$

где  $S$  – выбранная схема обработки;

$P_{TX}$  – излучаемая радиочастотная мощность на антенну, суммированная по всем антеннам;

$P_{PA} = P_{RF,out}/\eta_{PA}$  – мощность, расходуемая усилителями мощности;

$\eta_{PA}$  – КПД усилителей мощности;

$P_{BB}(M, K, S)$  – мощность, потребляемая для цифровой обработки сигнала в базовой полосе, включающей оценку канала, формирование/разрешение лучей и детектирование, и зависящая от алгоритмической сложности выбранной схемы;

$P_{RF}(M)$  – потребление ВЧ-тракта на антенну (фильтры, преобразователи сигналов, АЦП/ЦАП), масштабируется по  $M$ ;

$P_{FH}$  – мощность, потребляемая транспортной (транзитной) сетью, соединяющей базовую станцию с центром обработки;

$P_{FIX}$  – нагрузка, не зависящая от  $M$  и  $K$  (системные накладные расходы, охлаждение и т.п.).

Данный алгоритм опирается на SVD, что может занять много времени из-за больших размерностей канальных данных в задаче сжатия данных. Несмотря на то, что задача сжатия может быть выполнена в автономном режиме, стоит задуматься о снижении этих вычислительных затрат. Одним из возможных решений является включение в структуру методов, не использующих SVD, как было предложено Chuanfu Xiao [40]. Решение этих двух проблем еще больше повысит практичность и эффективность модели сжатия данных, сделав ее более жизнеспособной для реальных приложений.

#### **- Методы динамического выделения ресурсов**

Метод динамического распределения ресурсов максимизирует использование спектра, распределение мощности для многоканальности, выбор вторичных пользователей на основе их требований к QoS [44]. Преимущества CRMIMO (Cooperative Relay Multiple Input Multiple Output) в значительной степени независимы и параллельны [147].

Технология MIMO повышает способность многократного использования за счет передачи сигналов через множество антенн [18]. Технология OFDM

(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) позволяет достигать более надежную связь на большой скорости [23] путем разделения каналов передачи на множество орто.подканалов. MIMO-OFDM — технология применяется в настоящее время для беспроводных систем следующего поколения, таких как IEEE802.11n, IEEE802.16 и сотовой связи будущего поколения [135]. Эта технология имеет лучшую производительность и частоту битовых ошибок (BER) в любой сети работы [148].

Senthilmurguan.S. [128] представил алгоритм предиктивного выбора канала для распределения ресурса в многоканальном CRN. S. Chu [39] представил целостный алгоритм планирования, в котором система определяет время и возможности для передачи данных и позволяет устройствам выбирать подходящий канал передачи в зависимости от состояния и качества каналов. а также в работе предложены централизованный и распределительный алгоритмы для достижения производительности сети.

S.J. Kim в исследовании [73] два алгоритма предложены: сходящийся распределенный алгоритм без CR-ограничений и полураспределенный алгоритм с CR-ограничениями, обеспечивающий оптимальное решение локально и при итерационной реализации процедуры.

D.W.K. Ng [44] исследовал задачу динамического распределения ресурсов в сочетании с планированием для системы MIMO-OFDMA с использованием полнодуплексных релейных узлов и гибридной релейной модели. Задача была сформулирована как невыпуклая и комбинаторная задача оптимизации. Для решения задачи с меньшей сложностью авторы предложили итеративный распределенный алгоритм распределения ресурсов с закрытой формой распределения мощности, основанный на подходе двойной декомпозиции для решения проблемы. A. Ghosh [18] представил алгоритм выбора межслойной антенны для повышения эффективности передачи MIMO и алгоритм на основе обучения, который смягчает дисперсию скорости передачи данных между когнитивными узлами, а также количество событий переключения каналов.

X. Xiao [147] в первую очередь фокусируется на энергоэффективном распределении ресурсов в системе MIMO-OFDMA, основанной на стандарте LTE.

Они сформулировали алгоритм энергоэффективности с использованием математической эквивалентности для выполнения совместного распределения подканалов и мощности по двойному методу Лагранжа. Они повысили энергоэффективность распределения ресурсов с помощью эффективного алгоритма, основанного на интеграции бисекционного поиска и эллипсоидного метода.

В работе Y. An [149] представлены два алгоритма повышения производительности когнитивных беспроводных локальных сетей на основе кооперативной передачи. Однако в этом исследовании не рассматривались планирования на основе приоритетов пользователей.

M.G. Adian [23] исследовал адаптивную стратегию передачи для кооперативных когнитивных беспроводных сетей с использованием технологии MIMO.

Z. Khan [72] представил простую адаптивную стратегию winshift-lose-randomize, а также использовал фреймворк моделью циклических игр в условиях несовершенного наблюдения и ограниченной памяти. Этот метод позволяет динамически распределять ресурсы. Однако механизм планирования приоритетов между различными пользователями или службами не предусмотрено.

D.T. Hoang [62] разработал алгоритм онлайн-обучения. Это алгоритм наблюдает за состоянием окружающей среды и корректировать поведение доступа к каналу без предварительного знания параметров модели. Алгоритм включает в себя марковский процесс принятия решений и повышения пропускной способности системы.

S. Tapaswi [122] предложил метод моделирования проблемы динамического распределения каналов в когнитивных радиосетях. Этот метод позволяет корректировать распределение каналов в соответствии с состоянием сети для повышения эффективности использования спектра. Однако в исследовании не рассматривался конкретный механизм приоритетного планирования.

W. Wang [150]. предложил оптимальное распределение ресурсов, который ограничивает необходимость обмена информацией о состоянии спектра между

удаленными узлами. В исследовании используется балансировка очередей для поддержки распределения ресурсов и одновременно строится распределенный алгоритм распределения мощности между узлами.

А. Mohamedou [21] предложил как централизованный и распределенный методы распределения мощности между несколькими узлами при условии, что этот метод не применялся к когнитивным радиосетям ММО и не фокусировался на механизме приоритетного планирования

Из этого обзора литературы видим, что не существует работы, которая совместно обеспечивает динамическое распределение ресурсов и приоритетное планирование в гетерогенной когнитивной радиосети ММО. Считается, что гетерогенные кооперативные CRN-сервисы будут затруднены в эффективном распределении ресурсов, и, следовательно, спроектируем распределение каналов для каждого узла в доступной сети.

Время передачи данных физического уровня (PHY) разделено на слоты фиксированного размера, где каждый слот содержит время передачи одного или нескольких кадров PHY. В каждом временном интервале  $t \in \{0, 1, 2, \dots\}$  пакеты данных восходящей линии связи от пользователя  $k$  генерируются в соответствии со стационарным и эргодическим стохастическим процессом  $B_k(t)$ , а скорость генерации/поступления данных этого пользователя равна  $\lambda_k = E[B_k(t)]$  бит/слот. Процессы, генерирующие пакеты для пользователей  $K$ , независимы друг от друга. Сгенерированные данные хранятся в резервуаре транспортного слоя, который, как предполагается, имеет бесконечный размер [37]. Аналогично Q. Liu [115], мы предполагаем, что каждый пользователь поддерживает очередь передачи на канальном уровне, которая содержит данные, готовые к передаче по беспроводному каналу на БС. Обозначим через  $L_k(t)$  и  $Q_k(t)$  количество данных (в битах) в резервуаре транспортного уровня и в очереди передачи пользователя  $k$  в слоте  $t$  соответственно. Чтобы избежать перегрузки в очередях передачи, в очередь передачи может поступать только часть данных в

базе данных. Количество принятых данных в каждом слоте  $t$  обозначается как  $A_k(t)$ , где  $r_k = \dot{I}$  бит/слот.

Средняя частота принятых дат пользователя  $K$ . Из-за случайного поступления данных количество данных, поступающих в очереди передачи в каждом слоте  $t$ , не должно превышать общего количества данных в резервуаре:  $A_k(t) \leq L_k(t)$ .

Обозначим через  $R_k(t)$  мгновенную скорость передачи физического уровня пользователя восходящего канала  $k$  в слоте  $t$ , измеряемую числом битов, которые могут быть доставлены по беспроводному каналу в БС. Очередь передачи  $Q_k(t)$  обновляется следующим уравнением:

$$K_k(t+1) = \max [K_k(t) - P_k(t), 0] + A_k(t), \quad \forall k \quad (1.13)$$

Здесь скорость передачи  $R_k(t)$  ограничена топологией сети, статистикой канала и ограничениями по мощности.

Для удобства обозначения определим векторы очереди  $Q(t) = [Q_1(t), \dots, Q_K(t)]$ ,  $R(t) = [R_1(t), \dots, R_K(t)]$ ,  $A(t) = [A_1(t), \dots, A_K(t)]$  и  $L(t) = [L_1(t), \dots, L_K(t)]$ . Модель системы показана на рис. 1.3. Эволюция процессов поступления данных и передачи РНУ проиллюстрирована на рисунке 1.4.

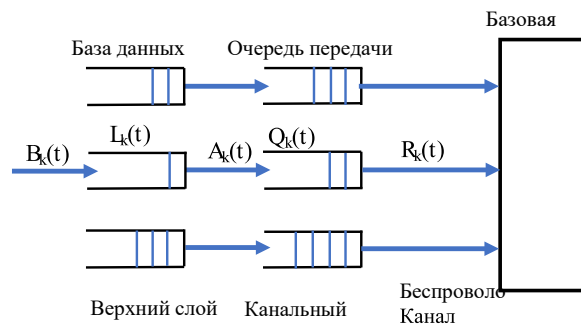


Рис.1.3 Структура системы восходящего канала связи Massive MIMO, которая состоит из резервуара бэклога данных и очередей передачи

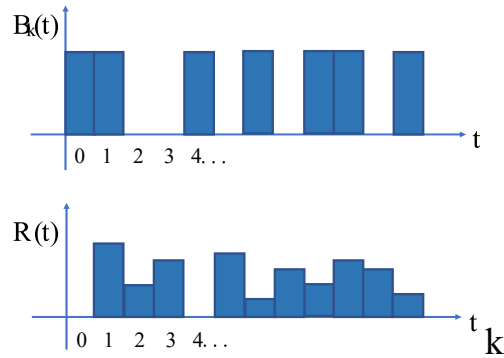


Рис. 1.4. Иллюстративный пример процессов поступления данных и передачи РНУ

На каждом слоте у каждого пользователя генерируется определенное количество данных по некоторому распределению вероятностей. В результате динамического управления мощностью скорость передачи физического уровня может отличаться в разных слотах. Пропускная способность сети, определяемая скоростью успешной доставки данных, будет ограничена скоростью генерируемых данных  $\lambda = [\lambda_1, \dots, \lambda_K]$  [101].

Максимально достижимые эргодические скорости, представленные в данном подразделе, получаются при предположении, что все пользователи имеют насыщенные очереди. Пусть  $R^* = [R_1^*, \dots, R_K^*]$  представляют оптимальную скорость передачи данных с насыщенными пользователями при определенной политике справедливости. При случайном трафике данных, если мы применим одну и ту же детерминированную схему управления мощностью, скорость доставки пользователя  $k$  в любой слот  $t$  будет ограничена  $R_k(t) \leq R_k^*$ . В некоторых случаях такие схемы распределения мощности не смогут стабилизировать сеть даже в том случае, если скорость поступления данных находится в пределах области пропускной способности сети  $\Lambda$ .

На практике поступление данных в системы Massive MIMO будет случайным, и этот факт значительно отличает проблему распределения ресурсов от сценария бесконечного отставания, который доминирует в литературе.

### - Применение технологии когерентного обнаружения

Когерентное детектирование может быть реализовано в двух конфигурациях, т.е. гетеродинное и гомодинное смешивание, но последнее более уязвимо к фазовому шуму оптической несущей. Электрооптический модулятор в основном предпочтителен для когерентных гетеродинных фотонных радаров для достижения беспрецедентного разрешения по дальности [53, 130].

В последнее время были проведены некоторые работы по измерению влияния факторов окружающей среды на характеристики СС [109]. В последнее время РЛС с несколькими входами-несколькими выходами (ММО) считается перспективной радиолокационной решеткой, включающей в себя множество сопоставимых приемопередающих решеток с минимальными требованиями к аппаратному обеспечению. Благодаря своему ортогональному свойству между различными каналами, радар ММО обладает гибкостью для реализации множественного формирования сигнала [25, 86, 151, 152].

Для когерентной конфигурации с интегрированным ММО и гетеродирующим смешиванием одна часть генерируемого оптического сигнала после оптической модуляции разбивается на два различных ортогональных сигнала и подается на две телескопические линзы, т.е.  $Tx_1$  и  $Tx_2$ . В общем случае, если  $M$ ,  $N$  являются независимыми ортогональными передатчиками и приемниками соответственно, то  $MN$  являются обратными путями от  $k$ -й цели. Таким образом, общий принимаемый сигнал вычисляется как [32, 127] :

$$y_n(n) = \sum_{k=1}^K \alpha(\theta_k) \cdot \sum_{m=1}^M e^{-j\omega_c \tau_{mn}(\theta_k)} \cdot S_m(n) \quad (1.14)$$

где  $a$  — комплексная амплитуда  $k$ -го обратного сигнала от цели, расположенной под углом  $h_k$ ,  $S_m$  — выборки модулирующих сигналов  $m$ -го передаваемого сигнала,  $S_{mn}$  — суммарная фазовая задержка между  $m$ -м передающим элементом,  $k$ -й мишенью и  $n$ -м приемником,  $\omega_c$  — несущая частота,  $n$  — индекс времени. Для разработки модели приняты ММО-CoPHRAD,  $M = N = 2$ . Эти ортогональные сигналы передаются по каналу свободного пространства в сторону целей прицеливания. Отраженные эхо-сигналы от освещаемой цели

улавливаются приемными телескопическими объективами, т.е.  $R x_1$  и  $R x_2$  с диаметром апертуры 15 см каждая.

### **- Использование квантовых технологий**

Считается, что квантовые вычисления могут произвести революцию в области оптимизации, обеспечивая более быстрые и эффективные решения крупномасштабных задач комбинаторной оптимизации СС.

Существует множество схем квантирования в системах Massive MIMO. В работе [17] выбор луча сформулирован в виде нелинейной целочисленной задачи оптимизации. Намеренно преобразуя его в геометрическую оптимизационную задачу и разрабатывая метод округления, можно получить неоптимальное решение с низкой вычислительной сложностью. В работе Н. Ju [59] предложена схема выбора луча при условии максимизации отношения сигнал/помеха плюс шум, которая решается алгоритмом присвоения Куна-Мункреса. Однако большинство существующих схем выбора пучка непрактичны из-за вычислительных затрат, возникающих при итерационном поиске или переменной оптимизации. S. Cetinkaya [120] рассматривают снижение сложности выбора луча с помощью инкрементального QR-прекодера и декрементного QR-прекодера. Размер пучка-кандидата уменьшается за счет использования теории матричных возмущений для обновления QR-разложений [19].

В нескольких работах исследовалось использование квантирования для решения различных задач оптимизации в контексте систем MIMO и декодирования управления ошибками. Например, в работе А. К. Singh [20] исследовано применение алгоритма квантирования для MIMO Maximum Probability Detection (ML-MIMO). Они представили регуляризированный подход Изинга, продемонстрировав потенциал квантирования для достижения почти оптимального обнаружения MIMO. До этого М. Kim [85] предложил метод квантового отжига (QA) к задаче обнаружения MIMO, представляя первую систему, применяющую QA к вычислительно требовательной задаче беспроводного декодирования ML MIMO. Кроме того, S. Kasi [121] представил гибридную

классическую квантовую конструкцию декодера для полярных кодов коррекции ошибок, с использованием QA в submodule Polar декодера на основе ML QA.

Как показано на рисунке 1.5, в задаче квантирования СС целевая зона покрытия разбивается на небольшие сетки, каждая из которых покрыта несколькими ячейками. Каждая ячейка имеет набор лучей MIMO, и задача квантирования состоит в том, чтобы выбрать определенное количество лучей из каждой ячейки, чтобы максимизировать количество сеток, удовлетворяющих определенным ограничениям. Сетка считается удовлетворительной, если максимальный RSRP (Reference Signal Received Power) в сетке превышает заданный порог, а разница между максимальным RSRP и вторым максимальным RSRP в сетке превышает заданное значение. RSRP от ячейки до сетки определяется максимальным RSRP среди всех лучей. Причина установки порога разницы между максимальным и вторым максимальным уровнем сигнала заключается в том, что в системах MIMO существуют взаимные помехи между лучами. Если мощность сигнала нескольких лучей одинакова, это может вызвать помехи сигнала и снизить производительность приемника.

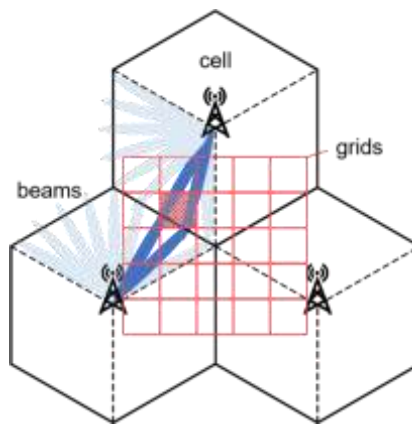


Рис. 1.5. Схематическое изображение задачи MBS

Пусть  $n$  — количество балок,  $m$  — количество сеток. Мы используем  $v$  и  $V_i$  для обозначения количества ячеек и множества ячеек, связанных с  $i$ -й сеткой соответственно. RSRP варьируется в зависимости от сетки, ячейки и пучка. Пусть  $s_{ijk}$  - значение RSRP на  $i$ -й сетке, под  $j$ -й ячейкой и  $k$ -м лучом, и пусть  $M$  - максимальное значение RSRP, т.е.  $M = \max_{x_1 \leq i \leq m, j \in V_i, 1 \leq k \leq n} s_{ijk}$ .

Переменными решения в задаче MBS являются  $x_{jk}s$ , где  $x_{jk} = 1$ , если в  $j$ -й ячейке выбран  $k$ -й луч.

Теперь можно охарактеризовать RSRP на  $i$ -й сетке и  $j$ -й ячейке, т.е.  $c_{ij} = \max_{1 \leq k \leq n} s_{ijk} x_{jk}$ , максимальная RSRP соответствует RSRP выбранного луча.

$$c_{ij} \geq s_{ijk} x_{jk}, \quad \forall j \in V_i, 1 \leq k \leq n \quad (1.15)$$

$$c_{ij} \leq s_{ijk} x_{jk} + (1 - d_{ijk}) M, \quad \forall 1 \leq k \leq n \quad (1.16)$$

$$\sum_{k=1}^n d_{ijk} = 1 \quad (1.17)$$

Прежде всего, заметим, что  $c_{ij}$  удовлетворяет неравенствам (1.15)-(1.16), если  $d_{ijk} \in \{0, 1\}$  удовлетворяет уравнению (1.17), которое может быть проверено на основе определения  $c_{ij}$ .

Аналогичным образом максимальное значение RSRP в  $i$ -й сетке можно охарактеризовать следующими ограничениями:

$$a_i \geq c_{ij}, \quad \forall j \in B_i \quad (1.18)$$

$$a_i \leq c_{ij} + p_{ij} M, \quad \forall j \in B_i \quad (1.19)$$

Здесь  $a_i = \max_{j \in V_i} c_{ij}$  является единственным решением для (1.19).

Далее мы заменим вышеупомянутую задачу ограниченной максимизации равенства неограниченной минимизацией, оптимальное решение которой идентично исходной задаче ограниченной максимизации. Неограниченная задача формируется путем добавления функции штрафа к целевой функции. Функция штрафа состоит из параметра  $\lambda$ , умножающего меру нарушения ограничений, т.е. квадрат ограничений равенства.

Детали задачи минимизации без ограничений представлены в открытом доступе [17]. Используя управляемый процесс квантового фазового перехода, можно получить оптимальное решение, как показано на рисунке 1.6.

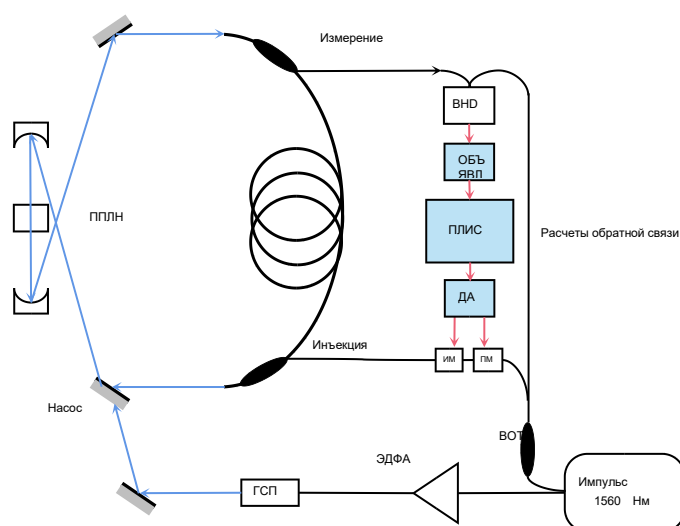


Рис. 1.6. Иллюстрация квантирования

Kobayashi et al. предложили совершенный протокол квантовой сетевой связи, основанный на классическом сетевом кодировании [74], Peev et al. представили в Вене квантовую сеть распределения ключей SECOQC [108]. Guo et al. [58] представили безопасные сетевые схемы квантового распределения ключей с GHZ-состояниями.

Технология Multiple-Input and Multiple-Output (MIMO) широко изучается в беспроводной связи, поскольку она обеспечивает значительное увеличение пропускной способности и дальности канала связи без дополнительной полосы пропускания или мощности передачи. Недавно некоторые исследователи признали, что технология MIMO может быть применена и в квантовых каналах. Concha, J.I., Poog, H.V. [41] впервые предложили определение квантовых каналов с множественным доступом. Затем Zhao, S.M., Zheng, B.Y. [153, 154] представили квантовое многопользовательское детектирование. В 2006 г. Gabay, M., Arnon, S. [52] представили схему QKD с помощью системы MIMO в свободном пространстве, и технология MIMO была впервые реализована в квантовом поле. Так, в 2009 г. Cui et al. также представили новую схему для QKD в свободном пространстве [43]. Тем не менее, применение техники MIMO в квантовой телепортации СС еще не обсуждалось, и стоит воспользоваться преимуществами технологии MIMO для улучшения пропускной способности канала и эффективности передачи.

Однако фазовое затухание, являющееся шумовым процессом и описывающее потерю квантовой информации без потери энергии [103], может существовать в любом процессе квантовой телепортации.

### **1.3.2. Обзор практических средств повышения спектральной эффективности**

#### **1.3.2.1. Метод модифицированной прямоугольной квадратурной амплитудной модуляции для уменьшения взаимного влияния каналов**

В настоящее время технологии многовходовых многовыходных систем (MIMO) находят широкое применение в различных областях беспроводной связи, включая мобильные сети, спутниковые системы и системы передачи данных. Принцип работы MIMO заключается в использовании нескольких передающих и принимающих антенн, что позволяет существенно увеличить пропускную способность канала связи и повысить помехоустойчивость.

Для реализации MIMO-систем требуется обрабатывать несколько сигналов одновременно, что увеличивает сложность аппаратной реализации, особенно в условиях взаимных помех между каналами. Входные радиосигналы, поступающие на приёмник, подвергаются фильтрации, преобразованию частоты и дискретизации, после чего передаются в цифровую обработку. В процессе обработки происходит выделение синфазных и квадратурных компонент сигналов, которые затем обрабатываются алгоритмами пространственно-временной обработки (STC) для компенсации многолучевого распространения и улучшения качества передачи данных.

Одним из ключевых факторов, влияющих на эффективность MIMO-систем, является наличие взаимных помех между каналами, что требует использования модифицированных методов обработки сигналов. В данном контексте модифицированная прямоугольная квадратурная амплитудная модуляция (QAM) представляет собой перспективный метод для снижения уровня взаимных помех в

многовходовых многовыходных системах связи (MIMO). Этот метод позволяет улучшить разделение сигналов от разных антенн и уменьшить вероятность ошибок при передаче данных, что особенно важно в условиях ограниченного частотного ресурса и высокой плотности передающих устройств.

Применение методов корреляционной обработки сигналов в MIMO-системах с модифицированной QAM позволяет уменьшить влияние взаимных помех за счёт точной настройки уровней квантования и применения многопользовательских алгоритмов управления сигналом. Эти методы улучшают помехозащищённость и повышают эффективность использования спектра, что критически важно для современных систем связи, работающих в условиях плотной застройки и высоких требований к качеству обслуживания.

На вход приемника поступают радиосигналы, излучаемые базовыми станциями (БСС) в зоне покрытия. Для определения взаимосвязи и взаимного влияния сигналов систем связи приемнику необходимо выполнить измерения на нескольких источниках, как минимум, с четырьмя точками измерения. Основные измеряемые величины включают псевдодальность и псевдоскорость.

Принятый радиочастотный (РЧ) сигнал сначала понижается до промежуточной частоты с помощью частотного смесителя. Затем сигнал дискретизируется и преобразуется в цифровую форму для подачи на коррелятор. Здесь сигнал обрабатывается и представляется с помощью двух ортогональных компонентов: синфазного (I) компонента и квадратурного (Q) компонента. Эти I/Q-символы составляют основу для поиска частоты и задержки сигнала, синхронизации и отслеживания фазы, а также декодирования навигационных сообщений. Сгенерированные I/Q-символы подаются на сигнальный процессор для определения необходимых параметров измерения, включая псевдодальность и псевдофазу. На основе этой информации процессор решает задачу навигации для определения параметров положения и движения объекта. В некоторых архитектурах приемников коррелятор может также напрямую генерировать измерительную информацию, которая затем используется в качестве входных данных для расчета псевдодальности и псевдофазы. С развитием спутниковых

радионавигационных систем значительно расширился спектр их применения. Это развитие обусловлено улучшением характеристик навигационных сигналов, усовершенствованием алгоритмов обработки информации и повышением возможностей навигационного оборудования. Одновременно навигационное оборудование все чаще интегрируется в различные технические системы и комплексы, что расширяет область применения спутниковой навигации во многих областях.

Среди решений в качестве функциональных компонентов поддержки информационных систем, можно упомянуть системы, использующие механизмы ретрансляции сигналов и информационно-управляющие системы. Поскольку приемное оборудование для ретранслируемых сигналов не подвергается чрезмерно строгим ограничениям на структуру и методы обработки сигналов, могут применяться соответствующие методы модуляции для расширения разработки и совершенствования алгоритмов обработки ММО.

Примечательной характеристикой внутренних системных помех в этих системах является то, что внутренняя структура мешающего сигнала может быть известна или определена заранее на приемнике. Поэтому этот тип помех называется структурно-детерминированными помехами. Использование информации о структуре мешающего сигнала позволяет приемнику идентифицировать, оценивать и смягчать влияние помех в процессе обработки сигнала. Это перспективный подход к повышению помехоустойчивости и качества обработки сигнала в системе.. С другой стороны, следует обратить внимание на крайне низкую помехозащищенность от простейших помех, а это, как известно, вызывает соответствующие погрешности.

Квадратическая амплитудная модуляция (QAM) в системах ММО находит применение в беспроводных системах связи (СС) благодаря своей высокой спектральной эффективности и способности передавать значительные объемы данных. Одной из ключевых особенностей использования QAM в таких системах является возможность минимизации помех, возникающих из-за многолучевого распространения сигнала.

Эффективность передачи сигналов, модулированных по методу QAM, зависит от тщательной синхронизации между передающей и принимающей стороной. При этом, когда период обводной частоты близок к частоте изменения модуляции, возможны значительные искажения результирующего сигнала, что может привести к потере связи. Для решения этой проблемы в приемниках часто используются корреляторы, которые обеспечивают свертку принимаемого QAM-сигнала с его эталонной копией, что позволяет повысить точность приема.

Тем не менее, одним из основных недостатков применения QAM в БСС является уязвимость к помехам. Исследования показывают, что наличие помехи в виде несущего сигнала, даже с относительно низкой мощностью, может существенно ухудшить качество приема. Например, если уровень помехи на частотах, используемых для передачи навигационных сигналов, достигает 95 дБ, это может привести к полной потере информации от передатчиков. Данная проблема становится особенно актуальной в условиях прямой видимости между приемником и передатчиком.

Передатчики навигационной системы, такие как GPS и ГЛОНАСС, передают свои сигналы с мощностью около 50 Вт, однако, находясь на высоте около 20 000 км от Земли, мощность принятого сигнала значительно снижается, что делает системы MIMO уязвимыми к даже небольшим помехам. При нахождении приемника в закрытом помещении мощность принимаемого сигнала может уменьшиться еще на 20-40 дБ, что усугубляет ситуацию.

Для обеспечения помехозащищенности в системах MIMO, использующих QAM, важно внедрение современных методов обработки сигналов на этапе аналого-цифрового преобразования. Это может включать использование алгоритмов адаптивной фильтрации и пространственно-временной обработки сигналов, что позволит повысить устойчивость к помехам и улучшить качество связи.

В последнее время на уровень безопасности СС значительно повлияло растущее число устройств, встраиваемых систем. Такое положение вещей может в конечном итоге негативно сказаться на распределении и использовании частотных

ресурсов, которые просто не будут регулироваться ни централизованным планированием беспроводной инфраструктуры, ни нормативным мониторингом и ручной адаптацией систем, ни внедрением систем адаптивной конфигурации на уровне протокола, мониторингом и автокоррекцией, и с использованием дополнительных устройств для сбора информации о состоянии беспроводной системы [164].

Количество уровней квантования аналого-цифрового преобразователя в системе MIMO необходимо выбирать в соответствии с характеристиками шума на входе приемника. Когда шум преимущественно представляет собой белый гауссовский шум (AWGN), можно использовать небольшое количество уровней квантования, обеспечивая при этом производительность системы. В некоторых случаях достаточно однобитного квантования с двумя уровнями. И наоборот, когда система подвержена узкополосным или взаимным помехам, требуется большее количество уровней квантования для уменьшения ошибок квантования и поддержания качества обработки сигнала.

Результаты исследований показывают, что для AWGN однобитное квантование может вызывать потери не более 1 дБ при частоте дискретизации 30–40 МГц. Если требуется дальнейшее снижение потерь при квантовании, количество уровней можно увеличить до трех или четырех. Однако чем больше уровень квантования, тем выше требования к АЦП и коррелятору, что приводит к увеличению сложности, стоимости оборудования и энергопотребления. Таким образом, когда входной сигнал представляет собой в основном сумму полезного сигнала и аддитивного белого гауссова шума (AWGN), использование АЦП высокого разрешения не всегда оправдывает увеличение стоимости оборудования.

В случае узкополосного шума эффект однобитового квантования более существенен. При наличии взаимных помех однобитовое квантование может привести к потере примерно 7 дБ по сравнению с идеальным случаем линейной обработки, где эффект квантования считается незначительным. Поэтому в средах с узкополосным шумом или взаимными помехами требуются методы квантования с более высоким разрешением. Выбор соответствующего количества уровней

квантования помогает уменьшить потери квантования, улучшить помехоустойчивость и повысить качество связи в системах ММО, обеспечивая при этом баланс между производительностью и сложностью оборудования.

Следовательно, увеличение числа уровней квантования в системах ММО приводит к значительному росту аппаратных затрат на реализацию коррелятора. В этом контексте компромиссом может стать использование 2-битного квантования. Прямоугольная квадратурная амплитудная модуляция не является наиболее энергетически эффективным методом кодирования цифровых 2k-последовательностей, но получила широкое распространение благодаря относительной простоте реализации, в результате чего появились стандарты IEEE 802.11a и 802.16 (Wi-Fi и WiMAX). Существует несколько способов снижения влияния широкополосных каналов, работающих в одном и том же диапазоне частот: максимальная несущая частота или сетевое разнесение, использование направленных антенн и кодов свертки. Все эти методы не решают основную проблему неправильно передаваемых слов (для 2 k-QAM каждое слово состоит из  $k$  бит), а лишь уменьшают количество ошибок (symbol error rate, SER) [164].

Для повышения эффективности использования полосы пропускания можно улучшить структуру созвездия метода прямоугольной модуляции QAM, изменяя положение сигнальных точек в соответствии с соответствующими правилами. Цель улучшения — более эффективно использовать сигнальное пространство, сохраняя при этом достаточно большое расстояние между сигнальными точками. Чем больше евклидово расстояние между точками, тем лучше способность различать символы на приемнике, тем самым уменьшая влияние помех и ограничивая вероятность ошибок при передаче данных [100, 107].

Для синхронизации передатчика и приемника используются служебные подканалы, по которым возможна передача информации о типе вектора: базовый или модифицированный. Каждый тип должен быть включен в стандарт, и только после этого модифицированное векторное пространство может быть использовано для распределения в промышленных масштабах для беспроводных сетей.

Рассмотрим возможные варианты модификации базового пространства комплексных векторов подканалов. В качестве основных параметров системы будем рассматривать евклидово расстояние между векторами в пределах базисного пространства вектора и модифицированного пространства. Вектор определяется как:

$$R = Q + i \cdot I, \quad (1.20)$$

где  $Q$  — действительная координата,  $a I$  — мнимая координата.

Для векторного пространства также определен коэффициент масштабирования, чтобы нормализовать среднюю энергию до единицы (иногда используется коэффициент, обратный коэффициенту нормирования). Этот коэффициент указывает на энергетическую оптимальность векторного пространства, чем меньше коэффициент, тем более оптимально используется энергия сигнала. Сравнивать можно только коэффициенты, принадлежащие к одному типу модуляции.

Основное векторное пространство можно описать как:

$$R = \{\pm(2m - 1) \pm (2m - 1)i\},$$

$$m \in Z, \quad m \in \overline{1, a}, \text{ где } \bar{a} = \frac{\sqrt{2^k}}{2} = 2^{\frac{k-2}{2}} \text{ количество использованных раз}$$

Проекция каждой амплитуды вектора на действительную и мнимую оси, которая с физической точки зрения представляет собой половину стороны квадратного векторного пространства.

Для базисного векторного пространства коэффициент нормирования равен [111, 124] (так как средняя энергия действительной и мнимой проекций одинакова для симметричного векторного пространства, мнимая часть будет равна действительной):

$$\begin{aligned} |KC| &= \sqrt{E_{\text{сеп}}[|R|^2]} = \sqrt{2 \cdot \frac{a}{n} \sum_{m=1}^a (2m - 1)^2} = \sqrt{2 \cdot \frac{a}{n} \cdot \frac{1}{3} \cdot a(4a^2 - 1)} \quad (1.21) \\ &= \sqrt{\frac{2}{3} \cdot \frac{a^2}{n} (4a^2 - 1)} = \sqrt{\frac{2}{3} (2^k - 1)} \end{aligned}$$

где  $n = \frac{2^k}{4} = 2^{k-2}$  – количество точек в каждом квадранте; табличная сумма степеней натуральных чисел равна [5]:

$$\sum_{m=1}^a (2m-1)^2 = \frac{1}{3} a (4a^2 - 1).$$

Простейшее преобразование получается при повороте базового пространства на  $45^\circ$  (см. рис. 1.7а для 16-QAM, квадраты обозначают базовое векторное пространство, а ромбы – его модификация), преобразование осуществляется по системе:

$$\begin{cases} Q = \sqrt{Q_0^2 + I_0^2} \cos\left(\alpha \pm \frac{\pi}{4}\right) \\ I = \sqrt{Q_0^2 + I_0^2} \sin\left(\alpha \pm \frac{\pi}{4}\right) \end{cases}$$

где  $(Q_0, I_0)$  – начальные координаты вектора;  $tg\alpha = Q_0/I_0$  для  $\alpha \leq 2\pi$  (знак «+» означает вращение против часовой стрелки, а «-» — по часовой стрелке).

При вращении изменяется только поляризация векторного пространства, а коэффициент нормировки остается таким же, как и у базового пространства.

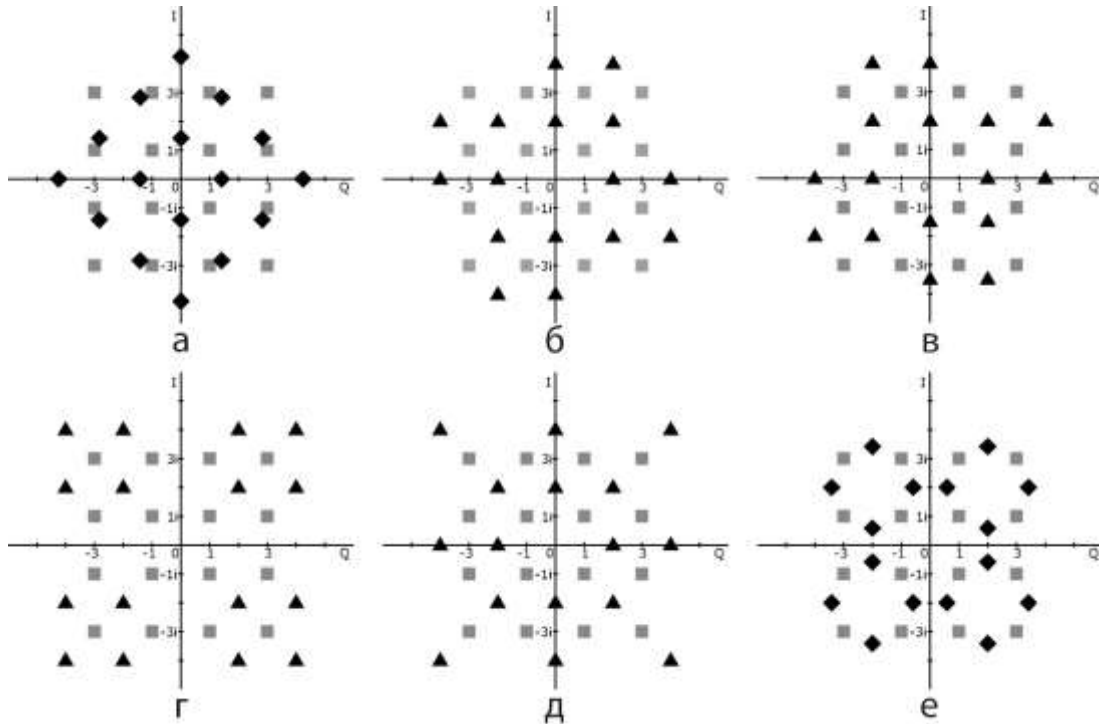


Рис. 1.7. Модификация векторного пространства для 16-QAM: поворот на  $45^\circ$  (а); против (б) и против (в) смещение по часовой стрелке; нормальное (д) и компактное (е) расстояние от начала координат; поворот группы на  $45^\circ$  (Е)

В первом случае симметрия в каждом из квадрантов сохранялась, но если симметрией пренебречь, то можно получить два преобразования: смещение против часовой стрелки и по часовой стрелке (см. рис. 1.7б и 1.7в, квадраты обозначают основное векторное пространство, а треугольники — его модификацию). Для каждого из квадрантов по смещению (первый знак у соответствует смещению против часовой стрелки, а второй — смещению) имеем множество вида:

$$\begin{array}{l} [I] \\ [II] \\ [III] \\ [IV] \end{array} \left\{ \begin{array}{l} R = R_0 + (\mp 1 \pm i) \\ R = R_0 + (\mp 1 \pm i) \\ R = R_0 + (\mp 1 \pm i) \\ R = R_0 + (\mp 1 \pm i) \end{array} \right. \quad (1.22)$$

Для определения коэффициента нормализации приведем координаты векторов для первого квадранта (для смещения против часовой стрелки, но для обоих вариантов значения коэффициентов одинаковы):

$$\begin{aligned} 16QAM: & \{2i; 4i; 2 + 2i; 2 + 4i\}; \\ 64QAM = & \left\{ \begin{array}{l} 2i + 4i + 6i + 8i \\ 2 + 2i; 2 + 4i; 2 + 6i; 2 + 8i \\ 4 + 2i; 4 + 4i; 4 + 6i; 4 + 8i \\ 6 + 2i; 6 + 4i; 6 + 6i; 6 + 8i \end{array} \right\} \end{aligned} \quad (1.23)$$

Помимо простого смещения, могут использоваться компактные модификации смещения, пример которых показан на рис. 1.7д, но они сложны в реализации.

Но в каждом предыдущем случае требуется увеличение максимальной амплитуды отдельных векторов. Предлагаемая схема имеет еще меньший максимум амплитуды, остается симметричной и не требует комплексного преобразования. Поскольку основное векторное пространство состоит из квадратных элементов, каждый элемент может быть повернут на  $45^\circ$  отдельно от других (см. рис. 1.7е, квадраты обозначают базовое векторное пространство, а ромбы — его модификацию). Уравнение преобразования:

$$\left\{ \begin{array}{l} Q = Q_{\alpha} + r \cdot \cos\left(\alpha \pm \frac{\pi}{4}\right) \\ I = I_{\alpha} + r \cdot \sin\left(\alpha \pm \frac{\pi}{4}\right) \end{array} \right. \quad (1.24)$$

где  $(Q_{ц}, I_{ц})$  и  $(Q_0, I_0)$  — центр вращения и начальные координаты вектора,  

$$\tan \alpha = \frac{I_0 - I_{ц}}{Q_0 - Q_{ц}}.$$

Для  $\alpha \leq 2\pi$ ,  $r = \sqrt{2}$  радиус вращения (знак «+» означает вращение против часовой стрелки, а «-» — вращение по часовой стрелке).

Однако, по мере увеличения уровня помех увеличивается количество ошибок при приеме сигнала. Можно уменьшить селективность фильтра для каждого вектора, но такое снижение приведет к увеличению количества ошибок из модифицированного векторного пространства. Решение состоит в том, чтобы перестроиться на модуляцию с более низким  $k$ -фактором.

Из рассмотренных модификаций лучшим можно считать вращение группы, так как в этом случае сохраняется симметрия, максимальная амплитуда почти не меняется, используется достаточно простое преобразование, оно достаточно равномерно распределено в пространстве и оставляет место для третьей модификации базового пространства. С точки зрения эффективности вращение группы практически неотличимо от базового векторного пространства, поэтому при реализации на практике можно не изменять коэффициент усиления входных звеньев [164].

Следующим шагом в оптимизации полосы частот может стать построение векторного пространства третьего порядка и более высокого порядка.

### **1.3.2.2 Критерии подбора свободных каналов передачи данных с использованием анализаторов спектра**

Одним из методов решения проблемы обеспечения спектральной эффективности БСС может стать адаптивный выбор свободных каналов передачи данных. Многие производители беспроводного оборудования используют для этого встроенные алгоритмы автоматического выбора свободных каналов. Но такой подход позволяет сканировать спектр только в той зоне, где находится LDP, без учета особенностей расположения заказчиков (частотная ситуация в месте

нахождения всех или выборочных пользователей). LDP начинает работать на самом свободном канале в месте своего расположения, что в определенной степени улучшает работу всей сети, но не делает ее оптимальной (так как в одноранговой сети невозможно учесть все параметры: поляризацию, высоту, экранирование и переотражение, а также движение пользователя).

Для обеспечения выбора оптимального частотного канала наряду с существующими беспроводными адаптерами в СС, область применения которых зачастую ограничивается только сетями IEEE 802.11 (а некоторые карты даже не видят «скрытых» сетей), целесообразно использовать систему дополнительных независимых устройств (анализаторов спектра). Такая система будет состоять из LDP (или в некоторых роуминговых системах) клиентов и анализаторов спектра, которые подключаются к контроллеру или к клиенту по проводным каналам связи (с PoE) [164].

Таблица 1.1. Уровни качества сигнала для LDP

| Уровень сигнала, дБмВт | Качество     | Спецификации                                                                                                                                 |
|------------------------|--------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| менее -90              | Недопустимый | Близко к шуму оборудования и фону. Какая-либо работа маловероятна                                                                            |
| -90 до -81             | Плохой       | Минимальный уровень сигнала для поддержания целостности сети. Доставка посылок может быть ненадежной                                         |
| -80 до -71             | Хорошо       | Минимальный уровень сигнала для надежной доставки пакетов, например, по электронной почте, сети                                              |
| -70 до -67             | Очень добрый | Уровень сигнала для приложений, требующих очень надежной и своевременной доставки пакетов данных, таких как потоковая передача аудио и видео |
| свыше -67              | Отлично      | Максимально достижимый сигнал. Клиент находится в нескольких метрах от передатчика. Нетипичная ситуация                                      |

Когда LDP замолкает, система собирает информацию о спектре через беспроводную сетевую карту или анализаторы спектра. Данные с этих устройств передаются контроллеру для агрегирования и оценки. На основе измеренных уровней сигнала или помех контроллер определяет каналы с хорошими условиями передачи и выбирает соответствующий канал для каждого LDP. Затем LDP переключается на выбранный канал для продолжения передачи данных. Процесс сканирования спектра и выбора канала выполняется периодически для адаптации к изменениям в радиосреде. Алгоритм сбора данных показан на рис. 1.8.

Уровень сигнала в канале  $j$  можно рассчитать по формуле:

$$L_j^{\text{ch}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N L_{ij} \quad (1.25)$$

где индекс  $ch$  – номер канала;  $N$  – количество точек, принадлежащих одному каналу;  $L_{ij}$  – измерение в  $i$ -ой точке  $j$ -го канала, дБмВт. За один цикл измерений рекомендуется проводить опрос в каждой точке около 100 раз, т.к. вместо  $L_i$  лучше использовать среднее значение по количеству измерений [164].

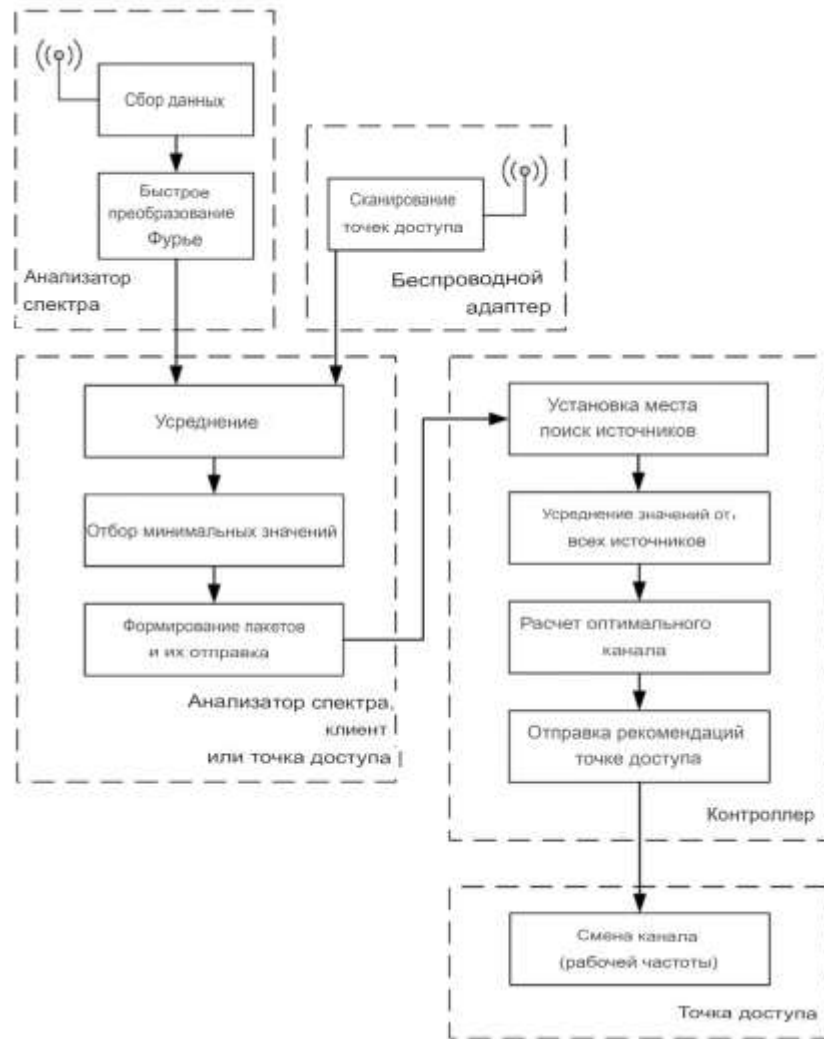


Рисунок 1.8. Алгоритм динамического распределения каналов

Средний уровень сигнала от встроенного беспроводного адаптера, поступающего только по уровням каналов (и только для устройств, работающих по одному стандарту), будет определяться по формуле:

$$\bar{L}_{\text{ВН}}^{\text{ch}} = \frac{1}{H} \sum_{j=1}^H \mu_j \sum_{k=1}^K v_k^{\text{ch}} L_{kv} \quad (1.26)$$

где  $H$  — количество встроенных беспроводных адаптеров;  $K$  — количество отсканированных ЛДП;  $v_k^{\text{ch}}$  — коэффициент сечения канала через ширину канала 20 МГц и интервал между каналами – 5 МГц (см. таблицу 1.2);  $L_k$  — уровни сигнала до  $k_a$ ).

Таблица 1.2 Коэффициенты пересечения канала

| $ ch - k $ | 0 | 1   | 2   | 3   | $>4$ |
|------------|---|-----|-----|-----|------|
| $v_k^{ch}$ | 1 | 3/4 | 1/2 | 1/4 | 0    |

Поскольку в системе могут присутствовать разные типы оборудования с разными операционными системами, на разных скоростях и с разной точностью измерений, унификация должна быть проведена на этапе сбора данных, а именно в анализаторах спектра с отдельным приемником и модулем управления СС. Он также может быть использован для оценки силы сигнала и модуля, в котором уровень сигнала определяется оценкой косвенными методами (как показано в подразделе 1.3).

На основе проведенного анализа можно определить возможности увеличения пропускной способности системы, спектральной эффективности и помехоустойчивости с использованием технологии ММО. Это включает разработку и внедрение алгоритмов, направленных на оптимизацию распределения каналов, улучшение качества связи и снижение погрешностей.

В современной теории обеспечения достоверности информации БСС используют следующую модель погрешности в трактах обмена данными. Погрешности, обусловленные внешними и внутренними факторами, описывают белым гауссовым шумом (БГШ). Основная причина такого выбора заключается в том, что такое описание позволяет получить алгоритмы, использующие только пространственную или межканальную зависимость (корреляцию) между погрешностями (помехами). Если сделать предположение о той или иной корреляции помех во временной области, придется оперировать со смешанными пространственно-временными алгоритмами компенсации погрешностей, что существенно усложняет и без того сложную задачу. С другой стороны, получаемые для БГШ-погрешности алгоритмы эффективны для любых коррелированных и негауссовых помех, причем теоретически обеспечивают для них такое же

подавление, что и для БГШ, полностью используя для этого их пространственные (или межканальные) корреляционные связи.

Используя комплексную форму описания достоверной информации и погрешностей, можно записать

$$\xi_t = H_t s_t(\lambda_t) + C_t \tilde{\eta}_t + \eta_{0t} \quad (1.27)$$

$C_t = (C_1 \dots C_L)$ ,  $H_t$ ,  $C_k$  – векторы фазовых распределений достоверной информации (сигнала) и  $k$ -й помехи на элементах СС;

$s_t(\lambda_t)$  – сигнал с параметрами  $\lambda_t$ ;

$\tilde{\eta}_t$  – БГШ, моделирующий источники внешних помех;

$\eta_{0t}$  – вектор независимых БГШ, описывающий внутренние шумы (погрешности) в трактах обмена данными.

Если ввести обозначение для суммарного шума

$$\eta_t = C_t \tilde{\eta}_t + \eta_{0t} \quad (1.28)$$

уравнение наблюдения принимает вид

$$\xi_t = H_t s_t(\lambda_t) + \eta_t. \quad (1.29)$$

В классическом антенном компенсаторе помех (АКЗ) выделяют основную антенну, выход которой содержит полезный сигнал и помехи, а также дополнительные (компенсационные) антенны, которые должны быть свободны от полезного сигнала. Сигнал основного канала подается на сумматор с единичным весом, в то время как колебания компенсационных каналов взвешиваются с учетом условий, связанных с помехами. Цель подстройки весовых коэффициентов заключается в обеспечении минимальной мощности шума на выходе, что соответствует минимальной дисперсии шума (МДШ).

Выражение для коэффициентов может быть получено из условия минимизации:

$$IARG \min_{\eta_i} \mathcal{D} \text{ И } a_s.$$

При этом выполняется соотношение:

$$V \left( \frac{1}{1 - \frac{B_x}{l}} \right) = \frac{1}{1 - V_B}. \quad (1.30)$$

В работе R. G. Vaughan [155] представлен оптимальный алгоритм определения параметров  $(m)$  сигнала  $s(t)$  на основе многоканального наблюдения  $p(t)$  на некотором временном интервале  $T$  и  $1, t$ . Величина интервала  $T$  не является критической. Для дальнейших выкладок примем  $T$  равным 1 мс, что соответствует основному интервалу как для ГЛОНАСС, так и для GPS.

Функционал правдоподобия  $L$  с учетом комплексного характера векторов, входящих в уравнение для  $T$ , имеет вид:

$$L = \exp \left\{ -0.5 \left[ (y(t) - Hs(t))^H V^{-1} (y(t) - Hs(t)) \right] \right\}, \quad (1.31)$$

где  $V$  — корреляционная матрица суммарных шумов.

Учитывая независимость шумов в разные моменты времени, функционал правдоподобия всей совокупности наблюдений на интервале равен:

$$L_{\text{total}} = \prod_{t=1}^T L(t). \quad (1.32)$$

Оценка  $\hat{y}_\lambda = \arg \max [E(I_M)T]$  соответствует минимуму суммы в показателе экспоненты, что дает:

$$\hat{y}_\lambda = \arg \min_{t=1}^T \sum_{t=1}^T (y(t) - Hs(t))^H V^{-1} (y(t) - Hs(t)). \quad (1.33)$$

При выводе вышеуказанного уравнения отброшены независимые от  $M$  члены. Если обозначить  $H$  как матрицу передачи и  $V$  как матрицу шумов, то можно заключить, что оценка по шкале  $\lambda$  соответствует оценке по максимуму корреляционного интеграла, что ведет к привычному алгоритму обработки сигнала во временной области.

Наблюдения с выходов элементов антенны  $N_D$  входят в алгоритм лишь объединенными в эквивалентное наблюдение локальных детекторов позиций (LDP), которое является достаточной статистикой для вектора  $V$ . Многие производители беспроводного оборудования используют для этого встроенные алгоритмы автоматического выбора свободных каналов. Но такой подход позволяет сканировать спектр только в той зоне, где находится LDP (локальный детектор позиций), без учета особенностей расположения пользователей (частотная ситуация в месте нахождения всех или выборочных пользователей) [113]. LDP представляет собой устройство или модуль, встроенный в беспроводное

оборудование, который отвечает за сканирование спектра частот в определенной зоне. Основная функция LDP заключается в обнаружении и выборе свободных каналов для передачи данных, что позволяет оптимизировать использование доступного спектра и повышать спектральную эффективность системы. LDP начинает работать в свободном канале в месте своего расположения, что в определенной степени улучшает работу всей сети, но не делает ее оптимальной (так как в одноранговой сети невозможно учесть все параметры: поляризацию, высоту, экранирование и переотражение, а также движение пользователя) [156].

Анализатор спектра также может быть использован для оценки уровня сигнала для модуля LDP, в котором уровень сигнала определяется оценкой косвенными методами. Таким образом, система адаптивного выбора свободных каналов передачи данных в беспроводных сетях с использованием анализаторов спектра может содержать несколько сегментов с разделенными каналами передачи сигналов.

Введение локальных детекторов позиций (LDP) и анализаторов спектра позволяет отслеживать частотную ситуацию в реальном времени и адаптивно выбирать свободные каналы для передачи данных. Эти устройства помогают минимизировать взаимные помехи между пользователями и повысить качество связи. Несмотря на то, что статья основное внимание уделяет модифицированной квадратурной амплитудной модуляции (QAM) для снижения взаимного влияния сигналов, использование LDP и анализаторов спектра необходимо для создания комплексной системы управления ресурсами, что усиливает общий эффект предложенных методов [100].

Следует отметить, что спектрально-временные методы повышения помехоустойчивости являются дополнительными к рассмотренным выше пространственно-временным. Все эти методы являются оптимальными для широкополосных погрешностей, но остаются столь же эффективными и для узкополосных, обеспечивая работу приемника при воздействии синусоидальной помехи. Однако, для узкополосных погрешностей существует возможность дальнейшего повышения порогового значения, причем значительная.

Рассмотрим наиболее известные частотно–временные методы обработки сигнала: спектральные методы компенсации узкополосных погрешностей; временные методы компенсации узкополосных погрешностей.

Спектральные методы компенсации погрешностей в СС основаны на выявлении и режекции помех в частотной области. Наиболее известным из спектральных методов является OFFT (Overlapped Fast Fourier Transform), а также FB (filter bank), сочетающий фильтрацию с быстрым преобразованием Фурье (БПФ) для достижения более высокого разрешения.

OFFT предусматривает два работающих параллельно N-точечных БПФ с предварительным взвешиванием выборки входного сигнала. Частотное разрешение такого фильтра прямо пропорционально тактовой частоте сигнала и обратно пропорционально количеству используемых точек N. Режекция осуществляется посредством сравнения амплитуды каждого частотного отсчета с некоторым порогом и обнулением откликов, превышающих порог. Частотные отсчеты с амплитудой, не превышающей порог, остаются без изменения.

Для вычисления порога могут использоваться различные алгоритмы [15]. Так, например, порог может быть задан в 4 раза выше медианной амплитуды всех частотных отсчетов. Такой порог примерно пропорционален средней мощности шумов в отсутствии погрешностей и позволяет обеспечить максимальную компенсацию погрешностей и при минимальном искажении полезного сигнала [157]. Предварительное взвешивание отсчетов сигнала позволяет уменьшить эффект расширения частотного отклика помехи, связанного с ограниченной длительностью используемого БПФ и, таким образом, уменьшить число обнуляемых отсчетов при режекции погрешностей или, другими словами, – уменьшить искажение полезного сигнала. Второе плечо БПФ с алгоритмом компенсации работает с 50%-ным перекрытием сигнала, что позволяет уменьшить потери, связанные со взвешиванием входного сигнала. Так, при использовании окна Блэкмана–Харриса благодаря перекрытию сигнала потери снижаются и не превышают 0,6 дБ. После обратного БПФ и суммирования временные отсчеты сигнала с подавленной помехой поступают на вход коррелятора приемника.

Суть метода заключается в следующем. Традиционное N-точечное дискретное преобразование Фурье может быть представлено в виде набора микшеров на частотах  $K = 0, 1 \dots N-1$ , сопровождаемые низкочастотными фильтрами длиной N отсчетов. FB метод расширяет данное представление, позволяя рассчитывать спектр с более низким темпом, обеспечивая увеличение эффективной длины БПФ с помощью фильтрации.

После компенсации погрешностей и вычисляется обратное БПФ, сопровождающееся фильтрацией и увеличением частоты дискретизации в N раз. В методе FB при использовании окна Кайзера,  $N = 128$  и  $M = 4$  потери сигнала составляют около 0,06 дБ. Согласно L. S. Godara [57] методы OFFT и FB способны обеспечить компенсации узкополосных погрешностей на 50..60 дБ. Качество компенсации погрешностей и коэффициент искажения полезного сигнала зависят от частоты дискретизации, длительности БПФ, типа используемого весового окна.

В основе временных методов компенсации погрешностей СС лежит их достаточно сильная временная корреляция, позволяющая использовать часть ранее принятого сигнала для оценки значения помехи в данный момент времени и компенсации ее в принятом сигнале. В частности, для синусоидальной интерференции вида  $s_k$  оценка интерференции в момент времени  $t_k$  по значению в момент времени  $t_{k-1}$  может быть определена как

$$s_k = \rho s_{k-1}, \quad \rho = \exp(j\omega\Delta) \quad (1.34)$$

где  $s_k, s_{k-1}$  – комплексные амплитуды интерференции в моменты  $t_k$  и  $t_{k-1}$  соответственно;  $\Delta$  - интервал дискретизации сигнала.

Таким образом, для компенсации гармонической помехи достаточно знать только ее частоту, так как при фиксированной частоте дискретизации она полностью определяется комплексным коэффициентом и др..

Для упрощения аппаратной реализации усеченная импульсная характеристика подвергается взвешиванию для уменьшения эффекта Гиббса (пульсаций выходного сигнала). В качестве альтернативы, весовые коэффициенты могут быть рассчитаны как:

$$w = R^{-1}\eta \quad (1.35)$$

где  $\eta$  – вектор кросс-корреляции сигнала на выходе элементов задержки с сигналом на входе фильтра;  $R$  – автокорреляционная матрица помехи (сигнала на выходе элементов задержки).

Наиболее известным алгоритмом адаптации весовых коэффициентов является алгоритм Уидроу-Хоффа, основанный на методе наименьших квадратов. Согласно этому алгоритму, вектор весовых коэффициентов уточняется на каждом шаге в соответствии с соотношением

$$w_{k+1} = w_k - \mu \eta_k \xi_k \quad (1.36)$$

где  $\mu$  – параметр адаптации, регулирующий скорость сходимости;  $\eta_k$  – выходной сигнал фильтра;  $\xi_k$  – вектор задержанных отсчетов входного сигнала фильтра. В качестве еще одного примера реализации временных методов компенсации узкополосных погрешностей можно представить модуль компенсации погрешностей. Здесь основными элементами схемы являются схема БПФ частотной автоподстройки, управляющая цифровым генератором, и два фильтра для оценки амплитуд квадратурных компонент сигнала  $U_C$  и  $U_S$ .

Фактически, модуль компенсации погрешностей представляет собой узкополосный фильтр, настроенный на частоту помех. После фильтрации погрешность вычитается из входного сигнала.

Таким образом, получены рекомендации по компенсации погрешностей в трактах обмена данными, обусловленными внутренними факторами СС. Время адаптации алгоритма компенсации погрешностей для неподвижной платформы и при ее вращении является важнейшей характеристикой ММО.

Выше рассмотрены характеристики ММО в условиях известной сигнально–помеховой системы локальных детекторов позиций (LDP). На практике LDP должен самостоятельно по принятой реализации находить наилучшие весовые коэффициенты, то есть, адаптироваться к неизвестной СПО. Алгоритмы подстройки весовых коэффициентов называют алгоритмами адаптации.

Метод обработки информации для обеспечения ее достоверности в условиях анализа погрешностей в LDP методы адаптации целесообразно разделить на прямые и следящие. Прямые алгоритмы связаны с вычислением корреляционной матрицы погрешностей, являются оптимальными и обеспечивают минимальное время адаптации. Функционирование следящих алгоритмов предполагает относительно медленные изменения пространственно-временной СПО и обычно требуют большего времени на адаптацию.

Ниже исследованы наиболее известные оптимальные алгоритмы адаптации для режима захвата в условиях быстрых изменений СПО. Их характеристики можно считать потенциальными для этих условий. На практике рационально использовать квазиоптимальные алгоритмы разной степени сложности. Самый известный из алгоритмов адаптации-простой корреляционный алгоритм Ширмана-Уидроу:

$$\begin{cases} \alpha_{t+1} = \alpha_t - 2\mu\eta_t^*\xi_{2t} \\ \eta_t = \xi_{1t} + \alpha_t^*\xi_{2t} \end{cases} \quad (1.37)$$

Самый простой способ существенно уменьшить время адаптации – применить нормирование принятых отсчетов по мощности [3].

При этом приходим к такому варианту оценки взвешенных весовых коэффициентов:

$$\begin{cases} \beta_{k+1} = \beta_k - \frac{2\mu\eta_k^*\xi_k}{\xi_k^*\xi_k} \\ \eta_k = \beta_k^*\xi_k \end{cases} \quad (1.38)$$

Его время адаптации имеет порядок от 30 до 700 мкс, то есть, на порядок меньше, чем в классической схеме.

В исследовании А. Стефанович [132] рассмотрен оптимальный неотслеживающий алгоритм. При его синтезе используется интервал  $\tau_k$ , на котором параметры СПО  $H_k$  – «сигнальный» вектор,  $V_k$  – корреляционная матрица погрешностей), а также информационный параметр  $\lambda_k$  можно считать неизменными:

$$s = s_k = (H_k, V_k) \quad (1.39)$$

Такая простейшая модель может адекватно описывать режим захвата или «сопровождения», если пространственно-временной алгоритм будет оптимальным, то есть быстрым, и обеспечит захват на указанном интервале. Величина оценивается статистическим моделированием с расчетом на наибольшую динамику.

Так, пусть на выходе  $M$ -элементной антенной решетки в дискретном времени на  $k$ -м тактовом интервале наблюдается сигнал

$$\xi_i = H_{0k} s_i(\lambda_k) + \eta_i, \quad i = 1, 2, \dots, L \quad (1.40)$$

где  $H_{0k}$  - известный  $M$ -мерный сигнальный вектор, описывающий амплитудно-фазовые соотношения полезного сигнала на элементах решетки;  $s_i(\lambda_k)$  - известная (с точностью до векторного параметра) комплексная амплитуда сигнала;  $L$  - число отсчетов, полученных на интервале наблюдения;  $\eta_i$  - суммарная погрешность, имеющая статистику дискретного комплексного БГШ:

$$\begin{aligned} M(\eta_i) &= 0, \quad M(\eta_i \eta_j^*) = 2V_k \delta_{ij}, \\ p(\eta_i) &= \frac{1}{(2\pi)^m |V_k|} \exp\{-0.5 \eta_i^* V_k^{-1} \eta_i\} \end{aligned} \quad (1.41)$$

где  $V_k$  - неизвестная эрмитово положительная определяемая матрица;

$\delta_{ij}$  - символ Кронекера;

$p(\eta_i)$  – плотность вероятностей.

Но возможность технической реализации оптимального алгоритма является очень сложной. Исследования показали, что общая теория адаптивной пространственно-временной фильтрации каналов включает много методов повышения достоверности информации, на базе которых получены оптимальные алгоритмы обработки сигналов LDP. На практике LDP должен самостоятельно по принятой реализации находить наилучшие весовые коэффициенты, то есть, адаптироваться к неизвестной сигнально-помеховой обстановке. Для решения этой задачи используются: классический алгоритм адаптации Ширмана-Уидроу (является самым известным из алгоритмов адаптации, но имеет слишком большое время сходимости); алгоритм адаптации с нормированием (самый простой способ существенно уменьшить время адаптации-применить нормирование принятых

отсчетов по мощности). Но как показали проведенные исследования, перечисленные алгоритмы в полной мере справляются с поставленной задачей помехоподавления для СС.

Таким образом, в результате исследований, проведенных в данном подразделе получен научный результат: усовершенствован метод обработки информации при подавлении погрешностей в LDP на основе адаптивной пространственной фильтрации могут быть реализованы только путем использования компенсации погрешностей для фокусировки на сигналы СС, Тем не менее, в имеющихся работах доказано то, что основным критерием, реализующим процедуру обработки информации при компенсации погрешностей является «минимум дисперсии шума на выходе», что обеспечивает возможность качественной компенсации погрешностей в информационных системах и возможность использования известных алгоритмических подходов для его реализации. Таким образом, для успешного достижения целей исследования требуется разработка и внедрение алгоритма повышения спектральной эффективности СС при использовании технологии ММО. Это будет способствовать не только улучшению текущих систем связи, но и созданию новых решений, соответствующих требованиям современного телекоммуникационного рынка.

## **Раздел 2. Разработка методов оценки спектральной эффективности систем связи с использованием технологии ММО**

### **2.1. Технология ММО: технологические характеристики, преимущества массивных ММО**

Предпосылкой к появлению ММО можно считать потребность в высокоскоростных соединениях, которые параллельно могут обеспечить высокий QoS вне зависимости от положения абонента в зоне покрытия или соты. Большинство беспроводных технологий не могут обеспечить высокую производительность обслуживания на границе зоны покрытия из-за значительного затухания, затенения и отражения сигнала. Решение этой задачи путем установки большого количества базовых станций будет очень дорогостоящим методом, что приведет к росту цен на услуги и снижению конкурентоспособности системы. Также необходимо сказать о вредном воздействии на здоровье человека от большого количества базовых станций. Поэтому возникла необходимость в новом технологическом решении без строительства новых базовых станций (или других объектов) и расширения частотного диапазона.

С увеличением количества антенн влияние теплового шума усредняется, и линия связи остается ограниченной только помехами от других передатчиков. В различных источниках они получили названия полномасштабных (Full-Scale), полноразмерных (Full-Dimension), массивных (Massive) и гипер-ММО (Hyper MIMO) систем. В настоящее время массивные ММО-системы являются предметной областью одного из передовых направлений современных исследований в области теории связи. Следует отметить, что успехи в построении экспериментальных образцов систем связи ММО в диапазоне 60 ГГц [14] доказывают будущую практическую применимость систем massive MIMO. В этом диапазоне пространственное разнесение антенн, необходимое для эффективной передачи, составляет всего несколько миллиметров, а потому размер антенной решетки позволяет практически реализовать ее даже в МТ. Кроме того, переход на

миллиметровый диапазон волн позволит решить современную проблему занятости спектра, выделяемого для систем связи. Таким образом, анализ систем ММО с большими антенными решетками в качестве систем высокоскоростной связи следующего поколения является актуальной теоретической задачей на сегодняшний день.

Технология ММО хорошо изучена с точки зрения соединений «точка-точка» для повышения надежности радиолиний за счет разнесения и увеличения скорости передачи данных за счет мультиплексирования [55], как показано на рис. 2.1.

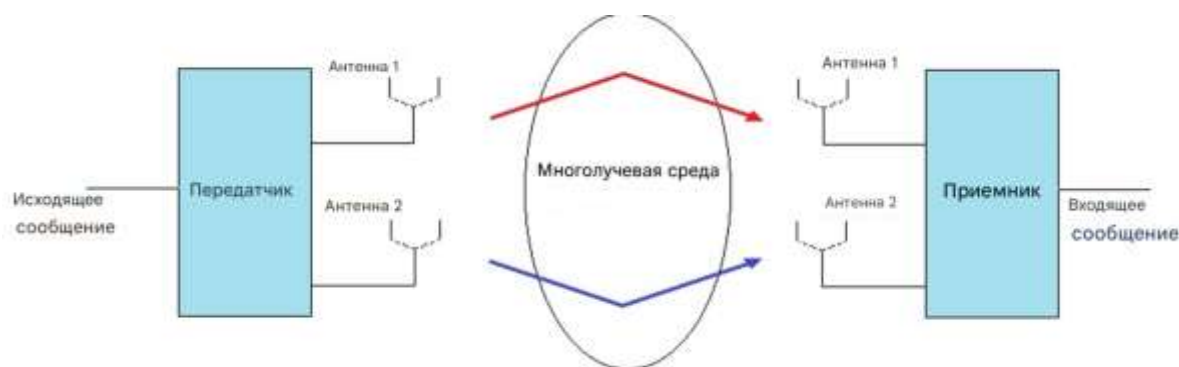


Рисунок 2.1. Соединение ММО «точка-точка»

Последние достижения в области ММО привели к переходу от однопользовательской ММО к многопользовательской ММО (MU-MIMO) для решения проблемы размещения нескольких антенн в мобильном терминале с ограниченными размерами. Антенная система MU-MIMO представляет собой многоантенную базовую станцию (БС), которая одновременно обслуживает группу пользователей с помощью одной антенны, а усиление мультиплексирования может быть разделено между всеми пользователями, как показано на рис. 2.2.

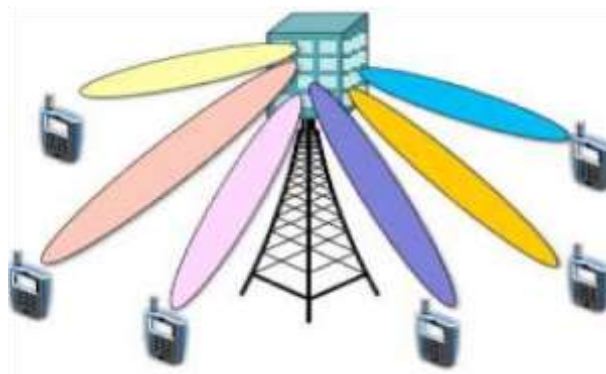


Рисунок 2.2. Антенная система MU-MIMO

Расширяя преимущества MU-MIMO, были представлены массивные MIMO, также известные как сверхбольшие MIMO, полноразмерные MIMO (FD-MIMO) и крупномасштабные антенные системы, где БС оснащена на несколько порядков большим количеством антенн, например, 100 или более. По сути, базовые станции Massive MIMO используют очень высокую степень пространственного мультиплексирования для увеличения пропускной способности системы [6].

Сообщалось о нескольких работах по моделированию для анализа влияния большого количества антенных решеток на спектральную эффективность. Сота ULA с 400 антеннами, обслуживающая 10 пользовательских терминалов, была смоделирована на частоте 2,6 ГГц с использованием двух различных схем предварительного кодирования: BF и ZF [64]. Спектральная эффективность 58 бит/с и 48 бит/с на Гц была достигнута для ZF и BF соответственно. Х. Нго с соавт. [102] проанализировали спектральную эффективность очень большой MU-MIMO, состоящей из 500 антенн БС, обслуживающих одновременно 10 пользователей на основе стандарта LTE. При моделировании были использованы простые линейные предкодировки, такие как MRC, MMSE и ZF, которые обеспечивают спектральный коэффициент 42 бит/с/Гц (информация об идеальном состоянии канала, CSI) и 28 бит/с/Гц (несовершенный CSI).

В рамках проекта Argos [131] экспериментально продемонстрирован опытный образец БС с 64 антеннами, работающими в диапазоне 2,4 ГГц. Система разработана с использованием теории MUBF для улучшения спектральной емкости. 64-элементная система Argos, способная обслуживать 15 пользователей одновременно, обеспечивала спектральную эффективность до 85 бит/с/Гц.

В таблице 2.1 обобщены существующие модели Massive MIMO и испытательные стенды в качестве доказательства концепции увеличения полосы пропускания и спектральной эффективности. Очевидно, что многие антенны БС могут улучшить спектральную емкость по сравнению с использованием одной антенны. Спектральная емкость увеличивается почти линейно с увеличением количества антенн БС, обслуживающих нескольких пользователей одновременно. Кроме того, в моделировании или экспериментах использовались многочисленные

методы предварительного кодирования, чтобы продемонстрировать увеличение спектральной емкости. В целом, предварительное кодирование ZF также может работать как кодирование BF или MRC со многими антеннами.

Таблица 2.1. Стенды и симуляции массивных MIMO

| Стенд                                      | Полоса частот (ГГц)       | Количество антенн БС | Количество пользователей | Спектральная эффективность (бит/с/Гц)        | Предварительное кодирование |
|--------------------------------------------|---------------------------|----------------------|--------------------------|----------------------------------------------|-----------------------------|
| ULA                                        | 2,6                       | 400                  | 10                       | 58                                           | ZF                          |
|                                            |                           |                      |                          | 48                                           | BF                          |
| Very Large MUMIMO                          | 3,7 (LTE)                 | 500                  | 10                       | 42/28<br>(совершенный/<br>Несовершенный CSI) | MRC<br>MMSE<br>ZF           |
| 2D<br>Прямоугольная<br>антенная<br>решетка | 3.7 (LTE)<br>& 2.4 (Wifi) | 250                  | 10                       | 130 (LTE)<br>110 (Wi-Fi)                     | ZF                          |
|                                            |                           |                      |                          | 22 (LTE)<br>19 (Wi-Fi)                       | MRC                         |
| Argos                                      | 2,4                       | 64                   | 15                       | 85                                           | MUBF                        |
| RUSK Lund                                  | 2,6                       | 128                  | 4                        | 48 (линейная сетка)                          | MPT                         |
|                                            |                           |                      |                          | 32<br>(цилиндрическая решетка)               |                             |
| Ngara                                      | ОВЧ                       | 32                   | 18                       | 67                                           | ZF                          |

В таблице 2.1 приведены примеры документов, связанных с конфигурацией антенной решетки для массивных MIMO. Однако большинство конфигураций решеток, указанных в таблице 2.2, сосредоточены исключительно на геометрии антенн, размещенных в компактных размерах. Такое решение способствует

снижению взаимных помех между элементами решетки без значительного влияния на спектральную эффективность. При этом угол места пользователей значительно меньше угла азимута, что затрудняет пространственное разделение пользователей и усложняет процесс сигнализации в вертикальной плоскости.

Для существенного повышения спектральной эффективности рекомендуется увеличить расстояние между антеннами по вертикальной оси. На рис. 2.3 показано, что существует фундаментальный компромисс между количеством антенн, ограничениями физического пространства и энергоэффективностью, что требует поиска оптимального соотношения указанных параметров. В таких условиях становится возможным разработать конфигурацию антенной решетки, которая будет масштабируемой при сохранении компактных размеров и обеспечит максимальную эффективность.

Таблица 2.2. Конфигурация антенны

| Конфиг. массивов               | Полоса частот<br>(ГГц) | Количество<br>антенных<br>элементов | Прибыль<br>Массив<br>(дБ) | Изоляция<br>(дБ) | Расстояние<br>между<br>антеннами |
|--------------------------------|------------------------|-------------------------------------|---------------------------|------------------|----------------------------------|
| 8 Г х 4 В                      | 2,469 – 2,69           | 148                                 | 11,7                      | >16 дБ           | $0,5\lambda Gh2\lambda B$        |
| массив 4х4 и<br>36 подсекторов | 38                     | 576                                 | 25,6                      | -                | $11\lambda Gh2.2\lambda B$       |
| 18 подмассивов                 | 3,7                    | 288                                 | 16,6                      | >29 дБ           | -                                |
| 25 Г х 4В<br>и<br>10 Г х 10 В  | 3,7                    | 200                                 | -                         | >28 дБ           | -                                |

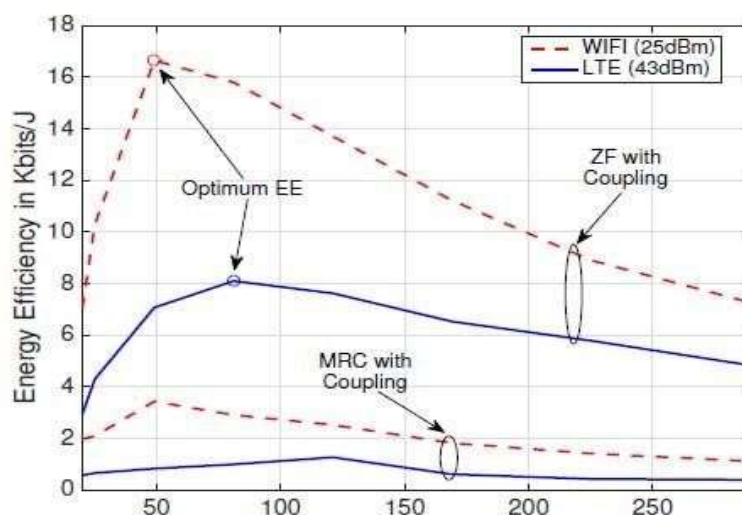


Рисунок 2.3. Компромисс между количеством антенн, ограниченным физическим пространством, и энергоэффективностью [6]

Кроме того, влияние аппаратных помех на системы Massive MIMO становится больше при использовании недорогих компонентов, поскольку они обеспечивают более высокий уровень шума квантования. В литературе [33] указано, что аппаратные сбои могут привести к ошибкам оценки канала и потока мощности, даже если достигнута решетка с высоким коэффициентом усиления и большим количеством антенн, развернутых на БС. Кроме того, на стороне пользователя будут наблюдаться серьезные сбои в работе оборудования по сравнению со стороной БС. Поэтому алгоритм работы приемника должен быть тщательно спроектирован, чтобы избежать проблемы фазового шума. В некоторых других работах также рассматривалось влияние ограничений мощности антенны и гибридных аналогово-цифровых диаграмм направленности, но они ограничены только моделями обработки сигналов, а не реализацией реальных приемопередатчиков [27, 101].

Благодаря значительному выигрышу в скорости передачи информации, технология MIMO рассматривается как одна из составляющих будущего стандарта для систем связи следующего поколения. Массивные MIMO позволяют осуществить переход в миллиметровый диапазон волн, что позволит решить современную проблему занятости спектра, выделенного для систем связи. Эта технология использует преимущества нескольких антенн, которые могут значительно улучшить пропускную способность и покрытие сети, не требуя

дополнительной пропускной способности или уровня мощности передачи. На практике, чтобы реализовать системы Massive MIMO, необходимо исследовать внутреннее энергопотребление, включая стоимость оборудования для работы с основной полосой частот.

## **2.2. Увеличение пропускной способности, спектральной и энергоэффективности с использованием технологии MIMO**

В широком смысле под энергоэффективностью (ЭЭ) понимается то, сколько энергии необходимо для выполнения определенного объема работы. Это общее определение применимо ко всем отраслям науки, от физики до экономики, и беспроводная связь не является исключением [158]. В отличие от многих приложений, где определение «работы» простое, определить, какая единица «работы» находится в беспроводной сети, непросто. Сеть обеспечивает связь с определенной областью и транспортирует биты к пользовательскому интерфейсу и от него.

Среди различных способов определения ЭЭ MIMO одно из самых популярных определений черпает вдохновение из определения SE, т.е. «SE системы беспроводной связи – это количество битов, которые могут быть надежно переданы для каждой сложной цифровой выборки». Заменив «SE» на «EE» и «комплексный образец» на «единицу энергии», получим следующее определение [68]: ЭЭ сети для MIMO – это количество битов, которое может быть надежно передано на единицу энергии. В соответствии с вышесказанным, мы определяем ЭЭ как:

$$\text{ЭЭ} = \frac{\text{Пропускная способность} \left[ \frac{\text{бит}}{\text{с}} / \text{ячейка} \right]}{\text{Потребление энергии} [\text{Вт} / \text{ячейка}]} \quad (2.1)$$

который измеряется в битах/джоулях и может рассматриваться как преимущество в стоимости, где качество обслуживания (пропускная способность) сравнивается с сопутствующими затратами (энергопотреблением). Следовательно, он является показателем эффективности передачи данных по сети.

В исследованиях [49] показано, что мощность передачи может быть приведена к нулю, например,  $1/\sqrt{M}$  при  $M \rightarrow \infty$ , приближаясь к ненулевому асимптотическому ограничению  $DL\ SE \rightarrow \infty$ . 2. Кроме того, мы обращаем внимание на то, что мощность передачи не представляет собой эффективную мощность передачи (ETP - effective transmit power), необходимую для передачи, поскольку она не учитывает эффективность мощности передачи. КПД PE (Power Efficiency) определяется как отношение выходной мощности к входной. Когда эффективность низкая, большая часть энергии рассеивается в виде тепла. Чтобы правильно оценить ЭЭ, сигнал должен быть рассчитан на основе ETP (а не из излучаемой мощности передачи) и CP (Circuit Power), необходимых для управления сотовой сетью:

$$PC = ETR + CP \quad (2.2)$$

где  $PC$  – потребительская мощность,

$ETR$  – эффективная мощность передачи,

$CP$  – мощность схемы.

Простая модель  $CP = P_{FIX}$  обычно использует константу где  $P_{FIX}$ , представляющую собой фиксированную составляющую энергопотребления системы, включая мощность управления сигналом и вспомогательные компоненты, которые не сильно зависят от нагрузки. Однако эта модель не в полной мере отражает влияние конфигурации оборудования и сетевой нагрузки. В частности, она не учитывает энергопотребление аналоговых схем и цифровой обработки сигналов. Поэтому для более точной оценки энергопотребления в системах с различным количеством антенн и сетевой нагрузкой необходима более подробная модель энергопотребления.

Для более детального изучения этого вопроса изучается компромисс EE–SE, а также исследуются влияния различных параметров сети и условий эксплуатации. Для простоты мы сосредоточимся на двухэлементной модели Вайнера UL (т.е.  $L = 2$ ) , проиллюстрированной на рис. 2.4 (аналогичные результаты могут быть получены и для DL) и рассматривать только некоррелированные рэлеевские

каналы с замираниями в полосе В, предполагая, что БС оснащены антеннами М, обладают отличным знанием каналов и используют объединение MR [49].

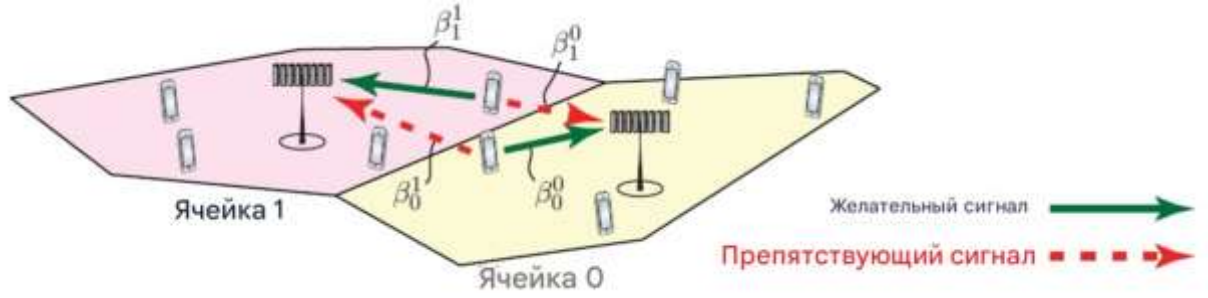


Рисунок 2.4. Иллюстрация концепции желательных и интерферирующих сигналов UL в двумерной сети

В модели Вайнера каждое пользовательское оборудование в ячейке 0 имеет одинаковое значение среднего коэффициента усиления канала  $\beta_0^0$  от сервисной БС и средней амплификации канала  $\beta_0^1$  до БС другой ячейки, при этом каждый ЭЭ в ячейке 1 имеет одинаковое значение  $\beta_1^1$  и  $\beta_1^0$ .

Предположим, что в ячейке 0 имеется только одно активное пользовательское оборудование (т.е.  $K = 1$ ) и что от ячейки 1 нет мешающих сигналов. Тогда, из утверждения, приведенного в [38], достижимое SE в UE в ячейке 0 равно:

$$SE_0 = \log_2(1 + (M - 1)SNR_0) = \log_2(1 + (M - 1)\frac{p}{\sigma^2}\beta_0^0) \quad (2.3)$$

где  $p$  — мощность передачи;

$\sigma^2$  — мощность шума;

$\beta_0^0$  — среднее усиление активного канала UE.

Мы опустили верхний индекс "NLoS", потому что мы не рассматриваем здесь случай LoS. Чтобы оценить влияние М на ЭЭ, мы различаем два разных случая при расчете МС:

1. не учитывается увеличение КП из-за многоантенной БС;
2. учитывается увеличение пропускной способности.

Предположим, что СР ячейки 0 состоит только из фиксированного  $P_{FIX}$ , т.е.  $CP_0 = P_{FIX}$  [49].

$$EE_0 = \frac{B \log_2(1+(M-1)\frac{p}{\sigma^2}\beta_0^0)}{\frac{1}{\mu}p + P_{FIX}} \quad (2.4)$$

где  $B$  — пропускная способность;

$\frac{1}{\mu}p$  - определяется для ЭТП от  $0 < \mu \leq 1$ , и представляет собой эффективность ПП.

Для данного SE, обозначенного как  $SE_0$ , с помощью (2.3) мы получаем требуемую мощность передачи как:

$$p = \frac{(2^{SE_0} - 1)\sigma^2}{(M-1)\beta_0^0} \quad (2.5)$$

который после подстановки в (2.4) дает

$$EE_0 = \frac{BSE_0}{(2^{SE_0} - 1)\frac{v_0}{M-1} + P_{FIX}} \quad (2.6)$$

с

$$v_0 = \frac{\sigma^2}{\beta_0^0} \quad (2.7)$$

Приведенное выше выражение обеспечивает связь между EE и SE для UE в ячейке 0.

Полученная зависимость между энергетической эффективностью EE и спектральной эффективностью SE для различных значений CP представлена на рисунке 2.5

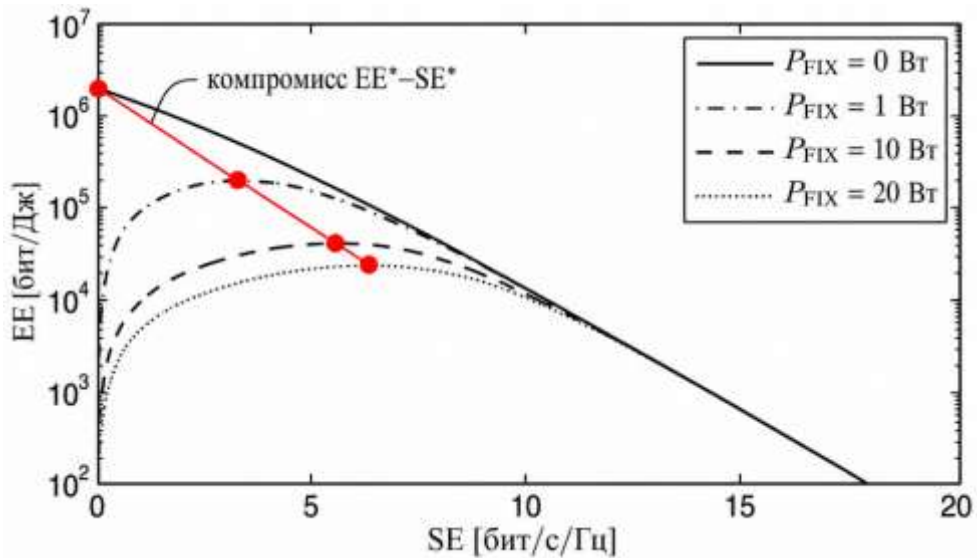


Рисунок 2.5. Отношения SE и EE для различных значений CP =  $P_{FIX}$  при  $M = 10$ ,  $B = 100$  кГц,  $\sigma^2/\beta_0^0 = -6$  дБм и  $\mu = 0.4$

Красными точками обозначены точка на каждой кривой, в которой  $EE_0$  достигает своего максимума.

Из представленных зависимостей видно, что сравнение  $EE$  с  $SE$  для  $M = 10$ ,  $B = 100$  кГц,  $\sigma^2 / \beta_0^0 = -6$  дБм и  $\mu = 0,4$  и  $P_{FIX} \in \{0, 1, 10, 20\}$  W. Как мы видим, если  $P_{FIX} = 0$ , мы наблюдаем монотонное уменьшение компенсации между  $EE$  и  $SE$  (как и предсказывает теория Шенона [159]), так как (2.5) уменьшается до:

$$EE_0 = \frac{BSE_0}{(2^{SE_0} - 1)^{\frac{v_0}{M-1}}} \quad (2.8)$$

Однако, если  $P_{FIX} > 0$  (как это происходит на практике), то  $EE_0$  является унимодальной функцией, которая увеличивается для значений  $SE_0$  как  $(2^{SE_0} - 1)^{\frac{v_0}{M-1}} < P_{FIX}$  и уменьшается до нуля,  $\frac{SE_0}{2^{SE_0} - 1}$  как когда  $SE_0$  принимает большие значения. Таким образом, увеличивается диапазон значений  $SE$ , для которых достигается почти одинаковая ЭЭ.

Чтобы получить аналитическое представление об оптимальной точке ЭЭ [49], возьмем производную  $EE_0$  в (2.5) относительно  $SE_0$  и приравняем ее к нулю. Заметим, что максимум ЭЭ ( $EE^*$ ) и соответствующий ему  $SE$  ( $SE^*$ ) удовлетворяют следующему тождеству:

$$\log_2(EE^*) + SE^* = \log_2 \left( (M-1) \frac{B}{v_0 \log_e(2)} \right) \quad (2.9)$$

где  $SE^*$  таково, что:

$$SE^* \left( 2^{SE^*} \log_e(2) \right) = (2^{SE^*} - 1) + \frac{M-1}{v_0} P_{FIX} \quad (2.10)$$

Тождество (2.9) показывает линейную зависимость между  $\log_2(EE^*)$  и  $SE^*$ . Эта зависимость проиллюстрирована красной линией компенсации на рис. 2.6. Это означает, что экспоненциальный рост  $EE$  может быть получен за счет линейных потерь  $SE$ . Заметим, что (2.10) имеет уникальное решение, которое принимает форму:

$$SE^* = \frac{W \left( (M-1) \frac{P_{FIX}}{v_0^e} - \frac{1}{e} \right) + 1}{\log_e(2)} \quad (2.11)$$

где  $W(\cdot)$  — функция Ламберта;  $e$  — число Эйлера.

Подставляя (2.11) в (2.10) получаем:

$$EE^* = \frac{(M-1)Be^{-W\left((M-1)\frac{P_{FIX}}{v_0^e} - \frac{1}{e}\right)-1}}{v_0 \log_{e(2)}} \quad (2.12)$$

где мы использовали тот факт, что  $2 - 1 / \log_e(2) = e - 1$ .

Из (2.12), учитывая, что  $W(x)$  является возрастающей функцией для  $x \geq e$ , получается, что  $SE^*$  увеличивается с  $M$  (как интуитивно предполагается), но и с  $P_{FIX}$ , как показано на рисунке 2.5. Это можно объяснить следующим образом:  $EE^*$  в (2.11) уменьшается с  $(2^{SE_0} - 1) \frac{v_0}{M-1} P_{FIX}$  (как показано на рис. 2.6) и увеличивается без ограничений с увеличением числа антенн  $M$ . С другой стороны,  $EE^*$  в (2.12) уменьшается с  $P_{FIX}$  (как показано на рис. 2.5) и увеличивается без ограничений с числом антенн  $M$ .

Эффект  $M$  показан на рисунке 2.6 при  $P_{FIX} = 10$  Вт,  $B = 100$  кГц,  $\sigma^2 / \beta_0^0 = -6$  дБм и  $\mu = 0,4$ . Как и предсказывал анализ,  $EE$  и  $SE$  увеличиваются с  $M$ .

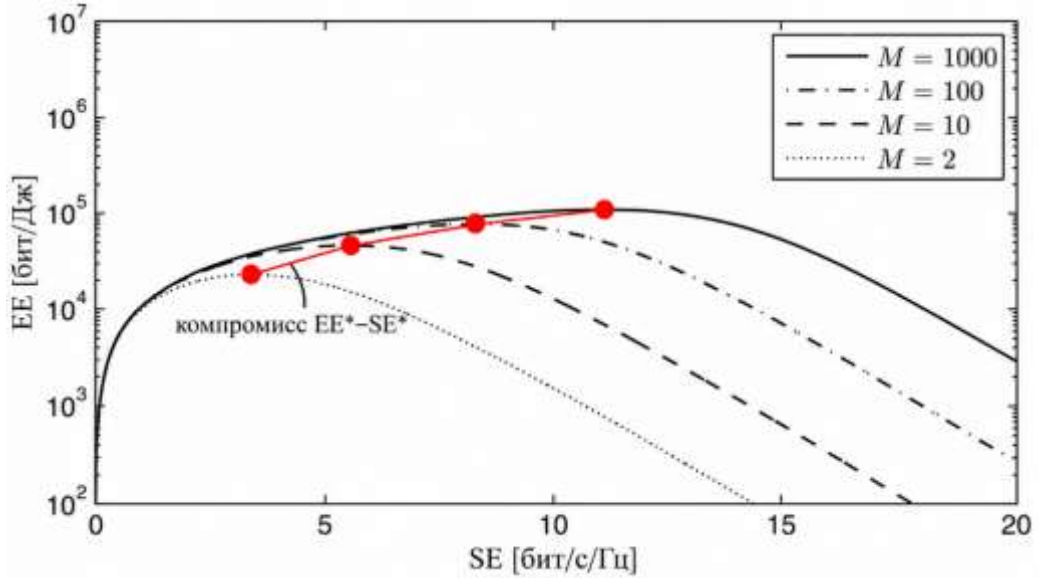


Рисунок 2.6. Соотношение  $EE$  и  $SE$  при различных значениях  $M$ , когда  $P_{FIX} = 10$  Вт,  $B = 100$  кГц,  $\sigma^2 / \beta_0^0 = -6$  дБм и  $\mu = 0.4$ .

Оба  $SE^*$  и  $EE^*$  увеличиваются с увеличением  $M$ . Это ошибочно происходит, если  $CP$  не учитывает дополнительную мощность, потребляемую многими

антеннами. Красными точками обозначены точки на каждой кривой, в которых  $EE$  достигает своего максимума.

На рисунке 2.7 показано сравнение  $EE$  с  $SE$  при тех же условиях эксплуатации, что и на рисунке 2.6, за исключением того, что теперь  $CP_0 = P_{FIX} + MP_{BS}$  с  $P_{BS} = 1$  Вт. Кривая компенсации  $EE^*-SE^*$  теперь является унимодальной функцией  $M$ : монотонно увеличивается для  $M \leq 10$  и монотонно уменьшается при  $M > 10$ . Максимальное значение получено для  $M = 10$ . Это резко контрастирует с результатами на рис. 2.6, где кривая компенсации  $EE^*-SE^*$  всегда увеличивается с  $M$ . Это указывает на то, что точное моделирование  $CP$  имеет первостепенное значение при разработке энергосберегающих многоантенных систем [49].

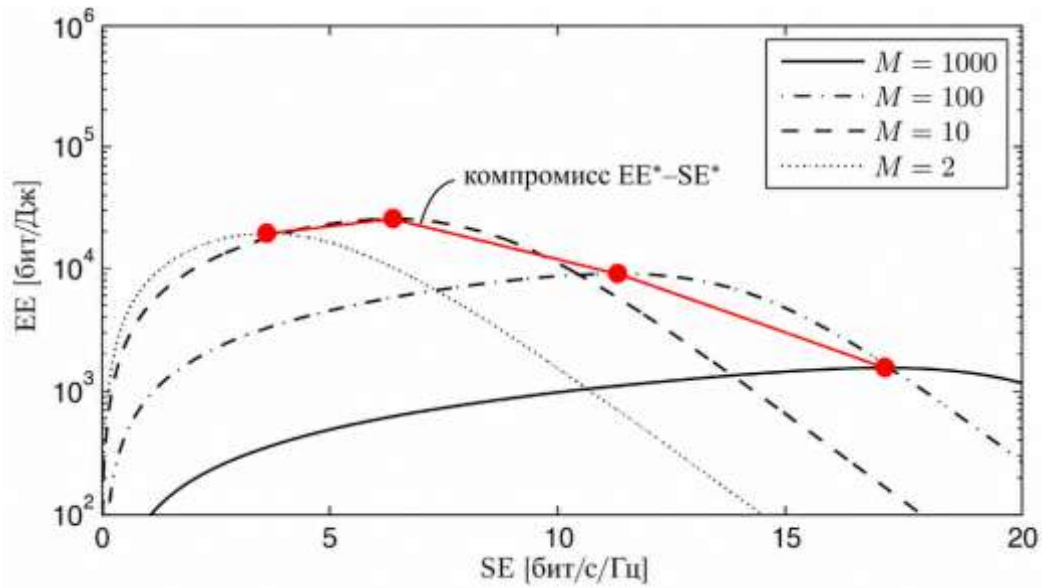


Рисунок 2.7. Отношение  $SE$  и  $EE$  для различных значений  $M$  при  $P_{FIX} = 10$  Вт,  $B = 100$  кГц,  $\sigma^2 / \beta_0^0 = -6$  дБм, а  $\mu = 0.4$ .

В отличие от рис. 2.6, компенсация  $EE^* - SE^*$  (красная кривая) не увеличивается бесконечно с увеличением количества антенн. Это связано с тем, что каждая дополнительная антенна увеличивает  $ЭЭ$  с помощью  $P_{BS}$ , как это происходит на практике. Красные точки на каждой кривой обозначают точки, в которых  $ЭЭ$  достигает своего максимума.

Однако при изучении влияния  $K$  на общую SE было замечено [49], что несколько систем могут обслуживаться одновременно без снижения SE для каждого пользователя, если добавить пропорциональное количество антенн для противодействия увеличению помех для некоторой преимущественно большой константы  $c$ , где мы можем обеспечить  $K$ -изгиб приращения полного SE с помощью SDMA.

Влияние межсотовой интерференции на суммарные значения SE и EE показано на рисунке 2.8

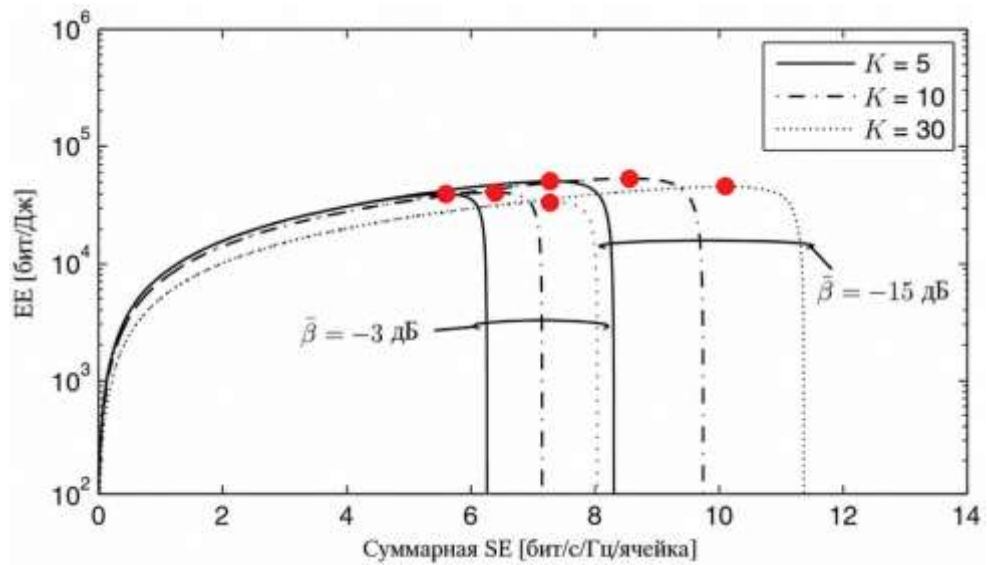


Рисунок 2.8. Отношение суммарных SE и EE при различных значениях интерференции между  $\bar{\beta}$  ячейками и количестве UE  $K$ , когда  $M = 10$ ,  $B = 100$  кГц,  $\sigma^2/\beta_0^0 = -6$  дБм, а  $\mu = 0.4$ ,  $P_{FIX} = 10$  Вт,  $P_{BS} = 1$  Вт, а  $P_{UE} = 0,5$  Вт

Как видно из рис. 2.8, увеличение  $\bar{\beta}$  силы интерференции между ячейками оказывает негативное влияние на EE и SE.

Зависимость суммарных значений SE и EE от отношения числа антенн к числу пользовательских устройств представлена на рисунке 2.9.

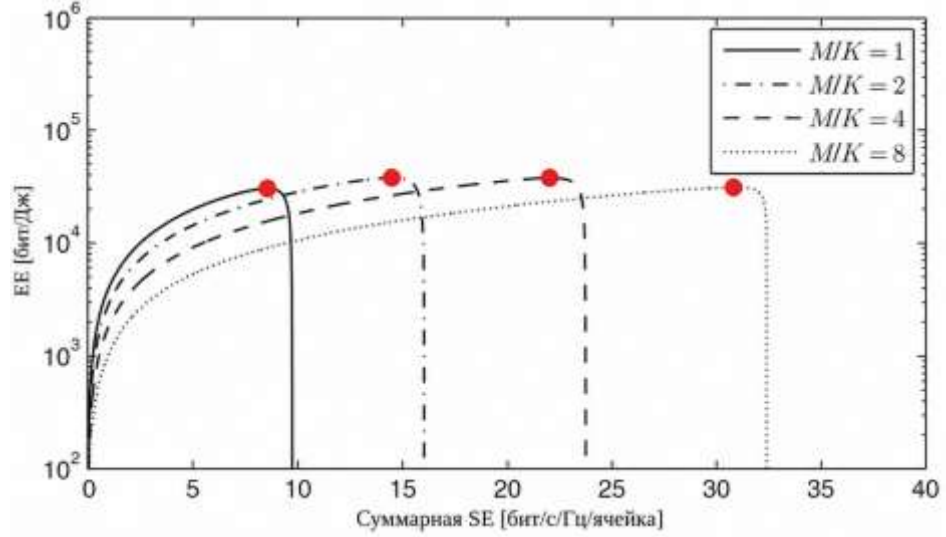


Рисунок 2.9. Отношение суммарных SE и EE для разных значений отношения антенна-UE  $M/K$ , когда  $K = 10$ ,  $\beta = -10$  дБ,  $B = 100$  кГц,  $\sigma^2 / \beta_0^0 = -6$  дБм, а  $\mu = 0.4$ ,  $P_{FIX} = 10$  Вт,  $P_{BS} = 1$  Вт и  $P_{UE} = 0,5$  Вт

Аналогичного результата не добиться и для EE, так как после добавления большего количества антенн увеличивается не только SE, но и по PC. Интуитивно это означает, что существует оптимальная пара значений  $(M, K)$ , такая, что EE достигает своего максимума. Чтобы проиллюстрировать этот вывод, на рисунке 2.9 показана EE ячейки 0 для различных значений антенны-UE,  $M/K$  при  $K = 10$ . В отличие от общего SE, который монотонно растет с отношением антенны UE  $M/K$ ,  $EE^*$  является унимодальной функцией  $M/K$ . Для рассматриваемого примера он увеличивается до  $M/K = 2$ , а затем медленно уменьшается при  $M/K$  растет. Таким образом, при обслуживании нескольких пользовательских устройств при увеличении количества антенн БС (для компенсации больших помех) EE сети может быть улучшена только при условии надлежащего баланса преимуществ и затрат на развертывание большего количества оборудования [49].

В предыдущем подразделе мы использовали простую двумерную модель сети Вайнера, которая показывает, что модель ПК, учитывающая мощность передачи, а также CP, потребляемые оборудованием приемника на BS и UE, необходима, чтобы избежать ложных выводов о EE. сигнализация транспортной сети, кодирование и декодирование [30]. Но ранее пренебрежение энергопотреблением, потребляемым цепями приемника, оценкой канала,

предварительным кодированием и связью, раньше было нормой в многопользовательских MIMO.

Магистральная сеть используется для передачи данных UL и DL между БС и основной сетью и может быть как проводной, так и беспроводной в зависимости от способа развертывания сети. Мощность, потребляемая транспортной сетью, обычно моделируется как сумма двух частей [139]: одной независимой от нагрузки и одной зависящей от нагрузки, а она, как правило, является самой значительной частью потребляемой транспортной сетью мощности (около 80%), и зависит от UL и DL.

Оценка канала UL проводится с использованием оценки MMSE [49] или альтернативных методов, а именно оценок EW-MMSE и LS. Вычислительные трудности приведенных выше оценок обобщены в таблице 2.3 по оценке EE.

Таблица 2.3. Вычислительная сложность для каждого блока последовательностей для оценки канала

| Схема   | Корреляция с пилотным сигналом | На UE   | Пересчет                 |
|---------|--------------------------------|---------|--------------------------|
| MMSE    | $M_j \tau_p$                   | $M_j^2$ | $\frac{4M_j^3 - M_j}{3}$ |
| EW-MMSE | $M_j \tau_p$                   | $M_j$   | $M_j$                    |
| LS      | $M_j \tau_p$                   | -       | -                        |

Чтобы преобразовать эти выражения в потребляемую мощность, пусть  $L_{BS}$  будет вычислительной эффективностью BS и измеряется в [флоп/Вт], и вспомним, что для сложного умножения требуются три реальных набора чисел с плавающей запятой. Сравним КП, потребляемые различными схемами комбинированного/предварительного кодирования, продолжая с примером приведенных выше данных [49]. В исследовании используются два набора параметров CP. Первый отвечает консервативным оценкам элементной базы. Второй отражает улучшенную элементную базу (уменьшенные удельные

мощности ВЧ-трактов и вычислительных блоков), что позволяет проверить чувствительность ЕЕ к технологическим сдвигам. Два набора параметров СР приведены в таблице 2.4.

Таблица 2.4. Наборы параметров аппаратной реализации (СР)

| Компонент мощности                                          | Обозначение       | Консервативный набор | Улучшенный набор |
|-------------------------------------------------------------|-------------------|----------------------|------------------|
| Излучаемая мощность                                         | $P_{TX}$          | 0,1 Вт/антенну       | 0,1 Вт/антенну   |
| КПД усилителя мощности                                      | $\eta_{PA}$       | 0,25                 | 0,4              |
| Потребляемая мощность ВЧ-тракта на антенну                  | $P_{RF}(M)$       | 0,3 Вт/антенну       | 0,15 Вт/антенну  |
| Потребляемая мощность цифровой обработки на одного абонента | $P_{BB}(M, K, S)$ | 0,5 Вт/UE            | 0,25 Вт/UE       |
| Потребляемая мощность транспортной сети                     | $P_{FH}$          | 5 Вт                 | 3 Вт             |
| Системные накладные расходы                                 | $P_{FIX}$         | 10 Вт                | 5 Вт             |

Первый набор — это значения, взятые из литературы [70, 76, 140, 160]. В целях анализа, в дальнейшем мы также рассмотрим установку, в которой аппаратное обеспечение приемопередатчика на ПК уменьшается вдвое, при этом вычислительная эффективность увеличивается в десять раз. В результате получается второй набор значений в таблице 2.4. Подчеркнем, что эти параметры, как правило, крайне важны для конкретного оборудования и, следовательно, могут иметь существенно отличающиеся значения.

В рамках исследования проведено сравнение наиболее распространённых линейных алгоритмов обработки сигналов в системах massive MIMO. Рассмотрены следующие варианты [49, 97]:

1) MR (Maximal Ratio) — метод согласования сигнала с каналом, при котором вектор передачи формируется пропорционально отклику канала,

характеризующийся минимальной вычислительной сложностью и низкой способностью к подавлению межпользовательских помех.

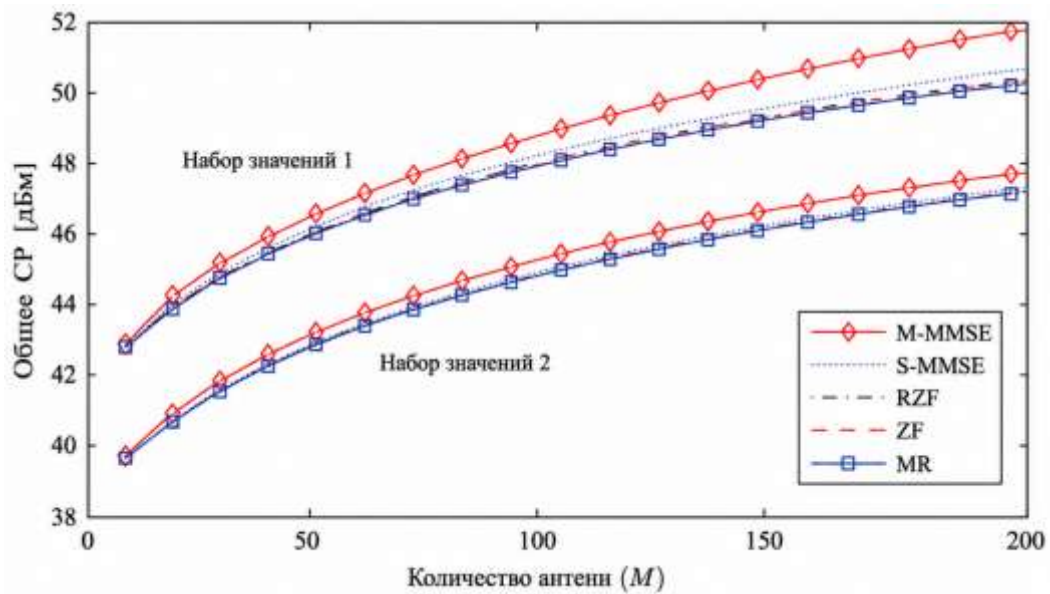
2) ZF (Zero Forcing) – алгоритм, обеспечивающий подавление межпользовательских помех путём обращения матрицы канала; для его корректной работы необходимо выполнение условия  $M > K$ .

3) RZF (Regularized Zero Forcing) – модификация ZF с регуляризацией, позволяющая балансировать между усилением полезного сигнала и подавлением помех.

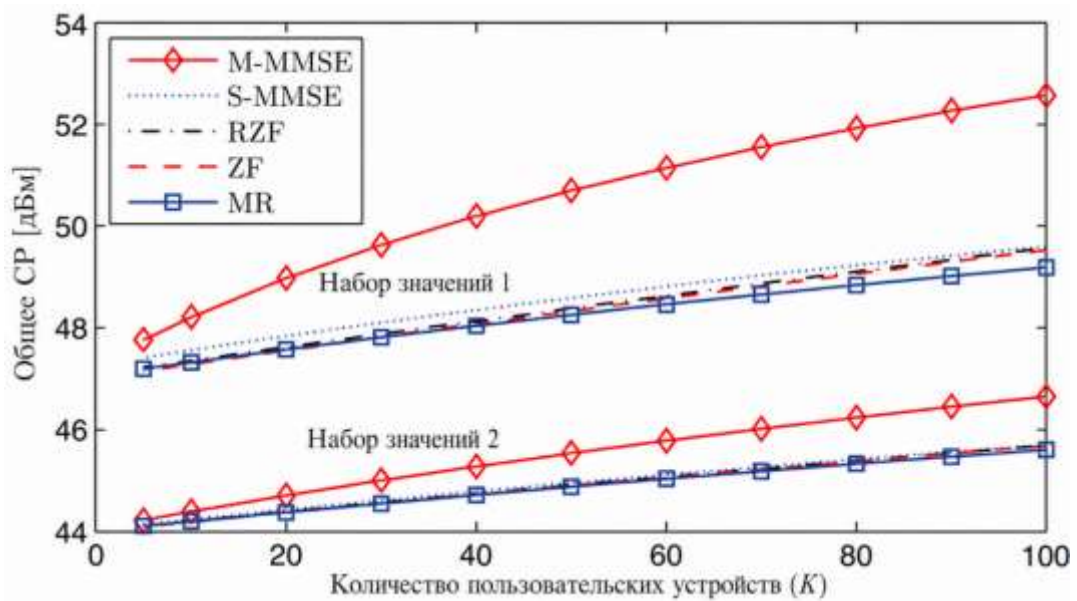
4) S-MMSE (Single-cell Minimum Mean Square Error) – метод минимизации среднеквадратичной ошибки с использованием только внутрисотовой информации о каналах.

5) M-MMSE (Multi-cell Minimum Mean Square Error) – усовершенствованный алгоритм, учитывающий межсотовую статистическую информацию, что повышает эффективность подавления помех, но сопровождается увеличением вычислительных затрат.

На рисунке 2.10 показано общее СР на ячейку для объединенных случаев UL и DL с различными схемами слияния/предварительного кодирования. Учёт MMSE используется для оценки каналов, чтобы в полной мере использовать пространственную корреляцию канала.



а) суммарный КП при  $K = 10$  и переменной  $M$



б) общий КП при  $M = 100$  и переменной  $K$

Рисунок 2.10. Общее количество СР на ячейку для UL и DL

Обратим внимание, что вертикальная ось измеряется в дБм. На рисунке 2.10а  $K = 10$ , а  $M$  изменяется от 10 до 200. СР увеличивается с  $M$  для всех цепей и для обоих значений. Для наибольшего СР требуется M-MMSE, за которым следует S-MMSE. Для набора значений 1 S-MMSE уменьшает СР на 0,5%-25%, так как между

ячейками оценка канала не вычисляется. однако М-MMSE обеспечивает более высокий SE, чем S-MMSE. С количественной точки зрения, для чьего CP требуется M-MMSE для  $M = 100$  и  $K = 10$ , составляет 48,16 дБм (65,48 Вт), в то время как для S-MMSE требуется 47,5 дБм (56,35 Вт), что примерно на 14% меньше. Для набора значений 2 CP, требуемый М-MMSE, всего на 0,1% – 7% выше, чем у S-MMSE. В основном это связано с повышенной вычислительной эффективностью [49].

RZF и ZF потребляют меньше CP, потому что обе обратные матрицы имеют размеры  $K \times K$ , а не  $M \times M$ . По сравнению с М-MMSE при  $M = 100$ , это уменьшает CP на 17% для набора значений 1 и на 4% для набора значений 2 [97].

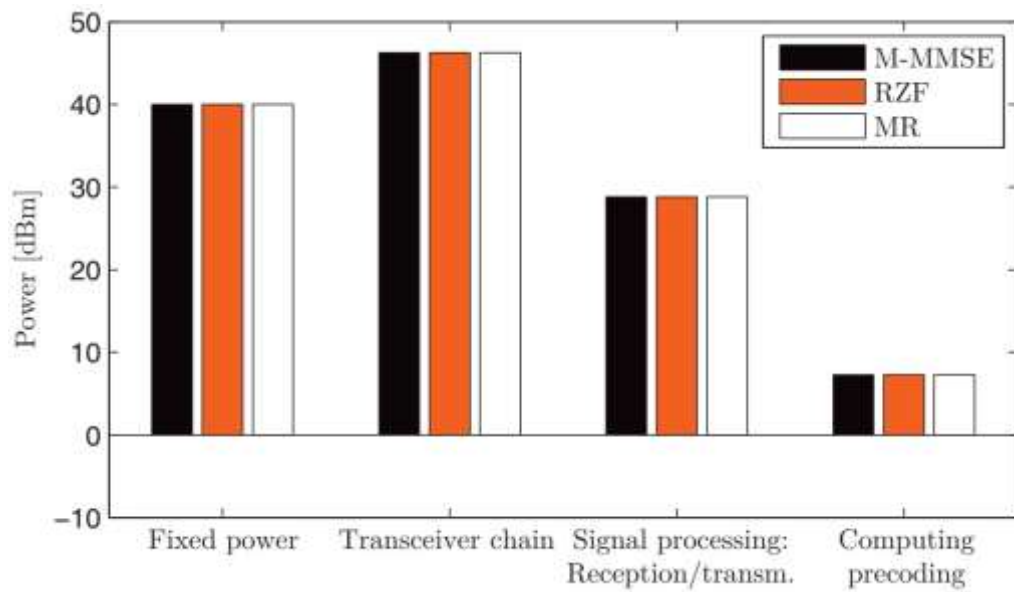
MP характеризуется самым низким CP-уровнем, поскольку нет необходимости в инверсии матрицы. Однако снижение CP по сравнению с RZF и ZF пренебрежимо мало для обоих наборов значений; MP обеспечивает значительное снижение сложности по сравнению с RZF и ZF только в том случае, если число UE очень велико (рис. 2.6) мы считаем, что  $M = 100$  и пусть  $K$  изменяется от 10 до 100. SR увеличивается с величиной UE, но с меньшим наклоном, чем с изменением  $M$  (особенно для набора значений 2).

CP всех цепей для двух различных наборов значений параметров,  $M = 100$  и  $K = 10$ , обобщены в таблице 2.5. Как мы видим, в данной рассматриваемой конфигурации CP, требуемый разными цепями, имеет небольшие различия. Это связано с тем, что CP аппаратного обеспечения приемопередатчика доминирует в обработке сигнала.

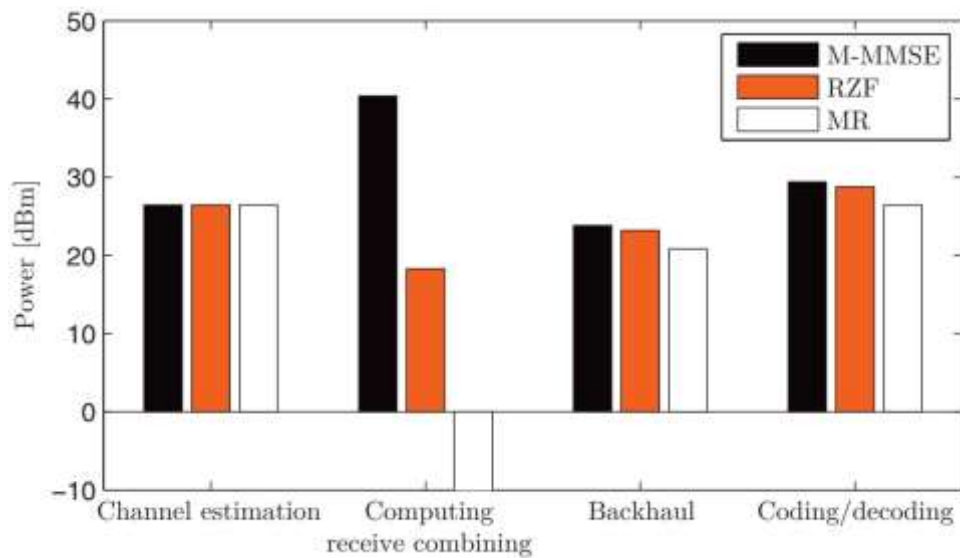
Таблица 2.5. КП всех схем для разных наборов значений параметров

| Схема  | Набор значений 1 | Набор значений 2 |
|--------|------------------|------------------|
| М-MMSE | 65.48 Вт         | 27,42 Вт         |
| S-MMSE | 56.35 Вт         | 26.51 Вт         |
| RZF    | 54.43 Вт         | 26.32 Вт         |
| ZF     | 54.43 Вт         | 26.32 Вт         |
| MR     | 53.96 Вт         | 26.27 Вт         |

На рисунке 2.11 показана линейчатая диаграмма, показывающая, как различные части влияют на СР для  $M = 100$  и  $K = 10$  с набором значений 1 в таблице 2.4. Вместе с потребляемой мощностью, оценка канала составляет 91% от СР, необходимой МММSE для выполнения операций, рассмотренных на рис. 2.11б. Значительно меньший СР потребуется для М-ММSE с оценкой EW-ММSE, что снижает вычислительную сложность на 45-90% без использования корреляции между антенными элементами. Хотя это влияет на точность оценки для рассматриваемой модели канала. Если используется RZF, то СР, необходимая для вычисления векторов объединения, составляет около 18,28 дБм (67 мВт), что соответствует снижению на 99% по сравнению с М-ММSE. При МР она также снижается до 0,09 мВт, что незначительно по сравнению с другими.



(a)



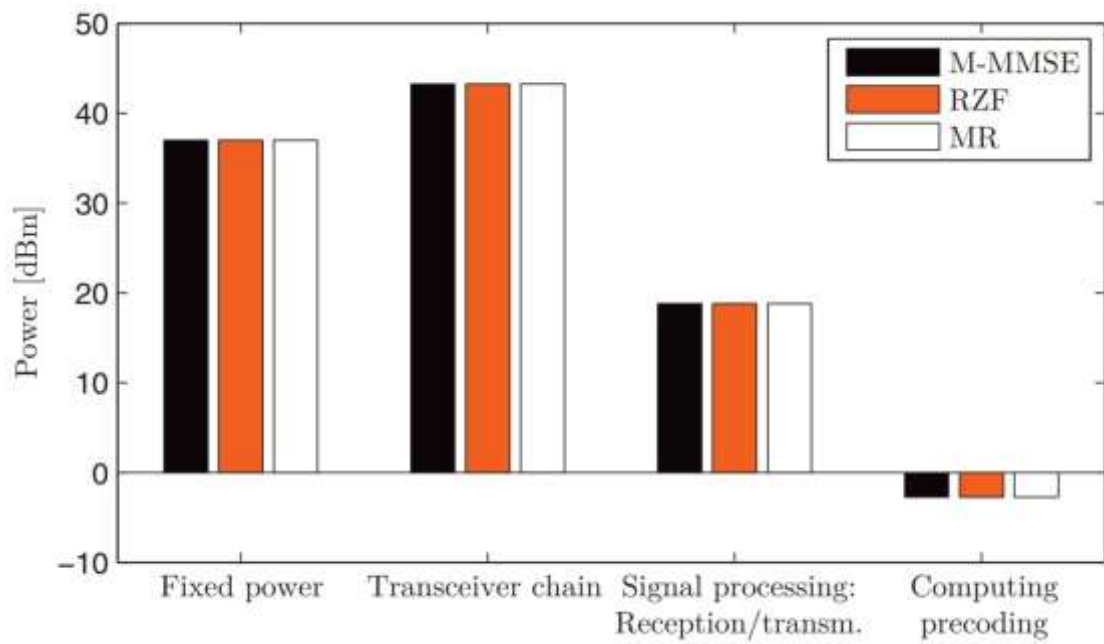
(б)

Рисунок 2.11. Анализ СР для каждой ячейки с использованием первого набора значений в таблице 2.4 с использованием M-MMSE, RZF или MR.

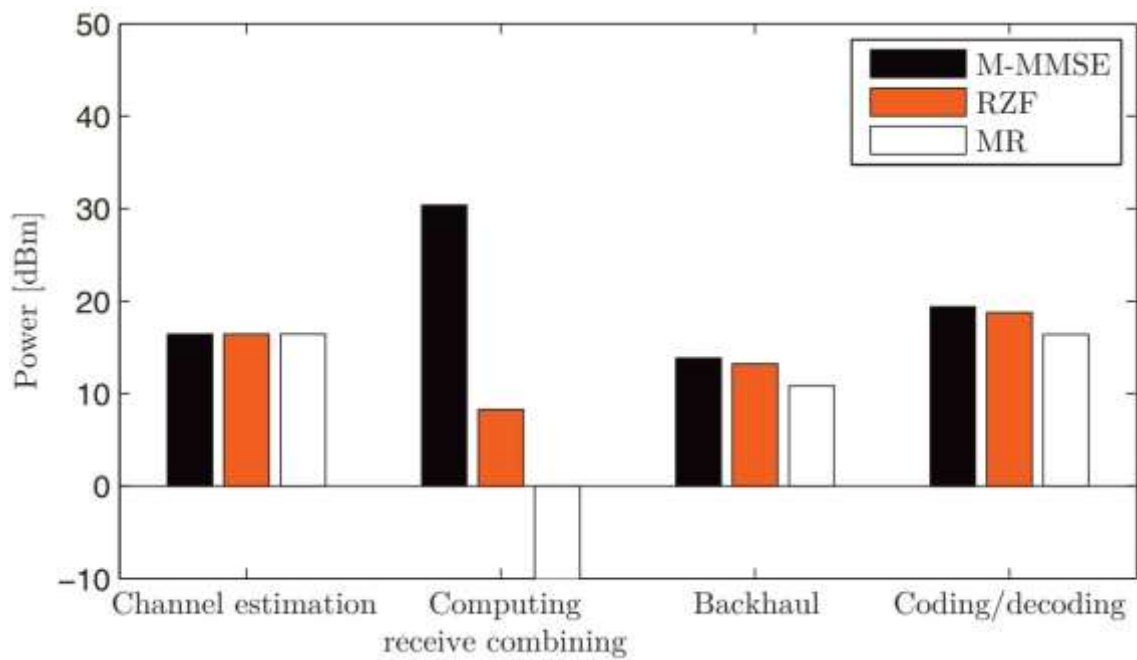
Далее рассматривается установка с  $K = 10$  UE и  $M = 100$  антеннами БС для каждой ячейки. На рис. 2.12 представлены условия SR с набором значений 2 в таблице 2.4. По сравнению с рис. 2.11а, общий СП по всем схемам уменьшается на 50%. Расчет векторов связи приема с M-MMSE по-прежнему является наиболее энергоемкой операцией на рис. 2.12а, хотя в данном случае требуется всего 30 дБм,

а не 40 дБм, что соответствует снижению на 90%. В количественном смысле СР, необходимый для всех операций на рис. 2.12б составляет приблизительно 31 дБм при MMMSE, 21,6 дБм при RZF и 20 дБм при MR.

Цепь приемопередатчика потребляет наибольшую часть общего СР, за ней следует фиксированная мощность, а затем оценка канала (за исключением случая использования M-MMSE, для которого расчет векторов объединения приведен выше) - эти части одинаковы для всех схем обработки. Более того, мощность, потребляемая транспортной сетью связи, кодирования и декодирования, потребляет лишь небольшую часть общего СР в массивных ММО, где количество антенн БС относительно велико [49].



(a)



(b)

Рисунок 2.12. Анализ CP для каждой ячейки с использованием второго набора значений в таблице 2.4 с использованием M-MMSE, RZF или MR

Рассматривается установка с антеннами  $K = 10$  UE и  $M = 100$  BS для каждой ячейки. Однако, данная система оценки ЕЕ не позволяет провести статистическую оценку помехозащищенности систем MIMO.

### 2.3. Статистическая оценка помехозащищённости многоканальных систем связи с технологией ММО

Различают следующие виды преднамеренных помех: шумовые помехи, в части полосы движения (СВЧС) и ответные помехи, модели которых представляют собой ограниченную полосу движения АБГШ [9].

Рассмотрим аналитические зависимости для расчёта вероятности битовой ошибки при использовании М-позиционной фазовой манипуляции (М-PSK) для случая передачи информации по одному каналу системы ММО в условиях рэлеевских замираний, аддитивного шума и воздействия преднамеренных помех.

В рассматриваемой модели шумовая составляющая представляется аддитивным белым гауссовским шумом со спектральной плотностью мощности  $G_0$ . Флуктуации уровня принимаемого сигнала обусловлены случайным характером коэффициента канала  $h$  при рэлеевских замираниях и характеризуются дисперсией  $\sigma^2 = E\{|h|^2\}$ . В численном исследовании значение  $\sigma^2$  варьируется в диапазоне от 0,1 до 1. Преднамеренная помеха характеризуется мощностью  $P_j$  (или спектральной плотностью  $G_j$ ), а для шумовой помехи в части полосы дополнительно используется коэффициент  $\gamma$ , определяющий долю поражённой полосы частот.

В канале с рэлеевскими замираниями и белым шумом при когерентном приеме известны точные формулы вероятности битовой ошибки для модуляции М-PSK ( $M > 2$ ). Вероятность ошибки в первом и втором битах:

$$P_{b1} = P_{b2} = \frac{2}{M} \sum_{j=1}^{M/4} \frac{1}{h_j^2 + 1 + \sqrt{h_j^2(h_j^2 + 1)}} \quad (2.13)$$

где  $h_j^2 = h_{bc}^2 K \sin^2 \left( \frac{(2j-1)\pi}{M} \right)$ ,  $h_{bc}^2 = \frac{h_0^2(M-1)}{3(\sqrt{M}-1)^2}$ ,  $h_j^2 = \frac{E_b}{G_0}$ ,  $E_b$  - энергия бита,  $G_0$  - спектр-плотность мощности шума,  $M = 2^K$  - размерность созвездия сигнала. Вероятность погрешностей для битов  $i = \overline{3, K}$  равно:

$$P_{bi} = \frac{2^{i-1}}{M} \sum_{j=1}^{M/4} (-1)^{ent} \left( \frac{j-1}{2^{K+1-i}} \right) T_z(h_{bc}^2, M, j) \quad (2.14)$$

где

$$T_z(h_{bc}^2, M, j) = \frac{1}{\pi} \arcsin \frac{\cos\left(\frac{(2j-1)\pi}{M}\right)}{2\left[h_{bc}^2 K + 1 + \sqrt{h_{bc}^2 K(h_{bc}^2 K + 1)}\right] \sin\left[\left(\frac{(2j-1)\pi}{M}\right) + \psi_j\right]} + \quad (2.15)$$

$$\frac{1}{2\pi} \frac{1}{h_j^2 + 1 + \sqrt{h_j^2(h_j^2 + 1)}} \arcsin \left[ \sqrt{\frac{h_{bc}^2 K}{h_{bc}^2 + 1}} \cos\left((2j-1)\pi/M\right) \right]$$

где:

$$\psi_j = \frac{1}{2} \arcsin \sqrt{\frac{h_{bc}^2 K}{h_{bc}^2 + 1}} \cdot \cos\left((2j-1)\pi/M\right) \quad (2.16)$$

Средняя вероятность ошибки на бит в блоке  $K$ -бит определяется как:

$$P_B = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K P_{bi} \quad (2.17)$$

Определим среднюю вероятность ошибки в блоке  $K$ -бит для одного канала системы MIMO с преднамеренными помехами, флуктуирующим шумом и рэлеевскими замираниями при модуляции QPSK и 8-PSK.

Рассмотрим модуляцию QPSK. Для первого и второго битов в последовательности из двух битов вероятность ошибки на бит равна:

$$P_{b1} = P_{b2} = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{h_1^2 + 1 + \sqrt{h_1^2(h_1^2 + 1)}} \right) = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{h_{bc}^2 + 1 + \sqrt{h_{bc}^2(h_{bc}^2 + 1)}} \right) = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{h_0^2 + 1 + \sqrt{h_0^2(h_0^2 + 1)}} \right) \quad (2.18)$$

Средняя вероятность ошибки на бит в 2-битном блоке модуляции QPSK при рэлеевских фризах определяется подстановкой (2.18) в (2.17):

$$P_B = \frac{1}{h_0^2 + 1 + \sqrt{h_0^2(h_0^2 + 1)}} = 1 - \sqrt{\frac{h_0^2}{h_0^2 + 1}} \quad (2.19)$$

Влияние преднамеренных помех на систему радиосвязи учитывается в параметре  $h_0^2$ .

При воздействии помехозащитного барьера на замедлитель сигнала параметр  $h_0^2$  превратится в:

$$h_{01j}^2 = \frac{E_b}{G_0 + G_j} \quad (2.20)$$

где  $G_j$  — спектральная плотность мощности преднамеренной интерференции.  
Для шумовых помех на части полосы частот параметр  $h_0^2$  будет определен как:

$$h_{02j}^2 = \frac{E_b}{G_0 + \frac{G_j}{\gamma}} \quad (2.21)$$

В случае, если модератор использует помехи в ответ,  $h_0^2$  будет иметь функции:

$$h_{03j}^2 = \frac{E_b}{G_0 + G_j} \quad (2.22)$$

С учетом коэффициента расширения спектра  $K_s$  выражения (2.19), (2.20) под влиянием помехозащитного экрана и шумовой помехи на части полосы будут выглядеть так:

$$h_{01j}^2 = \left( \frac{G_0}{E_b} + \frac{P_j}{K_s \cdot P_b} \right)^{-1} = \left( \left( \frac{E_b}{G_0} \right)^{-1} + \left( \frac{K_s \cdot P_b}{P_j} \right)^{-1} \right)^{-1} \quad (2.23)$$

$$h_{02j}^2 = \left( \frac{G_0}{E_b} + \frac{P_j}{\gamma \cdot K_s \cdot P_b} \right)^{-1} = \left( \left( \frac{E_b}{G_0} \right)^{-1} + \left( \frac{\gamma \cdot K_s \cdot P_b}{P_j} \right)^{-1} \right)^{-1} \quad (2.24)$$

где  $P_b$  — мощность сигнала,  $P_j$  — мощность помехи.

Подставляя (2.24) в (2.19), получаем точную формулу средней вероятности битовой ошибки сигнала QPSK при воздействии шумовых помех на одном канале системы MIMO с ППРЧ и рэлеевскими замираниями:

$$P_B = 1 - \frac{\left( \left( \frac{E_b}{G_0} \right)^{-1} + \left( \frac{K_s \cdot P_b}{P_j} \right)^{-1} \right)^{-1}}{\sqrt{\left( \left( \frac{E_b}{G_0} \right)^{-1} + \left( \frac{K_s \cdot P_b}{P_j} \right)^{-1} \right)^{-1} + 1}} \quad (2.25)$$

Средняя вероятность битовой ошибки для сигнала QPSK одного канала системы MIMO при воздействии шумовых помех в части полосы пропускания будет следующей:

$$P_{B1} = (1 - \gamma)P_B + \gamma P_{Bj} \quad (2.26)$$

В этой формуле  $P_B$  определяется формулой (2.19), а  $P_{Bj}$  определяется подстановкой (2.19) в (2.14):

$$P_{B1} = (1 - \gamma) \left( 1 - \sqrt{\frac{h_0^2}{h_0^2 + 1}} \right) + \gamma \left( 1 - \sqrt{\frac{\left( \left( \frac{E_b}{G_0} \right)^{-1} + \left( \frac{K_S \cdot P_b}{P_j} \right)^{-1} \right)^{-1}}{\left( \left( \frac{E_b}{G_0} \right)^{-1} + \left( \frac{K_S \cdot P_b}{P_j} \right)^{-1} \right)^{-1} + 1}} \right) \quad (2.27)$$

Средняя вероятность битовой ошибки при воздействии помех в ответ будет следующей:

$$P_{B2} = (1 - \gamma)P_B + \gamma P_{Bj} \quad (2.28)$$

В этой формуле  $P_B$  определяется формулой (2.19), а  $P_{Bj}$  определяется подстановкой (2.15) в (2.14):

$$P_{B2} = (1 - \gamma) \left( 1 - \sqrt{\frac{h_0^2}{h_0^2 + 1}} \right) + \gamma \left( 1 - \sqrt{\frac{\left( \left( \frac{E_b}{G_0} \right)^{-1} + \left( \frac{K_S \cdot P_b}{P_j} \right)^{-1} \right)^{-1}}{\left( \left( \frac{E_b}{G_0} \right)^{-1} + \left( \frac{K_S \cdot P_b}{P_j} \right)^{-1} \right)^{-1} + 1}} \right) \quad (2.29)$$

Рассмотрим модуляцию 8-PSK, упростив выражения (2.7), (2.8) соответственно.

В частности, для первого и второго битов в последовательности из трех битов вероятность ошибки на бит равна:

$$P_{b1} = P_{b2} = \frac{1}{4} \left( \frac{1}{h_1^2 + 1 + \sqrt{h_1^2(h_1^2 + 1)}} + \frac{1}{h_{bc}^2 + 1 + \sqrt{h_{bc}^2(h_{bc}^2 + 1)}} \right) \quad (2.30)$$

Где:

$$h_1^2 = 2,09h_0^2 \sin^2(\pi/8) \quad (2.31)$$

$$h_2^2 = 2,09h_0^2 \sin^2(3\pi/8) \quad (2.32)$$

Соответственно, для третьего бита вероятность ошибки определяется как:

$$P_{b3} = 2[T_z(h_{bc}^2, 8, 1) + T_z(h_{bc}^2, 8, 2)] \quad (2.33)$$

Подставляя (2.25), (2.28) в (2.12), получаем точную формулу для вычисления средней вероятности ошибки в 3-битном блоке для модуляции 8-PSK в канале с АБГШ и рэлеевскими замираниями:

$$P_B = \frac{\frac{1}{2} \left( \frac{1}{h_1^2 + 1 + \sqrt{h_1^2(h_1^2 + 1)}} + \frac{1}{h_{bc}^2 + 1 + \sqrt{h_{bc}^2(h_{bc}^2 + 1)}} \right) + 2[T_z(h_{bc}^2, 8, 1) + T_z(h_{bc}^2, 8, 2)]}{3} \quad (2.34)$$

(Таким образом, вероятность битовой ошибки сигнала 8-PSK при замирании, ППРЧ и влиянии шумовых помех на части полосы на одном канале системы ММО будет равен  $\gamma P_B$ ).

Средняя вероятность битовой ошибки при использовании модуляции М-PSK и ППРЧ для системы ММО под действием флуктуирующего шума, преднамеренных помех и рэлеевских замираний будет определяться следующим выражением:

$$P_B^v = \frac{P_{1B} + P_{2B} + \dots + P_{vB}}{v} \quad (2.35)$$

где  $N \in \overline{1, v}$  – количество каналов в системе ММО,  $P_{B,N}$  – средняя вероятность битовой ошибки в каждом канале системы ММО, которая учитывает влияние флуктуирующих шумов, преднамеренных помех, расширения спектра сигнала, типа модуляции сигнала, рэлеевских фризов, аналитических выражений, для расчета которых получаются в работе.

Используя полученные аналитические зависимости, мы будем оценивать помехозащищенность системы ММО при различных значениях параметров ЗРС с ППРЧ и каналом связи.

Зависимость средней вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/помеха при различном числе каналов представлена на рисунке 2.13.

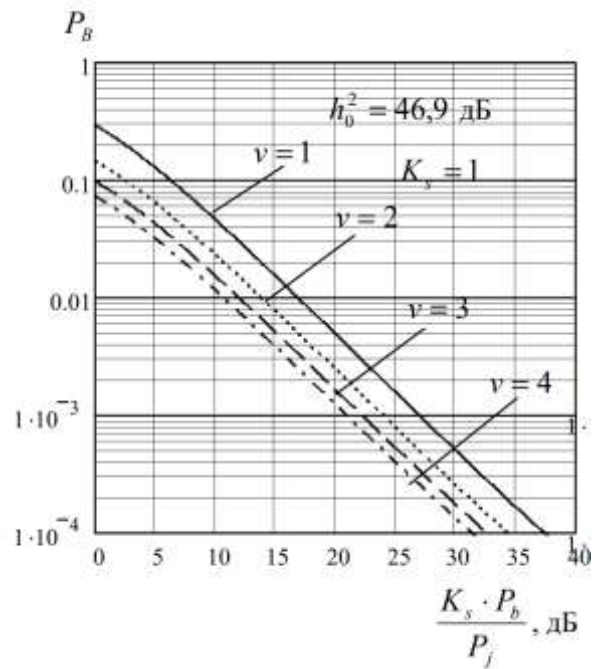


Рисунок 2.13. Зависимости средней вероятности битовой ошибки от ВСРС в системе ММО с модуляцией QPSK и ППРЧ при  $\gamma = 1$  и различном числе каналов

Влияние коэффициента расширения спектра сигнала на среднюю вероятность битовой ошибки показано на рисунке 2.14

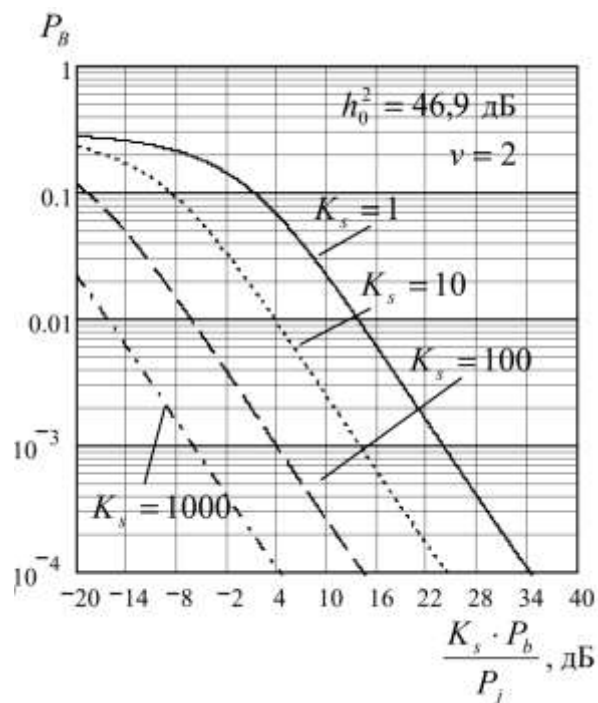


Рисунок 2.14. Зависимости средней вероятности битовой ошибки от ВСРС в системе ММО с модуляцией QPSK и ППРЧ при  $\gamma = 6,0$  и разных значениях коэффициента расширения спектра сигнала

Зависимость средней вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-помеха при воздействии на систему MIMO с QPSK ( $K_s = 1$ ) с  $\gamma = 1$  для разного числа каналов показана на рис. 2.13.

Анализ показывает, что с увеличением количества каналов в системе MIMO повышается помехозащищенность системы. Так, например, для обеспечения  $P_B = 10^{-4}$  увеличение каналов в системе MIMO с 1 до 4 дает выигрыш в помехозащищенности системы ПВО около 6,5 дБ.

На рисунке 2.14 показана зависимость средней вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-помеха при воздействии на систему MIMO ( $\nu = 2$ ) с QPSK и SHPC ППРЧ с  $\gamma = 1$  при различных значениях коэффициента расширения спектра сигнала (количество подканалов).

Анализ зависимостей показывает, что по мере увеличения числа частотных подканалов в каждом канале системы MIMO помехозащищенность системы увеличивается. Так, например, для обеспечения  $P_B = 10^{-4}$  увеличение количества подканалов в каждом канале системы MIMO от 1 до 10 дает выигрыш в помехозащищенности ЗРП около 10 дБ, от 1 до 100 - около 20 дБ, от 1 до 1000 - около 30 дБ.

Анализ полученных результатов показывает, что при определенных условиях преднамеренных помех они могут эффективно влиять на помехозащищенность каналов системы MIMO.

## **2.4. Компромисс между энергетической и спектральной эффективностью.**

### **Оптимальная модель**

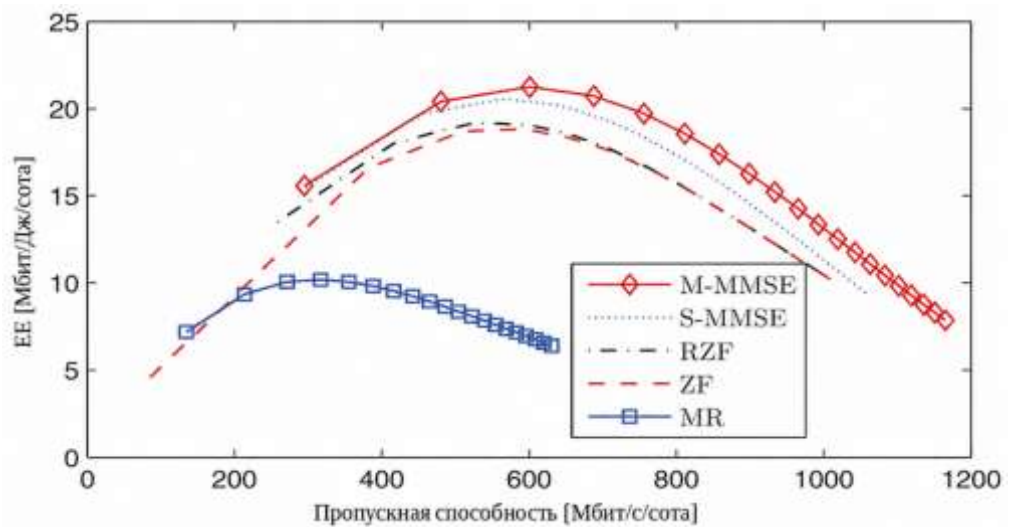
Теперь мы рассмотрим компромисс между ЕЕ и пропускной способностью с использованием модели СР, представленной в предыдущем подразделе, и двух наборов значений СР. В отличие от анализа, в котором рассматривалась компромисс ЕЕ–СЕ, мы концентрируемся на пропускной способности массивной сети MIMO, чтобы подчеркнуть, что невозможно выполнить анализ ЕЕ без указания пропускной способности.

В каждой БС в каждой ячейке находятся  $M$  и  $K$  UE. Значения  $M$  и  $K$  будут изменены и указаны на каждом рисунке. Коэффициент повторного использования пилотного сигнала равен  $f = 1$ , так что каждая пилотная последовательность состоит из  $tr = K$  выборок [49].

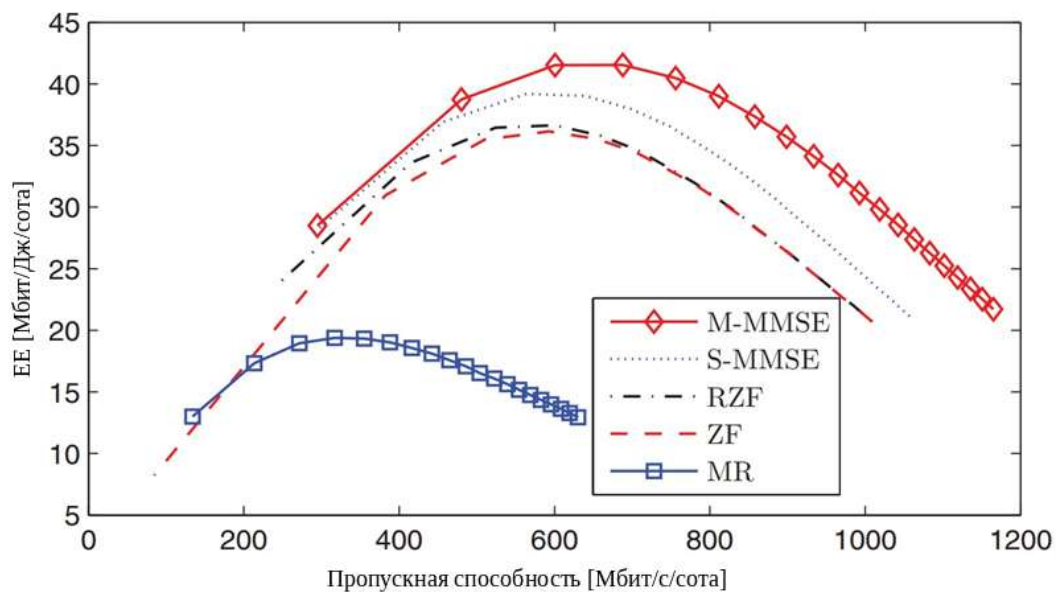
Мы сравним компенсацию ЕЕ и пропускную способность разных схем, продолжая предыдущий пример с опциональным предположением, что  $\mu_{UE,jk} = 0,4$  и  $\mu_{BS,j} = 0,5$ . Обратим внимание, что мы выбрали КПД ПП выше 25% (т.е. выше, чем у современного ПП). Это связано с тем, что в массивных ММО из-за низкого уровня мощности на антенну можно использовать более эффективные РМ.

На рисунке 2.15 показана функция ЕЕ как функция средней пропускной способности на ячейку при всех схемах обработки. Различные значения пропускной способности достигаются при использовании  $K = 10$  UE и позволяют варьировать количество антенн БС от  $M = 10$  до  $M = 200$  с шагом 10. Было замечено, что ЕЕ является одномодальной функцией ширины полосы для всех цепей и обоих наборов значений СР. Цель системы — достижение как высокой пропускной способности, так и хорошей энергоэффективности (ЭЭ). После достижения максимального значения ЕЕ дальнейшее увеличение пропускной способности приведет к более быстрому росту энергопотребления по сравнению с преимуществами в скорости передачи, что, в свою очередь, вызовет снижение ЕЕ. Поскольку кривая ЕЕ относительно пологая вблизи оптимальной точки, можно выбрать широкий диапазон значений полосы пропускания или количества антенн на базовой станции, сохраняя при этом ЕЕ вблизи максимального значения.

Что касается методов обработки, то М-MMSE обеспечивает наивысшую ЕЕ во всем диапазоне полосы пропускания, за ним следует S-MMSE, а MRT имеет самую низкую эффективность. Хотя М-MMSE имеет более высокую вычислительную сложность, преимущества в пропускной способности и энергоэффективности достаточно велики, чтобы компенсировать дополнительные вычислительные затраты.



а)  $K = 10$  с первым набором значений в таблице 2.4



б)  $K = 10$  со вторым набором значений в таблице 2.4

Рисунок 2.15. ЕЕ в зависимости от средней пропускной способности на ячейку при всех схемах обработки

Из рисунка 2.15а мы видим, что максимальное значение ЕЕ при М-ММСЕ составляет 21,26 Мбит/Джоуль и достигается при  $M = 30$  для полосы пропускания 600 Мбит/с/ячейка, что соответствует пропускной способности 9,6 Гбит/км<sup>2</sup>. Для  $M = 40$  ЕЕ почти одинакова и равна 20,73 Мбит/с/Джоуль, при этом пропускная способность региона увеличивается до 11 Гбит/с/км<sup>2</sup>. При S-MMSE максимальная

ЕЕ также получается от  $M = 30$ , но на 3,2% ниже и достигается при меньшей на 6% пропускной способности. Это лучше, чем M-MMSE. RZF и ZF обеспечивают схожую эффективность и достигают максимальной ЕЕ около 19 Мбит/Джоуль при  $M = 30$  и соответствующей пропускной способности 8,38 Гбит/км<sup>2</sup>. Интересно, что RZF и ZF могут вести себя как M-MMSE и S-MMSE при увеличении пропускной способности. по сравнению с RZF и ZF, это противодействует усилению SE при использовании M-MMSE и S-MMSE.

Обратим внимание, что ЕЕ ZF быстро ухудшается при значениях пропускной способности менее 380 Мбит/с/сот, которые достигаются при  $M \approx K$ , где, как известно, ZF работает плохо. MR обеспечивает максимальное значение ЕЕ 10,18 Мбит/Дж при  $M = 40$  и пропускной способности 5,07 Гбит/км<sup>2</sup>.

Данные Рис. 2.15 б получены со вторым набором значений в таблице 2.4. По сравнению с рис. 2.15а, ЭЭ всех схем увеличен примерно в два раза (так как большинство коэффициентов КП уменьшены вдвое), но общие тенденции одинаковы. При использовании MMMSE и S-MMSE ЕЕ достигает 41,52 Мбит/Джоуль и 39,2 Мбит/Джоуль соответственно, используя  $M = 30$ . В таблице 2.6 показаны ЕЕ и пропускная способность областей M-MMSE, RZF и MR с  $K = 10$  и  $M = 40$ . в рассматриваемом случае достигает максимума примерно при  $M = 30$  или 40, независимо от значений параметров СР. Но эти значения для  $M$  далеки от прогнозируемых для massive MIMO, но отношение антенна-UE достигает максимального значения ЕЕ, порядка  $M/K = 3$  или 4 как ожидается [49]. Будет показано, что большое значение для  $M$  получается, если  $K$  увеличивается, особенно при установке более энергоэффективного оборудования.

С точки зрения вычислительной сложности, обработка в схеме MR требует минимальных ресурсов. Алгоритмы ZF и RZF используют матрицы размером  $K \times K$ , тогда как S-MMSE и M-MMSE работают с матрицами размером  $M \times M$  и дополнительно используют расширенный набор статистических данных, что повышает нагрузку на блок базовой полосы  $P_{BV}$  и, следовательно, влияет на энергетическую эффективность системы.

Таблица 2.6. Максимальная ЕЕ на ячейку с двумя наборами значений СР из таблицы 2.3 для М-MMSE, RZF и MR.

| Схема  | ЕЕ, комплект 1 | ЕЕ, комплект 2 | Пропускная способность по площади |
|--------|----------------|----------------|-----------------------------------|
| М-MMSE | 23,73 Мбит/Дж  | 41,53 Мбит/Дж  | 11 Гбит/с/км <sup>2</sup>         |
| RZF    | 19,07 Мбит/Дж  | 36,63 Мбит/Дж  | 9,6 Гбит/с/км <sup>2</sup>        |
| MR     | 10,18 Мбит/с   | 19,38 Мбит/Дж  | 5,07 Гбит/с/км <sup>2</sup>       |

а)  $K = 10, M = 40$  (результаты обобщены по рис. 2.15)

| Схема  | ЕЕ, комплект 1 | ЕЕ, комплект 2 | Пропускная способность по площади |
|--------|----------------|----------------|-----------------------------------|
| М-MMSE | 23,73 Мбит/Дж  | 41,53 Мбит/Дж  | 11 Гбит/с/км <sup>2</sup>         |
| RZF    | 19,07 Мбит/Дж  | 36,63 Мбит/Дж  | 9,6 Гбит/с/км <sup>2</sup>        |
| MR     | 10,18 Мбит/с   | 19,38 Мбит/Дж  | 5,07 Гбит/с/км <sup>2</sup>       |

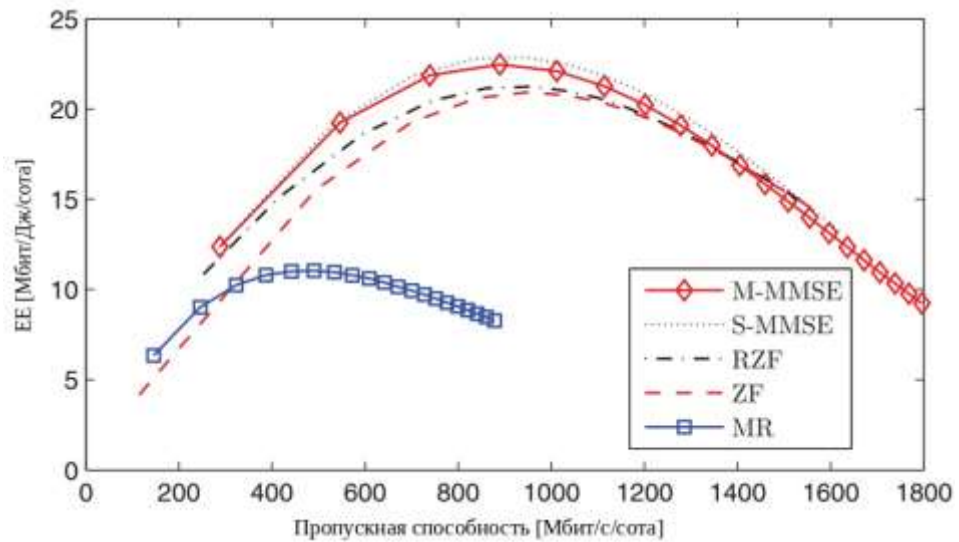
б)  $K = 20, M = 60$  (результаты обобщены по рис. 2.16)

Анализ экспериментальных условий проводится для двух сценариев:  $K = 10$  и  $K = 20$  при изменении числа антенн  $M$  от 10 до 200 с шагом 10. Для алгоритма ZF дополнительно соблюдается условие  $M > K$ . Доля времени когерентного блока, затрачиваемая на передачу пилотных последовательностей, определяется как  $\tau_p/\tau_c = K/\tau_c$ . Структура пилотных сигналов задаётся коэффициентом повторного использования  $f = 1$ , что предполагает идентичный набор пилотов во всех ячейках и обеспечивает минимальную длину пилотной последовательности  $\tau_p = K$  [97].

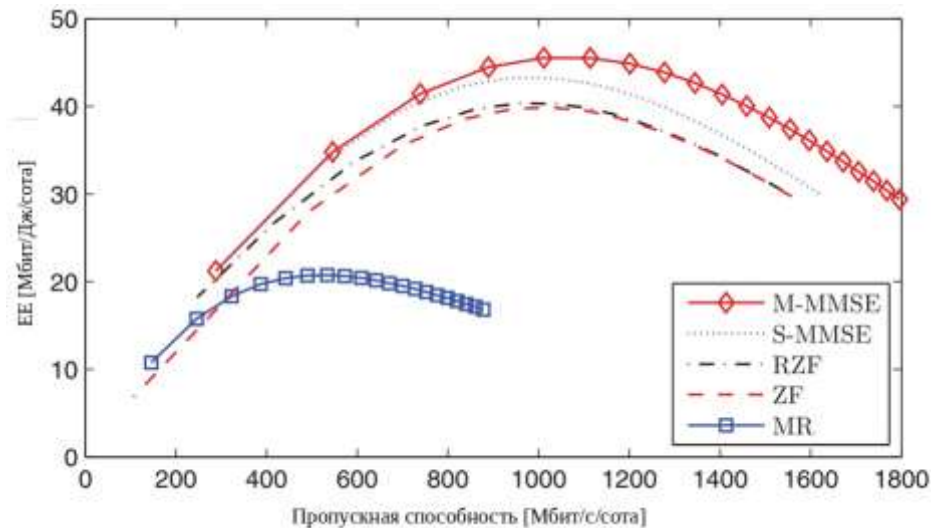
Коэффициент полезного действия усилителей мощности  $\eta_{PA}$  принят выше 0,25. Такое значение объясняется распределением суммарной излучаемой мощности между большим числом антенн, что снижает требования к линейности отдельных усилителей и позволяет использовать более эффективные схемы усиления, включая архитектуры класса Doherty и усилители с отслеживанием огибающей. Остальные компоненты полной потребляемой мощности  $P_{tot}$

параметризованы через два набора значений – «консервативный» и «улучшенный», что обеспечивает воспроизводимость расчётов и возможность оценки влияния технологических факторов на энергетическую эффективность.

На рисунке 2.16 показана та же настройка, но с  $K = 20$ . Значения полосы пропускания получены для всех цепей, кроме ZF, изменяя  $M$  от 10 до 200 с шагом 10. С ZF  $M$  начинается от 20 до 200, потому что  $M$  должно быть больше  $K$ . По сравнению с рис. 2.15 мы видим, что увеличение количества UE на ячейку может иметь или не иметь положительное влияние на ЕЕ. Рис. 2.16 а показывает, что при  $K = 20$  и первом наборе значений СР наивысшая ЕЕ достигается не с помощью М-MMSE, а с помощью S-MMSE. С количественной точки зрения, S-MMSE обеспечивает максимальную ЕЕ 22,86 Мбит/Джоуль при  $M = 50$  при пропускной способности  $15,05 \text{ Гбит/км}^2$  = на 40 и 1,75% меньше, чем у S-MMSE. Интересно, что при первом наборе значений СР М-MMSE работает даже хуже, чем RZF и ZF при увеличении пропускной способности. Это связано с тем, что CF М-MMSE намного выше, чем S-MMSE, RZF и ZF, и, таким образом, противодействует усилению SE М-MMSE.



а)  $K = 20$  с первым набором значений в таблице 2.4



б)  $K = 20$  со вторым набором значений в таблице 2.4

Рисунок 2.16. ЕЕ в зависимости от средней пропускной способности на ячейку при всех схемах обработки

Для перехода от метрики «на ячейку» к плотности пропускной способности на единицу площади ( $\text{Гбит/с/км}^2$ ) использовалось предположение о равномерном размещении ячеек с фиксированной плотностью развертывания, при этом нормирование по площади проводилось относительно площади покрытия одной ячейки. Такое нормирование позволяет сопоставлять сценарии с разной конфигурацией антенн и одинаковой плотностью базовых станций.

Полученные кривые зависимости ЕЕ от пропускной способности имеют ярко выраженный одномодальный характер: при увеличении  $M$  оба показателя – как ЕЕ, так и пропускная способность – возрастают до некоторого оптимума, после чего ЕЕ начинает снижаться из-за роста энергопотребления, связанного с увеличением числа антенн и вычислительной нагрузки [99].

Сравнительный анализ схем обработки показал, что M-MMSE обеспечивает наибольшие значения ЕЕ во всём диапазоне моделирования. Максимум 21,26 Мбит/Дж достигается при  $M = 30$ , что соответствует средней пропускной способности 600 Мбит/с на ячейку или 9,6 Гбит/с·км<sup>2</sup>. При  $M = 40$  ЕЕ снижается незначительно – до 20,73 Мбит/Дж – при росте пропускной способности до 11 Гбит/с·км<sup>2</sup> [97].

S-MMSE демонстрирует близкие результаты: оптимум достигается также при  $M = 30$ , однако ЕЕ на 3,2 % ниже, а пропускная способность на 6 % меньше по сравнению с M-MMSE.

RZF и ZF показывают сопоставимые значения, максимизируя ЕЕ на уровне около 19 Мбит/Дж при  $M = 30$  и соответствующей плотности пропускной способности 8,38 Гбит/с·км<sup>2</sup>.

MR демонстрирует наименьшие значения ЕЕ в исследуемом диапазоне параметров.

Отмечено, что при увеличении пропускной способности схемы RZF и ZF начинают приближаться по эффективности к M-MMSE и S-MMSE. Тем не менее, для сценария с  $K = 10$  дополнительные вычислительные затраты, связанные с применением M-MMSE, оправданы за счёт одновременно высокого уровня спектральной и энергетической эффективности.

Обратим внимание, что ЕЕ ZF быстро ухудшается при значениях пропускной способности менее 380 Мбит/с·км<sup>2</sup>, которые достигаются при  $M \approx K$ , где, как известно, ZF работает плохо. MR обеспечивает максимальное значение энергетической эффективности ЕЕ 10,18 Мбит/Дж при  $M = 40$  и пропускной способности 5,07 Гбит/км<sup>2</sup>.

Для второго набора значений СР можно сделать различные наблюдения, как мы можем видеть на рисунке 2.16б. В этом случае общие тенденции соответствуют рисунку 2.15, где М-MMSE обеспечивает наивысший уровень ЕЕ и пропускной способности. Кроме того, увеличение количества UE на ячейку положительно влияет на ЕЕ всех цепей, которая больше при любом значении пропускной способности. В отличие от  $K = 10$  на рисунке 2.15б, где максимальная ЕЕ была достигнута при  $M = 30$  или  $40$ , при  $K = 20$  мы видим, что  $M = 50$  или  $60$  обеспечивает наибольшую ЕЕ.

Итак, при обслуживании большого количества пользовательских устройств при одновременном увеличении числа антенн БС (для компенсации больших помех) ЕЕ сети может быть улучшена только в том случае, если преимущества и затраты на развертывание большего количества оборудования должным образом сбалансированы. Разработанная модель КП в данном подразделе в значительной степени зависит от аппаратной настройки (т.е. количества антенн БС и ОП) и выбора параметров модели в таблице 2.3. Тем не менее, получены результаты, что за S-MMSE следует S-MMSE, требуемый для М-MMSE из-за дополнительных затрат на оценку канала между ячейками снижается. RZF и ZF требуют меньшего СР, чем S-MMSE, потому что обе обратные матрицы имеют размеры  $K \times K$ , а не  $M \times M$ . MR требует наименьшего СР-эффекта, потому что он не требует обратной матрицы. Однако, поскольку вычислительная эффективность обработки сигналов в современных системах очень высока, эти различия оказывают незначительное влияние на общий СР, который примерно одинаков для всех схем.

Приемо-передающий контур потребляет наибольшую часть общего КП, за ним следует фиксированная мощность, а затем проводить оценку канала, так как эти части одинаковы для всех контуров обработки. Более того, мощность, потребляемая транспортной сетью связи, кодирования и декодирования, потребляет лишь небольшую часть общего СР в массивных MIMO, где количество антенн БС относительно велико. Увеличение количества UE на ячейку положительно влияет на ЭЭ всех цепей.

### **Раздел 3. Разработка алгоритмов повышения спектральной эффективности при использовании технологии MIMO**

#### **3.1. Метод адаптивного пространственного кодирования сигналов для нестационарных частотно-селективных каналов**

В современном информационном мире наблюдается тенденция к развитию систем беспроводной связи, в частности, сетей мобильной связи и широкополосного доступа [105]. Одной из важных задач в области систем беспроводной связи является значительное увеличение скорости передачи данных и повышение качества обслуживания пользователей (снижение вероятности ошибок при передаче информации). Традиционные способы решения такой задачи (расширение полосы частот или увеличение мощности излучения) исчерпали себя из-за высокой стоимости полос частот и требований биологической защиты окружающей среды. Одновременное использование технологий мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM) и множественного ввода (MIMO) может частично решить эту проблему. Технология OFDM, преобразуя широкополосный частотно-избирательный канал в набор узкополосных подканалов с амплитудными замираниями, обеспечивает отсутствие межсимвольных помех, а использование многопозиционных сигналов для модуляции каждой поднесущей OFDM обеспечивает высокую спектральную эффективность. В то же время ортогональность поднесущих OFDM нарушается из-за доплеровского сдвига частот. Применение технологии MIMO в каналах с замиранием амплитуды позволяет приблизить ее помехозащищенность к потенциальной помехозащищенности гауссова канала.

В работах отечественных и зарубежных исследователей [1, 60, 105] подробно рассматривается одновременное применение ортогонального частотного мультиплексирования и систем многоэлементных антенн. Исследования методов пространственного кодирования [161] получили дальнейшее развитие в научных работах [26, 162]. В частотно-селективных каналах метод пространственного

кодирования (Space-Time Block Codes (STBC) обладает лучшей помехозащищенностью, но он критичен при нестационарных изменениях параметров канала. Метод пространственного кодирования (Space-Time Block Codes (STBC) эффективен при высокой нестационарности, но чувствителен к частотной избирательности. Для повышения устойчивости метода STBC к нестационарности канала целесообразно использовать алгоритм сопряженного подавления (CC) со структурным усовершенствованием на основе предварительного преобразования Уолша-Адамара (WHT) символов входной информации кодировщика Аламути (WHSTBC-CC). Для повышения помехозащищенности метода SFBC в частотно-селективных каналах используются методы коррекции АЧХ в частотной и временной областях, а также метод пространственно-частотного блочного кодирования  $СФ$ , который в зависимости от объема модулированных сигналов полностью или частично инвариантен к частотной избирательности канала. Адаптивное (комбинированное) применение методов STBC и SFBC (ST-SF) недостаточно эффективно в каналах с одновременно высокими уровнями частотной избирательности и нестационарности [80, 163].

Для совершенствования метода адаптивного пространственного кодирования сигналов на основе комбинированного учета помехозащищенности канала, нормированного значения доплеровского сдвига частот, коэффициентов временной и частотной корреляции будут проанализированы методы пространственного кодирования сигналов в нестационарных частотно-селективных каналах беспроводных систем связи MIMO [96].

Согласно методу STBC, входная последовательность элементов сигнального ансамбля  $\mathbf{d}$  [163]

$$\{\mathbf{d}\} = \{d_0, d_1, \dots, d_{N-1}, d_N, d_{N+1}, \dots, d_{2N-1}\} \quad (3.1)$$

где  $N$  — количество поднесущих OFDM, представленных в виде двух транспонированных векторов:

$$\mathbf{d}^{(1)} = [d_0 \ d_1 \ \dots \ d_{N-2} \ d_{N-1}]^T \quad (3.2)$$

и

$$\mathbf{d}^{(2)} = [d_N \ d_{N+1} \ \dots \ d_{2N-2} \ d_{2N-1}]^T \quad (3.3)$$

Согласно алгоритму Аламути, в момент времени  $t_1$  передаются векторы  $\mathbf{d}^{(1)}$  и  $\mathbf{d}^{(2)}$ , а в момент времени  $t_2$  – их сложносопряженные копии  $\mathbf{d}^{*(1)}$  и  $\mathbf{d}^{*(2)}$ .

Полученные векторы сигналов  $\mathbf{r}_1$  и  $\mathbf{r}_2$  после быстрого преобразования Фурье (БПФ) в указанные моменты времени  $t_1$  и  $t_2$  соответственно описываются выражениями:

$$\mathbf{r}_1 = H^{(1)}\mathbf{d}^{(1)} + H^{(2)}\mathbf{d}^{(2)} + \xi^{(1)} \quad (3.4)$$

и

$$\mathbf{r}_2 = -H^{(1)}\mathbf{d}^{*(2)} + H^{(2)}\mathbf{d}^{*(2)} + \xi^{(2)} \quad (3.5)$$

где  $H^{(i)}$  – диагональная матрица с элементами, определяющими частотную характеристику  $k$ -го подканала  $i$ -й антенны:

$$H^{(i)} = \text{diag} [H_0^{(i)} H_1^{(i)} \dots H_k^{(i)}], i \in \overline{1,2}. \quad (3.6)$$

$\xi^{(i)}$  – вектор значений аддитивного белого гауссова шума

$$\xi^{(i)} = [\xi_0 \xi_1 \dots \xi_{N-1}]^T$$

В результате сложения дифференциально взвешенных сигналов каждого канала (Maximal Ratio Combining, MRC) выходные сигналы декодера STBC

$$\mathbf{z}^{(1)} = \mathbf{r}_1 H^{*(1)} - \mathbf{r}_2 H^{*(1)} = (\bar{H}^{(1)} - \bar{H}^{(2)})\mathbf{d}^{(1)} + \xi^{(1)} \quad (3.7)$$

и

$$\mathbf{z}^{(2)} = \mathbf{r}_1 H^{*(2)} - \mathbf{r}_2 H^{*(2)} = (\bar{H}^{(1)} - \bar{H}^{(2)})\mathbf{d}^{(2)} + \xi^{(2)} \quad (3.8)$$

генерирует оценки передаваемых символов на каждой поднесущей OFDM.

Результаты исследований свидетельствуют о том, что метод STBC достаточно эффективен при условии  $f_d T \leq 0,01..0,03$ , где  $f_d T$  – нормализованное значение доплеровского сдвига;  $T$  – длительность OFDM-символа;  $f_d$  –

максимальная доплеровская частота, связанная с относительным движением передатчика и приемника.

Метод STBC с повышенной устойчивостью к нестационарности одновременно реализует алгоритм сопряженной компенсации интерференции между несущими с расширенным разнесением информационной последовательности символов  $\{\mathbf{d}\}$  за счет ее преобразования Уолша – Адамара:

$$\mathbf{d}^{(W_i)} = W_N \mathbf{d}^{(i)} \quad (3.9)$$

где  $\mathbf{d}^{(W_i)}$  - вектор входной последовательности символов после преобразования Уолша-Адамара энкодером,  $W_N$  — единичная ортогональная  $N \times N$  матрица Уолша-Адамара. Векторы принимаемого сигнала после FFT выглядят следующим образом:

$$\mathbf{r}_1^{(1)} = H^{(1)} \mathbf{d}^{(W_1)} + \xi_1^{(1)}, \quad (3.10)$$

и

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_1^{(2)} &= FFT \left\{ \left[ h^{(2)} \otimes \left( IFFT(\mathbf{d}^{(W_2)}) \right)^* \right]^* \right\} = \\ &= H^{*(2)} \mathbf{d}^{(W_2)} + \xi_2^{(2)}, \end{aligned} \quad (3.11)$$

и

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_2^{(2)} &= FFT \left\{ \left[ h^{(2)} \otimes \left( IFFT(\mathbf{d}^{(W_1)}) \right)^* \right]^* \right\} \\ &= H^{*(2)} \mathbf{d}^{(W_1)} + \xi_2^{(2)}, \end{aligned} \quad (3.12)$$

где  $\mathbf{r}_t^{(i)}$  – вектор сигналов, принимаемых от  $i$ -й антенны  $i = \overline{1, 2}$ , в  $t$ -й момент времени,  $t = \overline{1, 2}$ ,  $\otimes$  круговая свертка, IFFT (Inverse Fast Fourier) – обратное быстрое преобразование Фурье. После обратного преобразования Уолша-Адамара  $W^{-1}$  происходит когерентное сложение векторов сигнала:

$$\begin{aligned}
\mathbf{z}^{(1)} &= W_N^{-1} \left( \mathbf{r}_1^{(1)} H^{*(1)} + \mathbf{r}_1^{*(2)} H^{(2)} \right) = \\
&= (\bar{H}^{(1)} + \bar{H}^{(2)}) \mathbf{d}^{(1)} + \eta^{(1)}
\end{aligned} \tag{3.13}$$

и

$$\begin{aligned}
\mathbf{z}^{(2)} &= W_N^{-1} \left( \mathbf{r}_2^{*(1)} H^{(1)} + \mathbf{r}_1^{(2)} (H^{*(2)})^* \right) = \\
&= (\bar{H}^{(1)} + \bar{H}^{(2)}) \mathbf{d}^{(2)} + \eta^{(2)},
\end{aligned} \tag{3.14}$$

где  $\eta^{(1)}$  и  $\eta^{(2)}$  – вектор аддитивных значений белого гауссова шума после преобразования Уолша – Адамара:

$$\eta^{(i)} = W^{-1} \xi^{(i)} \tag{3.15}$$

На основании чего ML-детектор оценивает последовательность передаваемых информационных символов.

Коэффициент усиления по энергии метода составляет 5... 12 дБ по сравнению с STBC и фактически не зависит от избирательности канала.

Согласно методу пространственно-частотного блочного кодирования [80], последовательность входной информации имеет вид:

$$\{\mathbf{d}\} = \{d_0, d_1, \dots, d_{N-1}, d_N, d_{N+1}, \dots, d_{2N-1}\} \tag{3.16}$$

где  $n$  - серийный номер поднесущей OFDM,  $n = 0.. N-1$  представляется в виде следующих векторов

$$\mathbf{d}^{(1)} = [d_0, -d_1^*, d_2, -d_3^*, \dots, d_{N-2}, -d_{N-1}^*] \tag{3.17}$$

и

$$\mathbf{d}^{(2)} = [d_1, -d_0^*, d_3, -d_2^*, \dots, d_{N-1}, d_{N-2}^*] \tag{3.18}$$

передаются одновременно двумя антеннами в течение одного символа OFDM.

Вектор сигнала формируется на принимающей стороне:

$$\mathbf{r}_1^{(1)} = H^{(1)} \mathbf{d}^{(1)} + H^{(2)} \mathbf{d}^{(2)} + \boldsymbol{\xi} \quad (3.18)$$

Учитывая, что  $H^{(i)}$  является диагональной матрицей, элементы каждого блока  $r_n, r_{n+1}$  вектора (11) имеют вид:

$$r_n = H_n^{(1)} d_n + H_n^{(2)} d_{n+1} + \xi_n \quad (3.19)$$

и

$$r_{n+1} = H_{n+1}^{(1)} d^{(1)} + H_{n+1}^{(2)} d_{n+1}^* + \xi_{n+1} \quad (3.20)$$

В дальнейшем в пространственно-частотном декодере и ML-детекторе будут реализованы процедуры, аналогичные STBC.

Метод SFBC эффективен в каналах с умеренной селективностью ( $\Delta F_k \geq 2\Delta f$ , где  $\Delta F_k$  – ширина полосы когерентности канала,  $\Delta f$  – ширина полосы подканала OFDM) и нестационарностью, изменяющейся в диапазоне значений  $f_d T \in [0,05; 0,2]$ . Метод SFBC нуждается в совершенствовании за счет повышения устойчивости к неравномерности амплитудно-частотной характеристики канала. Однако ее коррекция, учитывая нестационарность канала и возможное увеличение шума, проблематична. Поэтому целесообразно совершенствовать SFBC на передающей стороне путем синтеза алгоритмов преобразования выходных сигналов пространственно-частотного блочного энкодера, обеспечивающих снижение чувствительности к частотной избирательности. Данный подход реализован в методе SFBC с повышенной устойчивостью к частотной селективности ( $\overline{SF}$ ).

Метод SFBC обеспечивает преобразование частотно-селективного канала в канал с полностью или частично кусочно-плоской амплитудно-частотной характеристикой. Эффект достигается в зависимости от состава (ансамбля) сигналов, передаваемых на каждой поднесущей технологии OFDM. В основе метода лежит реализация следующего свойства: если определенная группа поднесущих OFDM предварительно кодируется преобразованием Уолша – Адамара, элементы которого равны по модулю, то каждая поднесущая в группе получает одинаковое мгновенное отношение сигнал / шум.

Пусть  $d^{(1)}$  и  $d^{(2)}$  – выходные векторы (10) и (11) кодировщика SFBC в технологии MIMO-OFDM  $2 \times 1$ , которые подлежат преобразованию Уолша – Адамара:

$$c_n^{(i)} = \begin{bmatrix} c_n^{(i)} & c_{n+1}^{(i)} \end{bmatrix} = W d_n^{(i)} = \begin{cases} [d_n - d_{n+1}^* & d_n - d_{n+1}]^T, i = 1 \\ [d_{n+1} + d_n & d_{n+1} - d_n^*]^T, i = 2 \end{cases} \quad (3.21)$$

В целом целесообразно отметить, что метод  $C\Phi$  с БПСК обеспечивает практически оптимальное разнесение сигналов в каналах с высокими уровнями частотной и временной избирательности. Он может быть эффективно использован в каналах радиосвязи сетей специального назначения, работающих в условиях воздействия средств радиоэлектронной борьбы.

Таким образом, анализ современных методов пространственного кодирования сигналов показывает их высокую эффективность для отдельных типов каналов, отличающихся разными уровнями нестационарности, частотной избирательности и помехозащищенности. Однако ни один из них не может быть универсальным для обеспечения необходимой помехозащищенности беспроводных систем передачи в нестационарных частотно-селективных каналах с инвариантными по времени статистическими параметрами. Объективная сложность разработки универсального метода пространственного кодирования заключается в противоречии между влиянием нестационарности и частотной избирательности на структурно-параметрическую оптимизацию технологии MIMO-OFDM. Поэтому для таких инвариантных по времени каналов со сложной статистической структурой фризов, представляющих значительный практический интерес, целесообразно разработать метод адаптивного пространственного кодирования, основанный на ситуативном использовании каждого из рассмотренных методов в зависимости от результатов оценки параметров канала.

### 3.2. Алгоритм интеграции спектральных методов передачи данных в архитектуру ММО

Анализ эффективности методов показывает, что критериями их оптимального использования для создания технологии взаимного воздействия спектральных сигналов СС при использовании технологии ММО являются: шумозащищенность канала (отношение сигнал/шум)  $\gamma_{sh}$ , нормированное значение доплеровского сдвига  $f_d T$ , временные коэффициенты  $K_t$

$$K_t = \frac{1}{N^2} \sum_{l=-N+1}^{N-1} (N - |l|) J_0 \left[ 2\pi f_d T \left( 1 + \frac{G}{N} + \frac{l}{N} \right) \right] \quad (3.22)$$

и частота  $K_f$  корреляции

$$K_t = \frac{(1-\lambda)(1-\lambda^M e^{-j2\pi M/N})}{(1-\lambda)(1-\lambda e^{-j2\pi/N})} \frac{1}{N^2} \sum_{l=-N+1}^{N-1} (N - |l|) J_0 \left[ \frac{2\pi f_d T}{N} \right] \quad (3.23)$$

где  $\lambda = e^{-T/\tau_{max}}$ ,  $G$  – циклический префикс,  $N$  – количество поднесущих OFDM,  $\tau_{max}$  – максимальное значение задержки распространения сигнала,  $J_0 [\cdot]$  – функция Бесселя нулевого порядка. Алгоритм метода адаптивного пространственного кодирования показан на рис. 3.1 [96].

Выбор ансамбля сигналов осуществляется в соответствии с методами адаптивной модуляции и помехоустойчивого кодирования (Adaptive Modulation and Coding, AMC), которые реализованы практически во всех современных технологиях сетей мобильной связи и широкополосного доступа. Например, допустимое предельное значение сигнал/шум на входе приемника для QPSK в стандарте IEEE 802.16 спецификаций Wireless MAN-OFDM/OFDM при использовании помехоустойчивого кодирования со скоростями 1/2 и 3/4 составляет 9,4 и 11,2 дБ соответственно.

Ключевым этапом работы алгоритма является определение нормализованных значений доплеровского сдвига частот  $f_d T$ , относящихся к

интервалу  $[0,01 \dots 0,1]$ , характеризующему наиболее типичные беспроводные нестационарные каналы, в которых преобладает частотная избирательность.

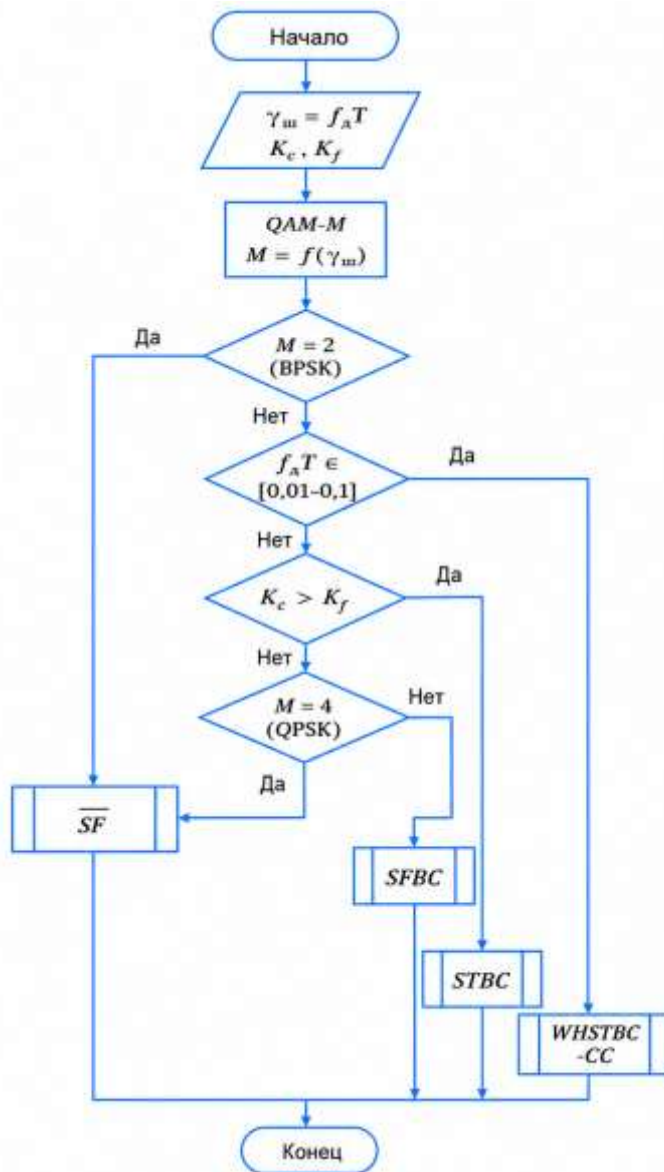


Рис. 3.1. Алгоритм адаптивного пространственного кодирования для взаимного воздействия спектральных сигналов СС при использовании технологии ММО

Формально алгоритм ASC реализует последовательный ситуационный выбор режима пространственного кодирования по совокупности параметров  $\gamma_{ш}$ ,  $f_d T$ ,  $K_t$  и  $K_f$ . На первом этапе на основе текущего отношения сигнал/шум средствами АМС определяется размер сигнального ансамбля  $M = f(\gamma_{ш})$ . При  $M = 2$  (BPSK) выбирается пространственно-частотный режим SF. Для ансамблей  $M > 2$  при

нормированном доплеровском сдвиге  $0,01 \leq f_d T \leq 0,1$  используется WHSTBC-СС, обеспечивающий повышенную устойчивость к временной нестационарности канала. При  $f_d T < 0,01$  дополнительно сравниваются коэффициенты временной и частотной корреляции  $K_t$  и  $K_f$ . При  $K_t > K_f$ , что соответствует преобладанию частотной избирательности при умеренной временной нестационарности, выбирается STBC. При  $K_t \leq K_f$  выбор дополнительно зависит от размера сигнального ансамбля: для QPSK ( $M = 4$ ) применяется SF, а для ансамблей более высокого порядка — SFBC, позволяющий снизить вычислительную трудоёмкость реализации. Таким образом, выбор режима ASC является детерминированной функцией текущих параметров канала и используемого сигнального ансамбля.

Из нормализованной матрицы отклика канала свободного пространства системы  $n_r \times n_t$  MIMO, приведенной выше, корреляционная матрица для расположения антенных элементов TX и RX, показанного на рис. 3.2, задается следующим образом:

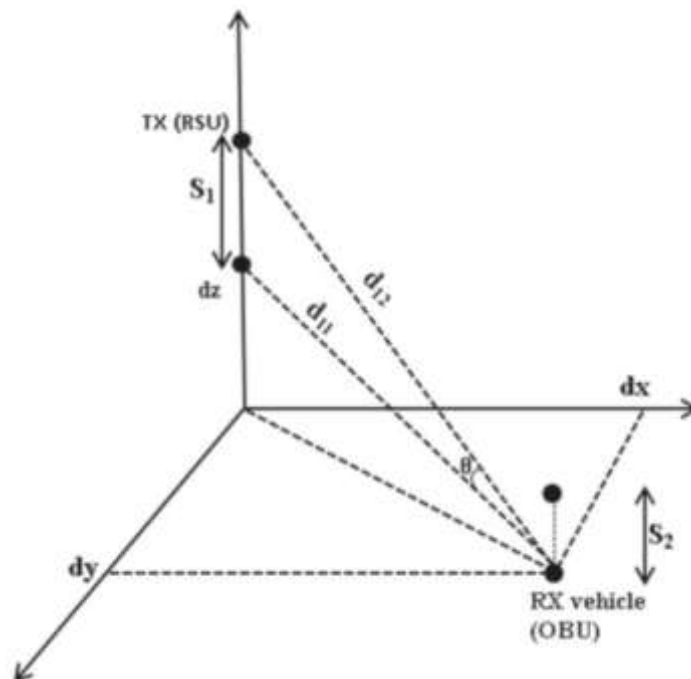


Рис. 3.2. Расположение антенных элементов TX и RX (Антенны OBU) в направлениях  $x$  и  $y$ , в то время как наземный блок TX (антенны RSU) установлен в фиксированном положении

Матрица, в которой все элементы главной диагонали равны двум, а все остальные элементы — нулям, когда  $e^{j\beta(d_{11}-d_{21})} + e^{j\beta(d_{12}-d_{22})} = 0$ . В случае системы  $2 \times 2$  ММО приведенное выше уравнение может быть выражены матрицами детерминации, которые зависят от расстояния между элементами ТХ и RX [77]. Для схемы системы LOS ММО  $2 \times 2$  с параллельными массивами, представленной на рис. 3.3, видно, что распределение сигнала становится квадратом:

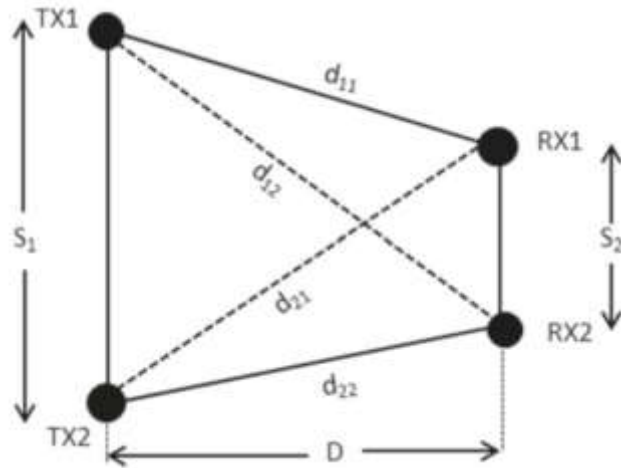


Рис. 3.3. Система LOS ближнего действия ММО  $2 \times 2$  с параллельными массивами

### 3.3. Программно-аппаратная реализация алгоритма спектральной координации сигналов в системе с MIMO

Измерения канала  $2 \times 2$  MIMO-OFDM V2I были выполнены с использованием программно-определяемой радиоплатформы собственной разработки с использованием двухканальных приемопередатчиков MIMO Agile AD9361 компании Analog Devices в качестве передатчиков и приемопередатчиков. AD9361 – это широкополосный приемопередатчик  $2 \times 2$  MIMO [96]. Программно-аппаратный комплекс эксперимента показан на рис. 3.4.



Рис. 3.4. Программно-аппаратный комплекс эксперимента

Аппаратура передает сигналы OFDM канального зондирования с тремя различными разносами поднесущих, как показано в таблице 3.1.

Было использовано специально разработанное программное обеспечение с пользовательским интерфейсом, работающее на операционной системе Windows. Это программное обеспечение захватывает отсчёты АЦП и записывает их на жесткий диск ПК через USB-соединение. Передатчик посылает сигналы OFDM для зондирования канала, которые в конечном итоге записываются на приемном устройстве. В результате постобработки мы получили комплексную передаточную функцию канала или частотную характеристику технологии взаимного воздействия спектральных сигналов CC при использовании технологии MIMO. Передаваемые формы сигналов OFDM (выборки) генерировались в автономном режиме на ПК с помощью MATLAB. Собственная платформа оснащена программируемой вентильной матрицей (FPGA), которая передает сгенерированные в автономном режиме сигналы на ЦАП AD9361.

Таблица 3.1. Параметры пакетов OFDM

| Параметры                                           | LSS    | MSS    | CC     |
|-----------------------------------------------------|--------|--------|--------|
| Частота дискретизации основной полосы частот (MSPS) | 32.768 | 32.768 | 32.768 |
| Ширина полосы измерительного канала (МГц)           | 8.2    | 9.0    | 6.7    |
| Центральная частота (МГц)                           | 920    | 920    | 920    |
| Модуляция                                           | QPSK   | QPSK   | QPSK   |
| Количество символов OFDM                            | 6003   | 593    | 156    |
| Количество занятых поднесущих                       | 52     | 600    | 1705   |
| Разнос поднесущих (кГц)                             | 156.25 | 15     | 3.348  |
| Длина БПФ                                           | 208    | 2184   | 8384   |
| Период символа OFDM (µс)                            | 6.4    | 66.67  | 299    |
| Защитный интервал (µс)                              | 1.6    | 16.67  | 75     |

Основные параметры, использованные при проведении измерений, представлены в таблице 3.2.

Таблица 3.2. Параметры измерений

| Параметры                     | Значения     |
|-------------------------------|--------------|
| Система MIMO                  | $2 \times 2$ |
| Центральная частота           | 920 МГц      |
| Длительность пакета           | 50 мс        |
| Частота дискретизации         | 32.768 MSPS  |
| Мощность передачи             | 23 дБм       |
| Усиление антенны TX           | 6 дБи        |
| Усиление антенны RX           | 2 дБи        |
| Расстояние между антеннами TX | 2 м          |
| Расстояние между антеннами RX | 1 м          |
| Высота антенны TX, $h_{TX}$   | 3,6 м        |
| Высота антенны RX, $h_{RX}$   | 1,8 м        |
| Модуляция                     | QPSK         |

Антенны TX и RX были получены на основе местоположения GPS, а данные о скорости составили 250 м и 55 км/ч соответственно. Расстояние между передатчиком и приёмником варьировалось от 3 до 250 м. Время от времени

происходили перекрытия трассы LOS из-за высокой плотности деревьев и застройки. Во время измерений существовали условия как LOS, так и NLOS. Значительными рассеивателями в окружающей среде являются деревья, здания, жилые дома и офисы, дорожные знаки, металлические заборы, а также движущиеся и припаркованные автомобили, которые могут внести значительный вклад в среду многолучевого распространения. В сценариях измерений мы передавали пакеты OFDM с параметрами, показанными в таблице 1. Минимальный защитный интервал в 1,6 мкс был признан достаточным для удаления ISI в этой наружной среде с малым радиусом действия.

Для анализа целостности передачи данных мы будем использовать аппаратный анализатор спектра, который построен на радиочастотном приемопередатчике, а именно Chipcon CC2500. Схема работы устройства представлена на рис. 3.5, а перечень электронных компонентов приведен в табл. 3.3.

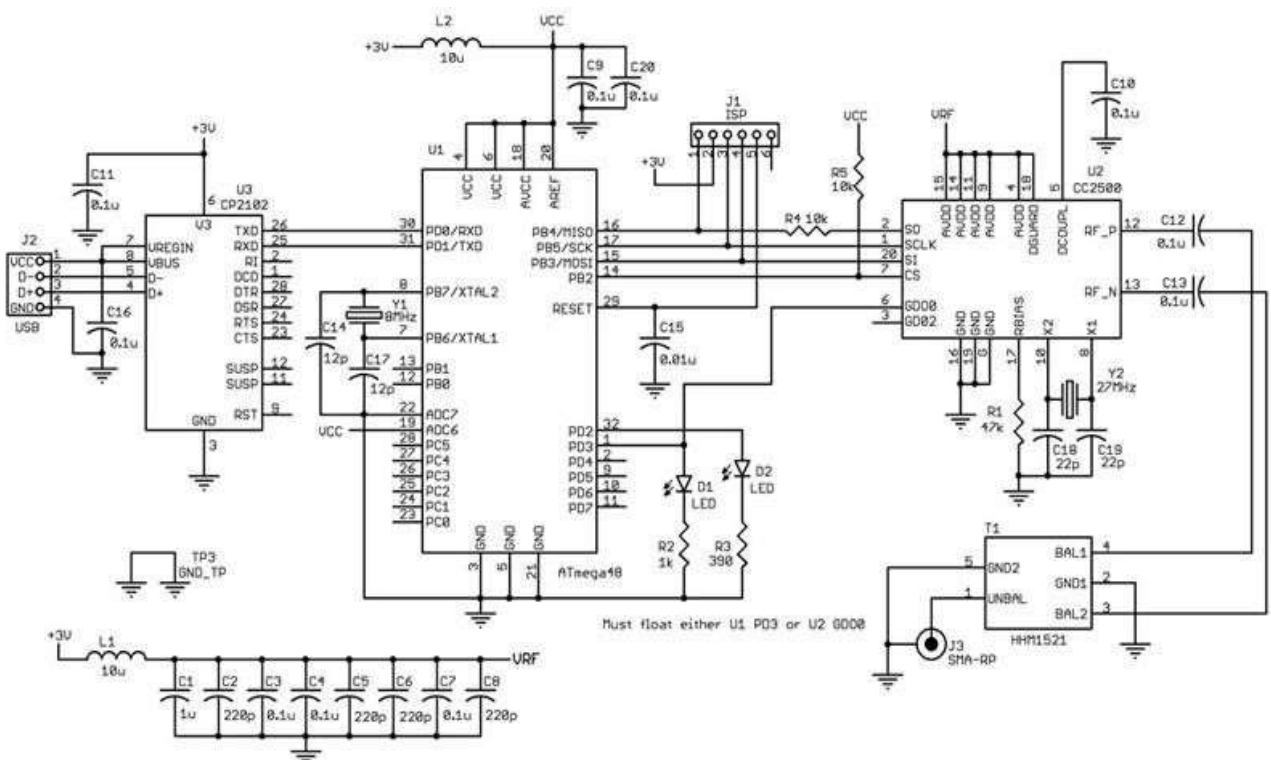


Рис. 3.5. Принципиальная электрическая схема анализатора спектра на Chipcon CC2500

Таблица 3.3. Список электронных компонентов для анализатора спектра на Chipcon CC2500

| Наименование                 | Значение | Описание                   | Количество |
|------------------------------|----------|----------------------------|------------|
| C1                           | 1 мкФ    | Конденсатор                | 1          |
| C2, C5, C6, C8               | 220 пФ   | Конденсатор                | 4          |
| C3, C4, C7, C9–C11, C16, C20 | 100 нФ   | Конденсатор                | 8          |
| C12, C13                     | 100 пФ   | Конденсатор                | 2          |
| C14, C17                     | 12 пФ    | Конденсатор                | 2          |
| C15                          | 10 нФ    | Конденсатор                | 1          |
| C18, C19                     | 22 пФ    | Конденсатор                | 2          |
| J1                           | ISP      | 6-контактный разъем        | 1          |
| J2                           | USB      | USB-разъем                 | 1          |
| J3                           | CMA      | Разъем SMA                 | 1          |
| L2, L1                       | 10 мГн   | Индуктивность              | 2          |
| P1                           | 47 кОм   | Резистор                   | 1          |
| P2                           | 1 кОм    | Резистор                   | 1          |
| P3                           | 390 Ом   | Резистор                   | 1          |
| P4, P5                       | 10 кОм   | Резистор                   | 2          |
| T1                           | ННМ1521  | Трансформатор 2,4 ГГц      | 1          |
| U1                           | АТмега48 | АТмега48 TQFP              | 1          |
| U2                           | CC2500   | Приемопередатчик<br>CC2500 | 1          |
| U3                           | КП2102   | Контроллер USB-UART        | 1          |
| Y1                           | 8 МГц    | кварц                      | 1          |
| Y2                           | 27 МГц   | кварц                      | 1          |

Результаты работы анализатора спектра представлены на рис. 3.6.

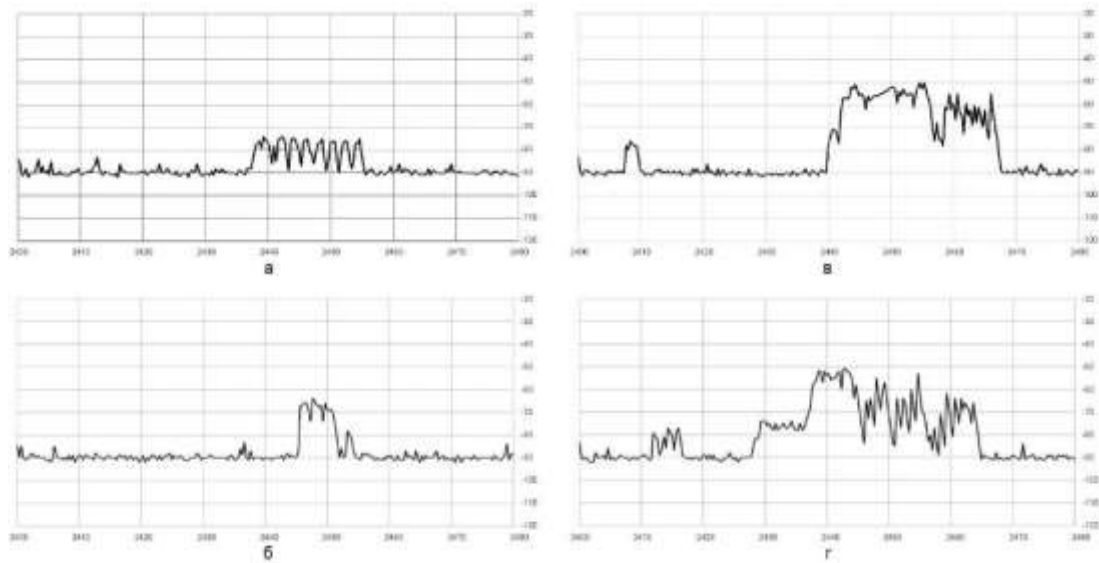


Рис. 3.6. Анализ спектра, полученного от Chipcon CC2500: а – без использования антенны и экрана; б – с использованием экрана, но без антенны; в – с помощью антенны, но без экрана; г – с помощью антенны и экрана

Для реализации анализатора спектра с переменным приемопередатчиком мы используем микросборки MD7105-SY, A7105 или их аналоги. Для реализации анализатора спектра по принципу супергетеродинов использовалась микросборка Cypress CYWUSB6935. После сбора данных была получена результирующая картина спектра, представленная на рис. 3.7.

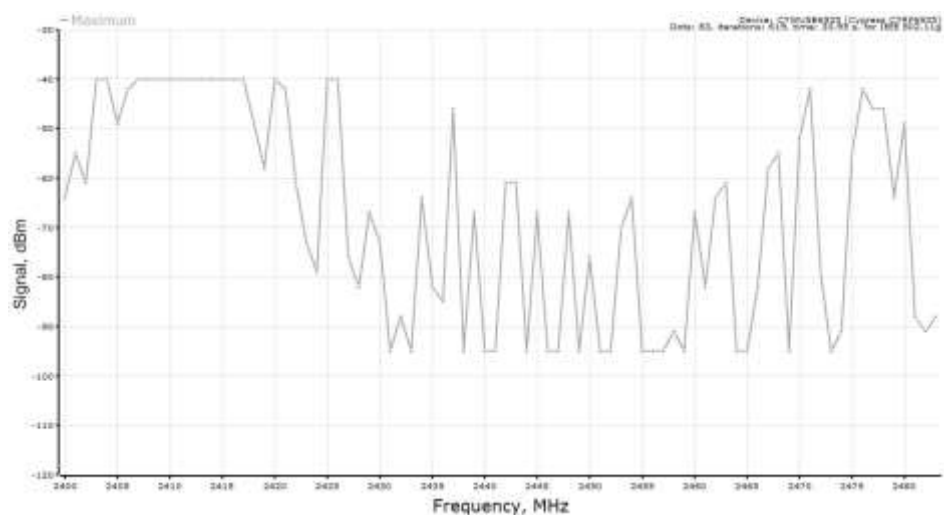


Рис. 3.7. Результат анализа данных с анализатора спектра на модуле CYWUSB6935

Данная конструкция имеет ограничение, связанное с использованием интерфейса LPT, устаревшего стандарта подключения, который сейчас редко встречается на современных компьютерах. Кроме того, устройству требуется дополнительный источник питания. Дополнительное питание поступает от USB-порта и проходит через три диода, соединенных последовательно, для понижения напряжения до уровня, подходящего для данной схемы.

В ходе эксперимента были подобраны резисторы с сопротивлением 3,3 кОм. Поскольку схема сравнительно проста, для сборки устройства был выбран наиболее простой вариант — макетная плата. Устройство было протестировано с помощью программного обеспечения Low-Cost Spectrum Analyzer (LCSA), 32-битного приложения, работающего под управлением Windows XP и не требующего установки. Для Windows 7 можно использовать режим Windows XP для обеспечения совместимости. Перед первым запуском необходимо установить драйверы для интегральной микросхемы CP2102, чтобы установить USB-соединение с компьютером. После запуска LCSA автоматически собирает данные и отображает спектр сигнала в диапазоне ISM 2,4 ГГц в реальном времени. Программное обеспечение позволяет удерживать или замораживать пиковые значения спектра, изменять цвет фона и настраивать параметры отображения, такие как амплитуда и частота.

При работе с виртуальными COM-портами может возникнуть ситуация, когда нужно вручную задать номер порта в системном реестре:

REGEDIT4

[HKEY\_LOCAL\_MACHINE\HARDWARE\DEVICEMAP\SERIALCOMM]

"\\device\\slabser0"="COM20"

Программное обеспечение наглядно показано на рис. 3.8.

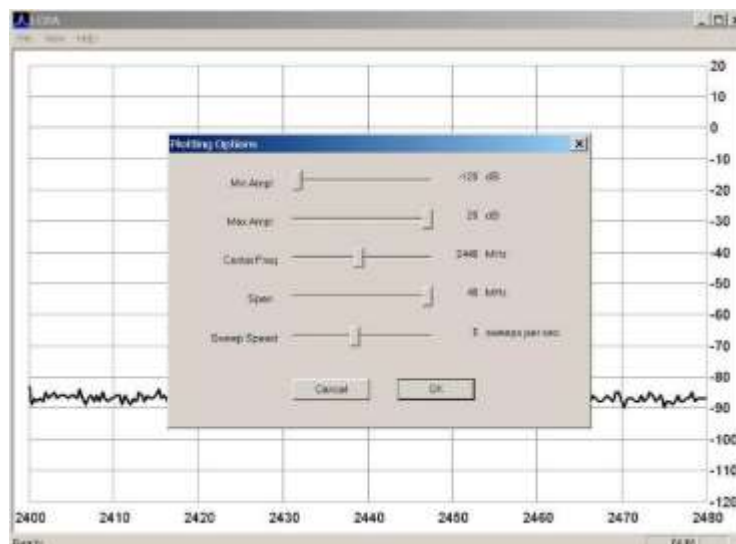


Рис. 3.8. Основные функции программного обеспечения LCSA

Сканер подключается к компьютеру через стандартный USB-порт. Перед подключением проверьте оборудование, USB-кабель и убедитесь, что программное обеспечение и драйверы установлены полностью. После подключения состояние устройства можно проверить в Диспетчере устройств.

При запуске программного обеспечения сообщение «Подключено к сканеру Джеффа 2,4 ГГц» указывает на то, что сканер распознан, а сообщение «Сканер не найден» указывает на то, что устройство не подключено или неактивно. После успешного подключения программное обеспечение отображает спектр сигнала в диапазоне 2,4 ГГц в реальном времени. Текущие результаты измерений можно экспортировать в CSV-файл для дальнейшей обработки и построения графиков с помощью Excel.

В случаях, когда в зоне измерения отсутствуют активные беспроводные устройства в диапазоне ISM 2,4 ГГц, полученный спектр в основном отражает фоновый шум и радиочастотные помехи, создаваемые собственной схемой CYWUSB6935 устройства. Пользовательский интерфейс программного обеспечения показан на рис. 3.9.

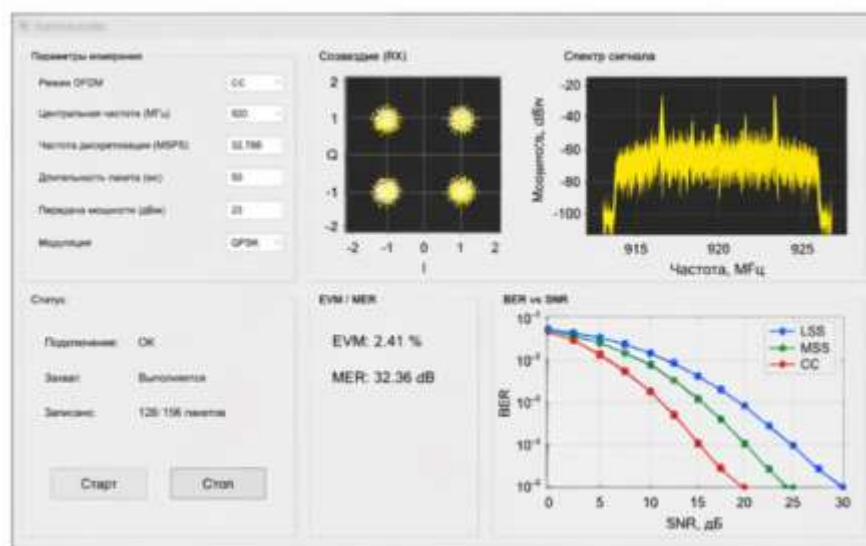


Рис. 3.9. Пользовательский интерфейс программного обеспечения

Вертикальная шкала (уровень сигнала) не калибруется, она носит относительный характер, так как отражает уровень сигнала, посылаемого радиомодулем. Спектр сигнала (рис. 3.10) отражает работу передатчика (стандарт IEEE 802.11n), настроенного на 8-й канал с центральной частотой 2,447 ГГц и расположенного на расстоянии 10 м.

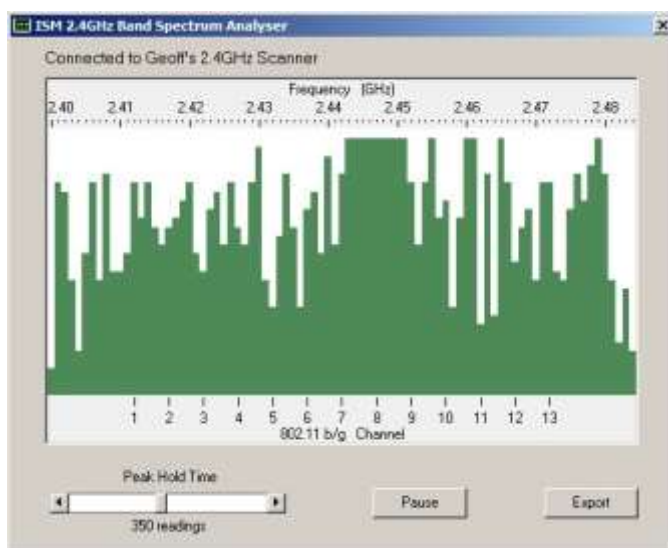


Рис. 3.10. Спектр сигнала беспроводного маршрутизатора IEEE 802.11n

Надежность системы оценивалась в ходе реальных испытаний по трем критериям: количество критических ошибок за 10 часов непрерывной работы, количество неудачных отключений модулей и количество неудачных подключений модулей, при этом каждый тест проводился 30 раз [164].

Результаты показали, что все три версии системы соответствуют требованиям тестирования, и во время работы не возникало критических ошибок. Однако некоторые модули Pololu, использующие Wixel, иногда испытывали временные отключения с последующим самовосстановлением. Это может быть связано с некорректным закрытием соединения после чтения данных, из-за чего программное обеспечение дольше ожидает восстановления соединения. Эта проблема была особенно заметна во второй версии из-за отсутствия механизма тайм-аута.

Первая версия системы мониторинга (рис. 3.11) также успешно прошла другие испытания. Веб-интерфейс первой версии системы мониторинга показан на рис. 3.12.

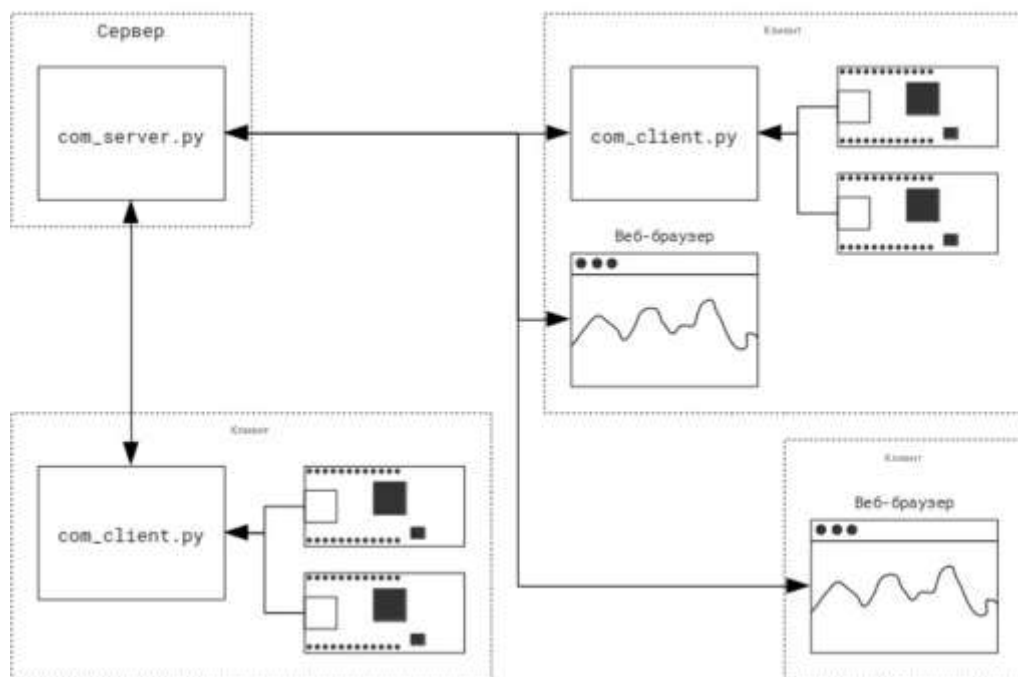


Рис. 3.11. Инфраструктура первой версии системы мониторинга

За счет схемы остановки работы с модулями, функционирующими в системе мониторинга, регламентирован процесс одновременного безопасного подключения/отключения модуля(ов) в/из системы. В результате ни для одной из операций не было получено никаких ошибок. Стоит отметить, что это не совсем корректный тест для первой версии, ведь в нем не предусмотрена возможность динамического отсоединения и прикрепления модулей [164].

Вторая версия потерпела серьезный сбой во время последующих испытаний.

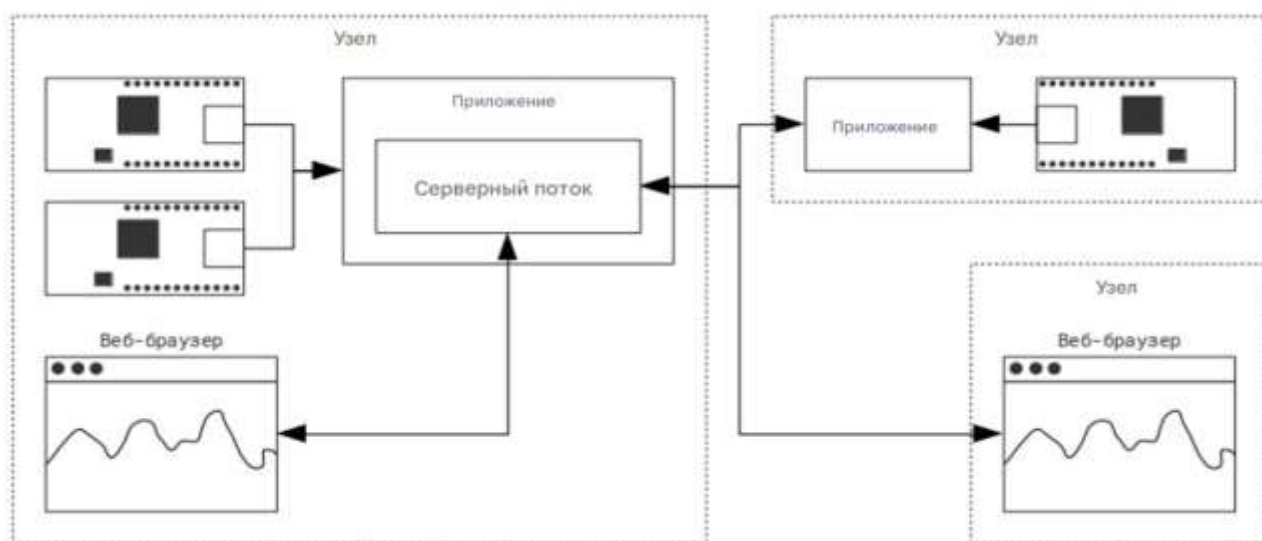


Рис. 3.12. Веб-интерфейс первой версии системы мониторинга

Результаты тестирования показали, что операция динамического выключения модуля имела довольно высокий процент сбоев: примерно в 90% случаев попытки приводили к критическим ошибкам, вызывая простои сетевых узлов. Для операции повторного подключения модуля результаты были более благоприятными, но все еще неудовлетворительными: примерно в 25% случаев возникали аналогичные ошибки. Эти результаты указывают на то, что соответствующая версия системы не соответствовала требованиям надежности для стабильной системы мониторинга.

Основной причиной была определена некорректная обработка исключений в программе. Неспособность адекватно обрабатывать нештатные ситуации могла привести к распространению ошибок в одном модуле и повлиять на работу сетевых узлов.

В третьей версии программное обеспечение продолжало стабильно работать в последующих тестах. Эта версия использует отдельные потоки обработки для каждого модуля, так что ошибки, возникающие в одном модуле, влияют только на соответствующий поток, не нарушая работу всей системы. Результаты тестирования, проведенного в течение 30 запусков, показали отсутствие ошибок как при выключении, так и при повторном подключении модуля.

Кроме того, отказоустойчивость третьей версии также была оценена с помощью теста, показанного на рисунке 3.13. Целью теста было изучение распределенной природы системы и определение ее способности поддерживать работу при отключении узла от сети. В частности, при потере связи узлом система должна была обнаружить и обработать это событие, не влияя на работу остальных узлов. Результаты показали, что система корректно справилась с обработкой, со временем отклика приблизительно 1–4 секунды. Это демонстрирует, что распределенная архитектура третьей версии способна ограничить влияние локальных сбоев и поддерживать нормальную работу всей системы.

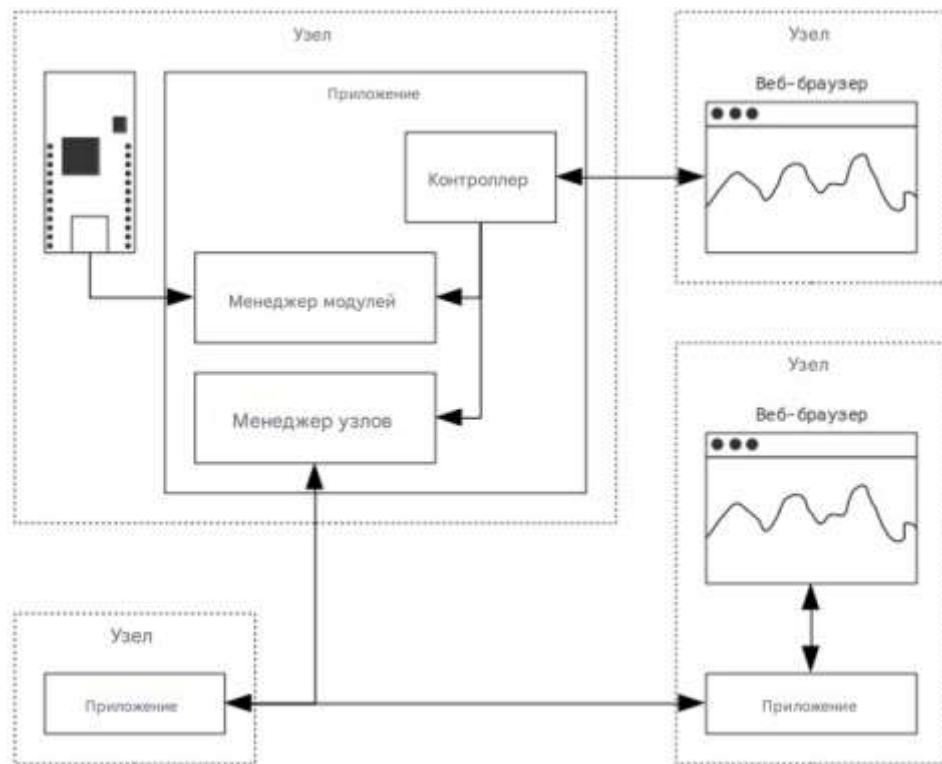


Рис. 3.13. Схема работы третьей версии

Результаты тестирования показали, что первая версия, несмотря на некоторые ограничения в архитектуре и логике работы, относительно хорошо выполняла свои функции. Вторая версия смогла поддерживать стабильную работу в течение длительных периодов времени, когда система не выполняла динамических операций подключения или отключения модулей. Однако для полной поддержки этих функций потребовались значительные изменения и улучшения в конструкции системы и программном обеспечении. Третья версия

показала наилучшие результаты в обработке ситуаций с системной нагрузкой и отказами датчиков. Эта версия обеспечила стабильную работу в нормальных условиях эксплуатации. Одновременно децентрализованная архитектура была построена с относительно простой структурой, что ограничило влияние локальных ошибок и повысило надежность и отказоустойчивость всей системы.

В целом, процесс разработки трех версий показывает, что система постепенно улучшалась с точки зрения архитектуры, возможностей управления модулями и механизмов обработки ошибок. Из них третья версия демонстрирует наиболее значительные преимущества с точки зрения стабильности, масштабируемости и способности поддерживать работу даже при отказе компонента системы..

В процессе эксплуатации система должна быть готова к поддержке значительного количества как узлов, так и модулей на каждом из них. В зависимости от площади объекта мониторинга и сложности сети могут использоваться различные конфигурации инфраструктуры системы мониторинга. Главное здесь – обеспечить гибкость системы, дать возможность легко модифицировать необходимый функционал или быстро подстроить параметры системы под разные условия [164]. Еще один важный параметр – нагрузка на аппаратные ресурсы. К сожалению, в ходе разработки каждой из версий систем был проведен комплекс тестов с использованием имеющегося аппаратного обеспечения. То есть, при разработке первой и второй версий системы мониторинга у нас не было возможности использовать микрокомпьютеры Raspberry Pi, тестирование проводилось на компьютерах. Веб-интерфейс третьей версии системы мониторинга показан на рис. 3.14.



Рис. 3.14. Веб-интерфейс третьей версии системы мониторинга

В первой версии система была разработана для поддержки до 5 клиентских приложений, каждое из которых могло подключать до 5 модулей. Однако из-за архитектурных и логических ограничений 7–9 из 10 попыток подключения приводили к критическим ошибкам, вызывавшим остановку работы сервера. Благодаря последовательной обработке модулей система всё ещё могла поддерживать более 5 модулей на одном клиенте, но эта возможность не приносила большой практической пользы. Что касается ресурсов, Python использовал около 9 МБ оперативной памяти, а в сочетании с Flask её использование увеличилось примерно до 20 МБ.. Таким образом, серверное приложение в процессе своей работы использовало примерно 25 Мб оперативной памяти, дополнительная память в размере 3-5 Мб могла быть использована при обработке запросов. Размер клиентского приложения не превышает 15 МБ. Тестирование проводилось на процессоре Intel Core i5-3317U, 1,7 ГГц. При работе с клиентом загрузка ЦП серверного приложения составляла примерно 2–6%, в то время как клиентское приложение могло использовать 30–40% ЦП, а иногда и до 80%. Высокая нагрузка в основном обусловлена неоптимальным методом чтения данных из модулей, что указывает на ограниченную масштабируемость и сложность развертывания на встроенных компьютерах или устройствах с ограниченными ресурсами. Вторая версия имеет схожие показатели с первой, но узлы, на которых работает серверный поток, используют больше памяти.

Типичные узлы используют около 20 МБ ОЗУ, в то время как после запуска серверное приложение использует около 30–35 МБ. Во время работы использование памяти увеличивается почти линейно и может достигать 45–50 МБ через 4–5 часов. Хотя Python имеет механизмы сборки мусора, причина этого явления остается неясной и, вероятно, связана с проблемами управления памятью. Ограничения производительности и использования памяти первых двух версий послужили основой для разработки новой версии, направленной на решение существующих проблем и повышение эффективности системы.

В ходе разработки третьей версии система тестировалась на небольших компьютерах Raspberry Pi. Результаты показали, что инфраструктура может одновременно поддерживать более 4 узлов, при этом дальнейшая масштабируемость в значительной степени зависела от производительности сетевого оборудования и информационных систем.

В долгосрочной эксплуатации использование оперативной памяти оставалось стабильным на уровне около 22–26 МБ, что подходит даже для устройств с ограниченными ресурсами. Благодаря усовершенствованию метода сбора данных с модулей, загрузка ЦП снизилась до 0–4% на Raspberry Pi и не более чем до 2% на настольных или портативных компьютерах. Примечательно, что эта загрузка оставалась практически неизменной по мере увеличения количества модулей, подключенных к узлу, что демонстрирует хорошую горизонтальную масштабируемость. Когда три веб-браузера одновременно запрашивали данные об уровне сигнала, загрузка ЦП составляла всего около 8–10%. Ожидается, что использование WebSockets еще больше повысит производительность. В целом, третья версия является ресурсоэффективной, обладает высокой масштабируемостью и отвечает требованиям надежности, при этом сохраняя потенциал для дальнейшей оптимизации. Для улучшения дальномерных свойств системы целесообразно зонировать ее [164]. Для этого требуется разработка новой, наборной системы отдельных элементов и ее облучение с помощью двух из трех антенн промышленного ПНД Asus RT-N16 (2×3:2 MIMO), которые удалены из корпуса и дополнительно разнесены на расстояние до 2а. В качестве приемного

оборудования желательно использовать сетевую карту на базе беспроводного контроллера Atheros AR9287 (2×2:2 MIMO), а в качестве полевых датчиков — Popolu Wixel (на микроконтроллере TI CC2511F32). MDRV, который собирает данные с датчиков и отображает результат в сводном виде в режиме реального времени. Таким образом, наличие, например, двух излучателей в системах MIMO приводит к трудностям с точки зрения использования воздушных линий для улучшения доступа для удаленного абонента.

Увеличение коэффициента  $f/D$  следует рассматривать как рекомендуемую меру, которая будет способствовать достижению положительного эффекта от использования воздушных линий в системе MIMO.

В ходе экспериментальных исследований было проверено несколько, на наш взгляд, характерных ситуаций, в которых рассматривались различные варианты использования антенн с достаточно выраженной поляризацией, а также определялось влияние поляризации на уровне приема и передачи сигналов в помещениях двух типов:

- в относительно однородных и малонасыщенных переизлучающих элементов, в которых, кроме того, имеется низкий уровень постороннего излучения в рабочем диапазоне;

- в неоднородных средах, с большим количеством металлических объектов и конструкций (приборов, корпусов, оборудования, элементов несущих конструкций, стеновых и потолочных покрытий и т.д.).

### 3.4. Имитационное моделирование способов помехоустойчивого кодирования и декодирования при решении задач повышения спектральной эффективности в беспроводных каналах связи

В данном подразделе представлены результаты имитационного моделирования, направленного на оценку эффективности разработанных алгоритмов повышения спектральной эффективности и помехоустойчивости систем связи с использованием технологии ММО. Моделирование проводилось для различных условий функционирования канала связи с учётом воздействия аддитивного шума, многолучевого распространения и межканальной интерференции. Основное внимание уделено анализу вероятности битовой ошибки, уровню интерференции и изменению спектральной эффективности.

Пример результата постобработки в виде частотной характеристики ММО-канала представлен на рисунке 3.15.

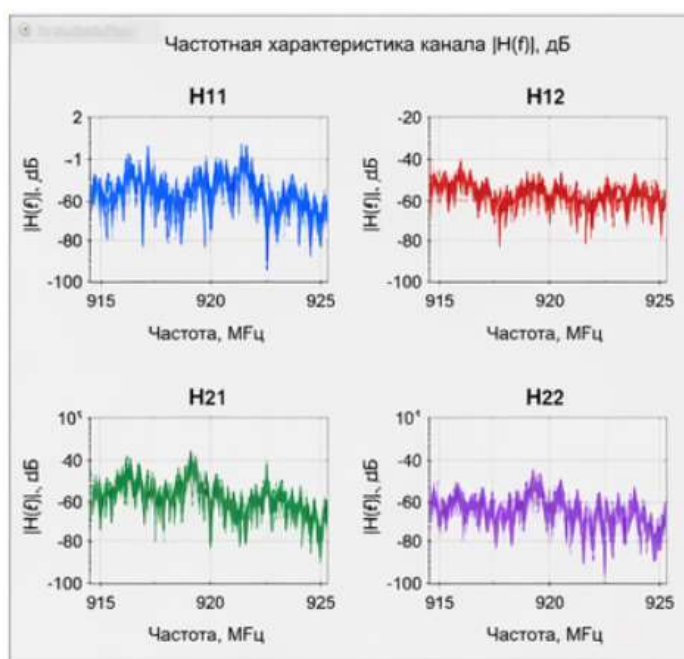


Рис. 3.15. Пример результата постобработки: частотная характеристика канала

Неравномерность характеристик по частоте отражает частотно-селективный характер исследуемого канала. Схема имитационного моделирования представлена на рис. 3.16.

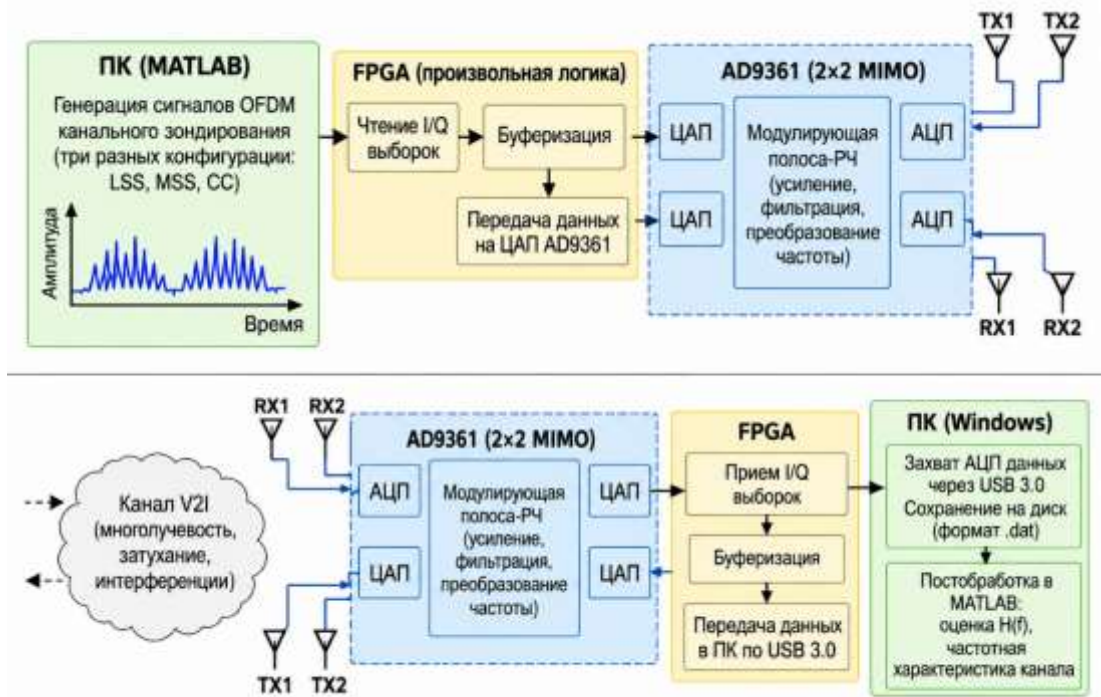


Рис. 3.16. Схема имитационного моделирования

По результатам эксперимента был получен график отношения скорости передачи информации к пропускной способности непрерывного канала, представленный на рис. 3.17. Из графика видно, что значительное увеличение скорости передачи информации проявляется при вращении антенн на  $\pi/4$ .

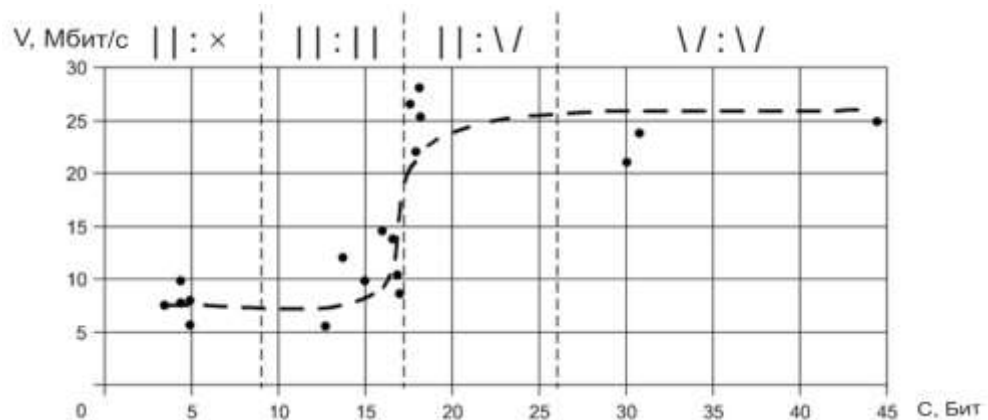


Рис. 3.17. Отношение скорости передачи информации к пропускной способности

В эксперименте сигнал находился в зоне прямой видимости и ошибки в канале исчезали при подключении хотя бы одной антенны с каждой стороны, обеспечивая при этом передачу на минимальной скорости.

На рис. 3.18 показано отношение числа ошибок к пропускной способности непрерывного канала. Как видно, увеличение скорости передачи информации на графике объясняется в первую очередь увеличением размерности кодовой группировки и уменьшением избыточности кодов свертки, что обусловлено увеличением отношения мощности сигнала к мощности шума из-за наличия поляризационного разнесения антенн, что позволило принимать волны с разной их поляризацией.

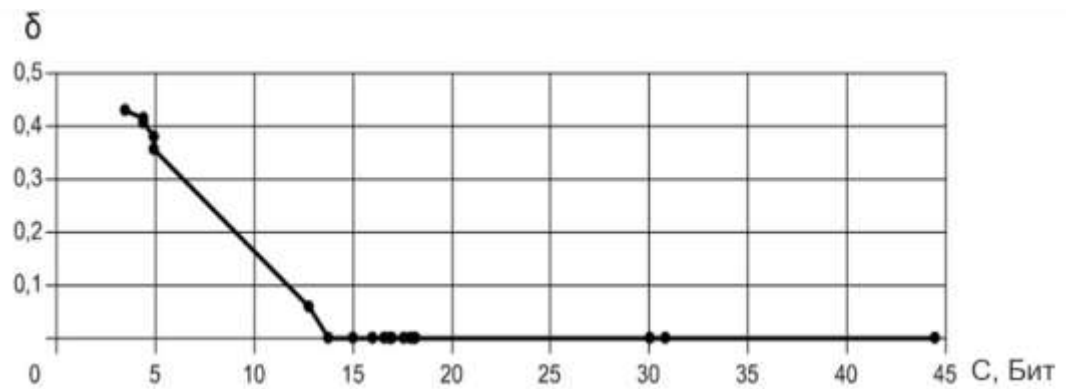


Рис. 3.18. Отношение количества ошибок к пропускной способности

Имитационная реализация интерференционно-устойчивых методов кодирования/декодирования при решении задач повышения точности передачи информации по беспроводным каналам связи была выполнена на основе набора следующих кодов, характеристики которых представлены в таблице 3.4.

Таблица 3.4. Характеристики прозрачных сверточных кодов для систем многоканальной системы связи с BPSK и QPSK

| № | $M$ | $R$ | $G1(X),$<br>$G2(X)$ | $l$  | $d_{min}$ | $\eta$ , дБ |
|---|-----|-----|---------------------|------|-----------|-------------|
| 1 | 2   | 1/2 | 13,15               | 4567 | 66810     | 4,77        |
| 2 |     |     | 25,37               |      |           | 4,77        |
| 3 |     |     | 61,73               |      |           | 6,02        |
| 4 |     |     | 133,171             |      |           | 6,99        |
| 5 | 4   | 1/2 | 23,32               | 588  | 488       | 3,01        |
| 6 |     |     | 212,113             |      |           | 6,02        |
| 7 |     |     | 212,131             |      |           | 6,02        |
| 8 |     |     |                     |      |           |             |

Реализация сверточного энкодера от MATLAB/Simulink показана на рисунке 3.19.

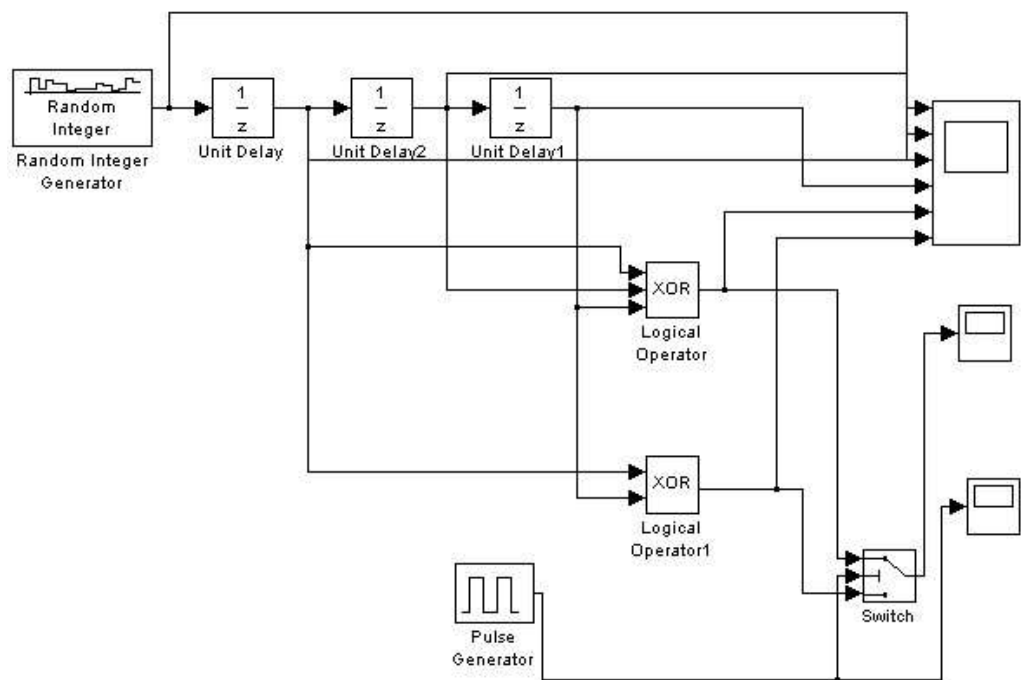


Рис. 3.19. Реализация в Simulink сверточного кодера

На рисунке 3.19 представлена схема моделирования сверточного энкодера со скоростью кодирования  $R = 1/2$  и длиной предельного кода  $k = 3$ . Энкодер реализован с помощью трех регистров смещения (реализован на элементах

задержки) и двух сумматоров по модулю 2. Коммутатор дискретизирует выходы по модулю 2, в результате формируются пары кодовых символов, которые формируют кодовое слово, связанное с входным битом. 3. Итак, имитационная модель сверточного энкодера на рис. 3.19 как конечный автомат с памятью может быть описан диаграммой состояний на рис. 3.21, из которого видно, что энкодер может находиться в одном из четырех состояний:  $S1S2 = (00,10,11,01)$ . Диаграмма представлена в виде ориентированного графа, содержащего все состояния, и описывает возможные переходы из одного состояния в другое, а также символы выходов энкодера, которые сопровождают эти переходы (рис. 3.20).

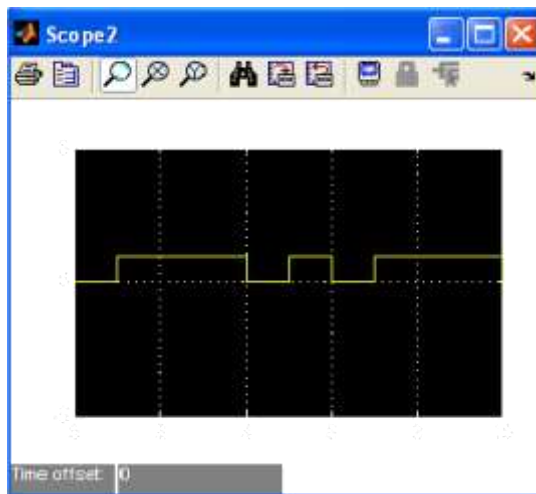


Рис. 3.20. Кодовая последовательность на выходе энкодера-обёртки

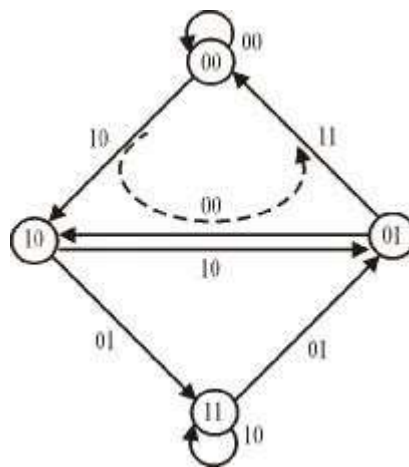


Рис. 3.21. Диаграмма состояния энкодера оболочки

Круги показывают состояния кодировщика, стрелки — возможные переходы, а круг стрелок — символы на выходе кодировщика, соответствующие каждому переходу. Для вычисления помехозащищенности, будем использовать модифицированную схему на рис. 3.22, который получается при отключении исходной схемы в состоянии 00.

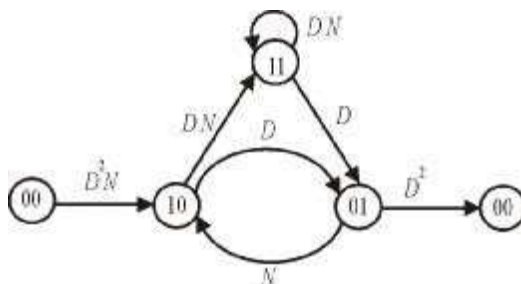


Рис. 3.22. Модифицированная схема энкодера

Переходы обозначаются переменными  $Dk N^l$ , где  $k$  — количество единиц в наборе символов, которые соответствуют этому переходу.

Рассмотрим сначала целесообразность внедрения в канал передачи данных сверточного кодирующего устройства. Показателем эффективности кодирования здесь может быть энергетический выигрыш, полученный при кодировании, и может быть определен как разница между отношением сигнал/шум в некодированной передаче  $h_2$  и закодированной  $h_{02k}$  трансмиссии, которая обеспечивает соотношение вероятностей для расчета коэффициентов битовых ошибок (BER).

С помощью MATLAB BERTool получены кривые помехоустойчивости QPSK при отсутствии помехоустойчивого кодирования (кривая QPSK) и использовании сверточного кодирования (QPSK & Convolutional curve). Отношение сигнал/шум обозначено как  $E_b/N_0$ .

Анализ полученных кривых наглядно свидетельствует об эффективности внедрения помехоустойчивого кодирования, с отношением сигнал/шум, энергетический выигрыш в каналах с QPSK и сверточным кодированием составляет около 4 дБ [98].

Составим схему Simulink системы передачи информации по модели двоичного симметричного канала с модуляцией QPSK. В качестве канала связи мы

будем использовать канал AWGN, который добавляет к входному сигналу белый шум Гаусса. Источником информационного потока будут генератор случайных двоичных данных Бернулли, сверточный энкодер, модулятор QPSK и демодулятор и декодер Витерби, которые могут работать как в «жестком», так и в «мягком» режимах декодирования. Соответствующая модель Simulink показана на рис. 3.23.

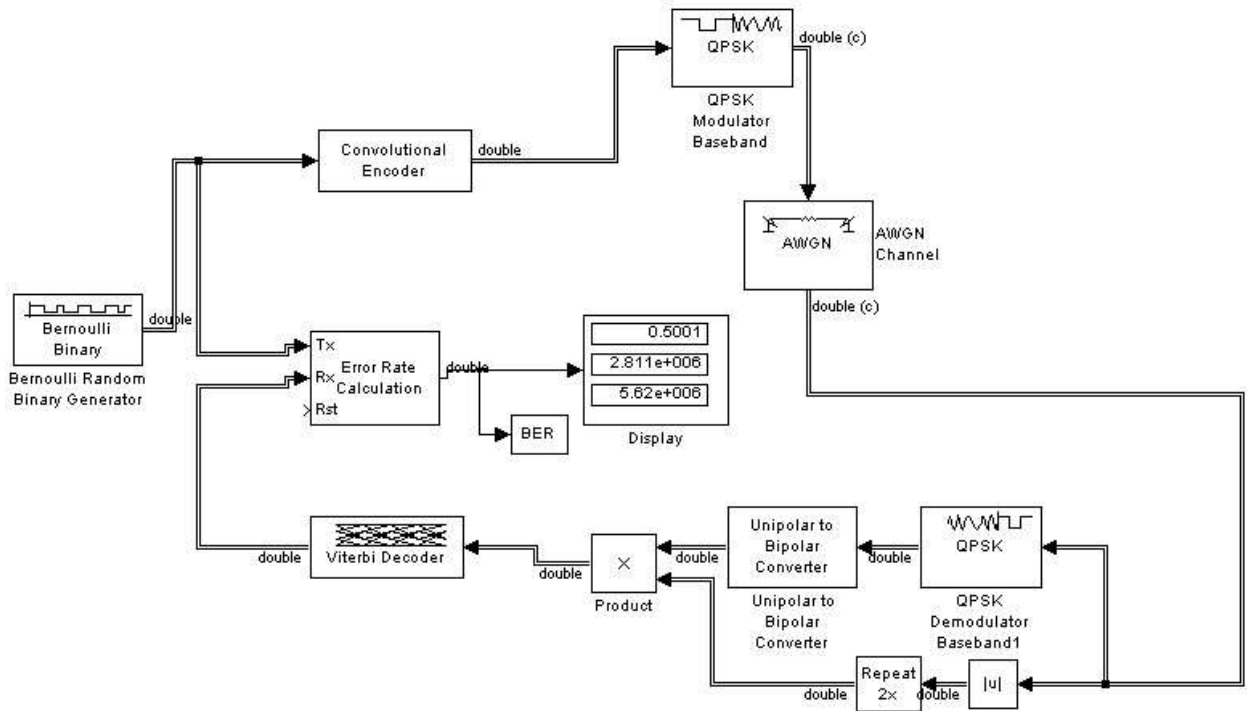


Рис. 3.23. Simulink модель двоичного симметричного канала с QPSK – модуляция и сверточное кодирование

Результаты моделирования схемы представлены на рис. 3.24 в виде моделирования интерференционных зависимостей в случае применения процедур мягкого и жесткого декодирования по Витербе с помощью инструмента MATLAB BERTool.

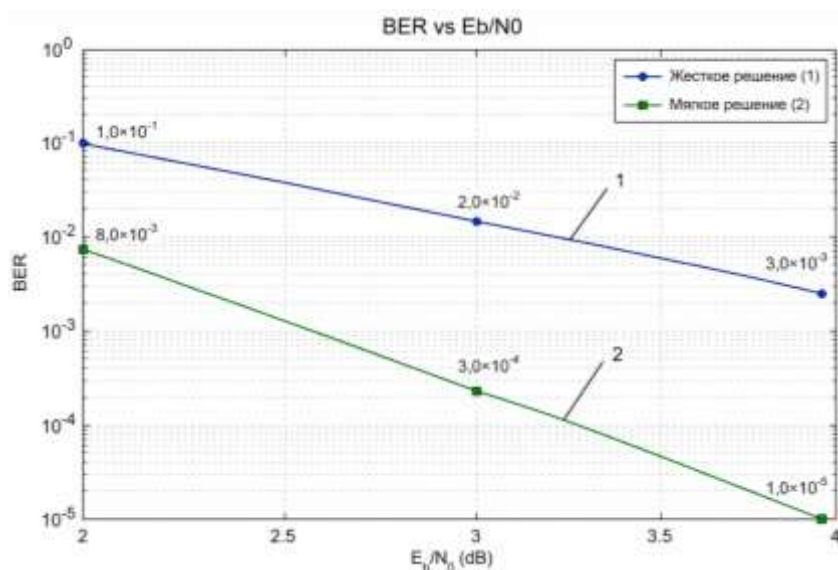


Рис. 3.24. Зависимости помехозащищенности системы связи с фазовыми манипуляциями и оберточным кодированием в случае декодирования по Витербе, где (1) – жесткое решение; (2) – мягкое решение

Наиболее рациональным является использование мягкого решения при декодировании по алгоритму Витерби. Сложность декодера возрастает таким образом в незначительной степени. Сложность декодеров при внедрении мягкого декодирования возрастает почти в до количества уровней квантования. Поэтому часто при декодировании их ограничивают компромиссным решением, используя режим работы с стираниями ( $Q = 4$ ), что дает увеличение EVA примерно на 1 дБ при небольшом усложнении работы декодера. В каналах с когерентными фазовыми манипуляциями и фазовой неоднозначностью целесообразно использовать прозрачные до неоднозначности коды. Это позволяет значительно снизить потери ЭВК при фазовых скачках опорного носителя.

Итак, важным вопросом при проектировании беспроводной системы передачи информации является вопрос помехозащищенности и эффективности системы кодирования.

На рисунке 3.24 приведены зависимости BER от отношения сигнал/шум при декодировании по Витерби с жестким и мягким решением. Во всем представленном диапазоне мягкое решение обеспечивает меньшую вероятность битовой ошибки, чем жесткое, что подтверждает преимущество мягкого декодирования для рассматриваемой модели.

Групповые свойства обрачиваемых кодов позволяют рассчитать помехозащищенность по любой из кодовых последовательностей, например, полностью нулевой, как передаваемой. Для анализа помехозащищенности используется понятие события ошибки: ближайший к передаваемому пути, который удален от него на величину, равную свободному расстоянию кода. Такое событие приведет к ошибкам в одном или нескольких информационных символах на выходе декодера. При низком уровне шума ложные события происходят редко. Анализ структуры ложных событий проводится с помощью модифицированной диаграммы состояний. На модифицированной диаграмме ложные события представлены всеми возможными переходами из одного крайнего состояния в другое, а порождающая функция  $T(D, N)$  является формальным пересчетом таких путей. Тогда, если определить производную порождающей функции по  $N$ , то получим:

Множество коэффициентов  $c_k$  при  $k \geq d$  называется спектром весов сверточного кода. Он показывает общее количество ошибок на выходе декодера максимального правдоподобия. Таким образом, вычисление вероятности ошибочного воспроизведения двоичного символа на выходе декодера сводится к вычислению спектра весов.

Анализ методов кодирования и декодирования в системах многоканальной системы связи позволяет сформировать обобщенную структурную схему системы многоканальной системы связи с помехоустойчивым кодированием. На рис. 3.25 представлена модель Simulink системы передачи информации. В канале используется QPSK-модуляция и сверточное кодирование со скоростью  $R = 2/3$  и декодер Витерби, реализующий алгоритмы мягкого и жесткого декодирования. В качестве канала передачи данных используется открытый канал (Free Space), параметры которого задаются в соответствии с параметрами работы центра МЕТОР.

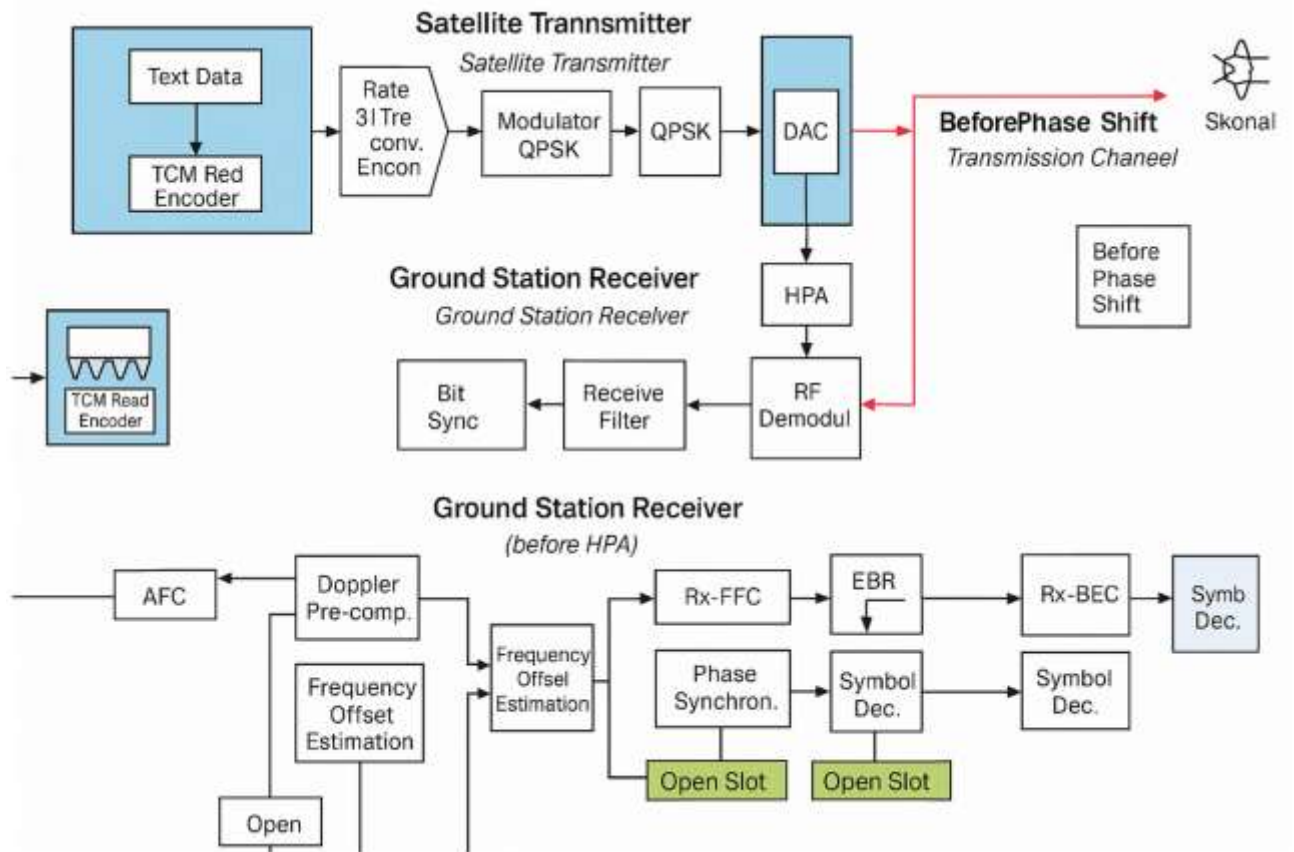


Рис. 3.25. Simulink – модель информационной системы

Модель Simulink позволяет определять влияние аддитивной составляющей помехи к сигналу, формируемому в передатчике станции, за счет использования нелинейной подсистемы на основе усилителей мощности.

В соответствии с заданными параметрами было проведено моделирование работы БСС. Результаты исследования модели Simulink на данном этапе были сведены к подтверждению эффективности выбранного алгоритма декодирования. В частности, использование мягкого решения при кодировании по алгоритму Витерби, в системе многоканальной системы связи. Параметры подсистемы открытого канала приведены на рис. 3.26.

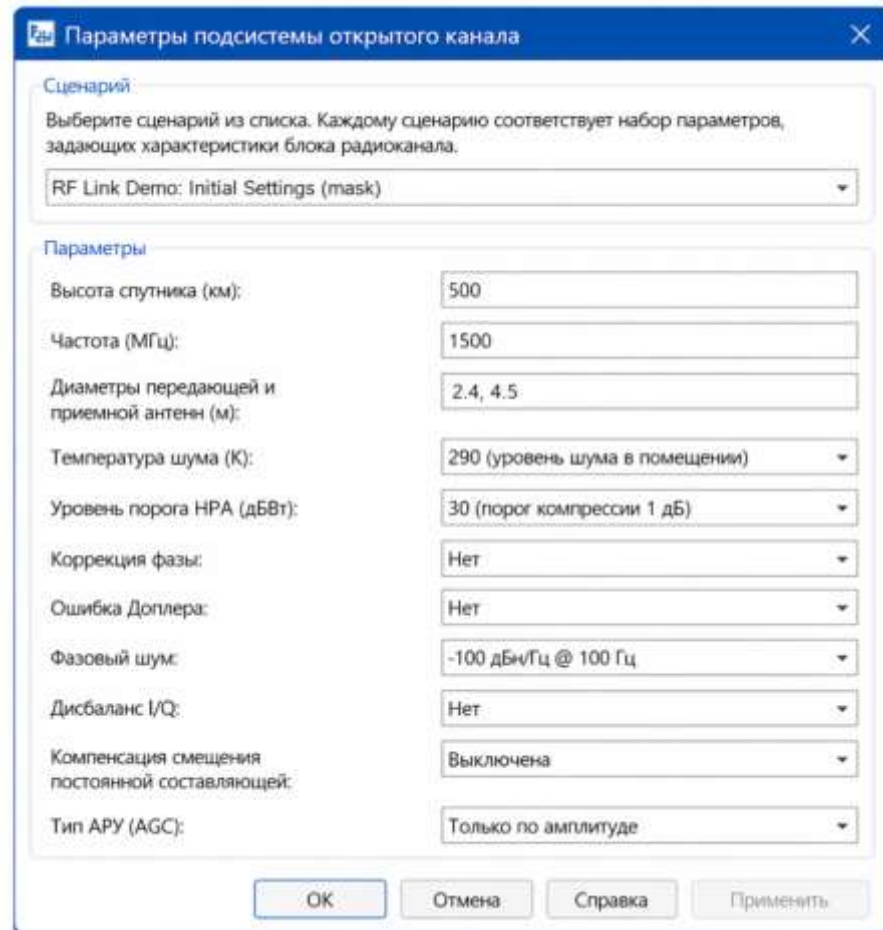


Рис. 3.26. Параметры подсистемы открытого канала

С помощью имитационного моделирования в среде MatLab была оценена эффективность предложенного метода ASC в нестационарных частотно-селективных каналах с инвариантными по времени параметрами. В качестве исходных данных рассматривалась система передачи с MIMO-OFDM 2x1, количество поднесущих OFDM - 64, циклический префикс - 16, длительность символа OFDM -  $2,4 \cdot 10^{-4}$  с, интервал частот между поднесущими - 4,16 кГц, рэлеевский канал с экспоненциальным профилем задержки мощности работает в диапазоне значений несущей частоты от 0,8 до 5,9 ГГц с скоростью движения 60–600 км/ч. Оценка параметров канала и работа системы синхронизации считаются идеальными.

Параметры имитационной модели выбраны таким образом, чтобы охватить характерные режимы функционирования MIMO-OFDM-систем в условиях временной нестационарности и частотной селективности канала. Конфигурация

MIMO  $2 \times 1$  используется как минимальная многоантенная структура, позволяющая исследовать эффект пространственного кодирования и сравнить методы ASC, STBC, SFBC и ST-SF при одинаковом числе передающих каналов. Количество поднесущих OFDM принято равным  $N = 64$ , а длина циклического префикса —  $N_{CP} = 16$ , что соответствует отношению  $\frac{N_{CP}}{N} = \frac{1}{4}$  и обеспечивает возможность исследования многолучевого канала при сохранении фиксированной структуры OFDM-кадра.

Для моделирования многолучевого распространения принят рэлеевский канал с экспоненциальным профилем мощности задержек, поскольку исследование направлено на оценку методов пространственного кодирования при отсутствии доминирующей компоненты прямой видимости и наличии выраженных замираний. Параметр  $\sigma_\tau$  характеризует среднеквадратичный разброс задержек и используется для изменения степени частотной селективности канала. Нормированный доплеровский параметр  $f_d T$  характеризует временную нестационарность канала. Диапазоны этих параметров выбираются так, чтобы последовательно исследовать области умеренной и повышенной частотной селективности и нестационарности, в которых различия между STBC, SFBC, WHSTBC-CC и предлагаемым ASC проявляются наиболее отчётливо.

Несущая частота и скорость движения варьируются в заданных пределах для формирования различных значений доплеровского сдвига. На этапе сравнительного исследования предполагаются идеальная оценка состояния канала и идеальная синхронизация. Такое допущение позволяет исключить влияние ошибок оценивания и синхронизации и оценить непосредственно эффективность исследуемых алгоритмов пространственного кодирования. Для всех сравниваемых методов используются одинаковые параметры канала, модуляции и OFDM-сигнала, что обеспечивает корректность сравнительного анализа.

Рисунок 3.27 отражает зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для методов ASC, STBC, SFBC и ST-SF при QPSK. Для каналов с умеренными уровнями нестационарности и частотной избирательности параметры

$\sigma_\tau$  и  $f_d T$  изменяются с передачей каждого символа OFDM в соответствии с единым законом распределения в диапазонах:  $\sigma_\tau=(0...6,5)$  мкс и  $f_d T=(0,01... 0,1)$ .

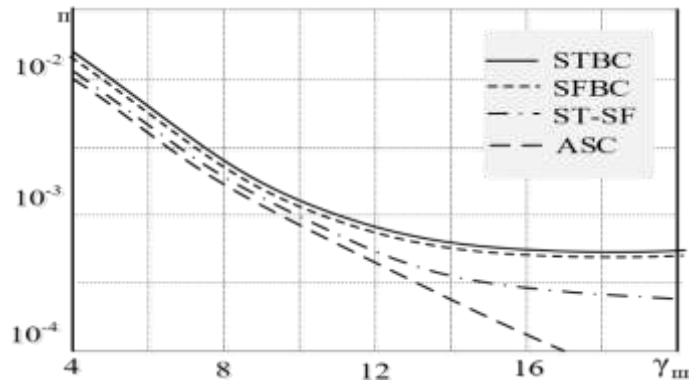


Рис. 3.27. Устойчивость системы передачи для методов ASC, STBC, SFBC и ST-SF при  $\sigma_\tau=(0...6,5)$  мкс и  $f_d T=(0,01... 0,1)$ , QPSK

Использование метода ASC позволяет получить энергетический выигрыш по сравнению с базовыми методами STBC, SFBC и комбинированными методами ST-SF соответственно. Такое усиление является результатом эффективной работы адаптивного метода при приеме сигналов с  $f_d T$  и  $\sigma$ , близких к верхнему пределу в указанных диапазонах исследования и обеспечивается приоритетным использованием метода WHSTBC-CC.

На рис. 3.28а показана эффективность рассмотренных методов пространственного кодирования в канале, в котором преобладает высокая избирательность по частотам, а на рис. 3.28б – высокая нестационарность.

Анализ полученных результатов показывает, что методы STBC и SFBC в таких условиях недостаточно эффективны  $Pr > 10^{-2}$   $\gamma_{sh} = 12$  дБ. Основной причиной этого является критичность стационарности слов пространственного кодового блока.

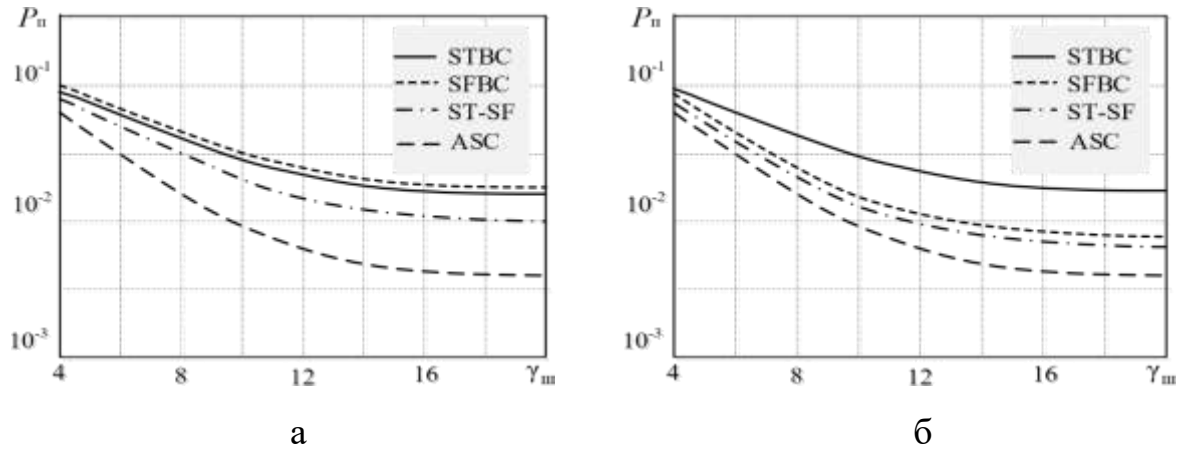


Рис. 3.28. Помехозащищенность системы

На рисунках 3.28 и 3.29 представлены зависимости эффективности работы алгоритмов при различных уровнях сигнал/шум. Характер изменения кривых показывает, что при низких значениях сигнал/шум различия между методами минимальны, однако по мере роста этого параметра преимущество предложенного алгоритма становится более заметным. Это указывает на то, что алгоритм наиболее эффективно реализует свои преимущества в условиях, близких к рабочим режимам системы.

Комбинированный метод ST-SF также не позволяет существенно повысить помехозащищенность системы передачи, так как часть символов *OFDM* принимается в условиях одновременно высоких уровней нестационарности и частотной избирательности, что отрицательно сказывается на вероятности ошибки. Метод ASC в обоих случаях достаточно эффективен (при  $P_p = 7 \cdot 10^{-3} \dots 3 \cdot 10^{-2}$  обеспечивает коэффициент усиления по энергии 2,5.. 4,0 дБ по сравнению с методом ST-SF).

Однако метод ASC сохраняет свою эффективность (при  $\gamma_{sh} > 10,5 \dots 17,9$  дБ обеспечивает  $P_p < 3 \cdot 10^{-2} \dots 7 \cdot 10^{-3}$ ).

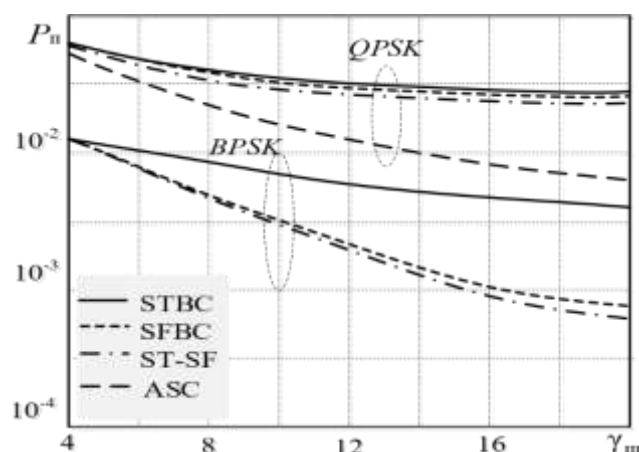


Рис. 3.29. Устойчивость системы передачи для методов ASC, STBC, SFBC и ST-SF при  $f_d T = (0 \dots 0,2)$  и  $\sigma = (6 \dots 13,5 \cdot 10^{-6})$  с, QPSK

В специализированных беспроводных сетях связи под воздействием средств радиоэлектронной борьбы критически снижается шумозащищенность канала. В этих условиях предлагаемый метод достигает максимальной эффективности за счёт пространственно-частотного кодирования  $SF$ . При  $\gamma_{sh} < 10$  дБ метод ASC обеспечивает вероятность ошибки  $P_p < 5 \cdot 7 \cdot 10^{-3}$  с коэффициентом усиления энергии около 3 дБ и имеет быструю тенденцию к увеличению в случае улучшения шумозащиты канала.

Для сценария LSS измеренные значения пропускной способности в условиях LOS и NLOS представлены на рисунках 3.30 и 3.31. Для случая LSS можно видеть, что пропускная способность канала  $C$  изменяется от 7,8 до 15,0 бит/с для сценария LOS на рисунке 3.30. Большие изменения в течение 50 мс могут наблюдаться (от 6,0 до 15,2 бит/с/Гц) при движении транспортного средства с более высокой скоростью и в условиях NLOS, как показано на рисунке 3.31.

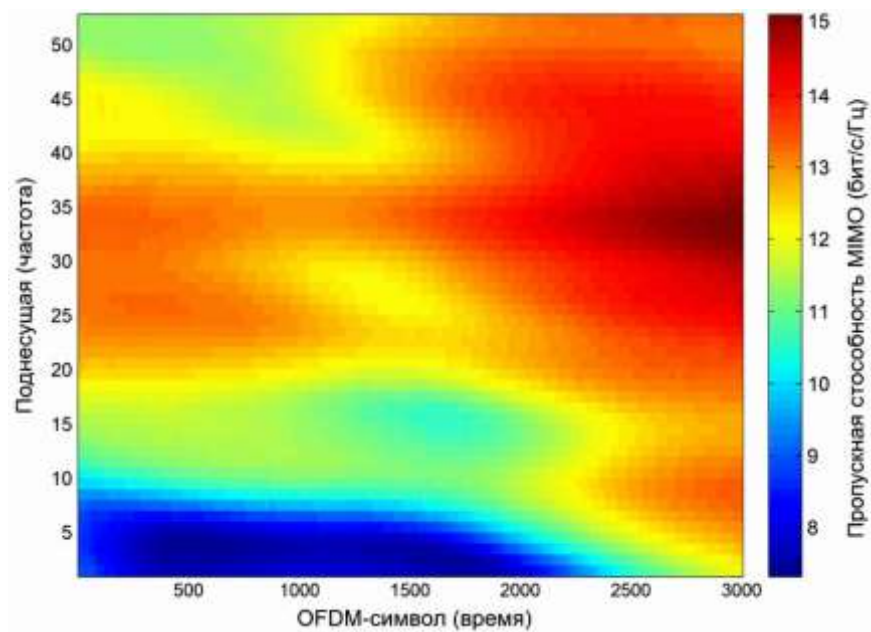


Рис. 3.30. Пример измеренной пропускной способности канала LOS MIMO-OFDM V2I с потерями  $2 \times 2$  при  $D = 29,8$  м для сценария LSS

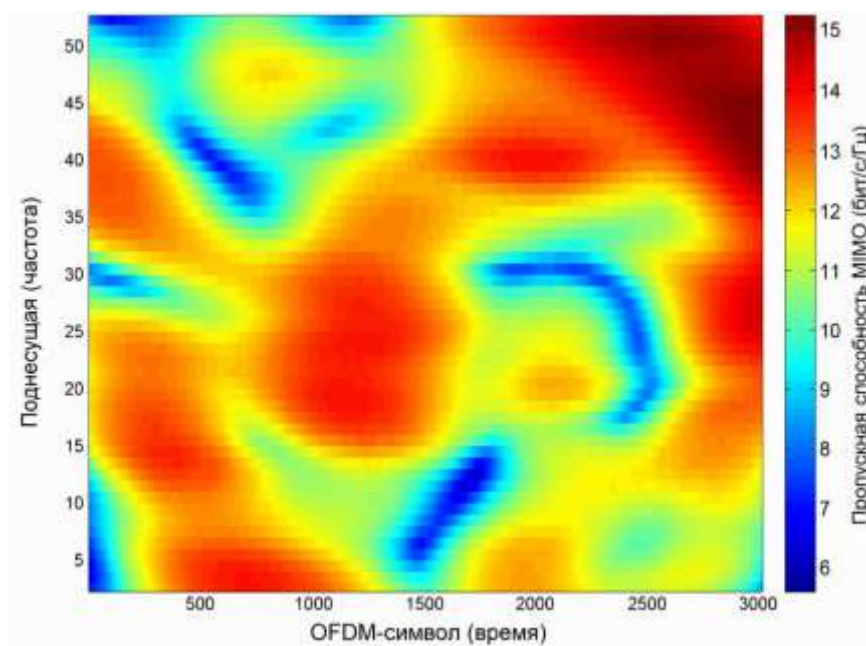


Рис. 3.31. Пример измеренной пропускной способности канала NLOS MIMO-OFDM V2I  $2 \times 2$  при  $D = 213,8$  м для сценария LSS

Для сценария MSS соответствующие зависимости представлены на рисунках 3.32 и 3.33.

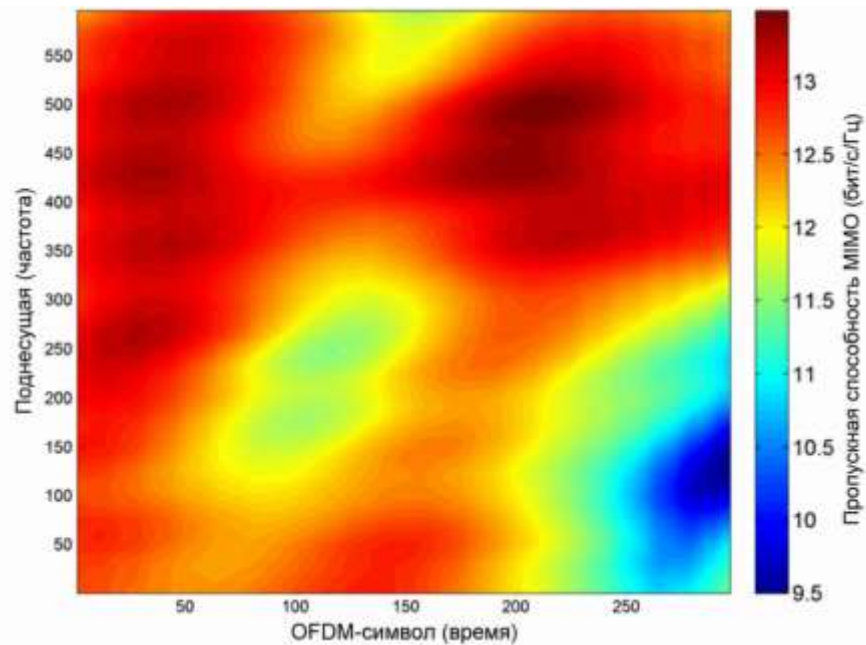


Рис. 3.32. Пример измеренной пропускной способности канала LOS MIMO-OFDM V2I с потерями  $2 \times 2$  при  $D = 19,98$  м для сценария MSS

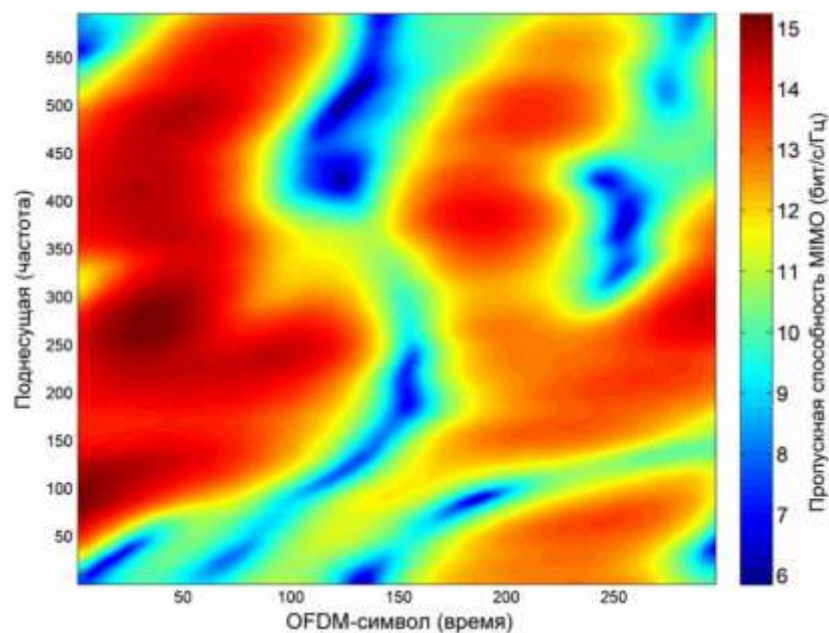


Рис. 3.33. Пример измеренной пропускной способности канала NLOS MIMO-OFDM V2I  $2 \times 2$  при  $D = 200$  м при движении RX для сценария MSS

Для сценария SSS результаты измерений в условиях LOS и NLOS представлены на рисунках 3.34 и 3.35.

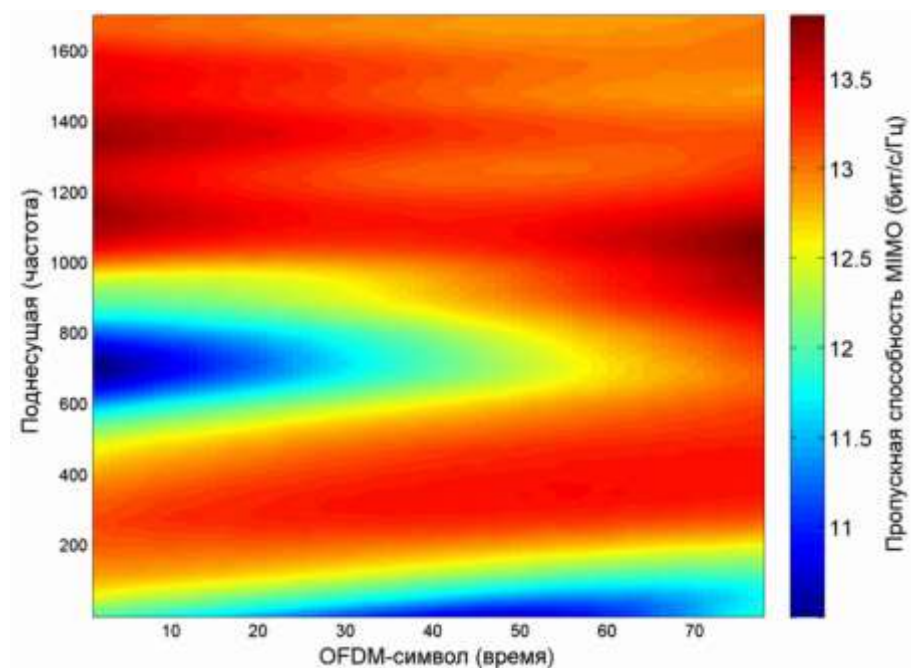


Рис. 3.34. Пример измеренной пропускной способности канала LOS MIMO-OFDM V2I  $2 \times 2$  при  $D = 40$  м для сценария SSS

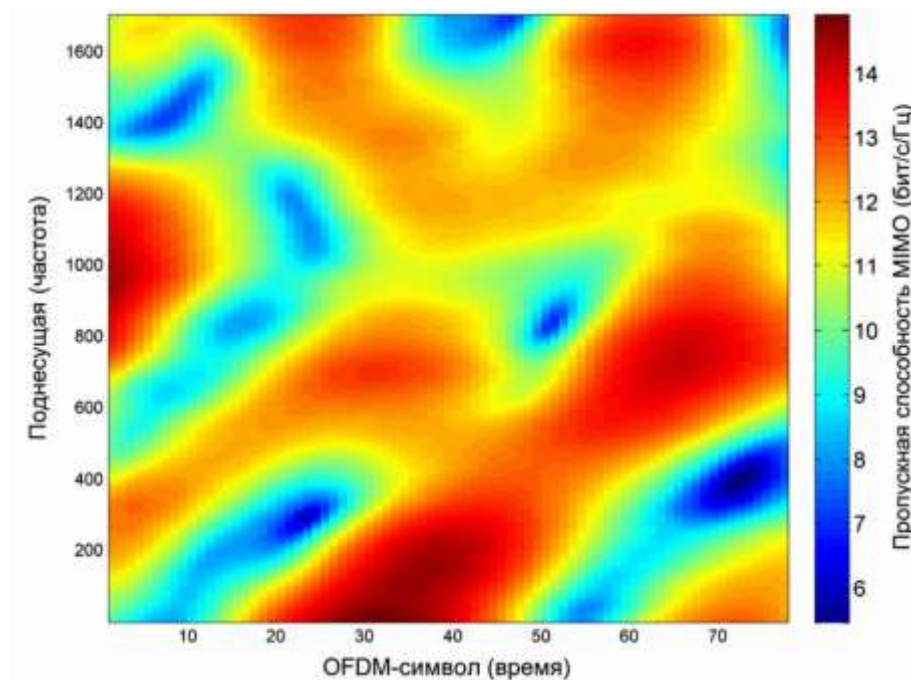


Рис. 3.35. Пример измеренной пропускной способности канала NLOS  $2 \times 2$  MIMO-OFDM V2I  $2 \times 2$  при  $D = 206$  м при движении RX для сценария SSS

На рисунках 3.36 и 3.37 представлены примеры максимальных измеренных значений пропускной способности канала MIMO-OFDM V2I  $2 \times 2$  для сценариев LSS и MSS соответственно.

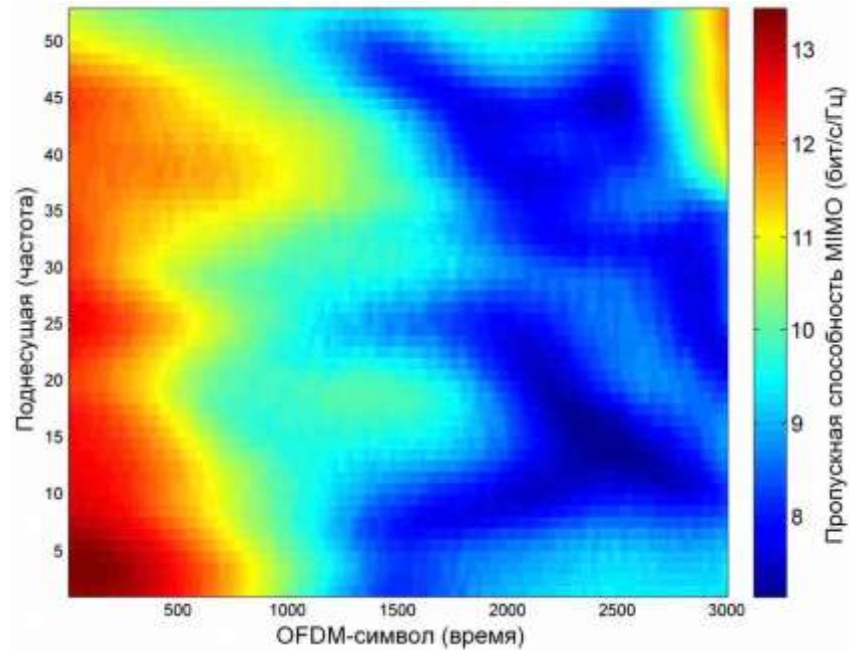


Рис. 3.36. Пример измеренной потери  $2 \times 2$  MIMO-OFDM V2I максимальная пропускная способность канала,  $C_{max} = 13,37$  бит/Гц,  $D = 76,7$  м для сценария LSS

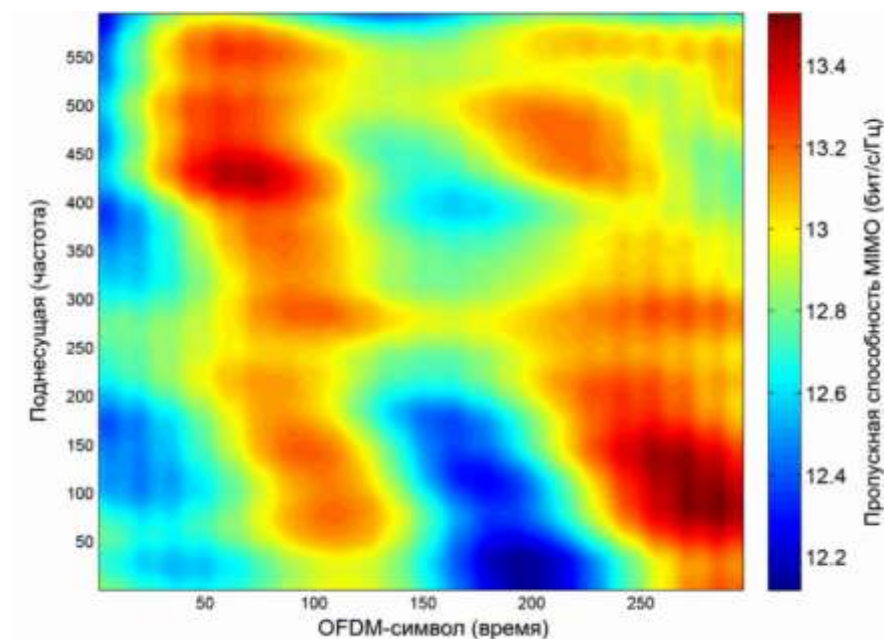


Рис. 3.37. Пример измеренного значения пропускной способности канала MIMO-OFDM V2I  $2 \times 2$ ,  $C_{max} \approx 13,0$  бит/Гц,  $D = 13,1$  м для сценария MSS

На рисунках 3.27–3.29 представлены результаты исследования помехоустойчивости системы при использовании методов ASC, STBC, SFBC и ST-SF. Полученные зависимости показывают, что преимущество предложенного адаптивного метода ASC становится наиболее заметным при увеличении отношения сигнал/шум и при одновременном проявлении временной нестационарности и частотной селективности канала.

На рисунках 3.30–3.35 представлены измеренные значения пропускной способности канала MIMO-OFDM V2I  $2 \times 2$  в зависимости от индекса поднесущей и номера OFDM-символа для сценариев LSS, MSS и SSS в условиях LOS и NLOS. Для сценария LSS пропускная способность изменяется приблизительно от 7,8 до 15,0 бит/с/Гц в условиях LOS (рисунок 3.30) и от 6,0 до 15,2 бит/с/Гц в условиях NLOS (рисунок 3.31). Для сценария MSS пропускная способность изменяется от 9,5 до 13,5 бит/с/Гц в условиях LOS (рисунок 3.32) и от 6,0 до 15,0 бит/с/Гц в условиях NLOS (рисунок 3.33). Для сценария SSS соответствующий диапазон составляет от 10,5 до 14,0 бит/с/Гц в условиях LOS (рисунок 3.34) и от 5,5 до 15,0 бит/с/Гц в условиях NLOS (рисунок 3.35). Более широкий динамический диапазон пропускной способности наблюдается в условиях NLOS, характеризующихся увеличенным расстоянием между передающей и приёмной сторонами и более выраженным многолучевым распространением.

Максимальные значения пропускной способности в рассмотренных сценариях на рисунках 3.36 и 3.37 достигаются при наличии компоненты прямой видимости LOS между передающей и приёмной сторонами.

В целом, можно видеть, что для некоторых поднесущих емкость высока, до  $C_{max} = 15,0$  бит/с/Гц (что приводит к лучшей производительности с точки зрения скорости передачи данных), в то время как для других поднесущих она низкая, при  $C_{min} = 4,0$  бит/с/Гц (что приводит к более низкой скорости передачи данных). Эти результаты показывают, что пропускная способность MIMO значительно изменяется в зависимости от различных индексов поднесущих и символов OFDM. В этом измерении количество рассеивателей увеличивается при увеличении расстояния разделения TX-RX, что приводит к рассинхронизации подканалов

ММО и, следовательно, к увеличению пропускной способности. Когда расстояние разделения TX-RX невелико и существует сильная компонента LOS, пропускная способность канала ММО все еще велика из-за большего углового расстояния между различными подканалами ММО, которое происходит на малых расстояниях разделения TX-RX. Такое большое угловое расстояние между различными путями распространения ММО приводит к ортогональности, что, в свою очередь, увеличивает пропускную способность канала LOS ММО.

Таким образом, анализ графических зависимостей показывает, что разработанные алгоритмы обеспечивают систематическое улучшение характеристик передачи данных по сравнению с традиционными методами.

Результаты имитационного моделирования подтверждают эффективность предложенных методов повышения спектральной эффективности и помехоустойчивости систем связи с использованием технологии ММО. Установлено, что применение адаптивной пространственно-временной обработки сигналов приводит к устойчивому снижению вероятности битовой ошибки во всём диапазоне исследуемых значений отношения сигнал/шум.

Показано, что основное преимущество разработанного подхода проявляется в области средних и высоких значений сигнал/шум, где обеспечивается более эффективное подавление межканальной интерференции и снижение влияния многолучевого распространения. При ухудшении условий канала предложенные алгоритмы демонстрируют меньшую чувствительность к замираниям и шумам, что свидетельствует об их адаптивных свойствах.

Установлено, что использование оптимизированных весовых коэффициентов позволяет уменьшить уровень взаимных помех между каналами, обеспечивая более точное пространственное разделение сигналов. Это приводит к повышению достоверности передачи информации и улучшению качества приёма.

Дополнительно подтверждено увеличение спектральной эффективности системы без расширения полосы частот. Данный эффект достигается за счёт более рационального использования пространственного ресурса и совершенствования алгоритмов обработки сигналов.

В целом полученные результаты демонстрируют согласованность теоретических и практических положений исследования и подтверждают целесообразность применения разработанных методов при проектировании современных беспроводных систем связи.

## Заключение

В диссертационной работе получены следующие основные результаты, соответствующие поставленным задачам исследования.

1. Проведён анализ существующих методов обработки сигналов в MIMO-системах. Установлено, что методы STBC, SFBC и ST-SF эффективны только в ограниченных диапазонах нестационарности и частотной избирательности канала и не обеспечивают устойчивой работы при их одновременном проявлении.

2. Разработан метод многокритериальной оценки спектральной эффективности MIMO-систем, учитывающий полезную пропускную способность, пилотную нагрузку, SNR/SINR, BER, энергетическую эффективность и вычислительную сложность.

3. Усовершенствован метод адаптивного пространственного кодирования ASC и разработан алгоритм ситуационного выбора режимов SFBC, STBC, WHSTBC-CC и SF. По сравнению с методом ST-SF получен энергетический выигрыш 2,5–4,0 дБ при вероятности ошибки  $P_p = 7 \cdot 10^{-3} \dots 3 \cdot 10^{-2}$ .

4. . Разработан метод формирования комплексных весовых коэффициентов антенных каналов в составе адаптивной пространственно-временной обработки MIMO-сигналов, предусматривающий оценку текущей сигнально-помеховой обстановки, адаптивную настройку весов пространственного фильтра по известному критерию минимизации выходной мощности помехи и последующую временную фильтрацию остаточной составляющей ошибки. Усовершенствован способ компенсации ошибок за счёт последовательного применения пространственной и временной фильтрации.

Таким образом, цель диссертационного исследования достигнута. Полученные результаты подтверждают возможность повышения спектральной эффективности беспроводных систем связи с использованием технологии MIMO без расширения полосы частот и при сохранении требуемой достоверности передачи информации.

### Список сокращений и условных обозначений

|         |                                                                                       |
|---------|---------------------------------------------------------------------------------------|
| АБГШ    | Аддитивный белый гауссов шум                                                          |
| АЦП     | Аналого-цифровой преобразователь                                                      |
| АЧХ     | Амплитудно-частотная характеристика                                                   |
| БПФ     | Быстрое преобразование Фурье                                                          |
| БС      | Базовая станция                                                                       |
| КПД     | Коэффициент полезного действия                                                        |
| ППРЧ    | Псевдослучайная перестройка рабочей частоты                                           |
| СПО     | Сигнально-помеховая обстановка                                                        |
| ЦАП     | Цифро-аналоговый преобразователь                                                      |
| АМС     | Adaptive Modulation and Coding (Адаптивная модуляция и кодирование)                   |
| ASC     | Adaptive Spatial Coding (Адаптивное пространственное кодирование)                     |
| AWGN    | Additive White Gaussian Noise (Аддитивный белый гауссов шум)                          |
| BER     | Bit Error Rate (Вероятность битовой ошибки)                                           |
| BF      | Beamforming (Формирование луча, диаграммообразование)                                 |
| BPSK    | Binary Phase Shift Keying (Двоичная фазовая манипуляция)                              |
| BS      | Base Station (Базовая станция)                                                        |
| CR      | Cognitive Radio (Когнитивное радио)                                                   |
| CRN     | Cognitive Radio Network (Сеть когнитивного радио)                                     |
| CSI     | Channel State Information (Информация о состоянии канала)                             |
| DL      | Downlink (Нисходящая линия связи)                                                     |
| EE      | Energy Efficiency (Энергетическая эффективность)                                      |
| FD-MIMO | Full-Dimension Multiple-Input Multiple-Output (Полноразмерная MIMO-система)           |
| FDM     | Frequency Division Multiplexing (Мультиплексирование с частотным разделением каналов) |
| FFT     | Fast Fourier Transform (Быстрое преобразование Фурье)                                 |

|              |                                                                                                                                                                     |
|--------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| FPGA         | Field-Programmable Gate Array (Программируемая вентильная матрица)                                                                                                  |
| GPS          | Global Positioning System (Глобальная система позиционирования)                                                                                                     |
| IFFT         | Inverse Fast Fourier Transform (Обратное быстрое преобразование Фурье)                                                                                              |
| ISI          | Inter-Symbol Interference (Межсимвольная интерференция)                                                                                                             |
| LDP          | Local Position Detector (Локальный детектор позиций)                                                                                                                |
| LOS          | Line of Sight (Условия прямой видимости)                                                                                                                            |
| LS           | Least Squares (Метод наименьших квадратов)                                                                                                                          |
| LSS          | Large Subcarrier Spacing (Большой разнос поднесущих)                                                                                                                |
| LTE          | Long-Term Evolution (Технология мобильной связи LTE)                                                                                                                |
| M-MMSE       | Multicell Minimum Mean Square Error (Многосотовый метод минимальной среднеквадратичной ошибки)                                                                      |
| Massive MIMO | Massive Multiple-Input Multiple-Output (Массивная MIMO-система с большим числом антенных элементов)                                                                 |
| MIMO         | Multiple-Input Multiple-Output (Система с множественными входами и выходами)                                                                                        |
| MIMO-OFDM    | Multiple-Input Multiple-Output Orthogonal Frequency Division Multiplexing (MIMO-система с OFDM)                                                                     |
| MIMO-OFDMA   | Multiple-Input Multiple-Output Orthogonal Frequency Division Multiple Access (MIMO-система с множественным доступом на основе ортогонального частотного разделения) |
| MMSE         | Minimum Mean Square Error (Метод минимальной среднеквадратичной ошибки)                                                                                             |
| MR           | Maximum Ratio (Обработка или объединение с максимальным отношением)                                                                                                 |
| MRC          | Maximum Ratio Combining (Объединение с максимальным отношением)                                                                                                     |
| MSPS         | Mega Samples Per Second (Миллионов отсчётов в секунду)                                                                                                              |

|         |                                                                                                                |
|---------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| MSS     | Medium Subcarrier Spacing (Средний разнос поднесущих)                                                          |
| MU-MIMO | Multi-User Multiple-Input Multiple-Output (Многопользовательская MIMO-система)                                 |
| NLOS    | Non-Line of Sight (Условия отсутствия прямой видимости)                                                        |
| OBU     | On-Board Unit (Бортовое устройство транспортного средства)                                                     |
| OFDM    | Orthogonal Frequency Division Multiplexing (Мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов) |
| OFDMA   | Orthogonal Frequency Division Multiple Access (Множественный доступ с ортогональным частотным разделением)     |
| OSTBC   | Orthogonal Space-Time Block Code (Ортогональный пространственно-временной блочный код)                         |
| PA      | Power Amplifier (Усилитель мощности)                                                                           |
| PHY     | Physical Layer (Физический уровень)                                                                            |
| PU      | Primary User (Первичный пользователь спектра)                                                                  |
| QAM     | Quadrature Amplitude Modulation (Квадратурная амплитудная модуляция)                                           |
| QPSK    | Quadrature Phase Shift Keying (Квадратурная фазовая манипуляция)                                               |
| RF      | Radio Frequency (Радиочастота, радиочастотный тракт)                                                           |
| RSRP    | Reference Signal Received Power (Мощность принимаемого опорного сигнала)                                       |
| RSU     | Roadside Unit (Придорожный инфраструктурный блок)                                                              |
| RX      | Receiver (Приёмник)                                                                                            |
| RZF     | Regularized Zero Forcing (Регуляризованное обнуление интерференции)                                            |
| S-MMSE  | Single-Cell Minimum Mean Square Error (Односотовый метод минимальной среднеквадратичной ошибки)                |
| SDMA    | Space Division Multiple Access (Множественный доступ с пространственным разделением)                           |
| SE      | Spectral Efficiency (Спектральная эффективность)                                                               |

|       |                                                                                                                  |
|-------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| SER   | Symbol Error Rate (Вероятность символьной ошибки)                                                                |
| SF    | Space-Frequency (Пространственно-частотное кодирование)                                                          |
| SFBC  | Space-Frequency Block Coding (Пространственно-частотное блочное кодирование)                                     |
| SFTBC | Space-Frequency-Time Block Coding (Пространственно-частотно-временное блочное кодирование)                       |
| SINR  | Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio (Отношение сигнал к сумме интерференции и шума)                          |
| SNR   | Signal-to-Noise Ratio (Отношение сигнал/шум)                                                                     |
| SSS   | Small Subcarrier Spacing (Малый разнос поднесущих)                                                               |
| ST-SF | Space-Time / Space-Frequency (Комбинированное пространственно-временное и пространственно-частотное кодирование) |
| STBC  | Space-Time Block Coding (Пространственно-временное блочное кодирование)                                          |
| STC   | Space-Time Coding (Пространственно-временное кодирование)                                                        |
| STTC  | Space-Time Trellis Code (Пространственно-временной решётчатый код)                                               |
| TX    | Transmitter (Передатчик)                                                                                         |
| UE    | User Equipment (Пользовательское оборудование)                                                                   |
| UL    | Uplink (Восходящая линия связи)                                                                                  |
| ULA   | Uniform Linear Array (Равномерная линейная антенная решётка)                                                     |
| USB   | Universal Serial Bus (Универсальная последовательная шина)                                                       |
| V2I   | Vehicle-to-Infrastructure (Связь «транспортное средство — инфраструктура»)                                       |
| WHT   | Walsh-Hadamard Transform (Преобразование Уолша-Адамара)                                                          |
| ZF    | Zero Forcing (Метод обнуления интерференции)                                                                     |

### Список литературы

1. Бакулин М. Г., Крейнделин В. Б., Шлома А. М., Шумов А. П. Технология OFDM. — М.: Горячая линия — Телеком, 2016— 352 с.
2. Банкет В. Л., Токарь М. С. MIMO — новая технология многоантенной радиосвязи для систем беспроводного доступа // Зв'язок. — 2010. — Вып. 3. — С. 6–12.
3. Герасименко К. В. Усовершенствованный BFGS-алгоритм подавления помех в современных спутниковых системах // Телекоммуникационные и информационные технологии. — 2014. — № 3. — С. 75–80.
4. Gesbert D., Shafi M., Shiu D.-S., Smith P. J., Naguib A. From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. — 2003. — Vol. 21, No. 3. — P. 281–302.
5. Градштейн И. С., Рыжик И. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. — 4-е изд., перераб. — М.: Физматгиз, 1963. — 1100 с.
6. Larsson E. G., Edfors O., Tufvesson F., Marzetta T. L. Massive MIMO for Next Generation Wireless Systems // IEEE Communications Magazine. — 2014. — Vol. 52, No. 2. — P. 186–195.
7. Lindmark B. Capacity of a 2×2 MIMO Antenna System with Mutual Coupling Losses // Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. — 2004. — P. 1720–1723.
8. Marzetta T. L. Noncooperative Cellular Wireless with Unlimited Numbers of Base Station Antennas // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2010. — Vol. 9, No. 11. — P. 3590–3600.
9. Борисов В. И., Зинчук В. М., Лимарев А. Е. и др. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. — М.: Радио и связь, 2000. — 384 с.
10. Слесарь В. Системы MIMO: принципы построения и обработки сигналов // Электроника: наука, техника, бизнес. — 2005. — Вып. 8. — С. 52–58.

11. Telatar E. Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels // European Transactions on Telecommunications. — 1999. — Vol. 10, No. 6. — P. 585–595.
12. Foschini G. J. Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment when Using Multi-Element Antennas // Bell Labs Technical Journal. — 1996. — Vol. 1, No. 2. — P. 41–59.
13. Hoydis J., Hoek C., Wild T., ten Brink S. Channel Measurements for Large Antenna Arrays // 2012 International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS). — Paris, 2012. — P. 811–815.
14. Sheldon C., Torkildson E., Seo M., Yue C. P., Madhow U., Rodwell M. A 60 GHz Line-of-Sight 2×2 MIMO Link Operating at 1.2 Gbps // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. — 2008. — P. 1–4.
15. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. — М.: Радио и связь, 1981. — 416 с.
16. Newtec. 93% of Satellite Industries Suffers from Interferences [Электронный ресурс]. — URL: <https://www.newtec.eu/article/release/93-of-the-industry-suffers-from-satellite-interference> (дата обращения: май 2019 г.).
17. Huang Y., Li W., Pan C., Hou S., Lu X., Cui C., Wen J., Xu J., Cao C., Ma Y., Wei H., Wen K. Quantum Computing for MIMO Beam Selection Problem: Model and Optical Experimental Solution // GLOBECOM 2023 — 2023 IEEE Global Communications Conference. — 2023. — P. 5463–5468. — DOI: 10.1109/GLOBECOM54140.2023.10436892.
18. Ghosh A., Hamouda W. Cross-Layer Antenna Selection and Channel Allocation for MIMO Cognitive Radios // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2011. — Vol. 10, No. 11. — P. 3666–3674.
19. Hegde A., Kothapalli V. S. Matching Theoretic Beam Selection in Millimeter-Wave Multi-User MIMO Systems // IEEE Access. — 2019. — Vol. 7. — P. 25163–25170.

20. Singh A. K., Jamieson K., McMahon P. L., Venturelli D. Ising Machines' Dynamics and Regularization for Near-Optimal MIMO Detection // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2022. — Vol. 21, No. 12. — P. 11080–11094.
21. Mohamedou A., Sali A., Ali B. M., Othman M. Dynamical Spectrum Sharing and Medium Access Control for Heterogeneous Cognitive Radio Networks // International Journal of Distributed Sensor Networks. — 2016. — Vol. 12, No. 5. — Article 3630593. — P. 1–15. — DOI: 10.1155/2016/3630593.
22. Perez-Neira A. I., Ibars C., Serra J., del Coso A., Gomez J., Caus M. MIMO Applicability to Satellite Networks // 2008 10th International Workshop on Signal Processing for Space Communications. — 2008. — P. 1–9.
23. Adian M. G., Adyan M. G. Optimal and Suboptimal Resource Allocation in MIMO Cooperative Cognitive Radio Networks // Journal of Optimization. — 2014. — Article ID 190196. — P. 1–14.
24. Agrawal, N., Darak, S., Bader, F. New Spectrum Efficient Reconfigurable Filtered-OFDM Based L-Band Digital Aeronautical Communication System // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. — 2019. — Vol. 55. — P. 1108–1122. — DOI: 10.1109/TAES.2019.2891092.
25. Aldayel, O., Monga, V., Rangaswamy, M. Tractable transmit MIMO beam pattern design under a constant modulus constraint // IEEE Transactions on Signal Processing. — 2017. — Vol. 65, No. 10. — P. 2588–2599.
26. Al-Dweik, A., Muhaidat, S., & Kalbat, F. Robust MIMO-OFDM system for frequency selective mobile wireless channels // IEEE Transactions on Vehicular Technology. — 2014. — Vol. 64, Iss. 5. — P. 1–11.
27. Hilton S. Machine-to-Machine Device Connections: Worldwide Forecast 2010–2020 [Электронный ресурс]. — Analysys Mason, 2010. — URL: [http://www.analysysmason.com/Research/Custom/Reports/RRE02\\_M2M\\_devices\\_forecast/](http://www.analysysmason.com/Research/Custom/Reports/RRE02_M2M_devices_forecast/) (дата обращения: 12.09.2025).
28. Benzin A., Caire G., Shadmi Y., Tulino A. M. Low-Complexity Truncated Polynomial Expansion DL Precoders and UL Receivers for Massive MIMO in Correlated

Channels // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2019. — Vol. 18, No. 2. — P. 1069–1084.

29. Arapoglou P. D., K. Liolis, M. Bertinelli, A. Panagopoulos, P. Cottis, and R. De Gaudenzi, MIMO over satellite: A review // IEEE Journal on Communications Surveys and Tutorials. — 2011. — Vol. 13, No. 1. — P. 27–51.

30. Auer G., Blume O., Giannini V., Godor I., Imran M., Jading Y., Katranaras E., Olsson M., Sabella D., Skillermark P., Wajda W. D2.3: Energy Efficiency Analysis of the Reference Systems, Areas of Improvements and Target Breakdown. — INFOS-ICT-247733 EARTH, Version 2.0, 2012 — 68 p.

31. Axell E., Larsson E. G. Multiantenna Spectrum Sensing of a Second-Order Cyclostationary Signal // 4th IEEE International Workshop on Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing (CAMSAP). — 2011. — P. 329–332.

32. Bekkerman, I., Tabrikian, J. Target detection and localization using MIMO radars and sonars // IEEE Transactions on Signal Processing. — 2006. — Vol. 54, No. 10. — P. 3873–3883.

33. Björnson E., Hoydis J., Kountouris M., Debbah M. Massive MIMO Systems with Non-Ideal Hardware: Energy Efficiency, Estimation, and Capacity Limits // IEEE Transactions on Information Theory. — 2014. — Vol. 60, No. 11. — P. 7112–7139. — DOI: 10.1109/TIT.2014.2354403.

34. Lee B., Choi J., Seol J.-Y., Love D. J., Shim B. Antenna Grouping Based Feedback Compression for FDD-Based Massive MIMO Systems // IEEE Transactions on Communications. — 2015. — Vol. 63, No. 9. — P. 3261–3274.

35. Cabric D., Mishra S. M., Brodersen R. W. Implementation Issues in Spectrum Sensing for Cognitive Radios // Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. — 2004. — P. 772–776.

36. Chen J., Gibson A., Zafar J. Cyclostationary Spectrum Detection in Cognitive Radios // IET Seminar on Cognitive Radio and Software Defined Radios: Technologies and Techniques. — 2008. — P. 1–5.

37. Chen Z., Björnson E., Larsson E. G. Dynamic Resource Allocation in Co-Located and Cell-Free Massive MIMO // IEEE Transactions on Green Communications

and Networking. — 2020. — Vol. 4, No. 1. — P. 209–220. — DOI: 10.1109/TGCN.2019.2953575.

38. Cho D., Narieda S. A Weighted Diversity Combining Technique for Cyclostationarity Detection Based Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks // IEEE 16th International Symposium on a World of Wireless, Mobile and Multimedia Networks (WoWMoM). — 2015. — P. 1–6.

39. Chu S., X. Wang, and Y. Yang, Adaptive Scheduling in MIMO-Based Heterogeneous ad hoc Networks // IEEE Transactions on Mobile Computing. — 2014. — Vol. 13, No. 5. — P. 964–978.

40. Xiao C., Yang C., Li M. Efficient Alternating Least Squares Algorithms for Low Multilinear Rank Approximation of Tensors // Journal of Scientific Computing. — 2021. — Vol. 87. — P. 1–25.

41. Concha J. I., Poor H. V. Multiaccess Quantum Channels // IEEE Transactions on Information Theory. — 2004. — Vol. 50, No. 5. — P. 725–747.

42. del Coso A., Simoens S. Distributed Compression for MIMO Coordinated Networks with a Backhaul Constraint // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2009. — Vol. 8, No. 9. — P. 4698–4709. — DOI: 10.1109/TWC.2009.081148.

43. Cui G. Q., Lu Y., Zeng G. H. A New Scheme for Quantum Key Distribution in Free-Space // Proceedings of the 15th Asia-Pacific Conference on Communications (APCC 2009). — Shanghai, 2009. — P. 637–640.

44. Ng D. W. K., Lo E. S., Schober R. Dynamic Resource Allocation in MIMO-OFDMA Systems with Full-Duplex and Hybrid Relaying // IEEE Transactions on Communications. — 2012. — Vol. 60, No. 5. — P. 1291–1304.

45. Tse D., Viswanath P. Fundamentals of Wireless Communication. — Cambridge: Cambridge University Press, 2005 — 564 p.

46. ETSI EN 302 307-2 V1.1.1. Digital Video Broadcasting (DVB); Second Generation Framing Structure, Channel Coding and Modulation Systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and Other Broadband Satellite Applications; Part 2: DVB-S2 Extensions (DVB-S2X). — ETSI, 2014 — 135 p.

47. Ramamurthy B. MIMO for Satellite Communication Systems: PhD Thesis. — Adelaide: University of South Australia, 2018. — 149 p.
48. Carroll J. D., Chang J.-J. Analysis of Individual Differences in Multidimensional Scaling via an N-Way Generalization of “Eckart–Young” Decomposition // *Psychometrika*. — 1970. — Vol. 35, No. 3. — P. 283–319.
49. Björnson E., Hoydis J., Sanguinetti L. Massive MIMO Networks: Spectral, Energy, and Hardware Efficiency // *Foundations and Trends in Signal Processing*. — 2017. — Vol. 11, Nos. 3–4. — P. 154–655. — DOI: 10.1561/20000000093.
50. Ferrara N. G., Bhuiyan M. Z., Söderholm S. et al. A New Implementation of Narrowband Interference Detection, Characterization, and Mitigation Technique for a Software-Defined Multi-GNSS Receiver // *GPS Solutions*. — 2018. — Vol. 22, No. 4. — P. 1–15.
51. Foschini G. J., Gans M. J. On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas // *Wireless Personal Communications*. — 1998. — Vol. 6, No. 3. — P. 311–335. — DOI: 10.1023/A:1008889222784.
52. Gabay M., Arnon S. Quantum Key Distribution by a Free-Space MIMO System // *Journal of Lightwave Technology*. — 2006. — Vol. 24, No. 8. — P. 3114–3120.
53. Gao, S., Hui, R. Frequency-modulated continuouswave lidar using I/Q modulator for simplified heterodyne detection // *Optics Letters*. — 2012. — Vol. 37, No. 11. — P. 2022–2024.
54. Gardner W. A., Spooner C. Performance Advantages of Cyclic Feature Detectors // *IEEE Transactions on Communications*. — 1992. — Vol. 40, No. 1. — P. 149–159.
55. Gesbert D., Kountouris M., R. W. Heath, Jr., C. B. Chae, T. Salzer, From Single user to Multiuser Communications: Shifting the MIMO paradigm // *IEEE Signal Processing Magazine*. — 2007. — Vol. 24, No. 5. — P. 36–46.
56. Ghosh A., Ratasuk R., Mondal B., Mangalvedhe N., Thomas T. LTE-Advanced: Next-Generation Wireless Broadband Technology // *IEEE Wireless Communications*. — 2010. — Vol. 17, No. 3. — P. 10–22.

57. Godara L. C. Applications of Antenna Arrays to Mobile Communications. Part I: Performance Improvement, Feasibility, and System Considerations // Proceedings of the IEEE. — 1997. — Vol. 85, No. 7. — P. 1031–1060.
58. Guo Y., Shi R. H., Zeng G. H. Secure Networking Quantum Key Distribution Schemes with Greenberger–Horne–Zeilinger States // Physica Scripta. — 2010. — Vol. 81, No. 4. — Article 045006. — DOI: 10.1088/0031-8949/81/04/045006. — URL: <https://doi.org/10.1088/0031-8949/81/04/045006> (дата обращения: 21.09.2024).
59. H. Ju, Y. Long, X. Fang, R. He, and L. Jiao, Systematic beam management in mmWave networks: Tradeoff among beam coverage, link budget, and interference control // IEEE Trans. Veh. Technol.. — 2020. — Vol. 69, No. 12. — P. 15325–15334.
60. Hanzo L., Akhtman J., Wang L. MIMO-OFDM for LTE, WiFi, and WiMAX: Coherent versus Non-Coherent and Cooperative Turbo-Transceivers. — IEEE Press, 2011— 692 p.
61. Bölcskei H. MIMO-OFDM Wireless Systems: Basics, Perspectives, and Challenges // IEEE Wireless Communications. — 2006. — Vol. 13, No. 4. — P. 31–37.
62. Hoang D. T., D. Niyato, P. Wang, and D. I. Kim, Opportunistic Channel Access and RF Energy Harvesting in Cognitive Radio Networks // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. — 2014. — Vol. 32, No. 11. — P. 2039–2052.
63. Hosseini, N., Khatun, M., Guo, C., Du, K., Ozdemir, O., Matolak, D., Guvenc, I., Mehrpouyan, H. Attenuation of Several Common Building Materials: Millimeter-Wave Frequency Bands 28, 73, and 91 GHz // IEEE Antennas and Propagation Magazine. — 2020. — Vol. 63. — P. 40–50. — DOI: 10.1109/map.2020.3043445.
64. Hoydis J., ten Brink S., Debbah M. Massive MIMO in the UL/DL of Cellular Networks: How Many Antennas Do We Need? // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. — 2013. — Vol. 31, No. 2. — P. 160–171.
65. Huang G., Tugnait J. K. On Cyclostationarity Based Spectrum Sensing under Uncertain Gaussian Noise // IEEE Transactions on Signal Processing. — 2013. — Vol. 61, No. 8. — P. 2042–2054.
66. Hussain S., Jaffer G. Maximizing Throughput of the GEO Satellite at C/Ku Bands. — Research Square, 2021. — 12 p — DOI: 10.21203/rs.3.rs-1045817/v1.

67. Jolliffe I. T. Principal Component Analysis. — 2nd ed. — New York: Springer, 2002 — 488 p.
68. Isheden C., Chong Z., Jorswieck E., Fettweis G. Framework for Link-Level Energy Efficiency Optimization with Informed Transmitter // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2012. — Vol. 11, No. 8. — P. 2946–2957. — DOI: 10.1109/TWC.2012.060412.111829.
69. Oseledets I. V. Tensor-Train Decomposition // SIAM Journal on Scientific Computing. — 2011. — Vol. 33, No. 5. — P. 2295–2317.
70. Kang D., Kim D., Cho Y., Kim J., Park B., Zhao C., Kim B. 1.6–2.1 GHz Broadband Doherty Power Amplifiers for LTE Handset Applications // IEEE MTT-S International Microwave Symposium. — 2011. — P. 1–4.
71. Pearson K. On Lines and Planes of Closest Fit to Systems of Points in Space // The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science. — 1901. — Vol. 2, No. 11. — P. 559–572.
72. Khan Z., J. J. Lehtomaki, L. A. DaSilva, E. Hossain, and M. L. Aho, Opportunistic Channel Selection by Cognitive Wireless Nodes under Imperfect Observations and Limited Memory: A Repeated Game Model // IEEE Transactions on Mobile Computing. — 2016. — Vol. 15, No. 1. — P. 173–187.
73. Kim S. J. and G. B. Giannakis, Optimal Resource Allocation for MIMO ad hoc Cognitive Radio Networks // IEEE Transactions on Information Theory. — 2011. — Vol. 57, No. 5. — P. 3117–3131.
74. Kobayashi H., Le Gall F., Nishimura H., Roetteler M. Perfect Quantum Network Communication Protocol Based on Classical Network Coding // Proceedings of the 2010 IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT). — 2010. — P. 2686–2690.
75. Kolodzy P. J. Interference Temperature: A Metric for Dynamic Spectrum Utilization // International Journal of Network Management. — 2006. — Vol. 1, No. 6. — P. 103–113.
76. Kumar R., Gurugubelli J. How Green the LTE Technology Can Be? // 2nd International Conference on Wireless Communication, Vehicular Technology,

Information Theory and Aerospace & Electronic Systems Technology (Wireless VITAE). — Chennai, 2011. — P. 1–5.

77. Kyritsi, P., & Chizhik, D. Capacity of multiple antenna systems in free space and above perfect ground // IEEE Communications Letters. — 2002. — Vol. 6, No. 8. — P. 325–327.

78. Lagunas, E., Tsinos, C., Sharma, S., Chatzinotas, S. 5G Cellular and Fixed Satellite Service Spectrum Coexistence in C-Band // IEEE Access. — 2020. — Vol. 8. — P. 72078–72094. — DOI: 10.1109/ACCESS.2020.2985012.

79. Tucker L. R. Some Mathematical Notes on Three-Mode Factor Analysis // Psychometrika. — 1966. — Vol. 31, No. 3. — P. 279–311.

80. Lee, N., & Kang, J. Adaptive switching between space-time and space-frequency block coded OFDM Systems // Proc. IEEE Military Communications Conference. — 2008. — San Diego. — P. 7–13. DOI: 10.1109/MILCOM.2008.4753221.

81. Liolis, K., Panagopoulos, A., Cottis, P. Multi-Satellite MIMO Communications at Ku-Band and Above: Investigations on Spatial Multiplexing for Capacity Improvement and Selection Diversity for Interference Mitigation // EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. — 2007. — Vol. 2007. — P. 1–11. — DOI: 10.1155/2007/59608.

82. Liu Y., Zhao X., Zhou H. et al. Low-Complexity Spectrum Sensing for MIMO Communication Systems Based on Cyclostationarity // EURASIP Journal on Advances in Signal Processing. — 2019. — Vol. 2019. — Article 29. — DOI: 10.1186/s13634-019-0624-6. — P. 1–14. — DOI: 10.1186/s13634-019-0624-6.

83. Lozano A., Jindal N. Transmit Diversity vs. Spatial Multiplexing in Modern MIMO Systems // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2010. — Vol. 9, No. 1. — P. 186–197.

84. Lunden J., Koivunen V., Huttunen A., Poor H. V. Spectrum Sensing in Cognitive Radios Based on Multiple Cyclic Frequencies // 2nd International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CROWNCOM). — 2007. — P. 37–43.

85. Kim M., Venturelli D., Jamieson K. Leveraging Quantum Annealing for Large MIMO Processing in Centralized Radio Access Networks // Proceedings of the ACM Special Interest Group on Data Communication. — 2019. — P. 241–255.
86. Ma, C., Yeo, T. S., Zhao, Y., Feng, J. MIMO radar 3D imaging based on combined amplitude and total variation cost function with sequential order one negative exponential form // IEEE Transactions on Image Processing. — 2014. — Vol. 23, No. 5. — P. 2168–2183.
87. Mesleh, R., Ikki, S., Aggoune, H. Quadrature Spatial Modulation // IEEE Transactions on Vehicular Technology. — 2015. — Vol. 64. — P. 2738–2742. — DOI: 10.1109/TVT.2014.2344036.
88. Jensen M. A., Wallace J. W. A Review of Antennas and Propagation for MIMO Wireless Communications // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. — 2004. — Vol. 52, No. 11. — P. 2810–2824.
89. Honig M. L., Xiao W. Performance of Reduced-Rank Linear Interference Suppression // IEEE Transactions on Information Theory. — 2001. — Vol. 47, No. 5. — P. 1928–1946.
90. Sim M. S., Park J., Chae C.-B., Heath R. W. Compressed Channel Feedback for Correlated Massive MIMO Systems // Journal of Communications and Networks. — 2016. — Vol. 18, No. 1. — P. 95–104.
91. Mitola J. Cognitive Radio: An Integrated Agent Architecture for Software Defined Radio: PhD Dissertation. — Stockholm: Royal Institute of Technology (KTH), 2000 — 313 p.
92. Mitola J., Maguire G. Q. Cognitive Radio: Making Software Radios More Personal // IEEE Personal Communications. — 1999. — Vol. 6, No. 4. — P. 13–18.
93. Mutashar R. A., Tahir A. S., Al-Tumah W. A. G. Design of High Gain Slotted Circular Microstrip Antenna for X-Band Applications // Basrah Journal of Science. — 2021. — Vol. 39, No. 3. — P. 414–431. — DOI: 10.29072/basjs.20213016.
94. Anand N., Lee J., Lee S.-J., Knightly E. W. Mode and User Selection for Multi-User MIMO WLANs without CSI // 2015 IEEE Conference on Computer Communications (INFOCOM). — 2015. — P. 451–459.

95. Narieda S., Hada T. Signal Cyclostationarity Detection Based Spectrum Sensing Using Simple Diversity Combining Technique and Its Implementation // *Wireless Personal Communications*. — 2017. — Vol. 96, No. 1. — P. 909–924.

96. Нгием В. Д. Методы пространственно-временного кодирования сигналов в нестационарных частотно-селективных каналах MIMO-OFDM систем связи // *Труды учебных заведений связи*. — 2026. — Т. 12, № 1. — С. 69–80.

97. Нгием В. Д., Дворкович А. В. Энергетическая эффективность в многосотовых Massive MIMO: влияние схем обработки и параметров аппаратной реализации // *Труды учебных заведений связи*. — 2026. — Т. 12, № 2. — С. 45–52.

98. Dong N. V. Study of Error Resilience Efficiency of Viterbi Convolutional Coding Combined with STBC in MIMO Systems // *9th International Conference on Information, Control, and Communication Technologies (ICCT)*. 2025. — P. 1–5.

99. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2026664764 Российская Федерация. Программа для расчета спектральной и энергетической эффективности / Нгием В. Д. — Автор и правообладатель. — № 2026662163; заявл. 21.04.2026; опубл. 18.05.2026.

100. Нгием В. Д. Метод модифицированной прямоугольной квадратурной амплитудной модуляции для уменьшения взаимного влияния систем спутниковой связи // VIII Международная научно-практическая конференция «Актуальные проблемы и перспективы развития радиотехнических и инфокоммуникационных систем» (РАДИОИНФОКОМ-2024). — Москва, 2024. — С. 192–195.

101. Нгием В. Д. Адаптивное распределение мощности и выбор матриц предварительного кодирования в многопользовательских системах Massive MIMO с учетом корреляции каналов и аппаратных искажений // IX Международная научно-практическая конференция «Актуальные проблемы и перспективы развития радиотехнических и инфокоммуникационных систем» (РАДИОИНФОКОМ-2025). — Москва, 2025. — С. 179 — 181.

102. Ngo H. Q., E. G. Larsson, and T. L. Marzetta, Energy and spectral efficiency of very large multiuser MIMO systems, *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 61, No. 4, P. 1436–1449, Apr. 2013.

103. Nielsen M. A., Chuang I. L. Quantum Computation and Quantum Information. — Cambridge: Cambridge University Press, 2000 — 676 p.
104. Niu, Z., Zhang, B., Wang, J., Liu, K., Chen, Z., Yang, K., Zhou, Z., Fan, Y., Zhang, Y., Ji, D., Feng, Y., Liu, Y. The research on 220GHz multicarrier high-speed communication system // China Communications. — 2020. — Vol. 17. — P. 131–139. — DOI: 10.23919/JCC.2020.03.011.
105. Nizamaldeen, S. A., & Al-Qaradaghi, T. M. A comparison between STBC-OFDM and SFBC-OFDM // International Journal of Arts and Sciences. — 2014. — Vol. 6, No. 5. — P. 157–166.
106. Oetting J. D., Jen T. The Mobile User Objective System // Johns Hopkins APL Technical Digest. — 2011. — Vol. 30, No. 2. — P. 103–112.
107. Park S.-J. Triangular Quadrature Amplitude Modulation // IEEE Communications Letters. — 2007. — Vol. 11, No. 4. — P. 292–294. — DOI: 10.1109/LCOM.2007.348278.
108. Peev M., Poppe A., Maurhart O., Lorünser T., Länger T., Pacher C. The SECOQC Quantum Key Distribution Network in Vienna // ECOC 2009. — Vienna, 2009. — P. 20–24.
109. Peynot T., Underwood J., Scheduling S. Towards Reliable Perception for Unmanned Ground Vehicles in Challenging Conditions // 2009 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems. — 2009. — P. 1170–1176.
110. Piemontese A., Modenini A., Colavolpe G., Alagha N. S. Improving the Spectral Efficiency of Nonlinear Satellite Systems through Time-Frequency Packing and Advanced Receiver Processing // IEEE Transactions on Communications. — 2013. — Vol. 61, No. 8. — P. 3404–3412.
111. Pillai K. Symbol Error Rate for M-QAM Modulation [Электронный ресурс] // EE Times. — 2008. — URL: <https://www.eetimes.com/symbol-error-rate-for-m-qam-modulation/> (дата обращения: 14.08.2026).
112. Kuo P.-H., Kung H. T., Ting P.-A. Compressive Sensing Based Channel Feedback Protocols for Spatially-Correlated Massive Antenna Arrays // 2012 IEEE

Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). — 2012. — P. 492–497.

113. Politis C., Kalantari A., Maleki S., Chatzinotas S. On-Board Interference Detection and Localization for Satellite Communication // *Satellite Communications in the 5G Era* / ed. by S. K. Sharma, S. Chatzinotas, P.-D. Arapoglou. — IET, 2018. — P. 397–423. — DOI: 10.1049/PBTE079E\_ch14.

114. Politis C., Maleki S., Tsinos C. et al. On-Board Satellite Interference Detection with Imperfect Signal Cancellation // *17th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*. — Edinburgh, 2016. — P. 1–5.

115. Q. Liu, S. Zhou, and G. B. Giannakis, Queuing with adaptive modulation and coding over wireless links: cross-layer analysis and design, *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, Vol. 4, No. 3, P. 1142–1153, May 2005.

116. Heath R. W., Giannakis G. B. Exploiting Input Cyclostationarity for Blind Channel Identification in OFDM Systems // *IEEE Transactions on Signal Processing*. — 1999. — Vol. 47, No. 3. — P. 848–856.

117. Ramírez D., Schreier P. J., Vía J., Santamaría I., Scharf L. L. Detection of Multivariate Cyclostationarity // *IEEE Transactions on Signal Processing*. — 2015. — Vol. 63, No. 20. — P. 5395–5408.

118. Harshman R. A. Foundations of the PARAFAC Procedure: Models and Conditions for an “Explanatory” Multimodal Factor Analysis // *UCLA Working Papers in Phonetics*. — 1970. — Vol. 16. — P. 1–84.

119. Chataut R., Akl R. Massive MIMO Systems for 5G and Beyond Networks—Overview, Recent Trends, Challenges, and Future Research Direction // *Sensors*. — 2020. — Vol. 20, No. 10. — Article 2753 — DOI: 10.3390/s20102753. — P 1-35. — DOI: 10.3390/s20102753.

120. S. Cetinkaya and H. Arslan, Beamspace MIMO systems with reduced beam selection complexity // *IEEE Communications Letters*. — 2023. — Vol. 27. — P. 1427–1431.

121. Kasi S., Kaewell J., Jamieson K. A Quantum Annealer-Enabled Decoder and Hardware Topology for NextG Wireless Polar Codes // *IEEE Transactions on Wireless*

Communications. — 2024. — Vol. 23, No. 4. — P. 3780–3794. — DOI: 10.1109/TWC.2023.3311204.

122. S. Tapaswi, R. S. Jadoan, and P. Sharma, Dynamic Spectrum Allocation Technique with Reduced Noise in Cognitive Radio Networks // International Journal of Computer Science and Network Security. — 2010. — Vol. 10, No. 1. — P. 274–280.

123. Thurpati S., Muthuchidamabaranathan P. Performance Analysis of Linear and Hybrid Precoding on Massive MIMO System Using Truncated Polynomial Expansion // Wireless Personal Communications. — 2022. — Vol. 126, No. 2. — P. 1129–1144.

124. Sankar K. Scaling Factor in QAM [Электронный ресурс] // DSPLog. — 2007. — URL: <https://dsplog.com/2007/09/23/scaling-factor-in-qam/> (дата обращения: 14.08.2026).

125. Schwarz R. T., Knopp A., Ogermann D., Hofmann C. A., Lankl B. Optimum-Capacity MIMO Satellite Link for Fixed and Mobile Services // 2008 International ITG Workshop on Smart Antennas. — 2008. — P. 209–216.

126. Schwarz, R., Delamotte, T., Storek, K., Knopp, A. MIMO Applications for Multibeam Satellites // IEEE Transactions on Broadcasting. — 2019. — Vol. 65. — P. 664–681. — DOI: 10.1109/TBC.2019.2898150.

127. Hassanien A., Vorobyov S. A. Transmit/Receive Beamforming for MIMO Radar with Colocated Antennas // 2009 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). — Taipei, Taiwan, 2009. — P. 2089–2092. — DOI: 10.1109/ICASSP.2009.4960027.

128. Senthilmurugan S., Ansari J., Mähönen P., Venkatesh T. G., Petrova M. Channel Selection Algorithm for Cognitive Radio Networks with Heavy-Tailed Idle Times // IEEE Transactions on Mobile Computing. — 2017. — Vol. 16, No. 5. — P. 1258–1271. — DOI: 10.1109/TMC.2016.2592917.

129. Zarei S., Gerstacker W., Muller R. R., Schober R. Low-Complexity Linear Precoding for Downlink Large-Scale MIMO Systems // 2013 IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC). — 2013. — P. 1119–1124.

130. Sharma, V., Sergeyev, S., Kumar, L., Khashi, H. J. Range-speed mapping and target-classification measurements of automotive targets using photonic-radar // *Optical and Quantum Electronics*. — 2020. — Vol. 52. — P. 438. — DOI: 10.1007/s11082-020-02557-5.
131. Shepard C., Yu H., Anand N., Li E., Marzetta T., Yang R., Zhong L. Argos: Practical Many-Antenna Base Stations // *Proceedings of the ACM International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom)*. — Istanbul: ACM, 2012. — P. 53–64.
132. Stevanović I., Skrivervik A., Mosig J. R. Smart Antenna Systems for Mobile Communications. — Lausanne: École Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2003. — Technical Report — 120 p.
133. Sutton P. D., Lotze J., Nolan K. E., Doyle L. E. Cyclostationary Signature Detection in Multipath Rayleigh Fading Environments // *2nd International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications*. — 2007. — P. 408–413.
134. De Cola T., Tarchi D., Vanelli-Coralli A. Future Trends in Broadband Satellite Communications: Information-Centric Networks and Enabling Technologies // *International Journal of Satellite Communications and Networking*. — 2015. — Vol. 33, No. 5. — P. 473–490.
135. Tadayon N., Aïssa S. A Multichannel Spectrum Sensing Fusion Mechanism for Cognitive Radio Networks: Design and Application to IEEE 802.22 WRANs // *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*. — 2015. — Vol. 1, No. 4. — P. 359–371.
136. Tandra R., Sahai A. Fundamental Limits on Detection in Low SNR under Noise Uncertainty // *IEEE International Conference on Wireless Networks, Communications and Mobile Computing*. — 2005. — P. 464–469.
137. Tandra R., Sahai A. SNR Walls for Signal Detection // *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*. — 2008. — Vol. 2, No. 1. — P. 4–17.
138. Marzetta T. L. Massive MIMO: An Introduction // *Bell Labs Technical Journal*. — 2015. — Vol. 20. — P. 11–22.

139. Tombaz S., Västberg A., Zander J. Energy- and Cost-Efficient Ultra-High-Capacity Wireless Access // IEEE Wireless Communications. — 2011. — Vol. 18, No. 5. — P. 18–24.
140. Tombaz S., Sung K. W., Zander J. Impact of Densification on Energy Efficiency in Wireless Access Networks // IEEE GLOBECOM Workshop. — 2012. — P. 57–62.
141. Üstok R. F., Özbek B. Spectrum Sensing Based on Cyclostationary Feature Detection for Cognitive Radios with Multiple Antennas // IEEE 19th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU). — 2011. — P. 550–553.
142. Zeng W., Xiao C., Wang M., Lu J. Linear Precoding for Finite-Alphabet Inputs over MIMO Fading Channels with Statistical CSI // IEEE Transactions on Signal Processing. — 2012. — Vol. 60, No. 6. — P. 3134–3148.
143. Xie Z., Short R. T., Rushforth C. K. A Family of Suboptimum Detectors for Coherent Multiuser Communications // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. — 1990. — Vol. 8, No. 4. — P. 683–690.
144. Liu Y., Edfors O., Liu L., Öwall V. Reducing On-Chip Memory for Massive MIMO Baseband Processing Using Channel Compression // 2017 IEEE 86th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall). — 2017. — P. 1–5.
145. Han Y., Shin W., Lee J. Projection Based Feedback Compression for FDD Massive MIMO Systems // 2014 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps). — 2014. — P. 364–369.
146. Yang Y., Krompass D., Tresp V. Tensor-Train Recurrent Neural Networks for Video Classification // Proceedings of the International Conference on Machine Learning. — 2017. — P. 3891–3900.
147. Xiao X., Tao X., Lu J. Energy-Efficient Resource Allocation in LTE-Based MIMO-OFDMA Systems with User Rate Constraints // IEEE Transactions on Vehicular Technology. — 2015. — Vol. 64, No. 1. — P. 185–197.
148. Xie R., Yu F. R., Ji H. Dynamic Resource Allocation for Heterogeneous Services in Cognitive Radio Networks with Imperfect Channel Sensing // IEEE Transactions on Vehicular Technology. — 2012. — Vol. 61, No. 2. — P. 770–780.

149. An Y., Huang X., Zhu K., Xiao Y. Multiusers Cooperative Transmitting Algorithm in Cognitive WLAN // *Journal of Networks*. — 2012. — Vol. 7, No. 8. — P. 1164–1169.
150. Wang W., Shin K. G., Wang W. Distributed Resource Allocation Based on Queue Balancing in Multihop Cognitive Radio Networks // *IEEE/ACM Transactions on Networking*. — 2012. — Vol. 20, No. 3. — P. 837–850.
151. Yao T., Zhu D., Ben D., Pan S. Distributed MIMO Chaotic Radar Based on Wavelength-Division Multiplexing Technology // *Optics Letters*. — 2015. — Vol. 40, No. 8. — P. 1631–1634.
152. Yang H., Chun J. An Improved Algebraic Solution for Moving Target Localization in Non-Coherent MIMO Radar Systems // *IEEE Transactions on Signal Processing*. — 2016. — Vol. 64, No. 1. — P. 258–270.
153. Zhao S. M., Zheng B. Y. Quantum Multi-User Detection // *Proceedings of the Eighth International Symposium on Signal Processing and Its Applications*. — 2005. — Vol. 2. — P. 371–374.
154. Zhao S. M., Zheng B. Y. Multi-User Detection Based on Quantum Square-Root Measurement // *International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*. — 2007. — P. 743–746.
155. Vaughan R. G. On Optimum Combining at the Mobile // *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. — 2008. — Vol. 37. — P. 181–188.
156. Vasseur H. Degradation of Availability Performance in Dual-Polarized Satellite Communications Systems // *IEEE Transactions on Communications*. — 2000. — Vol. 48. — P. 465–472. — DOI: 10.1109/26.837049.
157. Zhodzishsky M. I., Vorobiev M. Y., Prasolov V. A., Ashjaee J. Apparatuses and Methods of Suppressing a Narrow-Band Interference with a Compensator and Adjustment Loops: US Patent No. 6219376 B1, Application No. 09/027,550. — Publ. 17.04.2001.
158. Zappone A., Jorswieck E. Energy Efficiency in Wireless Networks via Fractional Programming Theory // *Foundations and Trends in Communications and Information Theory*. — 2015. — Vol. 11, No. 3–4. — P. 185–396.

159. Verdú S. On Channel Capacity per Unit Cost // IEEE Transactions on Information Theory. — 1990. — Vol. 36, No. 5. — P. 1019–1030.
160. Yang H., Marzetta T. L. Total Energy Efficiency of Cellular Large Scale Antenna System Multiple Access Mobile Networks // IEEE Online Conference on Green Communications (GreenCom). — 2013. — P. 27–32.
161. Yeh H. G. Architectures for MIMO-OFDM System in Frequency Selective Mobile Fading Channels // IEEE Transactions on Circuits and Systems. — 2015. — Vol. 62, No. 12. — P. 1189–1193.
162. Yeh H., Chang Y. K., Hassibi B. A Scheme for Canceling Inter-carrier Interference through Conjugate Transmission for Multicarrier Communication Systems // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2007. — Vol. 6, No. 1. — P. 3–7.
163. Youssefi A., Bounouader N., Guennoun Z., El J. Adaptive Switching between Space-Time and Space-Frequency Block Coded OFDM Systems in Rayleigh Fading Channel // International Journal of Communications, Network and System Sciences. — 2013. — No. 6. — P. 316–323.
164. Корягина С. А. Безопасность в беспроводных корпоративных сетях : монография. — Москва : National Research, 2021. — 95 с. — ISBN 978-1-952243-30-1. — DOI: 10.25726/NR.97819522431301.

**Приложение А. Акт внедрения результатов с нотариально заверенным переводом**

**CỘNG HÒA XÃ HỘI CHỦ NGHĨA VIỆT NAM**  
**Độc lập – Tự do – Hạnh phúc**

**GIẤY CHỨNG NHẬN**

**Về việc ứng dụng kết quả luận án tiến sĩ của nghiên cứu sinh**  
**Nghiêm Văn Đông tại trường Đại học Vật lý kỹ thuật Moscow**

**Đề tài: “ỨNG DỤNG CÔNG NGHỆ MIMO NHẪM NÂNG CAO HIỆU QUẢ**  
**PHỔ CỦA CÁC HỆ THỐNG THÔNG TIN VÔ TUYẾN”**

Văn bản này xác nhận rằng các kết quả của Luận án Tiến sĩ do nghiên cứu sinh Nghiêm Văn Đông thực hiện đã được ứng dụng trong quá trình nghiên cứu, phát triển các hệ thống thông tin vô tuyến sử dụng công nghệ MIMO, phục vụ nghiên cứu khoa học, giảng dạy và ứng dụng thực tiễn tại các viện nghiên cứu và tổ chức công nghệ.

Trong luận án đã đề xuất các phương pháp đánh giá và nâng cao hiệu quả phổ của hệ thống MIMO, các thuật toán xử lý tín hiệu không gian – thời gian thích nghi và bù lỗi trong kênh truyền dữ liệu, cho phép giảm ảnh hưởng của nhiễu, fading và nhiễu xuyên kênh mà không cần mở rộng băng tần và không cần tăng công suất phát.

Các kết quả của luận án đã được ứng dụng hiệu quả trong nghiên cứu lý thuyết, mô phỏng và triển khai thực nghiệm, góp phần nâng cao hiệu quả phổ, hiệu quả năng lượng và chất lượng truyền dữ liệu trong các hệ thống thông tin vô tuyến sử dụng công nghệ MIMO và có triển vọng phát triển mở rộng trong tương lai.

Hà Nội, Ngày 24 tháng 7 năm 2026



**Ninh Thành Nguyễn**

**СОЦИАЛИСТИЧЕСКАЯ РЕСПУБЛИКА ВЬЕТНАМ****Независимость – Свобода - Счастье****АКТ**

о внедрении результатов кандидатской диссертационной работы  
аспиранта Московский физико-технического института Нгьем Ван Донга

**Тема: «ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИИ МІМО ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ  
СПЕКТРАЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМ  
СВЯЗИ»**

Настоящим актом подтверждается, что результаты кандидатской диссертационной работы аспиранта Нгьем Ван Донга внедрены при разработке и развитии беспроводных систем связи, использующих технологию МІМО, для научных исследований, преподавания и практического применения в исследовательских институтах и технологических организациях.

В диссертации предложены методы оценки и повышения спектральной эффективности МІМО-систем, алгоритмы адаптивной пространственно-временной обработки сигналов и компенсации ошибок в каналах передачи данных, позволяющие снизить влияние шумов, замираний и межканальной интерференции без расширения полосы частот и увеличения мощности передачи.

Результаты диссертационной работы эффективно внедрены теоретических исследованиях, так и при имитационном моделировании и практической реализации, способствуя повышению спектральной эффективности, энергетической эффективности и качества передачи данных в беспроводных системах связи, использующих технологию МІМО.

Печать: ГОРОД ХАНОЙ \* АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО ТОРГОВЛИ И  
РАЗВИТИЯ ТЕХНОЛОГИЙ ЭЛЕКТРОНИКИ E-STARS \* РЕГИСТРАЦИОННЫЙ  
НОМЕР ПРЕДПРИЯТИЯ: 0109866349

Ханой, 28 числа 7 месяца 2026 года

**ДИРЕКТОР**  
*/подпись/*

**Нинь Тхань Нгуен**

A large, stylized handwritten signature in blue ink, consisting of a large loop on the left and a smaller loop on the right, connected by a horizontal line.

*Перевод данного текста выполнен переводчиком Ещенко Александрой Григорьевной.*

**Российская Федерация**

**Город Москва**

**Третьего сентября две тысячи двадцать шестого года**

Я, Родина Ульяна Алексеевна, временно исполняющая обязанности нотариуса города Москвы Корона Владимира Константиновича, свидетельствую подлинность подписи переводчика Ещенко Александры Григорьевны.

Подпись сделана в моем присутствии.

Личность подписавшего документ установлена.

Зарегистрировано в реестре: № 77/2138-и/77-2026- *13-1281*

Уплачено за совершение нотариального действия: 400 руб. 00 коп.

Всего пронумеровано, пронумеровано  
и скреплено печатью *3* лист(а)(ов)

ВРИО нотариуса

У.А. Родина

Приложение Б. Свидетельство о государственной регистрации программ для  
ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



**СВИДЕТЕЛЬСТВО**  
о государственной регистрации программы для ЭВМ

**№ 2026664764**

**Программа для расчёта спектральной и энергетической  
эффективности.**

Правообладатель: **Нгием Ван Донг (RU)**

Автор(ы): **Нгием Ван Донг (RU)**

Заявка № **2026662163**  
Дата поступления **21 апреля 2026 г.**  
Дата государственной регистрации  
в Реестре программ для ЭВМ **18 мая 2026 г.**



Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ  
Сертификат 00a570e4f7adfd531b4b8818e75f29506  
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**  
Действителен с 04.07.2025 по 28.11.2026

**Ю.С. Зубов**