

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

На правах рукописи



Нгуен Ван Хань

**ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ
ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ
СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ МОДИФИЦИРОВАННОЙ ТРЕХМЕРНОЙ
МОДЕЛИ РАССЕЙВАТЕЛЕЙ**

Специальность:

2.2.13. Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель
кандидат технических наук, доцент
Паршин Александр Юрьевич

Рязань 2026

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
ГЛАВА 1. МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ КАНАЛОВ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В ТРЕХМЕРНОМ ПРОСТРАНСТВЕ	12
1.1. Проблема передачи информации при наличии рассеивателей.....	12
1.2. Двумерные модели канала передачи информации	15
1.3. Трехмерные модели распределения рассеивателей в системах МІМО.....	21
1.4. Расчет канальной матрицы МІМО-системы при трехмерном распределении рассеивателей.....	30
1.5. Оценка влияния распределения угловых координат рассеивателей на корреляционные свойства канальных коэффициентов	33
1.6. Постановка задачи диссертационного исследования.....	40
1.7. Выводы	41
ГЛАВА 2. АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО КОДИРОВАНИЯ НА ОСНОВЕ ТРЕХМЕРНОЙ МОДЕЛИ РАССЕЙВАТЕЛЕЙ	43
2.1. Принципы пространственно-временного кодирования	43
2.2. Пространственно-временное блочное кодирование Аламоути.....	45
2.3. Пространственное кодирование методом BLAST	47
2.4. Алгоритмы пространственно-временного декодирования	50
2.5. Анализ вероятности битовой ошибки пространственно-временного кодирования и декодирования при наличии рассеивателей	53
2.6. Анализ эффективности алгоритмов декодирования сигналов МІМО системы при трехмерном моделировании расположения рассеивателей.....	58
2.7. Анализ пропускной способности радиосистемы с использованием ортогонального пространственно-временного блочного кодирования	60
2.8. Выводы	65
ГЛАВА 3. СРАВНИТЕЛЬНАЯ ЭФФЕКТИВНОСТЬ АЛГОРИТМА ОТНОСИТЕЛЬНОГО ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО КОДИРОВАНИЯ	67
3.1. Принципы относительного пространственно-временного кодирования	67

3.2. Алгоритмы относительного пространственно-временного кодирования и декодирования в MIMO-системах	70
3.3. Влияние погрешности оценки канальной матрицы на эффективность пространственно-временного кодирования.....	77
3.4. Оценка эффективности алгоритмов кодирования в условиях погрешности оценки канальной матрицы	82
3.5. Энергоэффективность MIMO системы с использованием пространственно-временного кодирования	88
3.6. Оценка пропускной способности MIMO системы при наличии погрешности оценки канальной матрицы и рассеивателей	91
3.7. Выводы	99
ГЛАВА 4. АСПЕКТЫ ТЕХНИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ АЛГОРИТМОВ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО КОДИРОВАНИЯ	101
4.1. Беспроводные сенсорные сети и кооперативные MIMO-системы как область применения	101
4.2. Оценка матрицы канальных коэффициентов для системы MIMO в среде GNU Radio с использованием USRP X300	114
4.3. Исследование эффективности пространственно-временных алгоритмов MIMO-систем в среде GNU Radio.....	122
4.4. Выводы	135
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	137
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	138
СПИСОК УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ	153
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ.....	155
ПРИЛОЖЕНИЕ.....	156
П1. Акты внедрения	156
П2. Свидетельства о государственной регистрации программы для ЭВМ.....	163
П3. Блок-схемы в среде GNU Radio	165
П4. Листинг программы	166

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования. В настоящее время наблюдается стремительное развитие беспроводных радиосистем передачи информации, сопровождающееся ростом объемов передаваемых данных и повышением требований к пропускной способности и надежности передачи. Усложнение условий функционирования современных радиосистем требует обеспечения устойчивой передачи информации даже в сложных условиях распространения радиосигналов.

Одним из ключевых направлений повышения эффективности беспроводных систем является применение технологий с множественным входом и выходом (MIMO), которые позволяют использовать пространственные ресурсы канала для увеличения пропускной способности и повышения надежности передачи. Сочетание технологий MIMO с методами пространственно-временной обработки сигналов обеспечивает выигрыш за счет пространственного разнесения и позволяет эффективно компенсировать влияние замираний.

Большинство методов пространственно-временной обработки требуют знания информации о состоянии канала передачи, оценка которого выполняется с помощью пилотных сигналов. Однако пилотные сигналы занимают часть ресурсов системы, а результаты их обработки содержат ошибки оценки. Кроме того, в реальных условиях канал подвержен влиянию множества факторов, искажающих фазовые и амплитудные характеристики сигнала, что усложняет процесс оценки канала и может существенно снижать производительность системы.

Особую сложность представляет моделирование и анализ каналов в трехмерном пространстве, где необходимо учитывать не только азимутальные, но и угломестные компоненты распространения сигнала. Традиционные двумерные модели оказываются недостаточными для адекватного описания реальных сценариев, особенно при наличии множества эффективных рассеивателей, расположенных вблизи радиотехнических средств. В связи с этим возникает необходимость разработки и исследования трехмерных геометрических моделей расположения рассеивателей, а также оценки влияния их пространственного

распределения на характеристики канальной матрицы и эффективность алгоритмов пространственно-временной обработки сигналов.

Для современных беспроводных систем характерно существенное разнообразие условий распространения радиосигналов: возможны режимы прямой видимости и многолучевого рассеяния, различная степень пространственной концентрации рассеивателей, а также наличие или отсутствие достоверной информации о состоянии канала. В этих условиях эффективность алгоритмов пространственно-временного кодирования и декодирования оказывается различной. Пространственно-временное блочное кодирование Аламоути целесообразно применять при наличии достаточно точной оценки канала, когда требуется обеспечить высокую помехоустойчивость и надежность передачи. Относительное пространственно-временное кодирование представляет особый интерес для быстроизменяющихся каналов и сценариев, в которых оценка матрицы канала затруднена либо сопровождается значительными погрешностями. Следовательно, актуальной является не только задача разработки трехмерной модели расположения рассеивателей в ММО-канале, но и задача установления областей применимости алгоритмов кодирования Аламоути и относительного кодирования в зависимости от условий распространения радиосигнала и качества оценки канала.

Степень разработанности темы исследования. Вопросы анализа и разработки методов повышения эффективности радиосистем передачи информации активно исследовались в трудах русских и зарубежных ученых. В области многоантенных технологий, пространственно-временной обработки внесли большой вклад такие ученые, как И. Я. Кремер, С. Е. Фалькович, А. Г. Флакман, Д. Д. Кловский, В. Г. Карташевский, Ю. Н. Паршин, В. В. Чапурский, В. Т. Ермолаев, М. Г. Бакулин, В. Б. Крейнделин, А. П. Шумов, В.И. Парфенов, А. А. Коростелев, М. А. Быховский, В. П. Федосов, И. В. Рябов, С. Б. Саломатин и другие. Среди зарубежных ученых значительный вклад внесли S. Alamouti, A. V. Gershman, M. A. Pätzold, V. Kuhn, B. Vucetic, L. Hanzo, E. G. Larsson, B. M. Hochwald, V. Tarokh, T. X. Nam и другие.

Целью диссертационной работы является разработка трехмерной геометрической модели расположения рассеивателей в MIMO канале передачи информации и оценка эффективности известных алгоритмов пространственно-временного кодирования и декодирования сигналов.

Объектом исследования являются многоканальные системы передачи информации, располагающиеся в области наличия рассеивателей, формирующих многолучевое распространение сигнала.

Предметом исследования являются модели расположения рассеивателей в канале передачи информации с многоканальными системами передачи, а также алгоритмы приема и обработки сигналов в системах MIMO с пространственно-временным кодированием и декодированием.

Задачи исследования. Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие основные задачи:

1. Исследование существующих моделей MIMO канала передачи информации при наличии рассеивателей.
2. Разработка, обоснование и математическое описание трехмерной геометрической модели расположения рассеивателей при однократном и двукратном отражении сигнала.
3. Исследование эффективности алгоритмов пространственно-временного кодирования и декодирования при использовании трехмерной геометрической модели расположения рассеивателей.
4. Оценка энергоэффективности MIMO систем при использовании пространственно-временных алгоритмов кодирования и декодирования.
5. Экспериментальная оценка характеристик MIMO канала при использовании пространственно-временных алгоритмов кодирования и декодирования.

Научная новизна полученных в диссертации результатов заключается в следующем:

1. Разработано математическое описание трехмерной геометрической модели распределения рассеивателей в многолучевом канале передачи информации, учитывающей однократное и двукратное отражение сигналов, при размещении

рассеивателей на поверхностях вложенных геометрических областей с возможностью изменения положения облака рассеивателей по азимуту и углу места. *(Соответствует пункту 15 паспорта специальности 2.2.13).*

2. Сравнительный анализ влияния параметров модели расположения рассеивателей и степени многолучевости канала на эргодическую пропускную способность ММО-систем с пространственно-временным блочным кодированием и без него показал, что увеличение коэффициента Райса приводит к уменьшению пропускной способности мультиплексирующих ММО-систем и одновременно к ее росту в системах с пространственно-временным блочным кодированием. *(Соответствует пункту 2 паспорта специальности 2.2.13).*

3. Установлена область эффективности пространственно-временного кодирования Аламоути и относительного кодирования с учетом погрешностей оценки матрицы канальных коэффициентов с использованием трехмерной модели расположения рассеивателей. *(Соответствует пункту 3 паспорта специальности 2.2.13).*

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Пространственная модель расположения рассеивателей в ММО-канале передачи информации, учитывающая однократное и двукратное отражение сигналов, задание распределения рассеивателей на поверхностях множества вложенных геометрических областей, а также возможность изменения положения облака рассеивателей по азимуту и углу места. *(Соответствует пункту 15 паспорта специальности 2.2.13).*

2. Использование разработанной трехмерной модели рассеивателей позволяет обеспечить энергетический выигрыш в отношении сигнал/шум на 5,7-8,7 дБ для различных антенных конфигураций относительно одноканальной системы, использующей пространственно-временное кодирование Аламоути. *(Соответствует пункту 2 паспорта специальности 2.2.13).*

3. Алгоритм декодирования по методу максимального правдоподобия обеспечивает энергетический выигрыш в отношении сигнал/шум на 3,2-8,6 дБ по сравнению с методами минимума среднеквадратической ошибки и обнуления при

вероятности битовой ошибки 10^{-3} при использовании трехмерной модели рассеивателей. (Соответствует пункту 3 паспорта специальности 2.2.13).

4. При уровне вероятности битовой ошибки 10^{-3} и значении погрешности оценки канала $\mu = 0,3$ относительное кодирование обеспечивает энергетический выигрыш до 3 дБ по сравнению с кодированием Аламоути. (Соответствует пункту 3 паспорта специальности 2.2.13).

Внедрение результатов диссертационного исследования. Результаты, полученные в диссертационной работе внедрены:

1. В НИР «Принципы построения и функционирования информационных систем в неоднородных сплошных средах», грант РФФ 24-29-00850.

2. В разработки компании «Акционерное общество торговли и развития электронных технологий – E-STARs».

3. В разработки компании «Акционерное общество инвестиций и технологий – HVC».

Внедрения подтверждены соответствующими актами, копии которых приведены в приложении.

Методы исследования. В диссертационной работе использованы методы математического и статистического моделирования, линейной и матричной алгебры, аналитической геометрии и теории цифровой обработки сигналов. Теоретические результаты подтверждены результатами компьютерного моделирования и экспериментальных исследований с использованием программно-аппаратных средств.

Достоверность полученных результатов обеспечивается использованием адекватных математических моделей и корректного применения математического аппарата. Результаты исследований подтверждены компьютерным моделированием и согласуются с теоретическими зависимостями и экспериментальными данными, что свидетельствует о корректности и обоснованности проведенных исследований.

Апробация результатов работы. Основные результаты диссертационного исследования докладывались и обсуждались на следующих научно-технических конференциях:

1. VI, VII, VIII, IX Международный научно-технический форум «Современные технологии в науке и образовании – СТНО», г. Рязань, 2023, 2024, 2025, 2026 гг.
2. XXIX, XXX, XXXI Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь – RLNC», г. Воронеж, 2023, 2024, 2025 гг.
3. XXVIII, XXIX Всероссийская научно-техническая конференция «Новые информационные технологии в научных исследованиях – НИТ», г. Рязань, 2023, 2024 гг.
4. VIII, IX, X Всероссийская научно-техническая конференция «Актуальные проблемы современной науки и производства», г. Рязань, 2023, 2024, 2025 гг.
5. XXVI, XXVII Международная научно-техническая конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA», г. Москва, 2024, 2025 гг.
6. IX Всероссийский молодежный научный форум «Наука будущего – наука молодых», г. Самара, 2024 г.
7. XXXV Международная научно-практическая конференция «Приоритетные направления развития науки и технологий», г. Тула, 2024 г.
8. Международная научно-практическая конференция «Цифровые системы и модели: теория и практика проектирования, разработки и использования», г. Казань, 2025 г.

Публикации. По теме диссертационной работы опубликовано 25 научных работ, включая 4 статьи в изданиях, входящих в перечень ВАК РФ, 2 научных доклада, опубликованных в материалах конференции, входящих в базу цитирования Scopus, 2 свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ и 17 тезисов докладов, представленных на международных, всероссийских и внутривузовских научных конференциях.

Объем и структура диссертации. Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы и приложений. Общий объем работы составляет 171 страниц, 62 рисунка и 9 таблиц. Список литературы содержит 140 наименований.

Краткое содержание работы

Во введении дана общая характеристика диссертационной работы, обоснована ее актуальность, сформулированы цель и задачи исследования, определены научная новизна, практическая значимость и основные положения, выносимые на защиту.

В первой главе проведен обзор существующих двумерных и трехмерных геометрических моделей радиоканалов ММО-систем. Рассмотрены особенности формирования многолучевого распространения сигнала при наличии рассеивателей в окружающей среде. Предложена трехмерная геометрическая модель распределения рассеивателей для системы ММО в многолучевом канале. Приведено математическое описание канальной матрицы с учетом наличия рассеивателей, а также выполнен анализ влияния пространственного распределения рассеивателей на фазовые и корреляционные свойства канальных коэффициентов.

Во второй главе рассмотрены алгоритмы пространственно-временного кодирования и декодирования в многоантенных радиосистемах передачи информации, включая пространственно-временное блочное кодирование Аламоути и пространственное кодирование методом BLAST. Проведен анализ эффективности кодирования Аламоути и алгоритмов декодирования сигналов в условиях наличия рассеивателей. Исследовано влияние трехмерного пространственного распределения рассеивателей на вероятность битовой ошибки и пропускную способность радиосистемы при использовании пространственно-временного кодирования.

В третьей главе исследованы алгоритмы относительного пространственно-временного кодирования и декодирования для многоантенных систем в условиях наличия рассеивателей и неопределенности канальной матрицы. Проведен сравнительный анализ эффективности относительного кодирования и пространственно-временного кодирования Аламоути при наличии погрешностей оценки канала. Исследовано влияние пространственного распределения рассеивателей, коэффициента Райса и погрешности оценки канальной матрицы на

вероятность битовой ошибки, энергоэффективность и эргодическую пропускную способность радиосистем.

В четвертой главе рассмотрены вопросы технической реализации предложенных алгоритмов пространственно-временного кодирования в среде GNU Radio с использованием программно-определяемых радиомодулей USRP X300. Проведен анализ эргодической пропускной способности кооперативных MIMO-систем в различных сценариях рассеивания в трехмерном пространстве и показано влияние соотношения мощностей прямой и рассеянной компонент сигнала на эффективность передачи данных. Выполнена оценка канальной матрицы с использованием пилотных сигналов в системе на базе USRP X300 и GNU Radio. Также проведен анализ вероятности битовой ошибки для предложенных алгоритмов кодирования с использованием полученной канальной матрицы с учетом погрешности ее оценки в среде GNU Radio.

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

В приложении содержатся акты внедрения, свидетельства о государственной регистрации программы для ЭВМ, блок-схемы и программные коды для пользовательских блоков в среде GNU Radio.

Благодарности. Автор выражает искреннюю благодарность своему научному руководителю – кандидату технических наук, доценту Александру Юрьевичу Паршину за постановку научной задачи, ценные замечания, постоянное внимание к работе и поддержку на всех этапах исследования.

Автор признателен заведующему кафедрой РТУ РГРТУ, доктору технических наук, профессору Юрию Николаевичу Паршину и коллективу кафедры за конструктивные замечания и рекомендации, способствовавшие существенному улучшению содержания диссертации, за полезные обсуждения, профессиональные консультации и создание благоприятных условий для научной работы.

ГЛАВА 1. МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ КАНАЛОВ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В ТРЕХМЕРНОМ ПРОСТРАНСТВЕ

1.1. Проблема передачи информации при наличии рассеивателей

Беспроводная связь обеспечивается путем распространения радиоволн от передатчика к приемнику. Если передатчик и приемник расположены так, что их можно соединить прямой линией без препятствий, то считается, что они расположены на расстоянии прямой видимости (LOS, Line-of-Sight). LOS не существует, когда крупные объекты преграждают пути между передатчиком и приемником. Если LOS существует, то соответствующий сигнал, принимаемый через LOS обычно является самым сильным и доминирующим сигналом. В работах [1, 2] показано, что в условиях отсутствия прямой видимости (NLOS, Non-Line-of-Sight) и наличия рассеивателей возникают затруднения при передаче информации, вызванные различными физическими явлениями, такими как рассеяние, дифракция и отражение сигнала. Отражение, дифракция и рассеяние являются физическими явлениями, связанными с распространением электромагнитных волн. Отражение происходит, когда электромагнитная волна попадает на объект, размеры которого значительно превышают длину волны. Например, поверхность земли и здания могут служить такими объектами. В результате отражения часть энергии передаваемого сигнала отражается обратно к источнику, а не продолжает свой путь к приемнику.

Дифракция, с другой стороны, возникает, когда путь радиоволны между передатчиком и приемником пересекает поверхность с резкими неровностями или небольшими отверстиями. В результате дифракции волны огибают эти препятствия или распространяются мимо них. Вторичные волны, образующиеся при дифракции, могут обеспечивать передачу сигнала между передатчиком и приемником, даже если прямая видимость отсутствует. Рассеяние представляет собой физическое явление, при котором электромагнитная волна отклоняется от прямого пути вследствие взаимодействия с одним или несколькими малыми препятствиями, размеры которых невелики по сравнению с длиной волны. Препятствия, вызывающие рассеяние, такие как листья, уличные знаки и фонарные

столбы, называются рассеивателями. Таким образом, распространение радиоволн является сложным и менее предсказуемым процессом, регулируемым отражением, дифракцией и рассеянием, интенсивность которых варьируется в зависимости от условий и времени.

Одной из характеристик беспроводного канала является «замирание» – изменение амплитуды сигнала во времени и на разных частотах. В отличие от аддитивного шума, который является наиболее распространенным источником ослабления сигнала, замирание представляет собой другой источник ослабления сигнала, характеризующийся неаддитивными возмущениями в беспроводном канале. Замирание может быть вызвано как многолучевым (индуцированным) замиранием, связанным с множественными путями распространения сигнала, так и теневым замиранием, обусловленным препятствиями, влияющими на распространение радиоволн. Замирания можно разделить на два различных типа: крупномасштабные и мелкомасштабные замирания. В работе [3] показано, что крупномасштабные замирания наблюдаются при перемещении мобильного устройства на расстояния, сопоставимые с размером соты сотовой сети. Оно вызвано потерей сигнала на пути распространения, которая зависит от расстояния и затенения крупными объектами, такими как здания, пересеченная местность и растительность. Потери мощности в тракте изменяются постепенно вследствие затухания сигнала, которое определяется геометрией пути, создаваемого из принятой мощности на всей его площади. Другими словами, радиоволна затухает в зависимости от распространения в реальном канале. В соответствии с моделью Фрииса, коэффициент передачи сигнала, характеризующий долю мощности, достигающей приемника, определяется выражением [1]:

$$L = \left(\frac{\lambda}{4\pi D} \right)^2, \quad (1.1)$$

где λ – длина волны; D – расстояние между передатчиком и приемником.

Затенение – это процесс затухания сигнала, характеризующийся медленными изменениями величины затухания радиоволны при распространении между передатчиком и приемником в определенных местах. Крупномасштабное затухание

характеризуется величиной затухания и затенением. С другой стороны, мелкомасштабное замирание связано с быстрыми изменениями уровня сигнала, вызванными конструктивной и деструктивной интерференцией нескольких сигнальных путей (многолучевости), когда мобильное устройство перемещается на небольшие расстояния. Характеристика канала для мелкомасштабных замираний может быть частотно-селективной или частотно-плоской, в зависимости от относительной протяженности многолучевости. Кроме того, замирания можно классифицировать на основе временной вариации в канале, вызванной скоростью передвижения (характеризуемой доплеровским разбросом). Таким образом, замирания могут быть классифицированы как быстрые или медленные в зависимости от скорости перемещения приемника (или источника сигнала). Рисунок 1.1 представляет классификацию типов замираний.

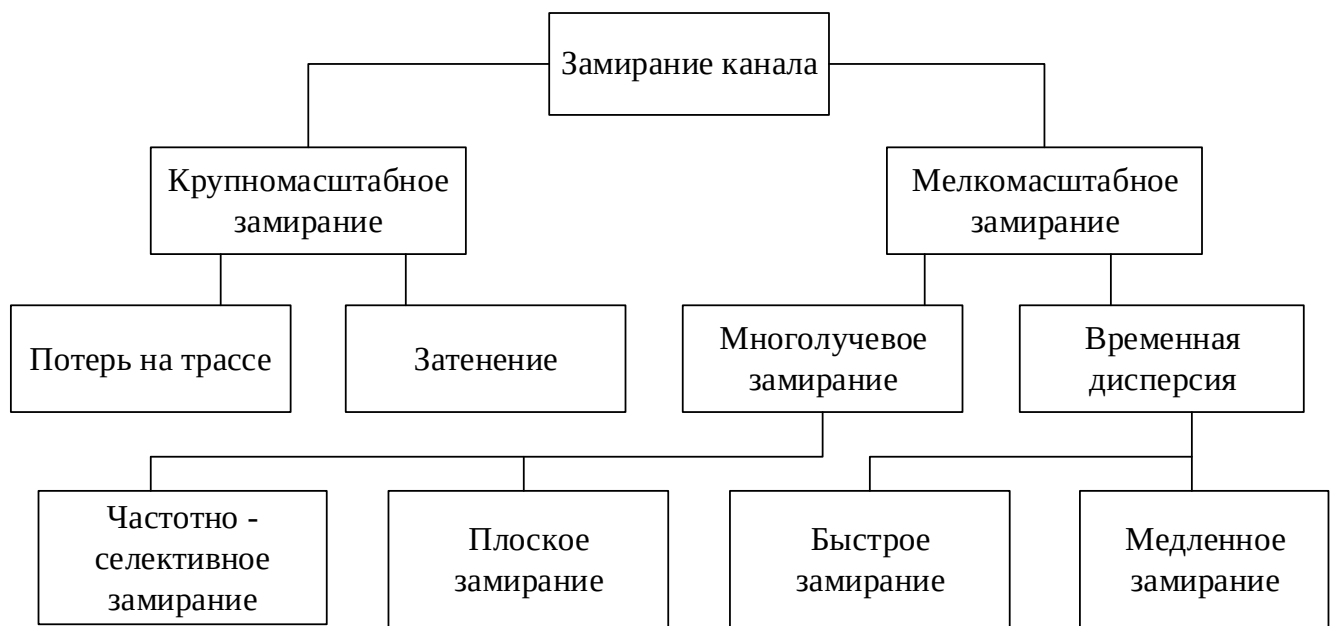


Рисунок 1.1 – Классификация замираний каналов

В работе рассматривается мелкомасштабное многолучевое замирание канала передачи информации. Многолучевые замирания представляют собой характерное явление для радиосистем передачи информации. Они возникают в результате многолучевого распространения радиоволн, при котором сигнал достигает приёмника по нескольким различным траекториям вследствие отражения, дифракции и рассеяния на различных объектах окружающей среды, таких как здания, стены, деревья и другие препятствия. Распространение сигналов в

многолучевом канале приводит не только к временной и частотной дисперсии, но и к угловой дисперсии [3]. В городских условиях мобильная станция (абонент) обычно находится в окружении достаточно большого числа рассеивателей. Каждый рассеиватель вносит случайный сдвиг фазы в компоненту распространяющегося радиосигнала. Эти сдвиги фазы вызваны различными факторами, такими как геометрия рассеивателя, расстояние до рассеивателя и фазовые свойства рассеивателя. Коэффициент канала между передающей антенной и приемной антенной обозначается $\underline{H}_s = h_s e^{j\varphi_s}$. Комплексное значение \underline{H}_s включает в себя как действительный коэффициент передачи, так и фазовый сдвиг, зависящий от угла падения сигнала и фазовых свойств самого рассеивателя. Эти сдвиги фазы могут быть моделированы с использованием геометрической оптики или других методов моделирования распространения сигналов в окружающей среде. При априорно известных характеристиках и координатах рассеивателей фазовые сдвиги каждого рассеивателя являются детерминированными и могут быть точно учтены при проектировании и декодировании сигнала в беспроводной системе. Однако в реальных условиях при множественных отражениях и других искажениях фазовые сдвиги являются случайными и изменяются со временем, что создает вызовы для эффективной передачи и приема сигналов. Предварительная оценка канала позволяет сформировать данные о коэффициенте передачи канала и сдвигах фазы φ_s , необходимых для моделирования канальных коэффициентов.

1.2. Двумерные модели канала передачи информации

В многоантенной радиосистеме важную роль играет многолучевое распространение сигнала, особенно при наличии рассеивателей, распределенных вблизи передающих и приемных устройств. Рассеиватели в радиосистеме играют важную роль в процессе распространения радиоволн. Они представляют собой объекты или элементы окружающей среды, которые взаимодействуют с радиоволнами. В беспроводных радиосистемах передачи информации рассеиватели могут быть естественными (например, деревья, горы) или искусственными (например, здания, транспорт, объекты в помещении). Они могут

вызвать многолучевое распространение, когда радиоволна достигает приемника по нескольким путям, что может привести к ухудшению качества передачи. Рассеяние сигнала приводит к искажению не только амплитуды, но и фазы принимаемого сигнала. Учет расположения и характеристик рассеивателей важен при проектировании и оптимизации беспроводных радиосистем передачи.

В работе [5] рассмотрен подход к моделированию отраженного сигнала на основе многоточечной модели, учитывающей пространственное распределение отражающих точек и случайные флуктуации фазы. Такой подход относится к классу геометрически обусловленных моделей, которые являются физическими моделями распространения радиосигналов. В этих моделях применяются фундаментальные законы распространения волн и геометрия среды для более реалистичного определения параметров канала. Одной из наиболее широко используемых моделей распространения радиосигнала является геометрическая модель с однократным рассеянием, при которой распространение между передающей и принимающей антеннами предполагается путем единичного рассеяния от промежуточного изотропного объекта. В геометрических моделях каналов рассеиватели располагаются в пределах заданной геометрии и распределяются согласно определенному статистическому распределению внутри и на поверхности выбранной геометрии. Геометрические модели не ограничиваются определенной средой распространения и не требуют полной трехмерной карты среды распространения. Большинство существующих геометрических моделей для каналов MIMO, найденных в литературе, являются двумерными, в которых предполагается, что рассеиватели распределены в соответствии с равномерным распределением на кольце, в круглом диске [6] или эллипсе [7] вблизи приемного устройства или вокруг всей радиосистемы. Геометрические модели каналов с кольцом рассеивателей вокруг приемника или передатчика, получили значительное внимание благодаря своей простоте. Однако указанные модели менее адекватны относительно сценариев расположения рассеивателей в системе MIMO по сравнению с трехмерными моделями. Узкополосный канал MIMO основанный на геометрической модели

однокольцевого рассеяния, был впервые предложен в работе [8] и получил дальнейшее развитие в работе [9]. В работе [10] описана геометрическая однокольцевая модель, в которой передатчик расположен в дальней зоне относительно локальных рассеивателей и поэтому не подвержен их влиянию, тогда как приемник окружен кольцом рассеивателей. В то же время приемная система находится в центре кольца, образованного окружающими ее рассеивателями, что обеспечивает многолучевое распространение сигнала за счет отражений от ближайшего окружения. Прямая видимость между излучателем и приемником отсутствует.

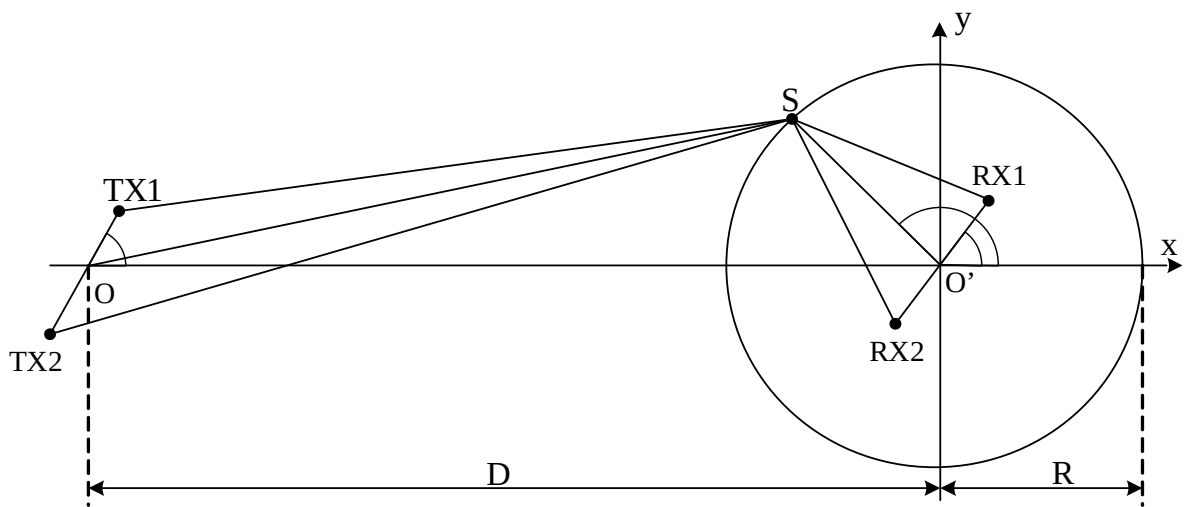


Рисунок 1.2 – Геометрическая однокольцевая модель рассеяния

Геометрическая модель канала MIMO с одним кольцом показана на рисунке 1.2, где передатчик оснащен N_{TX} передающими антеннами, а приемник – N_{RX} приемными антеннами. Подобное допущение соответствует условиям распространения сигнала в сельской местности и пригородных зонах, где используются высоко расположенные антенны передающей системы.

В работе [11] описана геометрическая двухкольцевая модель, в которой как передатчик, так и приемник окружены кольцами рассеивателей. Данная модель представляет собой два кольца, центры которых совпадают с положениями передающей и приемной антенн соответственно, как показано на рисунке 1.3. Радиусы колец соответствуют среднему расстоянию между каждой антенной и окружающими ее рассеивателями, которые размещаются случайным образом вдоль окружностей. Модель основана на предположении, что рассеиватели,

находящиеся вблизи передатчика и приемника, определяют углы излучения и прихода сигнала соответственно. Передатчик и приемник оснащены N_{TX} передающими антеннами и N_{RX} приемными антеннами, соответственно. Локальные рассеиватели $S_{TX}^{(m)}$ ($m = 1, 2, \dots, M_S$) вокруг передатчика лежат на кольце радиуса R_{TX} , а рассеиватели $S_{RX}^{(n)}$ ($n = 1, 2, \dots, N_S$) вокруг приемника расположены на втором кольце радиуса R_{RX} . Эта модель основана на предположении, что число рассеивателей M_S и N_S достаточно велико для того, чтобы обеспечить адекватное описание многолучевого распространения сигнала.

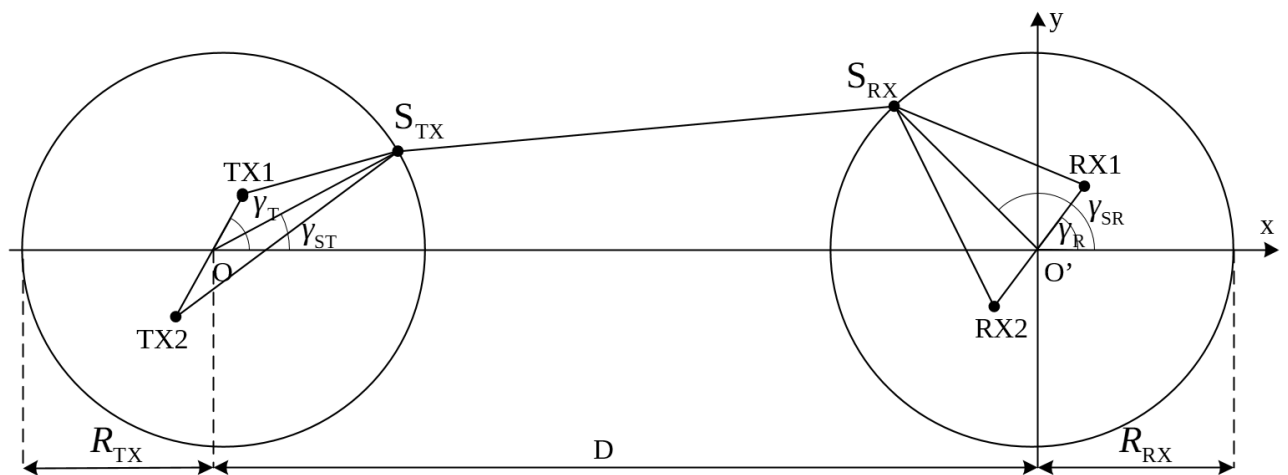


Рисунок 1.3 – Геометрическая двухкольцевая модель рассеяния

Сигнал, излучаемый передатчиком, распространяется в виде прямых и отраженных лучей, последовательно проходящих через локальные рассеиватели $S_{TX}^{(m)}$, затем $S_{RX}^{(n)}$, после чего достигает приемной антенны. Расстояние между передатчиком и приемником, обозначаемое D , очень велико по сравнению с радиусами R_{TX} и R_{RX} , т.е. $D \gg \max\{R_{TX}, R_{RX}\}$. Расстояния между антеннами на передатчике и приемнике обозначаются d_{TX} и d_{RX} , соответственно. Предполагается, что $d_{TX} \ll R_{TX}$ и $d_{RX} \ll R_{RX}$. Параметры γ_{ST} и γ_{SR} – это средние азимутальные угловые направления для волн, падающих на кластеры $S_{TX}^{(m)}$ и $S_{RX}^{(n)}$, соответственно. Углы γ_T и γ_R характеризуют ориентацию TX и RX антенных решеток, соответственно. Геометрическая двухкольцевая модель является подходящей моделью для описания сценариев распространения, в которых ни

передатчик, ни приемник не находятся на высоте, но оба они окружены большим количеством локальных рассеивателей. Подобные условия распространения обычно возникают между автомобилями в городских и пригородных районах.

В статье [12] представлена расширенная геометрическая модель рассеяния, переходящая от двухкольцевой к трехкольцевой конфигурации, как показано на рисунке 1.4. Поскольку потери в тракте передачи достаточно велики, вклад мощности сигнала от удаленных рассеивателей в общую принимаемую мощность является пренебрежимо малым. В связи с этим в предложенной трехкольцевой модели рассеяния предполагается, что основное влияние на принимаемую мощность оказывают только локальные рассеиватели.

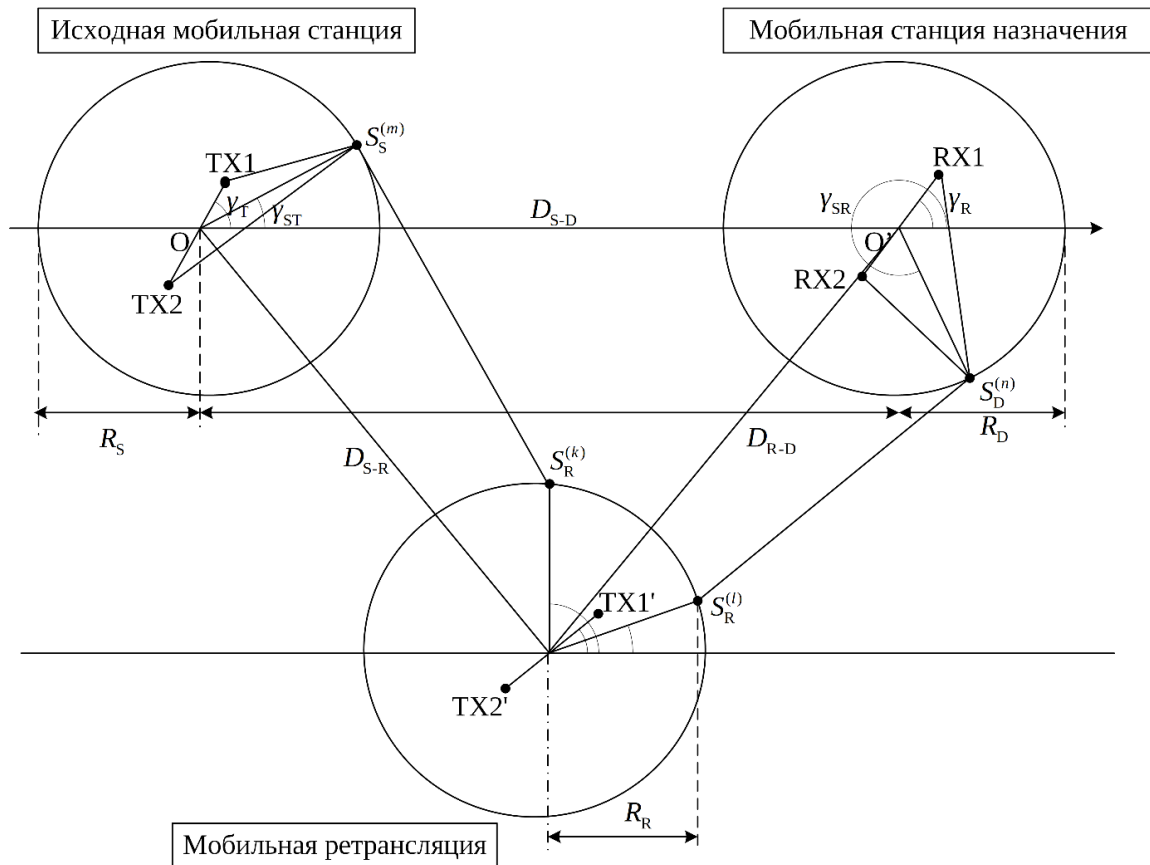


Рисунок 1.4 – Геометрическая трехкольцевая модель рассеяния

Общее число M_S локальных рассеивателей, то есть $S_S^{(m)}$ ($m = 1, 2, \dots, M_S$) располагаются на кольце радиуса R_S вокруг исходной мобильной станции, в то время как N_S локальных рассеивателей $S_D^{(n)}$ ($n = 1, 2, \dots, N_S$) лежат вокруг мобильной станции назначения на отдельном кольце радиуса R_D . Кроме того, локальные

рассеиватели $S_R^{(k)}$ ($k=1,2,\dots,K_S$) и $S_R^{(l)}$ ($l=1,2,\dots,L_S$) расположены на третьем кольце радиуса R_R вокруг мобильного ретранслятора. Количество локальных рассеивателей вокруг мобильного ретранслятора равно $K_S = L_S$. Такое разделение рассеивателей на различные кольца позволяет более точно моделировать и управлять направленностью сигнала в зависимости от его источника и назначения. Каждое кольцо представляет собой набор локальных рассеивателей, которые могут быть настроены для оптимальной передачи и приема сигнала в заданных направлениях.

Однокольцевая и двухкольцевая модели широко применяются для моделирования узкополосных каналов с множественным вводом и множественным выводом (MIMO) с определенными временными и пространственными корреляционными свойствами. Однако данные модели имеют ограниченную применимость в контексте исследования производительности узкополосных радиосистем. В отличие от однокольцевой и двухкольцевой моделей, эллиптическая модель предназначена для моделирования широкополосных MIMO каналов, учитывающих характерные временные, пространственные и частотные корреляционные свойства [13]. На рисунке 1.5 представлена геометрическая эллиптическая модель рассеяния, которая демонстрирует, что все локальные рассеиватели $S^{(n)}$ ($n=1,2,\dots,N$), связанные с определенными длинами пути, расположены на эллипсе, где передающая станция и приемная станция находятся в фокусных точках эллипса.

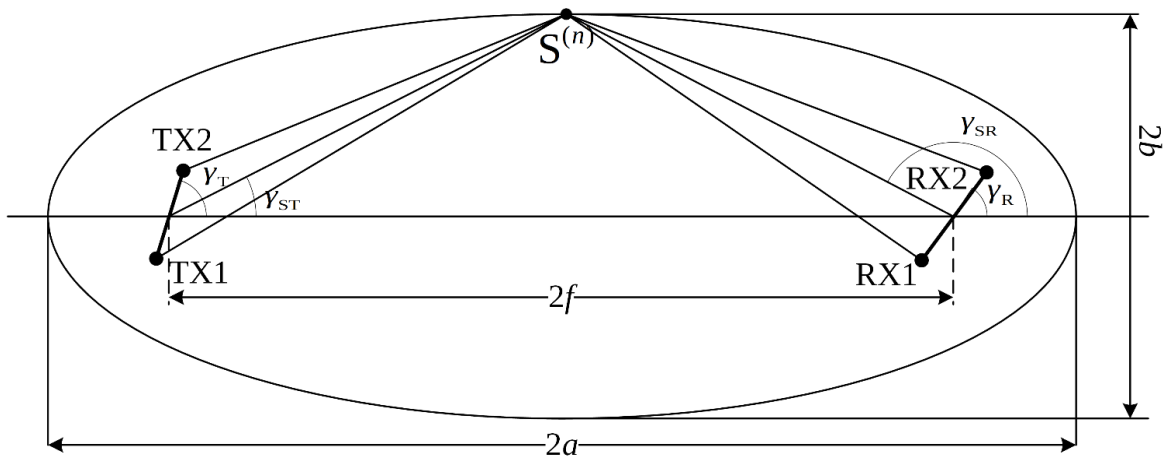


Рисунок 1.5 – Геометрическая эллиптическая модель рассеяния

Расстояние между двумя фокусными точками равно $2f$. Полудлина главной оси и полудлина малой оси обозначаются a и b соответственно. Предполагается, что как передатчик, так и приемник оснащены равномерной линейной антенной решеткой, состоящей из N_{TX} и N_{RX} антенных элементов соответственно. Углы γ_{T} и γ_{R} указывают на углы наклона антенной решетки передатчика и приемника соответственно, то есть углы, под которыми наклонены передающая и приемная антенная решетка. Символы d_{TX} и d_{RX} обозначают расстояния между антенными элементами на передатчике и приемнике соответственно. В эллиптической модели канала распределение эффективных рассеивателей определяется эксцентриситетом эллипса. Данная модель используется для случаев, когда антенны передатчика и приемника установлены на одной высоте.

1.3. Трехмерные модели распределения рассеивателей в системах MIMO

В двумерных моделях предполагается, что все принимаемые многолучевые компоненты лежат в горизонтальной плоскости распространения. Однако такое допущение не всегда корректно, особенно в условиях распространения внутри помещений, где многолучевые компоненты приходят к приемнику под различными углами как по азимуту, так и по углу места. Поэтому трехмерная (3D) геометрическая характеристика многолучевых компонентов является важным аспектом при моделировании среды распространения радиосигнала. В работе [14] показано, что использование трехмерных моделей позволяет более точно учитывать пространственное распределение рассеивателей и направление прихода сигналов, что существенно повышает достоверность моделирования. Такие модели обеспечивают корректное описание влияния вертикальных составляющих распространения, отражений от потолков и пола, а также многоуровневых структур зданий. Кроме того, применение 3D-подхода дает возможность более точно оценивать параметры канала, включая угловое расхождение, задержку прихода сигналов и доплеровские сдвиги, что особенно важно для систем MIMO и современных беспроводных радиосистем передачи информации с пространственно-временным кодированием.

В условиях, типичных для систем ММО, сигнал подвергается не только горизонтальным, но и сильным вертикальным отражениям – от пола, потолка, оборудования, растительности или зданий. Двумерные модели, игнорирующие угол места, оказываются недостаточными для описания таких сценариев, поскольку не учитывают ключевой вклад вертикальных компонент в формирование канальной матрицы. Предложенная в работе трехмерная геометрическая модель, учитывающая как азимут, так и угол места рассеивателей, обеспечивает реалистичное описание радиосистемы ММО, поскольку именно вертикальное положение отражающих объектов определяет значительный вклад в фазовые искажения канального коэффициента.

Результаты обобщения большого объема экспериментальных данных отражены в международных стандартах COST-231, COST-259, COST-207. Согласно стандарту COST-259, расположение рассеивателей можно разделить на пять различных сценариев [4]. Каждый сценарий формирует свою собственную ситуацию распространения сигналов, которая влияет на характеристики канала передачи информации:

- Сценарий А: вблизи передатчика отсутствуют локальные отражающие объекты, тогда как у приемника они присутствуют. Подобная конфигурация соответствует нисходящему каналу передачи информации;
- Сценарий В: локальные отражатели имеются в окрестности передатчика, но отсутствуют у приемника, что характерно для восходящего канала передачи;
- Сценарий С: наблюдается широкий диапазон углов прихода и излучения сигнала; основными отражающими поверхностями выступают здания и иные элементы городской инфраструктуры (урбанизированная среда);
- Сценарий D: сельская или горная местность, угловой разброс сигналов у передатчика и приемника невелик; отражение происходит преимущественно от природных объектов - возвышенностей, холмов и горных склонов;
- Сценарий Е: характерен широкий диапазон углов излучения и прихода сигнала как у передатчика, так и у приемника. Волны поступают практически со всех направлений.

Использование стандарта COST-259 в сочетании с трехмерной моделью не только адекватно отражает физические особенности распространения радиоволн в различных сценариях функционирования беспроводных систем, но и обеспечивает теоретическую основу для разработки и оценки алгоритмов пространственно-временного кодирования, включая как традиционные схемы, например кодирование Аламути, так и предложенные методы, устойчивые к неточностям оценки канала. Распределение рассеивателей в трехмерной модели описывается с использованием различных геометрических форм – сферических, полусферических и эллипсоидальных. Сферическая модель предполагает, что рассеиватели распределены на поверхности или внутри сферы, в центре которой располагается приемник либо передатчик, как показано на рисунке 1.6. Такая конфигурация обеспечивает всенаправленное распространение сигнала и применяется для сценариев с изотропным распределением рассеивателей [15]. В рамках сферической модели антенные решетки ММО могут включать большое количество антенн, расположенных различными способами, что позволяет более точно моделировать пространственные характеристики канала и оценивать эффективность многолучевого приема.

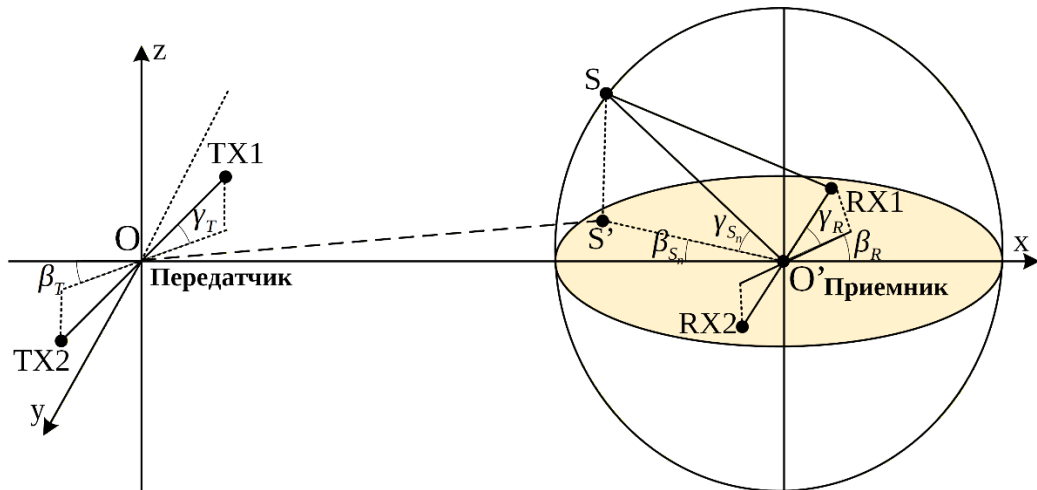


Рисунок 1.6 – Сферическая модель рассеяния

Рассматривается канал ММО 2x2, в котором антенная система передатчика содержит две передающие антенны TX1 и TX2, расположенные симметрично относительно начала координат O . Обозначим расстояние между TX1 и TX2 как d_{TX} . В плоскости xOy передающие антенны располагаются под углом γ_T , β_T

обозначает угол в плоскости zOx . Тогда координаты антенных элементов в трехмерном пространстве имеют вид:

$$\begin{aligned} \text{TX1} & \left(\frac{d_{\text{TX}} \cdot \cos \beta_{\text{T}} \cdot \cos \gamma_{\text{T}}}{2}; -\frac{d_{\text{TX}} \cdot \cos \beta_{\text{T}} \cdot \sin \gamma_{\text{T}}}{2}; \frac{d_{\text{TX}} \cdot \sin \beta_{\text{T}}}{2} \right), \\ \text{TX2} & \left(-\frac{d_{\text{TX}} \cdot \cos \beta_{\text{T}} \cdot \cos \gamma_{\text{T}}}{2}; \frac{d_{\text{TX}} \cdot \cos \beta_{\text{T}} \cdot \sin \gamma_{\text{T}}}{2}; -\frac{d_{\text{TX}} \cdot \sin \beta_{\text{T}}}{2} \right). \end{aligned} \quad (1.2)$$

Приемная антенная система включает две антенны – RX1 и RX2, расположенные симметрично относительно точки O' . Расстояние между антеннами обозначается как d_{RX} . В плоскости xOy приемные антенны ориентированы под углом γ_{R} , угол в плоскости zOx обозначим β_{R} . Тогда координаты антенных элементов в трехмерном пространстве выражаются следующим образом:

$$\begin{aligned} \text{RX1} & \left(D + \frac{d_{\text{RX}} \cdot \cos \beta_{\text{R}} \cdot \cos \gamma_{\text{R}}}{2}; -\frac{d_{\text{RX}} \cdot \cos \beta_{\text{R}} \cdot \sin \gamma_{\text{R}}}{2}; \frac{d_{\text{RX}} \cdot \sin \beta_{\text{R}}}{2} \right), \\ \text{RX2} & \left(D - \frac{d_{\text{RX}} \cdot \cos \beta_{\text{R}} \cdot \cos \gamma_{\text{R}}}{2}; \frac{d_{\text{RX}} \cdot \cos \beta_{\text{R}} \cdot \sin \gamma_{\text{R}}}{2}; -\frac{d_{\text{RX}} \cdot \sin \beta_{\text{R}}}{2} \right), \end{aligned} \quad (1.3)$$

где D обозначает расстояние между передатчиком и приемником. Предполагается, что рассеиватели S_n случайно располагаются на сфере вокруг приемника радиусом R_s с центром в точке O' . Параметры рассеивателя обозначаются $(R_s, \beta_{S_n}, \gamma_{S_n})$, где β_{S_n} – азимут прихода отраженного сигнала, а γ_{S_n} – угол места. Декартовы координаты рассеивателей S_n имеют вид:

$$x_{S_n} = D - R_s \cdot \cos \beta_{S_n} \cdot \cos \gamma_{S_n}, y_{S_n} = -R_s \cdot \cos \beta_{S_n} \cdot \sin \gamma_{S_n}, z_{S_n} = R_s \cdot \sin \beta_{S_n}. \quad (1.4)$$

Расстояния между передающими антеннами и рассеивателями, а также между рассеивателями и приемными антеннами могут быть выражены следующим образом:

$$\begin{aligned} D_{\text{TX1-S}_n} & = \sqrt{(x_{S_n} - x_{\text{TX1}})^2 + (y_{S_n} - y_{\text{TX1}})^2 + (z_{S_n} - z_{\text{TX1}})^2}, \\ D_{\text{TX2-S}_n} & = \sqrt{(x_{S_n} - x_{\text{TX2}})^2 + (y_{S_n} - y_{\text{TX2}})^2 + (z_{S_n} - z_{\text{TX2}})^2}, \end{aligned} \quad (1.5)$$

$$D_{S_n-RX1} = \sqrt{(x_{RX1} - x_{S_n})^2 + (y_{RX1} - y_{S_n})^2 + (z_{S_n} - z_{TX2})^2},$$

$$D_{S_n-RX2} = \sqrt{(x_{RX2} - x_{S_n})^2 + (y_{RX2} - y_{S_n})^2 + (z_{RX2} - z_{S_n})^2}.$$

Эллипсоидальная модель представляет собой трехмерную геометрическую модель, в которой рассеиватели распределены на поверхности эллипсоида вращения с полуосями a , b и c (рисунок 1.7) [16]. Передающие и приемные антенны располагаются в фокусах эллипсоида, а рассеиватель S может находиться на его поверхности или внутри объема. Такая конфигурация позволяет учитывать различную протяженность области рассеяния в горизонтальной и вертикальной плоскостях, что делает модель более универсальной по сравнению со сферической. Угловое положение рассеивателя задается двумя параметрами: углом места γ_S и азимутом β_S , которые задают направление вектора, соединяющего центр координат с точкой расположения рассеивателя. Таким образом, эллипсоидальная модель позволяет описывать различные условия распространения радиоволн и может применяться для анализа различных реальных сценариев передачи информации.

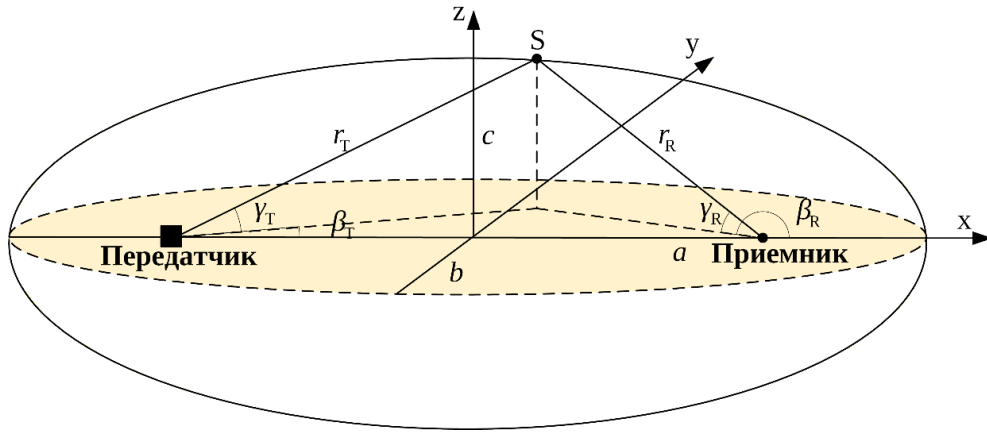


Рисунок 1.7 – Эллипсоидальная модель рассеяния

Когда приемная система расположена внутри области рассеивателей, функции плотности вероятности описываются следующими выражениями:

$$f(\beta_R, \gamma_R) = \frac{(\tau_m^2 - 1)^2 \sin \beta_R}{4\pi \tau_m (\tau_m + \sin \beta_R \cos \gamma_R)^3},$$

$$f(\beta_R) = \frac{\sin \beta_R (\tau_m^2 - 1)^2 (2\tau_m^2 + \sin^2 \beta_R)}{4\tau_m (\tau_m^2 - \sin^2 \beta_R)^{5/2}}, \quad 0 \leq \beta_R \leq 2\pi,$$
(1.6)

$$f(\gamma_R) = \frac{(\tau_m^2 - 1)^2}{4\pi\tau_m^2} \left[\frac{2\tau_m^2 + \cos^2 \gamma_R}{(\tau_m^2 - \cos^2 \gamma_R)^2} + \frac{3\tau_m^2 \cos^2 \gamma_R}{(\tau_m^2 - \cos^2 \gamma_R)^{5/2}} \left\{ \frac{\pi}{2} + \arctan\left(\frac{\cos \gamma_R}{\sqrt{\tau_m^2 - \cos^2 \gamma_R}}\right) \right\} \right],$$

$$-\pi \leq \gamma_R \leq \pi,$$

где τ_m – безразмерное время распространения.

На рисунке 1.8 представлена полуэллипсоидальная модель, являющаяся упрощенным вариантом эллипсоидальной геометрической модели, в которой расположение рассеивателей задается на поверхностях вложенных полуэллипсоидов внутри верхней полуэллипсоидальной области, окружающей передающую и приёмную антенные решетки. Полуэллипсоид задается уравнением [17]:

$$\frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2} + \frac{z^2}{c^2} = 1, z \geq 0, \quad (1.7)$$

где a, b, c – полуоси эллипсоида, а ось z направлена вертикально.

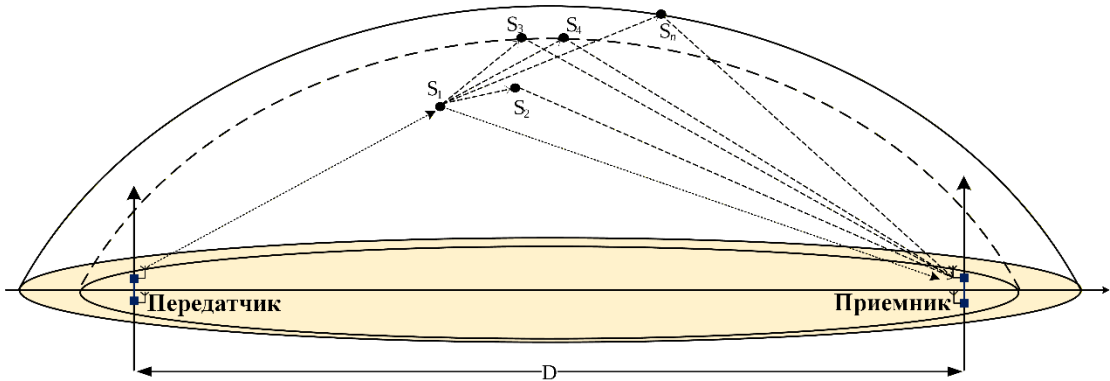


Рисунок 1.8 – Полуэллипсоидальная модель рассеяния с учетом однократного и двукратного отражения

Центр полуэллипсоида совпадает с серединой линии, соединяющей передатчик и приемник, находящихся на расстоянии D друг от друга. В данной модели угловые координаты рассеивателей ограничены диапазоном угла места $0 \leq \gamma_s \leq \pi/2$ и азимута $0 \leq \beta_s \leq 2\pi$. В реальных условиях окружающая среда с рассеивателями обычно формирует многолучевой канал распространения радиосигналов. Распространение радиосигналов в таких средах включает как прямые, так и не прямые пути, формируемые однократными и двукратными отражениями от рассеивателей. Однократные отражения, доминирующие в сценариях с локальными препятствиями (например, стены зданий), создают

дополнительные задержанные копии сигнала, увеличивая энергию приема, но вызывая межсимвольную интерференцию. Двукратные отражения, типичные для замкнутых пространств с кластеризованными рассеивателями (промышленные цеха, тоннели), усложняют структуру канала за счет нелинейных траекторий, усиливая декорреляцию между антеннами и расширяя потенциал пространственного мультиплексирования. При однократном отражении сигнал взаимодействует с одним рассеивателем при распространении между источником и приемником. Радиосигналы могут распространяться по пути от передатчика до приемника через один из множества рассеивателей. Двукратное отражение – процесс, при котором радиосигнал последовательно отражается от двух рассеивателей, расположенных на поверхности или внутри полуэллипсоида, до достижения приемника. Такой механизм распространения учитывает более сложную геометрию траекторий сигнала и характерен для реальных сред, где наблюдается многократное отражение волн от различных препятствий.

Полуэллипсоидальная модель позволяет адекватно описывать процессы распространения радиоволн в условиях, когда основная часть отражений формируется в верхнем полупространстве. Совместная функция плотности распределения вероятности углов прихода, а также предельные функции плотности вероятности азимута и угла места могут быть получены из следующих выражений:

$$f(\beta_s, \gamma_s) = \frac{ab^2 \cos \beta_s}{2\pi(a^2 \sin^2 \beta_s + b^2 \cos^2 \beta_s)^{3/2}},$$

$$f(\beta_s) = \frac{ab^2 \cos \beta_s}{(a^2 \sin^2 \beta_s + b^2 \cos^2 \beta_s)^{3/2}} \quad 0 \leq \beta_s \leq 2\pi, \quad (1.8)$$

$$f(\gamma_s) = 1 / 2\pi \quad 0 \leq \gamma_s \leq \pi / 2.$$

Распределение фон Мизеса-Фишера (Von Mises Fisher – VMF) играет важную роль в моделировании поведения рассеивателей в современных радиосистемах передачи информации, особенно в контексте трехмерной стохастической модели на основе геометрии для систем MIMO. В работе [63] предлагается трехмерная модель нестационарного канала для передачи данных между транспортными

средствами с использованием распределения рассеивателей VMF. В работе [64] показано, что 3D-модель распределения VMF более точно характеризует реальные каналы передачи информации, в частности, для сценариев с пикосотами. В работе [18] представлена трехмерная геометрическая стохастическая MIMO-модель канала передачи информации между мобильными объектами, основанная на распределении рассеивателей по закону фон Мизеса-Фишера на двух сферах, окружающих передатчик и приемник.

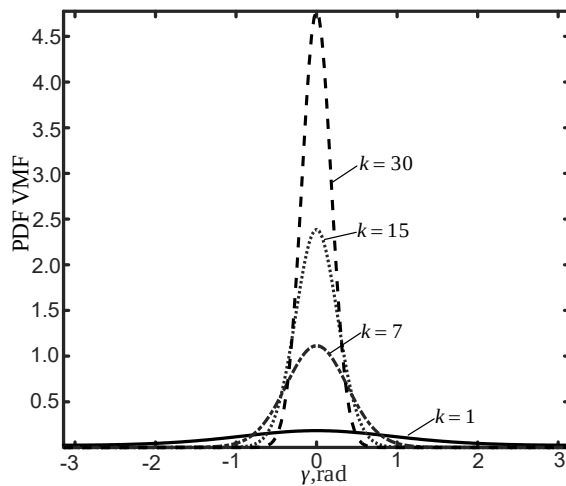


Рисунок 1.9 – Функция плотности распределения вероятности VMF угла γ_s при $\beta=0$

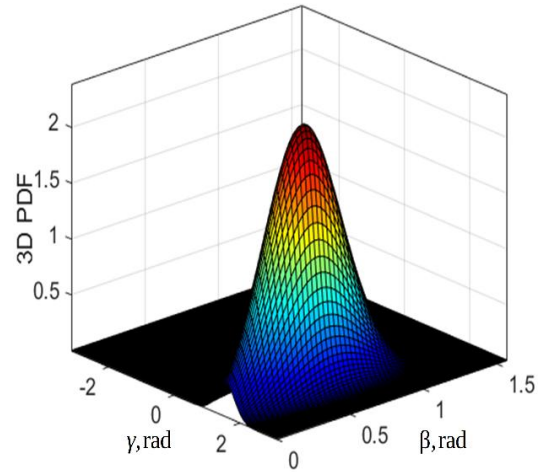


Рисунок 1.10 – Функция плотности распределения вероятности VMF углов β_s и γ_s

Распределение VMF используется для представления углового распределения рассеивателей на поверхности сфер, окружающих антенны передатчика и приемника. Это необходимо для точного моделирования взаимодействия сигналов с этими рассеивателями в замирающей среде. Функция плотности вероятности для одного кластера рассеивателей определяется с учетом средних значений угла азимута и угла места и задается следующим образом:

$$f(\beta_s, \gamma_s) = \frac{k}{4\pi \sinh(k)} e^{\{k[\cos \gamma_0 \cos \gamma_s \cos(\beta_s - \beta_0) + \sin \gamma_0 \sin \gamma_s]\}}, \quad (1.9)$$

где β_0 и γ_0 представляют собой средние значения угла азимута β_s и угла места γ_s ($-\pi \leq \beta_0 \leq \pi, 0 \leq \gamma_0 \leq \pi$). Функция $\sinh(k)$ используется для того, чтобы функция

плотности вероятности интегрировалась в единицу по единичной сфере и математически определяется как:

$$\sinh(k) = \frac{e^k - e^{-k}}{2}, \quad (1.10)$$

где k определяет степень концентрации распределения вокруг среднего направления. На рисунках 1.9 и 1.10 приведены функции плотности вероятности распределения фон Мизеса-Фишера для различных значений k . Видно, что чем больше значение k , тем концентрированнее распределение VMF вокруг среднего направления.

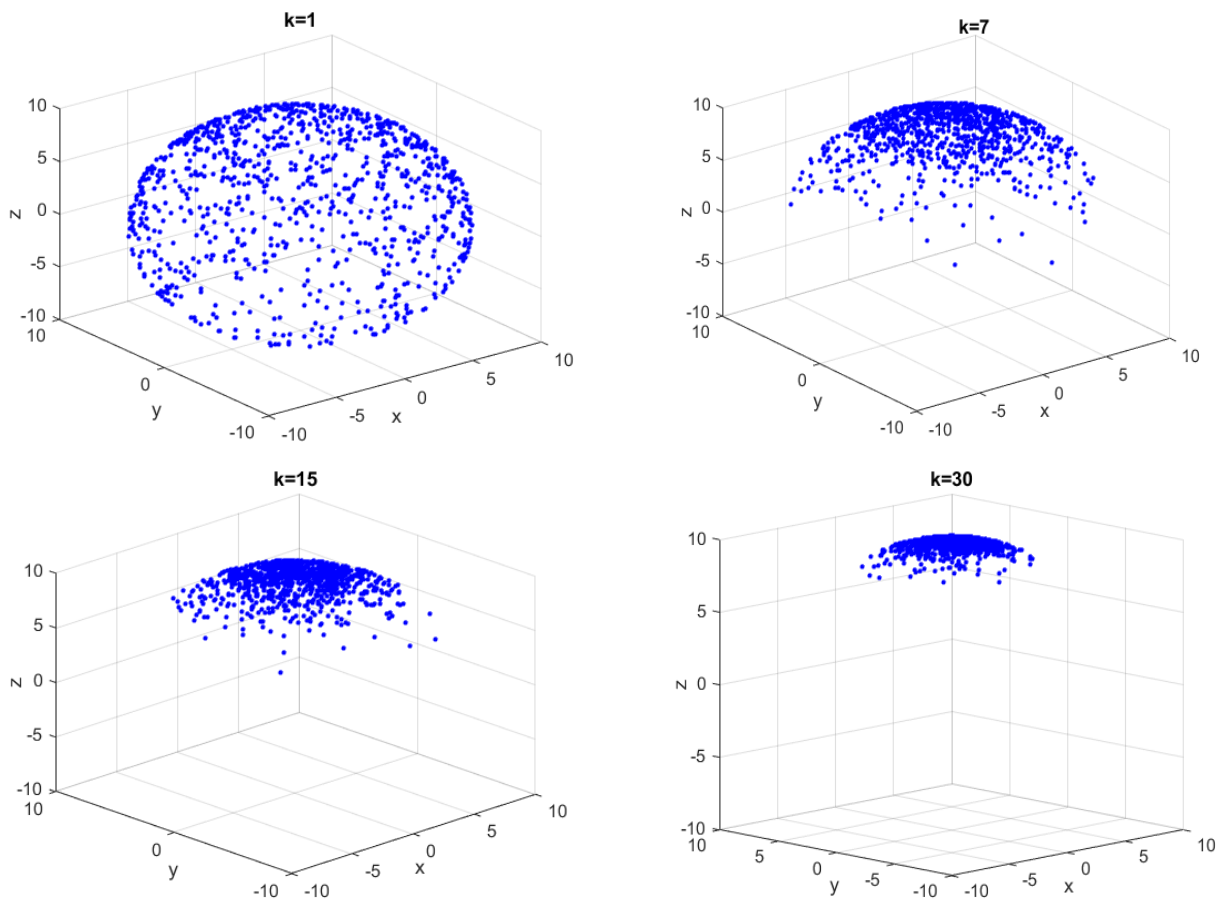


Рисунок 1.11 – Распределения рассеивателей для различных значений k

При $k \rightarrow \infty$ распределение VMF становится все более концентрированным вокруг среднего направления. Когда $k = 0$, распределение VMF становится изотропным, то есть равномерным по всей поверхности сферы. Это означает, что для рассеивателей не существует преимущественного направления, они распределены равномерно во всех направлениях. С практической точки зрения этот сценарий представляет собой ситуацию, когда рассеиватели не имеют какой-либо

определенной ориентации, что часто используется в качестве базовой модели в различных приложениях, включая беспроводную связь. На рисунке 1.11 приведены распределения VMF для различных значений k при $\gamma_0 = 0$ и $\beta_0 = 0$. Количество рассеивателей равно 100.

1.4. Расчет канальной матрицы MIMO-системы при трехмерном распределении рассеивателей

Предположим, что в течение времени оценки параметров канала его характеристики остаются неизменными. Сигнал, передаваемый от k -го антенного элемента передатчика обозначается s^k , а сигнал, принимаемый l -м антенным элементом приемника – y^l . Канальный коэффициент, характеризующий канал передачи информации между k -м передающим и l -м приемным антенными элементами обозначается $h^{l,k}$. Принимаемый сигнал с учетом параметров канала имеет вид:

$$\underline{\mathbf{Y}} = \underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{S}} + \underline{\mathbf{V}}, \quad (1.11)$$

где $\underline{\mathbf{Y}} = (y_1, y_2, \dots, y_{N_{\text{RX}}})'$ – вектор принимаемых сигналов; $\underline{\mathbf{S}} = (s_1, s_2, \dots, s_{N_{\text{TX}}})'$ – вектор передаваемых сигналов; $\underline{\mathbf{V}}$ – аддитивный белый гауссовский шум. Предполагается, что канал MIMO является частотно-неселективным. В этом случае матрица канала $\underline{\mathbf{H}}$ имеет размерность $N_{\text{RX}} \times N_{\text{TX}}$, где каждый элемент представляет собой коэффициент передачи между k -м передающим и l -м приемным антеннами, то есть $[\underline{\mathbf{H}}]_{\text{RX}_l, \text{TX}_k} = h_{\text{RX}_l, \text{TX}_k}$. Без учета компоненты прямой видимости импульсная характеристика канала может быть выражена как [19]:

$$h_{\text{RX}, \text{TX}} = \sum_{n=1}^N a_n b_n e^{j\varphi}, \quad (1.12)$$

где $a_n = e^{\frac{j \cdot 2\pi \cdot \Delta D_{\text{TX}-S_n}}{\lambda}}$ – коэффициент, определяющий сдвиг фазы сигнала на участке от передающих антенн до рассеивателей; $b_n = e^{\frac{j \cdot 2\pi \cdot \Delta D_{\text{RX}-S_n}}{\lambda}}$ – коэффициент, характеризующий сдвиг фазы сигнала на участке от рассеивателей до приемных антенн; λ является длиной волны несущей частоты; $\Delta D_{\text{TX}-S_n}$ и $\Delta D_{\text{RX}-S_n}$ – разности

расстояний от передающих антенн до рассеивателей и от рассеивателей до приемных антенн соответственно. В практических системах ММО часто используется приближение распространения в дальней зоне, при котором выполняется условие $D \gg R_s \gg \max(d_{TX}, d_{RX})$. Тогда можно записать:

$$\begin{aligned} \Delta D_{TX-S} &= D_{TX1-S} - D_{TX2-S} \approx d_{TX} \cdot \cos \beta_T \cdot \cos \gamma_T, \\ \Delta D_{RX-S} &= D_{RX1-S} - D_{RX2-S} \approx d_{RX} (\cos \beta_R \cdot \cos \beta_{S_n} \cdot \cos(\gamma_R + \gamma_{S_n}) - \sin \beta_R \cdot \sin \beta_{S_n}). \end{aligned} \quad (1.13)$$

Подставив эти приближения в (1.12), получаем:

$$\underline{h}_{RX,TX} = \sum_{n=1}^N e^{\frac{j2\pi[d_{TX} \cdot \cos \beta_T \cdot \cos \gamma_T + d_{RX} (\cos \beta_R \cdot \cos \beta_{S_n} \cdot \cos(\gamma_R + \gamma_{S_n}) - \sin \beta_R \cdot \sin \beta_{S_n})]}{\lambda}} e^{j\varphi}. \quad (1.14)$$

Для анализа влияния пространственного положения рассеивателя на фазовые характеристики канала рассмотрена упрощенная трехмерная сферическая модель ММО с одним рассеивателем. В данной модели рассеиватель располагается на поверхности сферы радиусом R_s , центр которой совпадает с точкой размещения приемных антенн. Такое приближение позволяет наглядно исследовать зависимость аргумента комплексного канального коэффициента \underline{h}_{11} от угловых координат одного рассеивателя без усложнения модели множественными путями распространения. Для моделирования принимается, что расстояния между антенными элементами передающей и приемной систем TX и RX равны $d_T = d_R = \lambda / 2$. Азимутальные углы антенн относительно оси Ox фиксированы и принимаются равными: $\beta_T = \beta_R = 0$. В ходе моделирования последовательно изменяются угловые параметры рассеивателя S – азимут β_S и угол места γ_S в диапазоне от 0 до 2π . Рассматриваются два варианта ориентации антенных решеток относительно плоскости xOy : для случая $\gamma_T = \gamma_R = \pi / 2$ (антенные системы расположены перпендикулярно оси Ox) и при $\gamma_T = \gamma_R = \pi / 4$ (антенные системы наклонены под углом 45° к оси Ox).

На рисунках 1.12 и 1.13 представлены результаты моделирования зависимости аргумента комплексного канального коэффициента \underline{h}_{11} от угла места рассеивателя γ_S при различных ориентациях антенн передающей и приемной систем. На рисунке 1.12 показана зависимость при $\gamma_T = \gamma_R = \pi / 2$, а на рисунке 1.13 – при $\gamma_T = \gamma_R = \pi / 4$. Из

графиков видно, что значение угла γ_S оказывает значительное влияние на аргумент комплексного коэффициента \underline{h}_{11} . При $\gamma_T = \gamma_R = \pi/2$ и $\beta_S = 0$, набег фазы достигает максимального значения когда $\gamma_S = 3\pi/4$, минимального – когда $\gamma_S = \pi/2$ и равен нулю когда $\gamma_S = 0; \pi; 2\pi$. При $\gamma_T = \gamma_R = \pi/4$ и $\beta_S = 0$, набег фазы достигает максимального значения когда $\gamma_S = 3\pi/8$, минимального – когда $\gamma_S = 7\pi/8$.

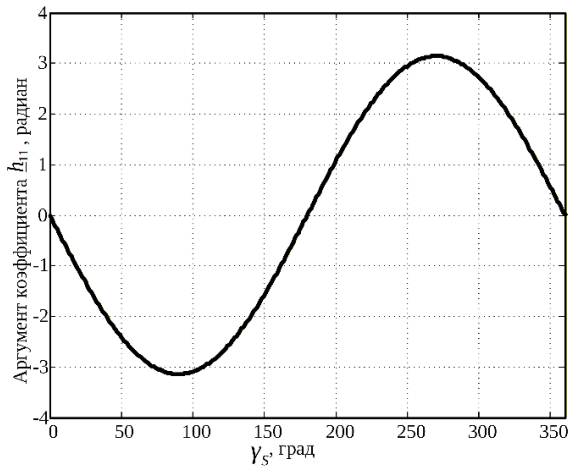


Рисунок 1.12 – Зависимость аргумента \underline{h}_{11} от γ_S при $\gamma_T = \gamma_R = \pi/2$, $\beta_S = 0$

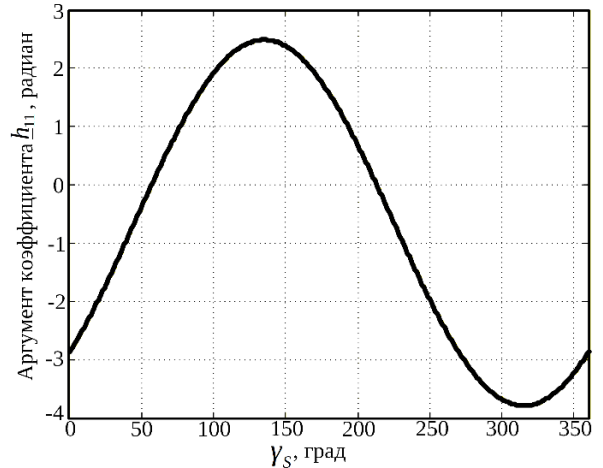


Рисунок 1.13 – Зависимость аргумента \underline{h}_{11} от γ_S при $\gamma_T = \gamma_R = \pi/4$, $\beta_S = 0$

На рисунке 1.14 представлена зависимость аргумента канального коэффициента \underline{h}_{11} от азимутального угла рассеивателя β_S при ориентации антенн $\gamma_T = \gamma_R = \pi/4$ и фиксированном угле места $\gamma_S = 0$. Из графика видно, что максимальное значение аргумента наблюдается при $\beta_S = \pi$, что соответствует максимальной разности путей распространения между антенными элементами. Полученные результаты показывают, что изменение азимутального положения рассеивателя оказывает влияние на матрицу канала, однако этот эффект выражен слабее, чем при изменении угла места. Это связано с тем, что при фиксированном угле наклона антенн ($\gamma_T = \gamma_R = \pi/4$) азимутальное смещение рассеивателя в меньшей степени изменяет длину пути между антеннами, чем вертикальное перемещение рассеивателя. Таким образом, результаты моделирования позволяют оценить влияние пространственного распределения рассеивателей на фазовые характеристики сигналов в антенной решетке и определить оптимальные

ориентации антенных элементов, обеспечивающие повышение пропускной способности канала передачи информации.

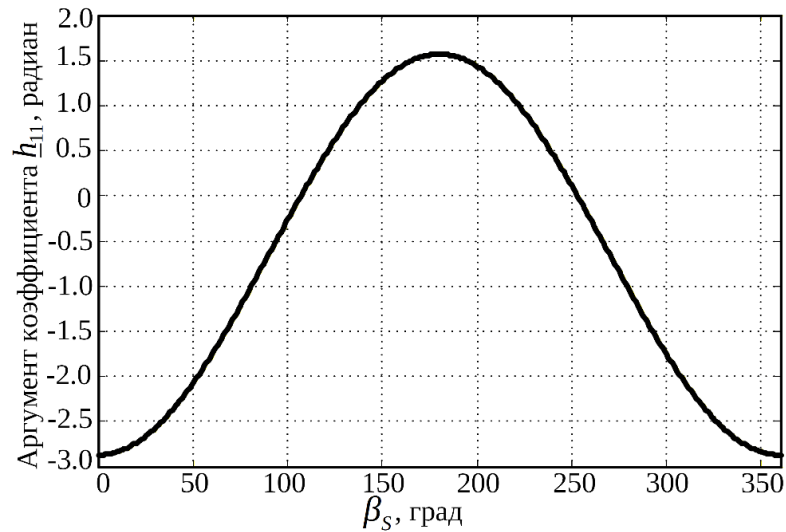


Рисунок 1.14 – Зависимость аргумента канального коэффициента \underline{h}_{11} от β_s при

$$\gamma_T = \gamma_R = \pi / 4, \gamma_S = 0$$

1.5. Оценка влияния распределения угловых координат рассеивателей на корреляционные свойства канальных коэффициентов

Для оценки влияния вида распределения угловых координат рассеивателей на корреляционные свойства канальных коэффициентов угловые положения рассеивателей по азимуту и углу места задаются в соответствии с равномерной или гауссовской плотностями распределения. В частности, для анализа выбрано равномерное распределение угловых направлений на рассеиватели в азимутальной плоскости [20]:

$$f(\beta_s) = \frac{1}{2\pi}, 0 \leq \beta_s \leq 2\pi, \quad (1.15)$$

и усеченное гауссовское распределение угловых направлений в угломестной плоскости:

$$f(\gamma_s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\gamma_s^2}{2\sigma_\gamma^2}} \operatorname{erf}\left(\frac{\pi}{\sqrt{2}\sigma_\gamma}\right), \quad -\pi \leq \gamma_s \leq \pi, \quad (1.16)$$

где σ_y – среднеквадратическое отклонение угломестного направления на рассеиватель; β_s и γ_s – азимутальное и угломестное направления на рассеиватель, соответственно. При моделировании расстояния нормируются на длину волны λ . В частности, радиус сферы рассеивателей по сценариям А и В составляет $R_s = 100\lambda$, а расстояние между приемным и передающим устройствами – $D = 1000\lambda$. Пересчет координат из сферической системы в декартову выполняется по следующим выражениям:

$$x = R_s \cos \beta_s \sin \gamma_s, \quad y = R_s \cos \beta_s \cos \gamma_s, \quad z = R_s \sin \beta_s. \quad (1.17)$$

Для сценариев COST-259 А и В при задании угловых координат в соответствии с выбранными плотностями распределения вероятности угловых координат вокруг приемника или передатчика формируется сфера рассеивателей со скоплением в верхней части сферы рассеивателей в выбранной системе координат. Поворот сферы на углы ψ_x, ψ_y, ψ_z , вокруг осей Ox, Oy или Oz выполняется путем умножения вектора координат рассеивателей на матрицы преобразования по осям:

$$\begin{aligned} M_x(\psi_x) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \psi_x & -\sin \psi_x \\ 0 & \sin \psi_x & \cos \psi_x \end{bmatrix}, \\ M_y(\psi_y) &= \begin{bmatrix} \cos \psi_y & 0 & \sin \psi_y \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \psi_y & 0 & \cos \psi_y \end{bmatrix}, \\ M_z(\psi_z) &= \begin{bmatrix} \cos \psi_z & -\sin \psi_z & 0 \\ \sin \psi_z & \cos \psi_z & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (1.18)$$

Сценарий Е предполагает расположение рассеивателей по поверхности эллипсоида с расположением приемного и передающего устройства в фокальных точках эллипса сечения в плоскости xOz . Пересчет координат из сферической системы в декартову выполняется по выражениям [21]:

$$x = a \cos \beta_s \sin \gamma_s, \quad y = b \cos \beta_s \cos \gamma_s, \quad z = c \sin \beta_s, \quad (1.19)$$

где a, b, c – длины полуосей эллипсоида. В сценариях С и D моделирование расположения рассеивателей выполняется на поверхности сферы, цилиндра или эллипсоида, условно размещенного посередине между приемным и передающим устройствами. При этом радиусы фигур выбираются значительно меньшими, чем расстояние между приемником и передатчиком. Формулы расчета координат рассеивателей аналогичны формулам в сценариях А и В, моделируется гауссовское распределение в угломестной плоскости и равномерное распределение по углу азимута. Для оценки влияния расположения рассеивателей на параметры канала передачи информации предлагается выполнить оценку канальных коэффициентов ММО системы для двухэлементных антенных систем на приемном и передающем устройстве. Оценка выполняется для каждого канала между приемными и передающими антеннами при расположении рассеивателей по различным сценариям в стандарте COST-259. Условия исследования следующие:

- сигнал является плоской волной;
- рассеиватели не обладают направленной диаграммой рассеяния;
- в моделировании не учитывается эффект «затенения», взаимодействие сигнала происходит только с одним рассеивателем.

Расстояние между передающей антенной и рассеивателем, а также между рассеивателем и приемной антенной определяется путем задания координат антенн и рассеивателей в пространстве. Антенны передающего и приемного устройств зафиксированы в пространстве. Отсчет координат выполняется относительно передающего устройства, таким образом его координаты $(0, 0, 0)$. Приемное устройство располагается на расстоянии $D = 1000\lambda$ от передающего устройства по оси Ox . При проведении моделирования расположение рассеивателей задается по каждому из ранее указанных сценариев. Их положения определяются углами β_s в азимутальной плоскости и γ_s в угломестной плоскости. Рассеиватели располагаются на сфере в соответствии со сценарием COST-259 А, как показано на рисунке 1.6. Антенны на приемном и передающем устройствах располагаются на расстоянии $d_{TX} = d_{RX} = \lambda/2$. При отсутствии прямой видимости

канальный коэффициент передачи $h_{\text{RX}_l, \text{TX}_k}$ для каждой пары приемных и передающих антенн можно рассчитать в соответствии с выражением:

$$h_{\text{RX}_l, \text{TX}_k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N a_n b_n e^{j\varphi_n}, \quad (1.20)$$

где $a_n = \sqrt{L_{\text{TX}_{k,n}}} e^{\frac{j2\pi D_{\text{TX}_{k,n}}}{\lambda}}$ – коэффициент, определяющий изменение амплитуды и фазы сигнала на участке от передающей антенны до n -го рассеивателя с учетом потерь мощности при распространении, $b_n = \sqrt{L_{\text{RX}_{l,n}}} e^{\frac{j2\pi D_{\text{RX}_{l,n}}}{\lambda}}$ – коэффициент, определяющий изменение амплитуды и фазы сигнала на участке от n -го рассеивателя до приемной антенны с учетом потерь мощности при распространении, φ_n – смещение фазы при отражении от рассеивающего объекта. Величины φ_n являются независимыми одинаково распределенными случайными величинами с равномерным законом распределения на интервале $[0, 2\pi)$. Коэффициенты прохождения радиосигнала в зависимости от расстояний рассчитываются по модели затухания сигнала для свободного пространства (модель Фрииса) [22]:

$$L_{\text{TX}_{k,n}} = \left(\frac{\lambda}{4\pi D_{\text{TX}_{k,n}}} \right)^2, \quad L_{\text{RX}_{l,n}} = \left(\frac{\lambda}{4\pi D_{\text{RX}_{l,n}}} \right)^2. \quad (1.21)$$

Расстояния между передающими антеннами и рассеивателями, а также между рассеивателями и приемными антеннами вычисляются по формулам (1.5). Предполагается, что за время оценки параметров канала его характеристики не меняются. Рассмотрим корреляционную матрицу канальных коэффициентов при размещении одного рассеивателя на поверхности эллипсоида в соответствии со сценарием E стандарта COST-259. Выражение для канального коэффициента передачи сигнала между отдельными элементами антенной системы с учетом одного рассеивателя имеет вид:

$$\underline{\mathbf{H}} = \left\{ h_{\text{RX}_l, \text{TX}_k} = \sqrt{L_{\text{TX}_{k,n}}} \sqrt{L_{\text{RX}_{l,n}}} e^{\frac{j2\pi(D_{\text{TX}_{k,n}} + D_{\text{RX}_{l,n}})}{\lambda} + j\varphi_n} \right\}, k = 1, \dots, N_{\text{TX}}; l = 1, \dots, N_{\text{RX}}. \quad (1.22)$$

По результатам расчета матрицы канальных коэффициентов можно рассчитать их корреляционную матрицу: $\underline{\mathbf{R}} = \overline{\text{vec}(\underline{\mathbf{H}})\text{vec}(\underline{\mathbf{H}})^H}$, где $\text{vec}(\underline{\mathbf{H}})$ – векторизованная матрица канальных коэффициентов. Корреляционная матрица при заданных угловых направлениях на выбранный n -й рассеиватель обозначается $\underline{\mathbf{R}}(\beta_s, \gamma_s)$. При известной функции распределения рассеивателей на поверхности эллипсоида $f(\beta_s, \gamma_s)$ общая корреляционная матрица имеет вид:

$$\underline{\mathbf{R}}_{\beta\gamma} = \int_0^{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \underline{\mathbf{R}}(\beta_s, \gamma_s) f(\beta_s, \gamma_s) d\beta_s d\gamma_s. \quad (1.23)$$

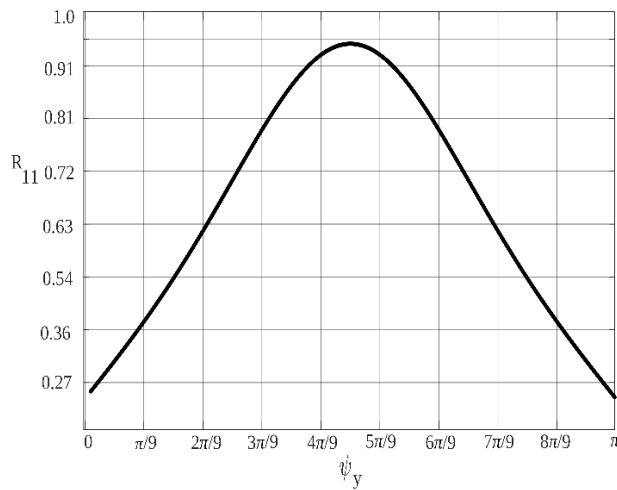
При равномерном распределении рассеивателей по объему эллипсоида выражение для распределения угловых направлений на рассеиватели имеет вид [23]:

$$f(\beta_s, \gamma_s) = \frac{2b^5 c^2 \sin \beta_s}{\pi a \left(2a\sqrt{b^2 \sin^2 \beta_s + c^2 \cos^2 \beta_s} + cD \sin \beta_s \cos \gamma_s \right)^3}, \quad (1.24)$$

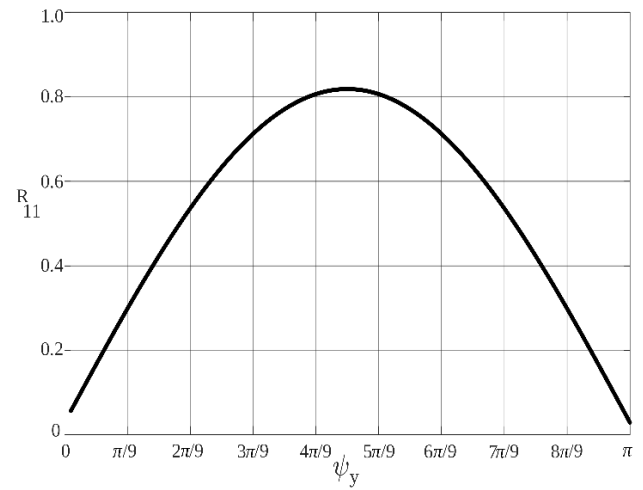
где a, b, c – длины полуосей эллипсоида.

В ходе моделирования анализировался первый элемент корреляционной матрицы R_{11} , характеризующий автокорреляцию основного канала между первой парой антенн. Исследование зависимости R_{11} позволяет оценить изменение энергетических и корреляционных свойств канала в различных сценариях распространения без необходимости анализа всех элементов корреляционной матрицы, которые обладают схожими закономерностями. На рисунке 1.15 представлены графики зависимости значения первого элемента корреляционной матрицы $\underline{\mathbf{R}}_{\beta\gamma}$ от угла поворота рассеивателей вокруг оси Oy . Согласно результатам расчетов, полученные зависимости имеют экстремум в направлении большей полуоси эллипсоида. Данный факт объясняется уменьшением области максимальной плотности рассеивателей. В пределах объема рассматриваемого эллипсоида формируются отдельные поверхности, соответствующие определенному времени задержки сигнала τ при распространении от передатчика до приемника. Выполнено моделирование положений рассеивателей с гауссовским распределением по углу места при $\sigma_\gamma = 1$ и равномерным распределением по азимуту. Выполнен

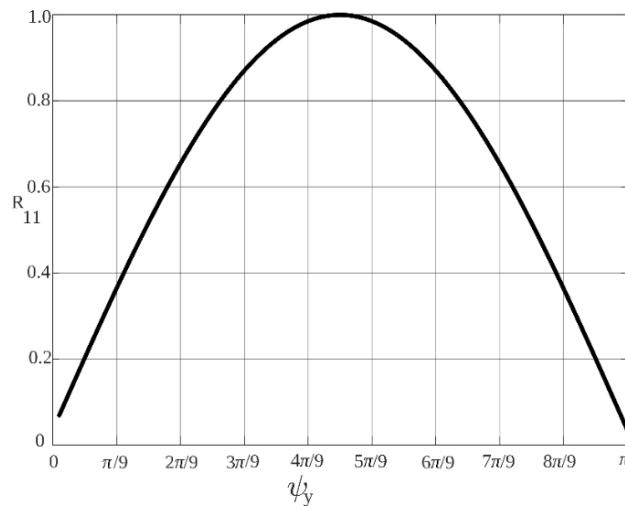
расчет усредненного значения первого элемента корреляционной матрицы путем моделирования распространения сигнала при различных сценариях расположения рассеивателей в соответствии со стандартом COST-259.



Сценарий С



Сценарий D

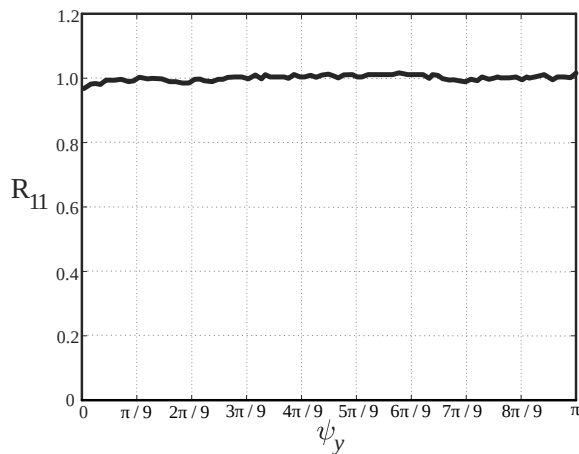


Сценарий E

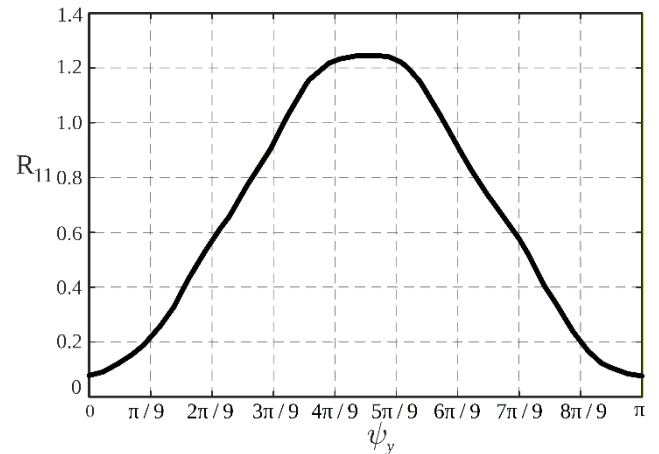
Рисунок 1.15 – Зависимость первого элемента корреляционной матрицы $\mathbf{R}_{\beta\gamma}$ от угла поворота в разных сценариях

Рассмотрим зависимость первого элемента корреляционной матрицы MIMO канала при различных углах поворота сферы рассеивателей относительно оси Oy . Первоначально область наибольшей плотности рассеивателей располагается вокруг точки с координатами $(0, 0, R_s)$, где R_s – радиус рассматриваемой сферы. Поворот выполняется в положительном направлении от 0 до π вокруг оси Oy . Результаты моделирования показывают, что коэффициенты корреляционной

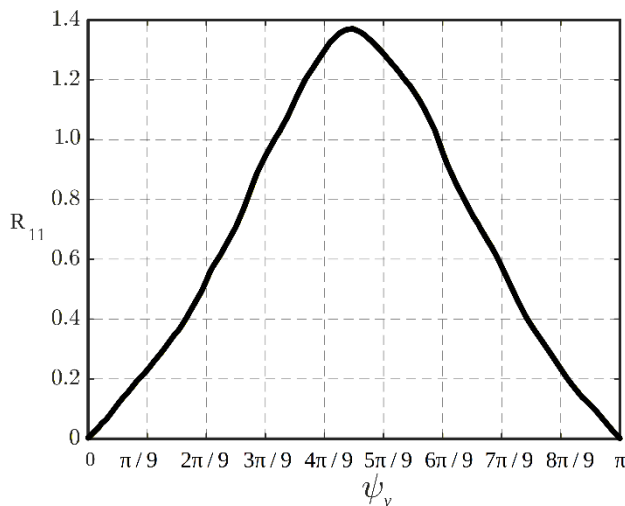
матрицы мало меняются при повороте сферы рассеивателей по сценарию А и В модели COST-259 (рисунок 1.16).



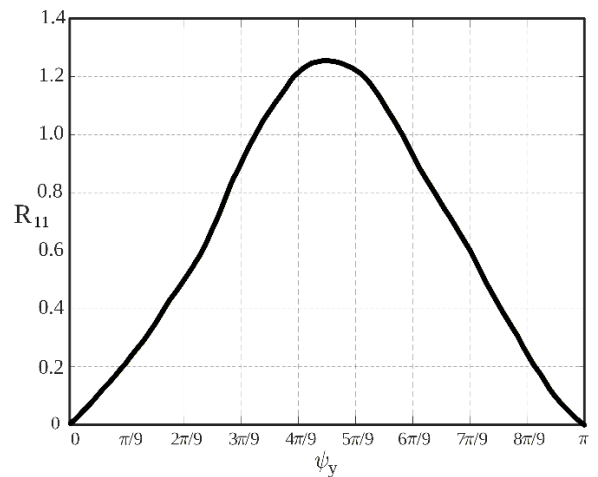
а) сценарий А и В



б) сценарий С



в) сценарий D



г) сценарий E

Рисунок 1.16 – Зависимость первого элемента корреляционной матрицы \mathbf{R} от угла поворота в разных сценариях

Распределение рассеивателей по эллипсоиду между передающим и приемным устройством в соответствии со сценариями С и D приводит к формированию максимума коэффициента корреляции в направлении на передающее устройство. Поворот координат рассеивателей по эллипсоиду вокруг оси Oy в соответствии со сценарием E приводит к значительному изменению коэффициента корреляционной матрицы с максимумом при расположении рассеивателей на поверхности эллипсоида вблизи приемного или передающего устройств. На основании полученных результатов предложена классификация каналов передачи

информации при использовании трехмерных моделей рассеяния (таблица 1.1). Такая классификация основана на различии в пространственном распределении рассеивателей и типе модели – двумерной или трехмерной. Каждый из рассматриваемых сценариев соответствует определенным условиям распространения радиоволн, что позволяет применять соответствующую модель для адекватного описания характеристик канала.

Таблица 1.1 – Классификация каналов передачи информации

Сценарии COST-259				
A	B	C	D	E
Эллиптическая трехмерная модель расположения рассеивателей (a, b, c – длины полуосей эллипсоида)		Эллиптическая двумерная модель расположения рассеивателей (a, b, c – длины полуосей эллипсоида)		
Распределение рассеивателей по объему		Распределение рассеивателей по поверхности		
Равномерное	Гауссовское	Равномерное	Гауссовское	Рэлеевское

1.6. Постановка задачи диссертационного исследования

Широкое распространение технологии MIMO в различных областях обуславливает необходимость разработки адекватных моделей каналов передачи информации, способных точно описывать пространственные и угловые характеристики многолучевого распространения радиосигнала [24-26]. В условиях высокой плотности подключений и динамически изменяющейся среды особенно важно учитывать геометрическое распределение рассеивателей и влияние пространственных эффектов на характеристики канальной матрицы MIMO. В связи с этим особый интерес представляют геометрические стохастические модели, в которых распределение рассеивателей описывается с использованием трехмерных геометрических форм – сферических, полусферических и эллипсоидальных. Такие модели позволяют учитывать пространственные и угловые параметры сигналов, обеспечивая более точное описание корреляционных свойств канальной матрицы MIMO.

Для повышения спектральной эффективности и надежности передачи данных в MIMO-системах применяются методы пространственно-временного кодирования

и относительного кодирования. Пространственно-временное кодирование обеспечивает выигрыш за счет объединения эффектов разнесения и кодирования, повышая устойчивость системы к замираниям и межканальным помехам. В свою очередь, относительное кодирование используется в условиях отсутствия точной информации о состоянии канала, позволяя выполнять декодирование сигналов без предварительной оценки его параметров. Во многих работах [27, 28] представлена оценка эффективности пространственно-временного кодирования, однако в них не учитывается влияние рассеивателей, расположенных в непосредственной близости от радиотехнических средств, что может существенно изменять характеристики канала и снижать точность результатов моделирования.

В соответствии с целью исследования в диссертации решаются следующие задачи:

1. Разработать и описать трехмерные геометрические модели рассеяния, учитывающие особенности пространственного распределения рассеивателей.
2. Исследовать влияние угловых параметров рассеивателей на фазовые и корреляционные свойства элементов канальной матрицы.
3. Разработать математическую модель канальной матрицы ММО-системы при наличии рассеивателей с использованием предложенных геометрических моделей.
4. Исследовать эффективность алгоритмов пространственно-временного кодирования и декодирования в условиях наличия рассеивателей.
5. Провести экспериментальное исследование эффективности алгоритмов пространственно-временного кодирования и декодирования с использованием аппаратной реализации.

1.7. Выводы

1. Показано, что двумерные модели не позволяют в полной мере описать реальную трехмерную структуру многолучевого поля. Корректное моделирование ММО-каналов требует учета как вертикальной, так и горизонтальной компонент распространения радиосигнала.
2. Разработано математическое описание трехмерной геометрической модели распределения рассеивателей в многолучевом канале передачи информации,

учитывающей однократное и двукратное отражение сигналов, при размещении рассеивателей на поверхностях вложенных геометрических областей с возможностью изменения положения облака рассеивателей по азимуту и углу места, **что доказывает положение 1.**

3. Выполнен расчет канальной матрицы системы MIMO при распределении рассеивателей на сфере и проведено моделирование зависимости фазовых характеристик элементов канальной матрицы от угловых координат рассеивателей.

4. Проведена оценка влияния распределения угловых координат рассеивателей на корреляционные свойства канальных коэффициентов в различных сценариях по стандарту COST-259.

5. Сформулированы основные задачи диссертационного исследования, направленные на разработку и анализ трехмерных геометрических моделей MIMO-каналов, а также на оценку влияния пространственного распределения рассеивателей на эффективность пространственно-временного кодирования.

Материалы главы 1 опубликованы в работах [29, 30, 84, 125].

ГЛАВА 2. АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО КОДИРОВАНИЯ НА ОСНОВЕ ТРЕХМЕРНОЙ МОДЕЛИ РАССЕЙВАТЕЛЕЙ

2.1. Принципы пространственно-временного кодирования

Пространственно-временное кодирование (ПВК) в современном мире играет важную роль в обеспечении надежной и высокоскоростной передачи данных в беспроводных радиосистемах. В работах [31, 32] показано, что этот метод используется для повышения производительности и устойчивости каналов передачи информации за счет использования множественных антенн как на передающей, так и на приемной стороне. Кодирование осуществляется как в пространственной, так и во временной областях, чтобы ввести корреляцию между сигналами, передаваемыми с различных антенн в различные периоды времени. Пространственно-временная корреляция используется для устранения замираний в ММО-канале и минимизации ошибок передачи в приемнике. Пространственно-временное кодирование позволяет обеспечить разнесение передачи и выигрыш в мощности по сравнению с системами без пространственного кодирования, не уменьшая при этом пропускную способность. В работе [33] рассмотрены основные структуры пространственно-временного кодирования, включающие:

– Пространственно-временное блочное кодирование (ПВБК): пространственно-временное блочное кодирование, как один из ключевых методов пространственно-временного кодирования, направлено на повышение надежности передачи данных. ПВБК работает за счет введения избыточности в передаваемые сигналы с разных антенн. Основным принцип ПВБК заключается в том, что исходный поток данных разбивается на блоки, которые кодируются и передаются через несколько антенн в разные временные моменты;

– Пространственное мультиплексирование (Spatial Multiplexing): это метод, используемый для увеличения пропускной способности системы, без увеличения ширины полосы частот или мощности передачи. В отличие от ПВБК, цель пространственного мультиплексирования заключается в передаче нескольких потоков данных параллельно через различные антенны;

– Относительное пространственно-временное кодирование (Differential Space-Time Coding): это технология, которая позволяет передавать данные в ММО-системах без необходимости знания точных параметров канала передачи информации. Этот метод полезен в системах с быстро меняющейся средой передачи, где трудно точно оценить состояние канала.

В работе [34] отмечено, что скорость кода в пространственно-временном кодировании является ключевым параметром, определяющим эффективность передачи информации в радиосистемах, особенно в ММО системах. Согласно работе [35], скорость кода в теории кодирования определяется как отношение количества информационных символов, передаваемых за один такт, к общему количеству символов, передаваемых в кодированном сообщении. Формула для определения кодовой скорости может быть представлена следующим образом:

$$R_{\text{код}} = \frac{k_s}{n_s}, \quad (2.1)$$

где $R_{\text{код}}$ – скорость кода, k_s – число символов на входе кодера и n_s – число символов, излучаемых каждой передающей антенной. Ортогональные коды обеспечивают максимальную скорость при использовании двух антенн, но с увеличением их числа скорость снижается, тогда как неортогональные коды позволяют достичь большей спектральной эффективности и скорости передачи, особенно в условиях многолучевых каналов [36, 37]. Важную роль также играют методы кодирования, которые снижают вероятность битовой ошибки и способствуют достижению оптимальных результатов, подчеркивая значимость выбора кодов и методов для эффективной передачи данных.

В пространственно-временном кодировании вероятность битовой ошибки (BER – Bit Error Rate) является критическим показателем, определяющим качество передачи данных в беспроводных системах. Она зависит от отношения энергии сигнала к мощности шума и может быть выражена различными формулами в зависимости от типа модуляции. В контексте ММО-систем BER определяется как отношение количества ошибочно принятых битов к общему количеству принятых битов [38]:

$$\text{BER} = \lim_{N_{\text{БИТ}} \rightarrow \infty} \frac{N_{\text{ERR}}}{N_{\text{БИТ}}}, \quad (2.2)$$

где N_{ERR} – количество неправильно принятых битов, а $N_{\text{БИТ}}$ – общее количество принятых битов в заданном временном интервале.

2.2. Пространственно-временное блочное кодирование Аламоути

Кодирование Аламоути представляет собой простую и высокоэффективную схему пространственно-временного кодирования для системы с двумя передающими антеннами [39]. На первом временном интервале символ \underline{x}_1 передается через антенну TX1 и одновременно символ \underline{x}_2 передается через антенну TX2. На втором временном интервале символ $-\underline{x}_2^*$ передается через антенну TX1 и одновременно символ \underline{x}_1^* передается через антенну TX2 (таблица 2.1).

Таблица 2.1 – Кодовая матрица Аламоути

Антенна \ Время	TX1	TX2
t	\underline{x}_1	\underline{x}_2
$t + \Delta t$	$-\underline{x}_2^*$	\underline{x}_1^*

где (x^*) означает комплексно-сопряженное значение x и $(\underline{\bullet})$ является знаком комплексной величины.

Модель принимаемого сигнала описывается следующим векторно-матричным выражением:

$$\underline{\mathbf{Y}} = \sqrt{\frac{q}{2}} \underline{\mathbf{H}} \underline{\mathbf{S}} + \underline{\mathbf{V}}, \quad (2.3)$$

где $\underline{\mathbf{S}} = \begin{bmatrix} \underline{x}_1 & -\underline{x}_2^* \\ \underline{x}_2 & \underline{x}_1^* \end{bmatrix}$ – матрица сигнальных символов на выходах передающих антенн;

$\underline{\mathbf{V}} = \{\underline{v}_1, \underline{v}_2, \dots, \underline{v}_{N_{\text{RX}}}\}$ – вектор гауссовского шума в приемных антеннах;

$\underline{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \underline{h}_{11} & \underline{h}_{12} \\ \underline{h}_{21} & \underline{h}_{22} \end{bmatrix}$ – матрица канальных коэффициентов передачи сигнала и q –

отношение сигнал/шум на приемной стороне. Очевидно, что кодирование Аламути осуществляется как во временной области (в два интервала передачи), так и в пространственной области (с использованием двух передающих антенн) [40, 41]. Строки и столбцы матрицы $\underline{\mathbf{S}}$ ортогональны друг другу, и сама кодовая матрица также является ортогональной:

$$\underline{\mathbf{S}}\underline{\mathbf{S}}^H = \begin{bmatrix} \underline{x}_1 & -\underline{x}_2^* \\ \underline{x}_2 & \underline{x}_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{x}_1 & -\underline{x}_2^* \\ \underline{x}_2 & \underline{x}_1^* \end{bmatrix}^H = \begin{bmatrix} |\underline{x}_1|^2 + |\underline{x}_2|^2 & 0 \\ 0 & |\underline{x}_1|^2 + |\underline{x}_2|^2 \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

Ортогональность кода Аламути обеспечивает надежную и эффективную передачу данных в многоканальных радиосистемах передачи информации, что обуславливает его широкое применение в алгоритмах пространственно-временного кодирования [42]. Структурная схема системы MIMO 2x2 с использованием кодирования Аламути представлена на рисунке 2.1.

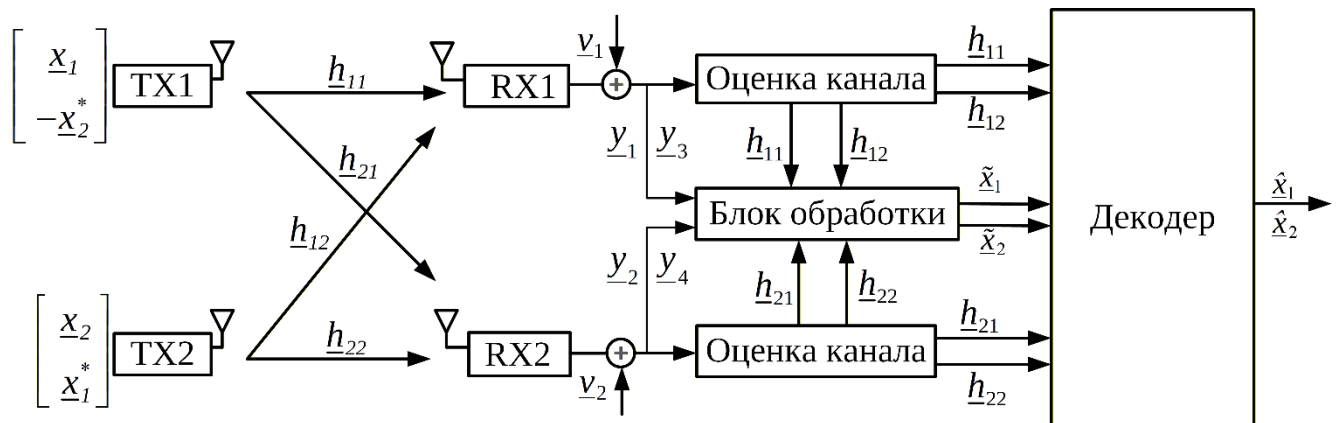


Рисунок 2.1 – Схема кодирования Аламути для системы MIMO 2x2

Если на приемной стороне имеются две приемные антенны, то принимаемые сигналы в два последовательных момента времени имеют следующий вид [4]:

$$\begin{aligned} \text{В момент } t: \quad & \text{RX1: } \underline{y}_1 = \underline{h}_{11} \underline{x}_1 + \underline{h}_{12} \underline{x}_2 + \underline{v}_{11}, \\ & \text{RX2: } \underline{y}_2 = \underline{h}_{21} \underline{x}_1 + \underline{h}_{22} \underline{x}_2 + \underline{v}_{12}. \\ \text{В момент } t + \Delta t: \quad & \text{RX1: } \underline{y}_3 = -\underline{h}_{11} \underline{x}_2^* + \underline{h}_{12} \underline{x}_1^* + \underline{v}_{21}, \\ & \text{RX2: } \underline{y}_4 = -\underline{h}_{21} \underline{x}_2^* + \underline{h}_{22} \underline{x}_1^* + \underline{v}_{22}. \end{aligned} \quad (2.5)$$

В блоках «Оценка канала» производится оценка канальных коэффициентов $\underline{h}_{11}, \underline{h}_{12}, \underline{h}_{21}, \underline{h}_{22}$. Полученные оценки используются в дальнейшем для линейного

комбинирования сигналов и реализации декодирования. В сумматоре выполняется операция умножения на эрмитово сопряженную матрицу канала [35]:

$$\begin{aligned}\tilde{x}_1 &= \underline{h}_{11}^* \underline{y}_1 + \underline{h}_{21}^* \underline{y}_2 + \underline{h}_{12} \underline{y}_3^* + \underline{h}_{22} \underline{y}_4^*, \\ \tilde{x}_2 &= \underline{h}_{12}^* \underline{y}_1 + \underline{h}_{22}^* \underline{y}_2 - \underline{h}_{11} \underline{y}_3^* - \underline{h}_{21} \underline{y}_4^*.\end{aligned}\tag{2.6}$$

После сумматора сигналы направляются в декодер с использованием алгоритма максимального правдоподобия [35]:

$$\hat{x}_1^{\text{МП}} = \arg \min_{x \in Z} d^2(x, \tilde{x}_1); \quad \hat{x}_2^{\text{МП}} = \arg \min_{x \in Z} d^2(x, \tilde{x}_2),\tag{2.7}$$

где d – расстояние представляет собой метрику, используемую для оценки различий между принимаемыми сигналами и сигналами в модуляционном созвездии. После декодирования по методу Аламоути производится оценка принимаемых символов на основе соответствующего метода демодуляции, а также вычисляется битовая ошибка для оценки эффективности системы [43]. Скорость кодирования для схемы Аламоути: $R_{\text{код}} = 2 / 2 = 1$.

2.3. Пространственное кодирование методом BLAST

Стремительное развитие беспроводных радиосистем обусловлено высоким спросом на увеличение скорости передачи данных, повышение надежности и пропускной способности. В работах [44, 45] показано, что по мере роста числа мобильных устройств и развития распределенных беспроводных систем традиционные радиосистемы передачи информации сталкиваются с серьезными трудностями при удовлетворении указанных требований. В работе [46] представлена технология MIMO как революционное решение, которое позволяет использовать несколько антенн на передатчике и приемнике для повышения производительности. Среди различных технологий MIMO пространственное мультиплексирование выделяется как важнейший метод, позволяющий одновременно передавать несколько независимых потоков данных по одному и тому же частотному каналу. Эта возможность не только увеличивает пропускную способность, но и позволяет максимально использовать доступную полосу пропускания, что делает ее особенно эффективной в условиях ограниченного

спектра. Пространственное мультиплексирование использует пространственные аспекты беспроводных каналов, используя преимущества многолучевого распространения, когда сигналы отражаются от поверхностей и поступают в приемник по разным путям, для разделения и декодирования нескольких потоков. Значимость пространственного мультиплексирования подтверждается его широким применением в современных высокоскоростных беспроводных радиосистемах передачи информации [2]. Эти технологии в значительной степени опираются на конфигурации MIMO для достижения беспрецедентных скоростей передачи данных и поддержки растущего числа одновременных соединений. Для реализации пространственного мультиплексирования используются сложные методы обработки сигнала, включая предкодирование, оценку канала и передовые алгоритмы детектирования, такие как BLAST (Bell Laboratories Layered Space-Time). Архитектура BLAST является наиболее известным вариантом пространственного кодирования. В архитектуре BLAST исходный информационный поток разделяется на пространственные каналы в соответствии с количеством передающих антенн, и каждый символ излучается своей собственной передающей антенной. Система BLAST может быть представлена в различных конфигурациях. Наиболее популярные: диагональный (D-BLAST), вертикальный (V-BLAST) и горизонтальный (H-BLAST) [47].

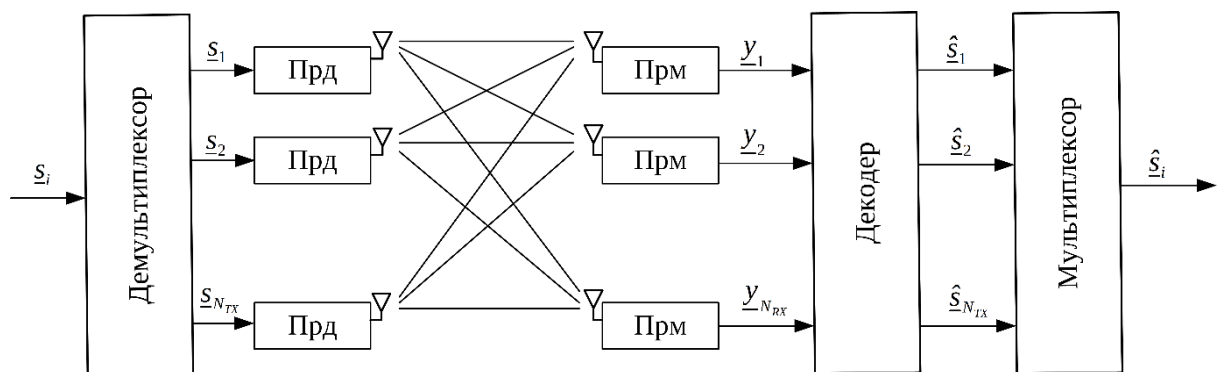


Рисунок 2.2 – Структурная схема системы BLAST

Схема BLAST изображена на рисунке 2.2. Пространственная структура системы состоит из N_{TX} передающих и N_{RX} приемных антенн. В системах с пространственным кодированием каждая передающая антенна имеет свою диаграмму направленности и излучает отличные от других антенн

информационные символы, за счет чего и повышается максимальная скорость передачи данных [48]. Все передающие и приемные антенны разнесены в пространстве. Последовательность комплексных информационных символов модулируется, а затем преобразуется в последовательность блоков, в каждом из которых содержится N_{TX} символов. После излучения сигналы проходят через многолучевой канал со случайной канальной матрицей $\underline{\mathbf{H}}$, что можно рассматривать как пространственное кодирование. Скорость кодирования, используемого в системе BLAST равна количеству передающих антенн N_{TX} , что обеспечивает ее высокую спектральную эффективность [49]. Пусть $\underline{\mathbf{S}} = \{\underline{s}_1, \underline{s}_2, \dots, \underline{s}_{N_{\text{TX}}}\}^T$ ($(\cdot)^T$ – оператор транспонирования) обозначает вектор символов передачи от N_{TX} передающих антенн, тогда принимаемый сигнал можно представить в виде:

$$\underline{\mathbf{Y}} = \sqrt{\frac{q}{N_{\text{TX}}}} \underline{\mathbf{H}} \underline{\mathbf{S}} + \underline{\mathbf{V}}, \quad (2.8)$$

где $\underline{\mathbf{V}} = \{\underline{v}_1, \underline{v}_2, \dots, \underline{v}_{N_{\text{RX}}}\}^T$ – вектор гауссовского шума в приемных антеннах; q – отношение сигнал/шум; $\underline{\mathbf{H}}$ – канальная матрица. Первоначальной архитектурой BLAST являлась D-BLAST [50]. Это первая предложенная система BLAST, которая стала основой для последующих архитектур BLAST. D-BLAST использует пространственно-временное распределение, соответствующее диагональному слою. Информационный битовый поток, поступающий от источника, демультиплексируется на несколько подпотоков (из последовательного в параллельный), и каждый подпоток кодируется отдельно и отображается на комплексные символы. Затем символы каждого подпотока распределяются «по диагонали» между антеннами и временем. В приемной стороне D-BLAST происходит послойное обнаружение входящих данных, т.е. сначала происходит детектирование первого слоя, который затем отбрасывается. После этого происходит детектирование второго слоя, который также отбрасывается, и этот цикл повторяется для последующих слоев. Такой характер приводит к потере времени, так как каждый слой должен быть детектирован сначала, а затем

следующий. D-BLAST высоко оценивается в беспроводных радиосистемах MIMO за счет высокой пропускной способности, однако существенный недостаток связан с высокой степенью сложности в его реализации. Реализационные трудности D-BLAST привели к разработке вертикальной модификации, известной под названием V-BLAST. Это первая практическая реализация MIMO-радиосистемы передачи информации, обеспечивающая спектральную эффективность до 40 бит/с/Гц в реальном времени [51]. Архитектура вертикального BLAST (V-BLAST) представляет собой упрощенную версию D-BLAST, направленную на снижение вычислительной сложности, однако при этом утрачивается разнесение по передаче. В V-BLAST входящий информационный поток сначала демультиплексируется на подпотоки, каждый из которых независимо кодируется и направляется на собственную антенну для передачи по каналу. Для улучшения помехоустойчивости применяется горизонтальный BLAST (H-BLAST) [52]. В отличие от D-BLAST, где распределение отдельно кодированных подпотоков представляет собой диагональное, в H-BLAST каждый сигнал подпотока размещается горизонтально. Это упрощенная версия D-BLAST, направленная на снижение вычислительной сложности архитектуры D-BLAST. H-BLAST имеет недостаток, связанный с потерей разнесения по передаче, которое первоначально обеспечивалось его предыдущей версией. Несмотря на этот недостаток, системы H-BLAST имеют преимущество, заключающееся в устранении потерь пространственно-временных ресурсов, характерных для исходной системы D-BLAST. Основные различия между архитектурами BLAST видны на блок-схемах, где показан процесс перестройки системы.

2.4. Алгоритмы пространственно-временного декодирования

В условиях стремительного развития беспроводных радиосистем передачи информации методы пространственно-временного кодирования и декодирования становятся ключевыми элементами для достижения высокой производительности и надежности передачи данных. Пространственно-временное кодирование позволяет эффективно использовать множественные антенны как на передающей,

так и на приемной стороне, что способствует увеличению пропускной способности и снижению вероятности ошибок при передаче. В работе [53] показано, что в этом контексте важную роль играют различные методы декодирования, которые обеспечивают восстановление оригинальных данных из закодированного сигнала. Алгоритмы, такие как максимальное правдоподобие, метод обнуления и метод минимума среднеквадратической ошибки, применяются для обработки полученных сигналов и минимизации влияния интерференции и шума. Эти методы позволяют адаптироваться к изменяющимся условиям канала и обеспечивать высокое качество передачи информации в системах ММО. В работе [54] отмечено, что использование некоторых из них позволяет получить высокую надежность приема информации, но при этом, как следствие, усложняется процесс обработки сигнала. Не всегда удается найти компромисс между надежностью и сложностью, чтобы сделать выбор в пользу одного из нескольких алгоритмов. Процесс на приемной стороне описывается формулой (2.8). Предлагается, что канальная матрица \mathbf{H} известна на приемной стороне.

Алгоритм максимального правдоподобия (МП) является одним из наиболее эффективных методов декодирования в радиосистемах, особенно в контексте пространственно-временного кодирования [4]. Оценка с использованием метода МП минимизирует квадрат нормы невязки:

$$\hat{\mathbf{s}}_{\text{МП}} = \arg \min_{\mathbf{s} \in L^{N_{\text{TX}}}} \left\| \mathbf{Y} - \sqrt{\frac{q}{N_{\text{TX}}}} \mathbf{H} \mathbf{s} \right\|^2, \quad (2.9)$$

где $L^{N_{\text{TX}}}$ – дискретное множество значений N_{TX} – мерного вектора комплексных информационных символов. Множество L определяется типом модуляции, используемым в системе. Для реализации алгоритма максимального правдоподобия необходимо осуществить перебор по всем возможным комбинациям вектора комплексных информационных символов \mathbf{S} . В этом случае сложность вычисления оценки возрастает не только при увеличении количества антенн, и как вследствие размерности матрицы \mathbf{H} , но и при увеличении порядка модуляции. При использовании модуляции порядка L требуется $L^{N_{\text{TX}}}$ раз

вычислить величину невязки $\left\| \underline{\mathbf{Y}} - \sqrt{\frac{q}{N_{\text{TX}}}} \underline{\mathbf{H}} \underline{\mathbf{S}} \right\|^2$, что при больших значениях порядка модуляции и количества передающих антенн не может быть реализовано в реальном времени. Несмотря на свои преимущества в плане помехоустойчивости, метод максимального правдоподобия имеет ограничения. Его использование наиболее эффективно в системах с небольшим количеством передающих антенн и низким порядком модуляции. В условиях высоких требований к скорости обработки и большом количестве антенн альтернативные методы, такие как метод обнуления (Zero-Forcing) и метод минимума среднеквадратической ошибки (МСКО), могут быть более подходящими для практического применения.

Метод обнуления (ZF – Zero-Forcing), часто называют декоррелятором. Основным преимуществом этого метода является его низкая вычислительная сложность. Но недостатком линейного метода является относительно низкое качество выделения сигнала (коэффициент битовых ошибок), особенно при использовании большого количества передающих антенн. Оценка по методу обнуления определяется с использованием следующих соотношений [55]:

– метод обратной матрицы $\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{\text{ZF}} = \underline{\mathbf{H}}^{-1} \underline{\mathbf{Y}}$; используется при условии, когда количество передающих и приемных одинаково $N_{\text{TX}} = N_{\text{RX}}$;

– метод псевдообратной матрицы: $\hat{\underline{\mathbf{s}}}_{\text{ZF}} = (\underline{\mathbf{H}}^{\text{H}} \underline{\mathbf{H}})^{-1} \underline{\mathbf{H}}^{\text{H}} \underline{\mathbf{Y}}$; используется при $N_{\text{TX}} \neq N_{\text{RX}}$.

где $\underline{\mathbf{H}}^{\text{H}}$ – эрмитово-сопряженная к $\underline{\mathbf{H}}$ матрица.

Метод обнуления имеет низкую помехоустойчивость и зависит от мощности шума. Если собственные значения матрицы $\underline{\mathbf{H}}^{\text{H}} \underline{\mathbf{H}}$ оказываются малы, это приводит к усилению шума на выходе демодулятора. Поэтому этот метод часто применяется в каналах передачи с высоким отношением сигнал-шум.

Метод минимума среднеквадратической ошибки (МСКО): Использование алгоритма МСКО приводит к более высокой помехоустойчивости при вычислении оценки вектора переданных символов по сравнению с методом ZF, так как

учитывается наличие шума. Оценку вектора переданных символов с использованием алгоритма МСКО можно рассчитать следующим образом [56]:

$$\hat{\underline{s}}_{\text{МСКО}} = (q\underline{\mathbf{I}} + \underline{\mathbf{H}}^H \underline{\mathbf{H}})^{-1} \underline{\mathbf{H}}^H \underline{\mathbf{Y}}, \quad (2.10)$$

где q – отношение сигнал/шум на приемной стороне; $\underline{\mathbf{I}}$ – единичная матрица. Алгоритм МСКО является наилучшим среди всех линейных алгоритмов. Самой трудоемкой операцией при вычислении оценки с использованием алгоритма МСКО является операция обращения матрицы $q\underline{\mathbf{I}} + \underline{\mathbf{H}}^H \underline{\mathbf{H}}$. Оценка, полученная с использованием метода обнуления $\hat{\underline{s}}_{\text{ZF}}$, и оценка, полученная алгоритмом, оптимальным по критерию минимума среднеквадратической ошибки $\hat{\underline{s}}_{\text{МСКО}}$, являются наиболее простыми в вычислениях и, следовательно, требуют меньшего количества времени для получения оценки.

2.5. Анализ вероятности битовой ошибки пространственно-временного кодирования и декодирования при наличии рассеивателей

В условиях современных беспроводных коммуникаций, где использование пространственно-временного кодирования и декодирования становится неотъемлемой частью эффективной передачи данных, важным аспектом является влияние рассеивателей на эти процессы. Рассеиватели, представляющие собой объекты, способные отражать и преломлять радиоволны, могут значительно изменять характеристики канала передачи информации, что в свою очередь влияет на производительность систем ММО [57]. В работе [58] исследуется влияние физических параметров распространения в сценарии с полным рассеянием на пропускную способность и эргодическую пропускную способность систем ММО. В работе [59] показано, что пропускная способность системы ММО увеличивается по сравнению с некодированной системой ММО, а модуляция BPSK обеспечивает лучшую вероятность битовой ошибки по сравнению с другими видами модуляции (QPSK, 16-QAM) в канале с замираниями Рэля и адаптивным белым гауссовским шумом (AWGN). В работе [60] рассматриваются схемы пространственно-временного блочного кодирования и их эффективность в каналах с замираниями Рэля для различных методов модуляции. В работе [61] исследуется

производительность MIMO-системы с пространственно-временным кодированием в каналах с замираниями Райса при идеальной и неидеальной информации о состоянии канала (CSI – Channel State Information). В работе [40] проведен анализ производительности системы MIMO-OFDM с учетом коэффициента битовых ошибок (BER), в котором рассматриваются два алгоритма: ПББК и V-BLAST, а также три метода детектирования – Zero-Forcing, метод минимума среднеквадратической ошибки и метод максимального правдоподобия, с последующим сравнением их характеристик по BER. В данном пункте рассматривается эффективность системы MIMO в условиях наличия рассеивателей, размещенных вокруг радиотехнических устройств в соответствии с различными сценариями по стандарту COST-259, описанными в главе 1. С учетом прямого и рассеянного лучей при передаче радиоволн, общую канальную матрицу можно получить весовым сложением соответствующих матриц $\underline{\mathbf{H}}_{\text{LOS}}$ и $\underline{\mathbf{H}}_{\text{DIF}}$ [62]:

$$\underline{\mathbf{H}} = \sqrt{\frac{1}{K_R + 1}} \underline{\mathbf{H}}_{\text{DIF}} + \sqrt{\frac{K_R}{K_R + 1}} \underline{\mathbf{H}}_{\text{LOS}}. \quad (2.11)$$

При использовании алгоритма пространственно-временного блочного кодирования Аламоути, передаваемые сигналы формируются двумя передающими антеннами за два временных такта. Соответственно, каждая из N_{RX} приемных антенн принимает два сигнала – по одному за каждый такт. Для систем MISO 2x1, MIMO 2x2 и MIMO 2x4 выражения для принятых сигналов за два такта могут быть представлены следующим образом:

$$\begin{aligned} \text{MISO 2x1: – такт 1: } \underline{y}_1 &= \underline{h}_{11} \underline{x}_1 + \underline{h}_{12} \underline{x}_2 + \underline{n}_1, \\ \text{– такт 2: } \underline{y}_2 &= -\underline{h}_{11} \underline{x}_2^* + \underline{h}_{12} \underline{x}_1^* + \underline{n}_2. \end{aligned} \quad (2.12)$$

$$\begin{aligned} \text{MIMO 2x2: – такт 1: } \underline{y}_1^1 &= \underline{h}_{11} \underline{x}_1 + \underline{h}_{12} \underline{x}_2 + \underline{n}_1^1; \underline{y}_2^1 = \underline{h}_{21} \underline{x}_1 + \underline{h}_{22} \underline{x}_2 + \underline{n}_2^1, \\ \text{– такт 2: } \underline{y}_1^2 &= -\underline{h}_{11} \underline{x}_2^* + \underline{h}_{12} \underline{x}_1^* + \underline{n}_1^2; \underline{y}_2^2 = -\underline{h}_{21} \underline{x}_2^* + \underline{h}_{22} \underline{x}_1^* + \underline{n}_2^2. \end{aligned} \quad (2.13)$$

$$\begin{aligned} \text{MIMO 2x4: – такт 1: } \underline{y}_1^1 &= \underline{h}_{11} \underline{x}_1 + \underline{h}_{12} \underline{x}_2 + \underline{n}_1^1; \underline{y}_2^1 = \underline{h}_{21} \underline{x}_1 + \underline{h}_{22} \underline{x}_2 + \underline{n}_2^1; \\ \underline{y}_3^1 &= \underline{h}_{31} \underline{x}_1 + \underline{h}_{32} \underline{x}_2 + \underline{n}_3^1; \underline{y}_4^1 = \underline{h}_{41} \underline{x}_1 + \underline{h}_{42} \underline{x}_2 + \underline{n}_4^1, \end{aligned} \quad (2.14)$$

$$\begin{aligned}
 - \text{такт 2: } \underline{y}_1^2 &= -\underline{h}_{11} \underline{x}_2^* + \underline{h}_{12} \underline{x}_1^* + \underline{n}_1^2; \underline{y}_2^2 = -\underline{h}_{21} \underline{x}_2^* + \underline{h}_{22} \underline{x}_1^* + \underline{n}_2^2; \\
 \underline{y}_3^2 &= -\underline{h}_{31} \underline{x}_2^* + \underline{h}_{32} \underline{x}_1^* + \underline{n}_3^2; \underline{y}_4^2 = -\underline{h}_{41} \underline{x}_2^* + \underline{h}_{42} \underline{x}_1^* + \underline{n}_4^2.
 \end{aligned}$$

Для анализа эффективности пространственно-временного блочного кодирования Аламоути в условиях наличия рассеивателей проведем сравнение вероятности битовой ошибки (BER), рассчитанной по формуле (2.2). Проведем расчет BER в зависимости от отношения сигнал-шум (ОСШ) в двух следующих случаях с различными конфигурациями антенных решеток:

- распространение радиосигнала только в прямой видимости LOS (вокруг радиотехнических средств нет рассеивателей);
- распространение радиосигнала учитывает как прямой луч (LOS), так и рассеянный луч (NLOS), когда вокруг передающих и приемных антенн присутствуют рассеиватели. В этом случае канал называется райсовским.

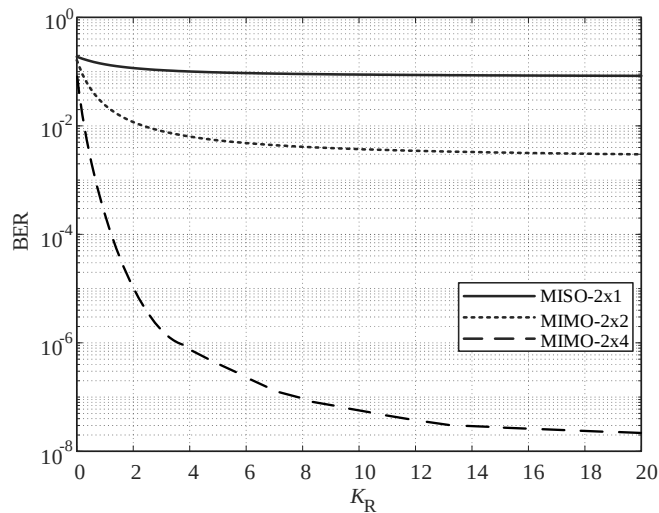


Рисунок 2.3 – Зависимость BER от коэффициента Райса K_R с различными конфигурациями антенных решеток

Для моделирования был выбран сценарий распределения рассеивателей E, при котором отраженные волны приходят со всех направлений в пространстве. Использовалась линейная антенная решетка со следующими характеристиками: количество передающих антенн $N_{TX}=2$, количества приемных антенн $N_{RX}=1;2;4$ соответственно, а расстояние между антенными элементами на передающей и приемной стороне составляет $d=0,5\lambda$. Расстояние между передающими и

приемными системами $D=200\lambda$. Радиус кластера рассеивателей $R=150\lambda$, количество рассеивателей $N=100$. Вид модуляции передаваемого сигнала – двоичная фазовая манипуляция (BPSK). Для описания размещения рассеивателей в трехмерном пространстве предполагается, что рассеиватели располагаются внутри сферы и на ее поверхности с заданными параметрами и по распределению VMF. Степень концентрации распределения вокруг среднего направления $k=1$. На рисунке 2.3 приведены зависимости вероятности битовой ошибки от коэффициента Райса для радиосистем с использованием пространственно-временного блочного кодирования Аламути при значении отношения сигнал-шум $q = 10$ дБ. Видно, что при увеличении коэффициента Райса наблюдается снижение вероятности битовой ошибки, особенно для конфигураций с большим числом антенн.

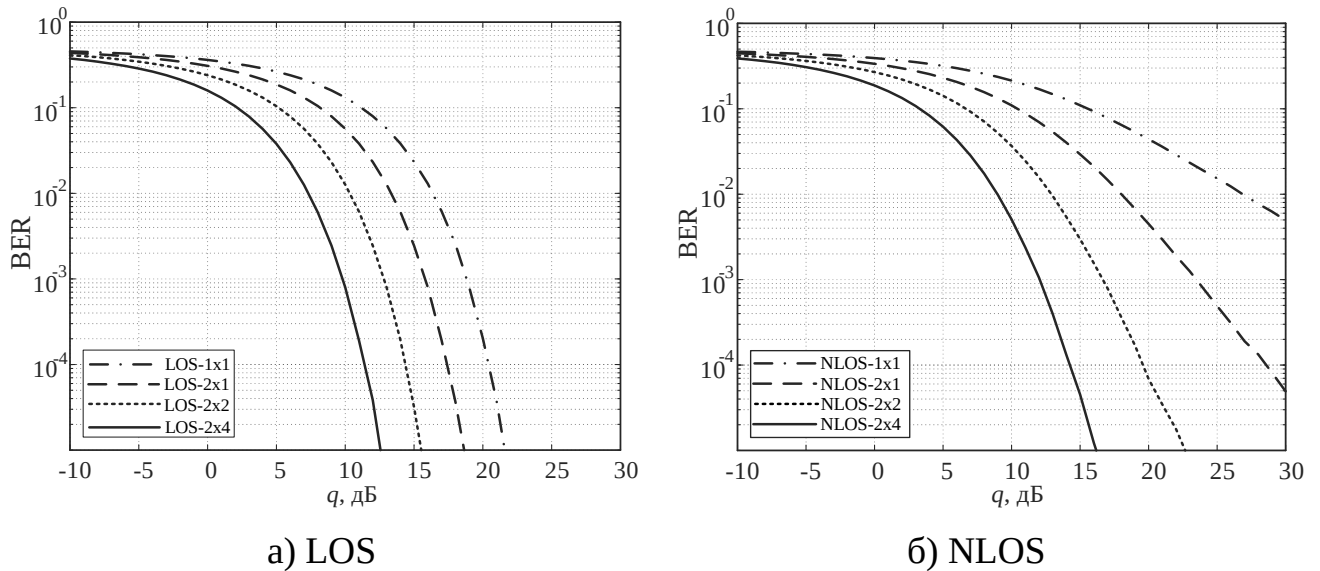


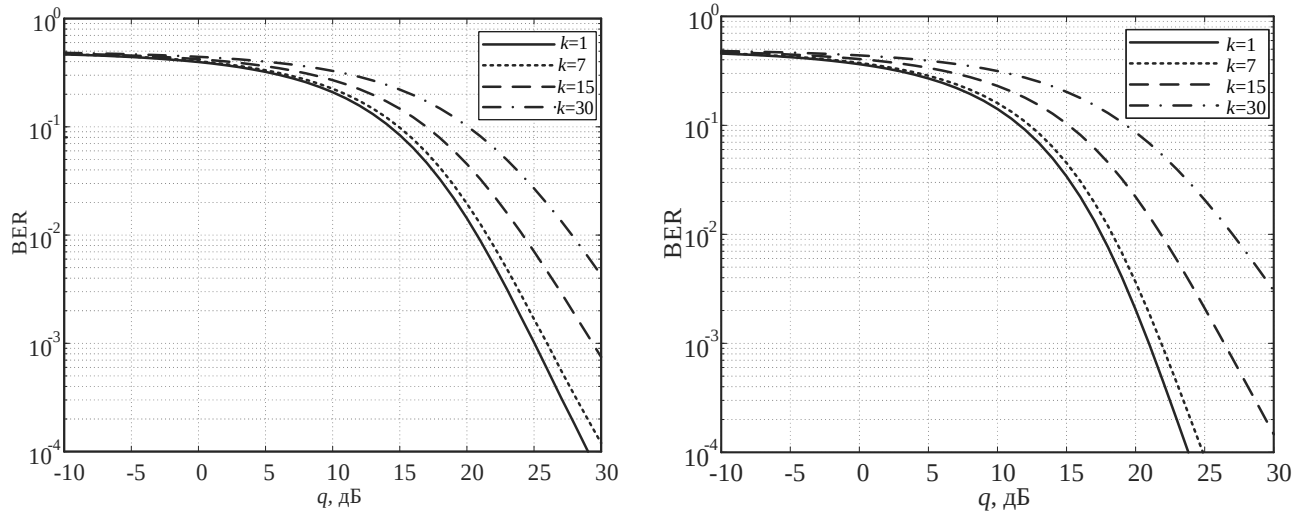
Рисунок 2.4 – Зависимость BER кодирования Аламути от отношения сигнал/шум для различных антенных конфигураций

На рисунке 2.4 представлены зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум q для различных конфигураций антенных решеток при использовании кодирования Аламути в условиях прямой видимости (LOS) и при наличии рассеивателей (NLOS). Моделирование выполнено с применением трехмерной геометрической модели канала по сценарию E стандарта COST-259. Результаты показывают, что при уровне $BER = 10^{-2}$ кодирование Аламути обеспечивает энергетический выигрыш по отношению сигнал/шум по сравнению с

одноканальной системой, величина которого существенно зависит от условий распространения. В условиях NLOS энергетический выигрыш составляет 8,8 дБ для конфигурации 2×1; 13,9 дБ – для 2×2 и 17,8 дБ – для 2×4, тогда как в условиях LOS он уменьшается до 3,1 дБ; 6,1 дБ и 9,1 дБ соответственно. Таким образом, применение пространственно-временного кодирования Аламоути обеспечивает дополнительный энергетический выигрыш в отношении сигнал/шум на 5,7-8,7 дБ для различных антенных конфигураций относительно одноканальной системы при использовании трехмерной модели рассеивателей, **что доказывает положение 2.**

Проведен анализ влияния степени концентрации распределения рассеивателей вокруг среднего направления на эффективность системы MIMO с использованием пространственно-временного блочного кодирования Аламоути в райсовском канале. Для моделирования используется сценарий рассеивателей А, в котором предполагается наличие 100 рассеивателей, расположенных на поверхности сферы. Рассматриваемая система MIMO состоит из двух передающих антенн $N_{TX} = 2$, расстояние до приемника равно $D = 1000\lambda$, а расстояние между антенными элементами составляет $d = \lambda / 2$. На приемной стороне установлены две и четыре приемные антенны $N_{RX} = 2$ и $N_{RX} = 4$. На рисунке 2.5 представлены результаты моделирования вероятности битовой ошибки в зависимости от отношения сигнал/шум при значении коэффициента Райса $K_R = 1$ для различных значений степени распределения рассеивателей. Из полученных результатов видно, что степень концентрации распределения рассеивателей вокруг среднего направления влияет на BER многоантенной системы с использованием блочного кодирования Аламоути. При увеличении коэффициента k (распределение рассеивателей становится все более сосредоточенным вокруг среднего направления) вероятность битовой ошибки возрастает. Сравнивая рисунки 2.4(б) и 2.5(а,б) можно сделать вывод, что в сценарии Е вероятность битовой ошибки ниже, чем в сценарии А при одинаковых значениях отношения сигнал/шум. Данное различие обусловлено более выраженным многолучевым характером распространения сигнала в сценарии Е, что приводит к снижению пространственной корреляции канальных

коэффициентов и более эффективному использованию эффекта пространственного разнесения, обеспечиваемого кодированием Аламоути.



а) система MIMO 2x2

б) система MIMO 2x4

Рисунок 2.5 – Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум при различных значениях k

2.6. Анализ эффективности алгоритмов декодирования сигналов MIMO системы при трехмерном моделировании расположения рассеивателей

Проводится сравнение характеристик приема сигнала при различных алгоритмах декодирования при наличии рассеивателей в канале передачи информации. Анализ алгоритмов производится на основе оценки пропускной способности для различных радиосистем – одноантенная система, MIMO система без кодирования, MIMO система с кодированием Аламоути. Кроме того, проведено исследование влияния наличия рассеивателей в пространстве на результаты декодирования сигналов на основе методов максимального правдоподобия, минимума среднеквадратической ошибки и обнуления. Методы декодирования реализуются для многоантенных систем с двумя антеннами на приемной и передающей стороне. Сигнал представляет собой последовательность бит с типом модуляции BPSK. Расположение рассеивателей моделируется на сфере с центром в точке, расположенной посередине между передающим и приемным устройствами. Радиус сферы выбирается так, чтобы приемное и передающее устройство располагались внутри сферы, что соответствует сценарию E стандарта

COST-259. Выполнено моделирование положений рассеивателей с гауссовским распределением по углу места при $\sigma_\gamma = 1$ и равномерным распределением по азимуту. Матрица канальных коэффициентов рассчитана в соответствии с выражением (1.20). Для сравнения приводятся расчеты при наличии прямого пути распространения сигнала, без учета рассеивателей (LOS), и при наличии только отраженных от рассеивателей сигналов (NLOS).

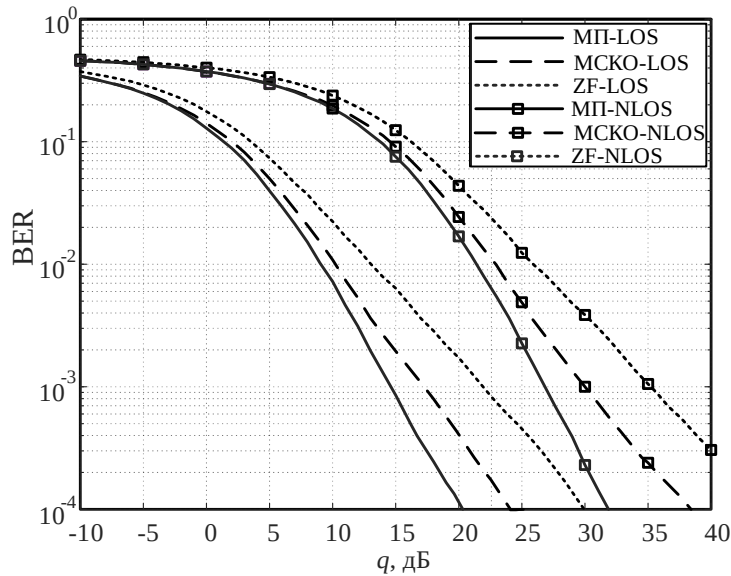


Рисунок 2.6 – BER для систем MIMO 2x2 с модуляцией BPSK

На рисунке 2.6 показаны результаты моделирования эффективности известных алгоритмов декодирования для систем V-BLAST с антенной конфигурацией 2x2 при модуляции BPSK для сценария E стандарта COST-259. По результатам моделирования, представленным на рисунке, видно, что наличие рассеивателей в канале передачи информации приводит к увеличению вероятности битовой ошибки. Использование алгоритма декодирования, оптимального по критерию максимального правдоподобия, позволяет получить лучшие показатели вероятности битовой ошибки системы для разных видов модуляции в условиях прямой видимости и без прямой видимости. В условиях наличия рассеивателей для достижения уровня $BER = 10^{-3}$ алгоритму МП требуется отношение сигнал/шум 26,8 дБ, тогда как алгоритмам МСКО и ZF требуется 30,0 дБ и 35,4 дБ соответственно. В условиях прямой видимости соответствующие значения составляют 14,6 дБ, 17,4 дБ и 21,8 дБ. Таким образом, в условиях наличия

рассеивателей энергетический выигрыш алгоритма максимального правдоподобия по отношению сигнал/шум по сравнению с алгоритмами МСКО и ZF составляет от 3,2 до 8,6 дБ, что доказывает положение 3.

2.7. Анализ пропускной способности радиосистемы с использованием ортогонального пространственно-временного блочного кодирования

В радиосистемах для обеспечения надежной передачи данных применяется пространственно-временное кодирование. Одним из методов пространственного кодирования сигналов в MIMO-системах является ортогональное пространственно-временное блочное кодирование [33]. Информационная последовательность разбивается на блоки символов, для которых выполняется линейное кодирование. Это приводит к формированию на передающих антеннах взаимно ортогональных последовательностей сигналов, что позволяет осуществлять их разделение на приемной антенной решетке с использованием линейных методов обработки. Основным принцип этого процесса заключается в добавлении избыточных битов к передаваемым данным, что позволяет приемнику обнаруживать и исправлять ошибки, возникающие во время передачи. В работе [65] отмечено, что это приводит к снижению скорости передачи данных или увеличению требуемой полосы пропускания. Очевидно, что пропускная способность радиосистемы с использованием ортогонального пространственно-временного блочного кодирования не может превышать пропускную способность системы без этого кодирования. Технологии MIMO обеспечивают значительный выигрыш от мультиплексирования, что позволяет компенсировать снижение скорости передачи данных, вызванное канальным кодированием. В работе [66] показано, что ортогональное ПВБК (ОПВБК) может достичь максимальной пропускной способности, когда приемник имеет только одну приемную антенну. Следовательно, в общем случае ОПВБК не может достичь пропускной способности MIMO-канала. В работе [55] приведено выражение для оценки достижимой пропускной способности MIMO-системы:

$$C_{\text{MIMO}} = \begin{cases} \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{N_{\text{RX}}} + \frac{q}{N_{\text{TX}}} \mathbf{H} \mathbf{H}^{\text{H}} \right) \right] & \text{если } N_{\text{TX}} > N_{\text{RX}} \\ \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{N_{\text{TX}}} + \frac{q}{N_{\text{TX}}} \mathbf{H}^{\text{H}} \mathbf{H} \right) \right] & \text{если } N_{\text{TX}} \leq N_{\text{RX}} \end{cases}, \quad (2.15)$$

где q – отношение сигнал/шум. В канале передачи информации с замираниями матрица канальных коэффициентов рассматривается как случайная величина, что делает пропускную способность также случайной величиной. Определим эргодическую пропускную способность канала как среднее значение (2.15) по набору реализаций \mathbf{H} : $C_{\text{E}} = \bar{C}$. Эргодическая пропускная способность системы MIMO отражает среднюю скорость передачи данных через канал, учитывая статистическую изменчивость канальных условий. Она является важным показателем, позволяющим оценить эффективность передачи информации в условиях, когда параметры распространения сигнала изменяются во времени или в различных точках пространства.

Пропускная способность системы с ортогональным пространственно-временным блочным кодированием представляет собой максимально достижимую скорость передачи данных для MIMO-системы, использующей данный тип кодирования. В отличие от общих MIMO систем, пропускная способность ОПВБК ограничена ортогональной структурой кода и его скоростью. Для MIMO системы с ортогональным пространственно-временным блочным кодированием, имеющей N_{TX} передающих и N_{RX} приемных антенн, пропускная способность канала определяется следующим образом [33]:

$$C_{\text{OSTBC}} = R_{\text{код}} \log_2 \left(1 + \frac{q}{N_{\text{TX}}} \|\mathbf{H}\|^2 \right) = \frac{k_s}{n_s} \log_2 \left(1 + \frac{q}{N_{\text{TX}}} \|\mathbf{H}\|^2 \right), \quad (2.16)$$

где $R_{\text{код}} = k_s / n_s$ – скорость пространственно-временного кодирования. На рисунке 2.7 представлены эргодические пропускные способности в зависимости от отношения сигнал/шум для системы MIMO с ортогональным пространственно-временным кодированием в сценарии А с различными конфигурациями в двух случаях: распространение радиосигнала только в условиях прямой видимости (LOS) и распространение сигнала только с диффузными лучами. Для описания

размещения рассеивателей в трехмерном пространстве предполагается, что рассеиватели располагаются внутри сферы и на ее поверхности с заданными параметрами и по распределению VMF. Степень концентрации распределения вокруг среднего направления $k=1$. Из зависимостей на рисунке 2.7 видно, что наличие рассеивателей приводит к уменьшению пропускной способности системы MIMO с ортогональным пространственно-временным блочным кодированием. При значении отношения сигнал/шум $q = 10$ дБ потери пропускной способности в случае наличия рассеивателей составляют: 0,44 бит/с/Гц для конфигурации 2x4, 0,34 бит/с/Гц для конфигурации 4x2 и 0,32 бит/с/Гц для конфигурации 2x1 по сравнению со случаем прямой видимости.

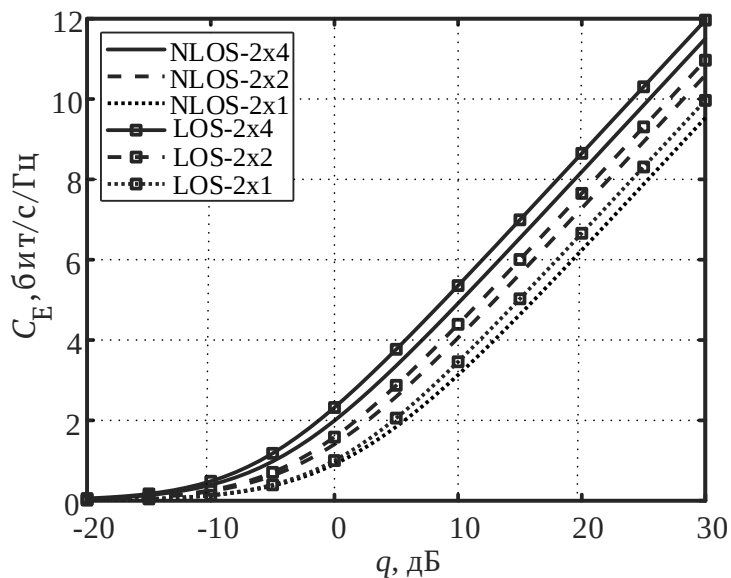


Рисунок 2.7 – Эргодические пропускные способности системы MIMO с ортогональным пространственно-временным блочным кодированием

Рассмотрим распространение радиосигнала в райсовском канале, в котором учитываются как прямая, так и диффузная компоненты. Представлено сравнение эргодических пропускных способностей для системы MIMO с ортогональным пространственно-временным блочным кодированием и их предельных значений, указанных в формуле (2.15). На рисунке 2.8а показано сравнение для случая, когда количество передающих антенн не превышает количество приемных антенн ($N_{TX} \leq N_{RX}$). На рисунке 2.8б представлено сравнение для случая, когда количество

передающих антенн больше количества приемных антенн ($N_{TX} > N_{RX}$). Для моделирования выбрано значение коэффициента Райса $K_R = 1$.

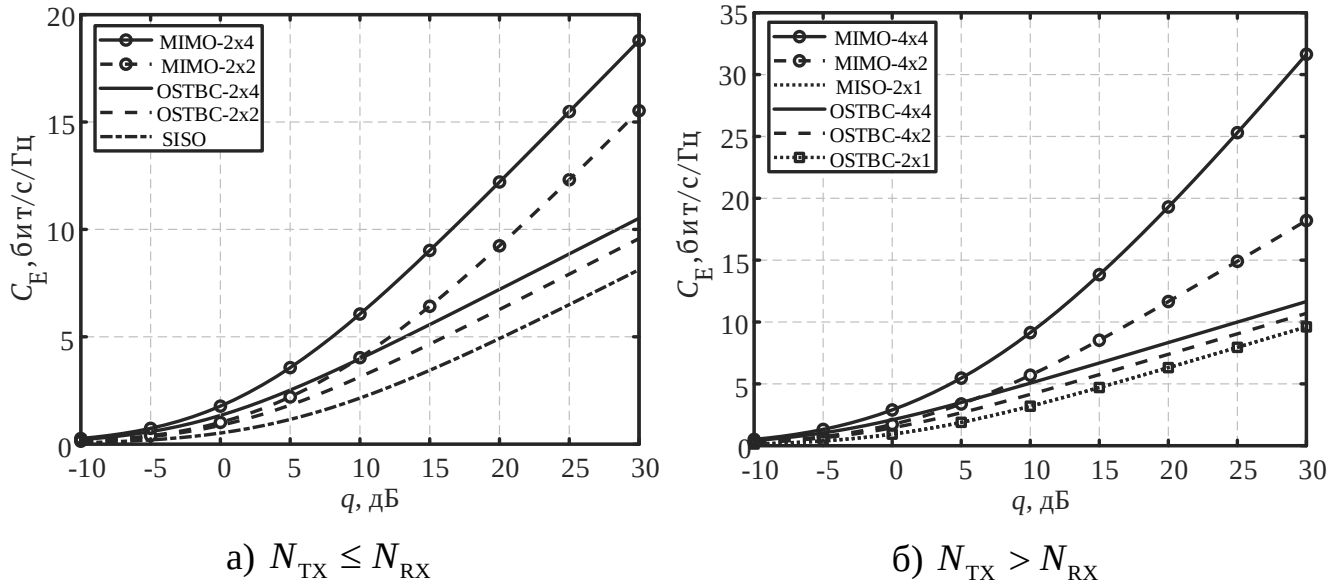


Рисунок 2.8 – Сравнение эргодических пропускных способностей для системы ММО с ортогональным пространственно-временным блочным кодированием

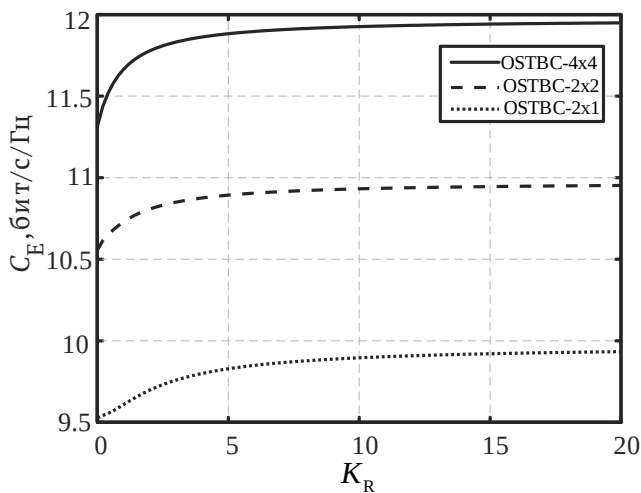
Результаты моделирования показывают, что использование ортогонального пространственно-временного блочного кодирования приводит к снижению спектральной эффективности, особенно заметному в системах с большим количеством антенн. Можно отметить, что только в системе с ортогональным пространственно-временным кодированием конфигурации 2x1 пропускная способность достигает значений, соответствующих системе без кодирования.

Таблица 2.2 – Снижение пропускной способности системы с ортогональным пространственно-временным блочным кодированием, бит/с/Гц

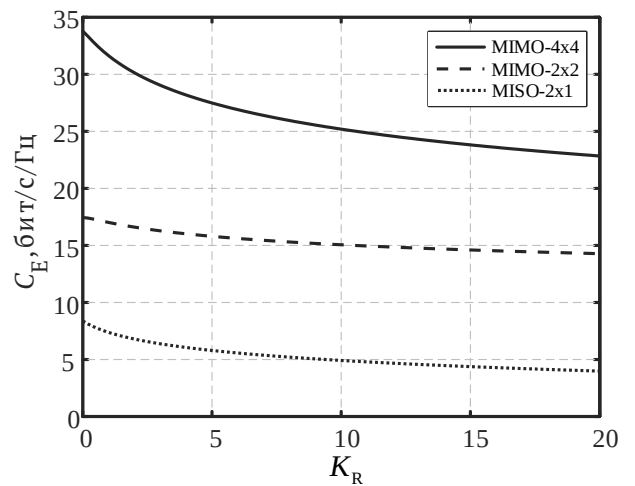
Конфигурация	q , дБ			
	$q=0$	$q=10$	$q=20$	$q=30$
ММО 2x2	0,1	0,9	3,0	6,0
ММО 2x4	0,4	2,0	5,0	8,3
ММО 4x2	0,3	1,6	4,2	8,6
ММО 4x4	0,8	4,1	11,0	20,0

Поскольку пропускная способность системы с ОПВБК не может превышать пропускную способность соответствующей ММО-системы без пространственно-временного блочного кодирования, значения, вычисленные по выражению (2.15),

далее рассматриваются как предельные. Снижение пропускной способности системы с ортогональным пространственно-временным блочным кодированием, представляющее собой разность между полученными значениями и предельными значениями, приведены при различных конфигурациях антенн в таблице 2.2. На рисунке 2.9а и на рисунке 2.9б представлены эргодические пропускные способности системы с ортогональным пространственно-временным блочным кодированием и их предельные значения (2.9б) для сценария А в зависимости от коэффициента Райса при различных значениях количества передающих и приемных антенн. Можно заметить, что в системах, использующих пространственно-временное кодирование, пропускная способность увеличивается с ростом коэффициента Райса. Коэффициент Райса характеризует соотношение между мощностью прямого сигнала и мощностью отраженных сигналов.



а) системы с ОПВБК



б) предельные значения

Рисунок 2.9 – Эргодические пропускные способности системы MIMO с ортогональным пространственно-временным блочным кодированием

При увеличении коэффициента Райса возрастает доля прямой компоненты сигнала, что улучшает условия приема и повышает качество принимаемого сигнала. В этих условиях применение ОПВБК позволяет более эффективно использовать свойства канала и способствует увеличению его пропускной способности. Это связано с тем, что пространственно-временное кодирование обеспечивает пространственное разнесение, снижает влияние замираний и повышает устойчивость системы к интерференции отраженных сигналов. При

высоких значениях коэффициента Райса влияние диффузной составляющей канала уменьшается, вследствие чего возрастает надежность передачи информации.

2.8. Выводы

1. Проведено сравнение различных методов пространственно-временного кодирования и мультиплексирования для систем ММО. Установлено, что пространственно-временное блочное кодирование Аламути обеспечивает повышение надежности за счет избыточности и пространственного разнесения, тогда как схемы пространственного мультиплексирования ориентированы на увеличение спектральной эффективности.

2. Показано, что применение пространственно-временного кодирования Аламути приводит к снижению вероятности битовой ошибки ММО-системы в условиях многолучевого распространения. Эффективность кодирования определяется пространственным распределением рассеивателей и соотношением между прямой и рассеянной составляющими сигнала. При увеличении коэффициента Райса вероятность битовой ошибки уменьшается во всех рассматриваемых сценариях, что подтверждает эффективность схемы Аламути в каналах с преобладанием компоненты прямой видимости. При наличии рассеивателей эффективность несколько снижается, однако система сохраняет устойчивость к замираниям и демонстрирует лучшие характеристики BER по сравнению с системой без пространственно-временного кодирования.

3. Исследованы алгоритмы пространственно-временного декодирования сигналов в ММО-каналах при наличии рассеивателей. Показано, что алгоритм декодирования на основе метода максимального правдоподобия обеспечивает наилучшие показатели по вероятности битовой ошибки, однако характеризуется более высокой вычислительной сложностью по сравнению с методами МСКО и ZF.

4. Исследовано влияние распределения рассеивателей в трехмерном пространстве на характеристики канала. Моделирование с использованием распределения фон Мизеса-Фишера показало, что увеличение параметра степени концентрации распределения вокруг среднего направления приводит к росту

пространственной корреляции и ухудшению вероятности битовой ошибки ММО-системы.

5. Проведена оценка эргодической пропускной способности ММО-канала. Установлено, что применение ортогонального пространственно-временного блочного кодирования обеспечивает повышение надежности передачи, однако приводит к снижению пропускной способности канала по сравнению со случаем без кодирования. Наличие рассеивателей дополнительно уменьшает пропускную способность системы, тогда как увеличение коэффициента Райса частично компенсирует указанные потери.

Материалы главы 2 опубликованы в работах [38, 50, 124, 126, 129, 133].

ГЛАВА 3. СРАВНИТЕЛЬНАЯ ЭФФЕКТИВНОСТЬ АЛГОРИТМА ОТНОСИТЕЛЬНОГО ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО КОДИРОВАНИЯ

3.1. Принципы относительного пространственно-временного кодирования

Широкое применение беспроводных систем, сопровождающееся значительным увеличением числа устройств, функционирующих в составе беспроводных сетей, приводит к повышению важности внедрения передовых технологий передачи информации, таких как ММО и пространственно-временное блочное кодирование. Применение многоантенных технологий для обеспечения надежной и энергоэффективной передачи информации между устройствами также способствует увеличению пропускной способности, уменьшению задержки сигналов и расширяет возможности цифровой обработки сигналов. В работах [66-68] показано, что технология ММО, позволяющая одновременно передавать несколько потоков данных через несколько антенн, эффективно борется с замираниями сигналов и увеличивает скорость передачи данных. Одним из эффективных методов пространственно-временного кодирования в системе ММО является ортогональное блочное кодирование [31, 35]. При его применении исходные данные разделяются на блоки символов. Выполняется кодирование по алгоритму, включающему как пространственное разделение излучаемых сигналов, так и временное. На приемной стороне используется информация, полученная со всех антенн, для разделения и декодирования символов. Методы оценки канала, такие как минимума среднеквадратической ошибки (МСКО) или метод максимального правдоподобия (МП), позволяют восстановить исходные данные с минимальным уровнем ошибок. Во многих применениях пространственно-временного кодирования характеристики канала известны только на приемной стороне. В таких системах передатчик передает пилотные сигналы, которые используются приемником для оценки состояния канала. Полученные оценки коэффициентов передачи применяются для когерентного декодирования символов данных в течение одного временного интервала. Однако при быстро меняющихся

условиях работы приемо-передающей системы оперативная и точная оценка параметров канала становится практически невозможной. В подобных случаях целесообразно использовать методы, не требующие оценки канала ни на передающей, ни на приемной стороне. Для решения этой проблемы в работах [69, 70] был предложен метод относительного кодирования, основанный на дифференциальной фазовой модуляции (DPSK – Differential Phase-Shift Keying), реализуемый в системах MIMO. В современной литературе существует неоднозначность в терминологии: в ряде исследований данный подход называется дифференциальным пространственно-временным кодированием [35, 71], тогда как в других используется термин пространственно-временное относительное кодирование [72, 73]. В рамках данного исследования с целью обеспечения терминологической согласованности используется термин относительное пространственно-временное кодирование. Этот подход устраняет необходимость точного знания параметров канала, повышая устойчивость системы к динамическим изменениям условий передачи информации. Использование относительного пространственно-временного кодирования становится особенно важным в условиях неточной оценки канальной матрицы MIMO. В практических сценариях, где ошибки в определении параметров канала неизбежны, традиционные методы, зависящие от точного знания информации о состоянии канала (CSI – Channel State Information), демонстрируют снижение эффективности. Относительное кодирование устраняет такую зависимость, полагаясь на дифференциальное сравнение последовательных символов. Это позволяет сохранить надежность декодирования даже при значительных ошибках в оценке MIMO-канала, что особенно актуально для систем с быстрым замиранием сигнала или при низком уровне пилотных сигналов. Как показано в работе [66], относительные пространственно-временные коды делятся на две категории:

– Относительные ортогональные пространственно-временные блочные коды: сохраняют ортогональность структуры, обеспечивая низкую сложность декодирования;

– Относительные унитарные пространственно-временные блочные коды: основаны на унитарных матрицах, что расширяет гибкость кодирования.

В системах с одной передающей антенной применяется относительная фазовая манипуляция, при которой информация кодируется в фазовой разности между последовательными символами. Пусть используется M -фазовая манипуляция (M -PSK), формирующая сигналное созвездие:

$$\Lambda = \{e^{2\pi kj/M}; k = 0, 1, \dots, M-1\}, \quad (3.1)$$

где $j = \sqrt{-1}$, а M определяет количество фазовых состояний. Исходная последовательность информационных символов $c_t \in \{0, \dots, M-1\}$ преобразуется в модулированные сигналы:

$$s_t = e^{2\pi c_t j/M}. \quad (3.2)$$

Относительное кодирование реализуется с помощью рекуррентного соотношения:

$$x_t = x_{t-1} \cdot s_t, \quad (3.3)$$

где $x_0 = 1$ – начальный опорный символ. Таким образом, каждый передаваемый символ содержит информацию, заключенную в фазовом сдвиге по отношению к предыдущему.

На приемной стороне вычисляется разность фаз между соседними принятыми символами:

$$\hat{\theta}_t = \arg(r_{t-1}^* \cdot r_t), \quad (3.4)$$

где r_t – принятый сигнал в момент времени t , а r_{t-1}^* – комплексно-сопряженное значение сигнала, принятого в предыдущий момент времени $t-1$. Вычисленная разность фаз затем сравнивается с ближайшим элементом сигналного созвездия для восстановления исходного символа c_t . Достоинство метода заключается в независимости от предыдущих решений при декодировании и отсутствии необходимости в знании текущего состояния канала, при условии его стабильности в течение как минимум двух временных интервалов. Представленный подход обеспечивает возможность декодирования без предварительной оценки параметров

канала, что упрощает реализацию приемного устройства и повышает устойчивость системы к фазовым искажениям и флуктуациям амплитуды сигнала.

3.2. Алгоритмы относительного пространственно-временного кодирования и декодирования в ММО-системах

Относительное пространственно-временное кодирование позволяет передавать данные в ММО системах без оценки состояния канала. Информация кодируется в разности между последовательными пространственно-временными матрицами, что устраняет необходимость в пилот-сигналах и подходит для быстроизменяющихся каналов. Рассмотрим системы ММО с N_{TX} передающими антеннами и N_{RX} приемными антеннами с применением фазовой модуляции M -PSK (M – позиционность модуляции). Передача осуществляется в блоках, каждый из которых представляет собой относительную кодированную унитарную матрицу \underline{S}_i , содержащую L символов, распределенных по T временным интервалам. На первом этапе информационная битовая последовательность делится на блоки определенной длины, каждый из которых отображается символами в символы модуляционного созвездия. В результате формируется вектор символов: $\underline{Q}_i = \{s_i^1, s_i^2, \dots, s_i^L\}^T$. Далее, вектор \underline{Q}_i преобразуется в пространственно-временную кодовую матрицу \underline{X}_i , с помощью специального отображения, называемого пространственно-временным кодированием. Эта матрица должна удовлетворять условию ортогональности [35]:

$$\underline{X}_i \underline{X}_i^H = \mathbf{I}, \quad (3.5)$$

где \mathbf{I} – унитарная матрица. Матрицы символов при относительном пространственно-временном кодировании передаются путем последовательного перемножения:

$$\underline{S}_i = \begin{cases} \underline{U}_i, & i = 1 \\ \underline{S}_{i-1} \underline{X}_i, & i > 1 \end{cases}, \quad (3.6)$$

где \underline{U}_i – опорная матрица, передаваемая в первом временном блоке и не содержащая полезной информации. Она служит только для инициализации относительного кодирования. Обобщенная схема относительного пространственно-временного кодирования представлена на рисунке 3.1.

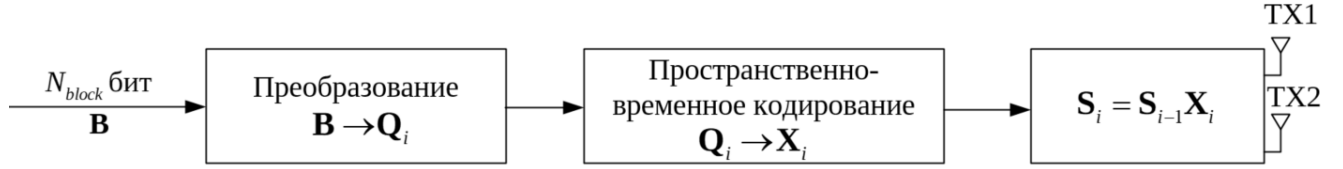


Рисунок 3.1 – Схема относительного пространственно-временного кодирования

На приемной стороне на каждую из приемных антенн поступает комбинация сигналов, излучаемых всеми передающими антеннами. Тогда принимаемый сигнал описывается уравнением:

$$\underline{Y}_i = \sqrt{\frac{q}{N_{\text{TX}}}} \underline{H}_i \underline{S}_i + \underline{V}_i, \quad (3.7)$$

где $\underline{V}_i = \{v_i^1, v_i^2, \dots, v_i^{N_{\text{RX}}}\}$ – вектор гауссовского шума на входе приемных антенн; q – отношение сигнал/шум; \underline{H}_i – канальная матрица, которая содержит коэффициенты передачи сигналов. Предположим, что за время передачи блока информационных символов свойства канала передачи информации не меняются, следовательно, матрица канальных коэффициентов остается постоянной. Тогда в силу условия относительного кодирования можно преобразовать выражения для принятого сигнала [38]:

$$\underline{Y}_i = \sqrt{\frac{q}{N_{\text{TX}}}} \underline{H}_i \underline{S}_{i-1} \underline{X}_i + \underline{V}_i = \underline{Y}_{i-1} \underline{X}_i + \tilde{\underline{V}}, \quad (3.8)$$

где $\tilde{\underline{V}} = \underline{V}_i - \underline{V}_{i-1} \underline{X}_i$ – гауссовский процесс, определяемый действующим шумом в канале передачи информации. Из выражения (3.8) видно, что при декодировании информационных символов достаточно знать текущие и предыдущие значения вектора наблюдаемого процесса. Схема относительного пространственно-временного декодирования с использованием детектора максимального правдоподобия представлена на рисунке 3.2. В данной структуре реализуется

процесс восстановления переданных данных без предварительного знания параметров канала, включая задержку, детектор максимального правдоподобия и последующее декодирование символов.

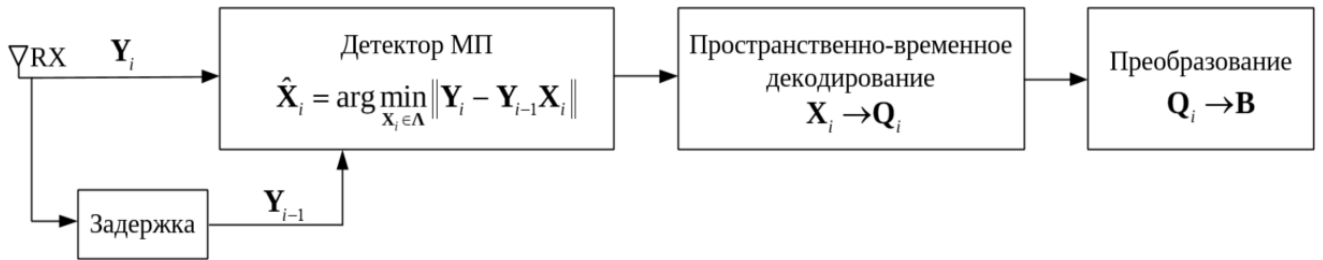


Рисунок 3.2 – Схема относительного пространственно-временного декодирования

Относительное кодирование на основе матрицы Аламути

Для успешного функционирования канала передачи информации с относительным кодированием, одним из ключевых требований является то, что изменения в состоянии канала во время передачи двух последовательных символов фазовой модуляции должны быть незначительными. Порядок модуляции определяется как $m = \log_2 M$. Можно представить созвездие модулирующего сигнала следующим образом [74]:

$$x_k = \frac{1}{\sqrt{N_{\text{TX}}}} e^{\frac{2\pi k j}{M}}, k = 0, 1, \dots, M - 1, \quad (3.9)$$

где k – номер сигнала модуляции. В каждом периоде передачи передаваемая последовательность бит \mathbf{V} размером N_b делится на группы, состоящие из $N_{\text{TX}} m$ бит, и отображается сигналами созвездия $\{x_1, x_2, \dots, x_{N_{\text{TX}}}\}$. Количество групп равно

$N_b / N_{\text{TX}} m$. Из этих сигналов создается информационная матрица символов

$$\mathbf{X}_i = \begin{bmatrix} x_{2i-1} & -x_{2i}^* \\ x_{2i} & x_{2i-1}^* \end{bmatrix}, \quad i = 1, 2, \dots, \frac{N_b}{N_{\text{TX}} m}.$$

Полученная матрица представляет собой

ортогональную матрицу пространственно-временного блочного кодирования. В относительном кодировании матрицы символов передаются с помощью последовательного перемножения.

Например, при $N_{\text{TX}} = 2$, процесс относительного кодирования имеет вид:

$$\mathbf{S}_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\underline{\mathbf{S}}_1 = \mathbf{S}_0 \underline{\mathbf{X}}_1,$$

$$\underline{\mathbf{S}}_2 = \mathbf{S}_0 \underline{\mathbf{X}}_1 \underline{\mathbf{X}}_2,$$

$$\underline{\mathbf{S}}_{\frac{N_b}{2m}} = \mathbf{S}_0 \underline{\mathbf{X}}_1 \underline{\mathbf{X}}_2 \dots \underline{\mathbf{X}}_{\frac{N_b}{2m}}$$

(3.10)

Заметим, что информационная матрица должна удовлетворять условию ортогональности, значит $\underline{\mathbf{X}}_i^H \underline{\mathbf{X}}_i = \mathbf{I}$.

Декодирование выполняется аналогично схеме Аламути при условии известной матрицы канальных коэффициентов на приемной стороне. В качестве значений матрицы используются значения наблюдаемого процесса на предыдущем этапе наблюдения. Декодирование основано на алгоритме максимального правдоподобия, который подразумевает выбор такой матрицы информационных символов $\underline{\mathbf{X}}_i$, при которой достигается минимальное значение выражения $\|\underline{\mathbf{Y}}_i - \underline{\mathbf{Y}}_{i-1} \underline{\mathbf{X}}_i\|^2$. В случае модуляции BPSK выбор осуществляется из набора матриц

$$\underline{\mathbf{X}}_i = \begin{bmatrix} x_{2i-1} & -x_{2i}^* \\ x_{2i} & x_{2i-1}^* \end{bmatrix}, \quad \text{где } x_i = \{-1, 1\}. \quad \text{Таким образом, при использовании}$$

относительного пространственно-временного кодирования на приемной стороне не требуется оценка матрицы канальных коэффициентов. Этот метод особенно полезен в условиях, когда канальные коэффициенты быстро меняются или их трудно точно определить. Например, при движении устройства с высокой скоростью.

Относительное кодирование с линейными комбинациями

Обобщенная схема относительного кодирования с линейными комбинациями представлена на рисунке 3.3 [75]. Рассмотрим MIMO систему с $N_{\text{TX}} = 2$ передающими антеннами и N_{RX} приемными антеннами. В первый момент времени произвольные символы x_1, x_2 , которые выбираются из любых значений сигнального созвездия M -PSK, а во второй момент времени символы $-x_2^*, x_1^*$

передаются, соответственно, с передающих антенн TX1 и TX2. Эти символы неизвестны приемнику и не содержат информации. Далее, для $t \geq 2$, предположим, что символы x_{2t-1} и x_{2t} , соответственно, передаются с антенн TX1 и TX2 в момент времени $2t-1$, а $-x_{2t}^*$ и x_{2t-1}^* передаются с антенн TX1 и TX2, соответственно, в момент времени $2t$. В момент времени $2t+1$ на кодер поступает блок $N_{TX}b = 2b$ битов двоичных данных. Каждый бит двоичных данных выбирает 2^b -порядковый PSK-символ. Битовой блок используется для выбора вектора коэффициентов $R1, R2$. Относительный пространственно-временной блочный код основан на том, что комплексные векторы и ортогональны друг другу. В результате следующие два символа для передачи в моменты времени x_{2t+1} и x_{2t+2} представляются следующим образом [31]:

$$(x_{2t+1}, x_{2t+2}) = R_1(x_{2t-1}, x_{2t}) + R_2(-x_{2t}^*, x_{2t-1}^*), \quad (3.11)$$

где относительные коэффициенты $R1$ и $R2$ принадлежат множеству линейных комбинаций и выбираются таким образом, чтобы все передаваемые сигналы (x_{2t-1}, x_{2t}) и (x_{2t+1}, x_{2t+2}) представляли модулирующее созвездие. Относительные коэффициенты $R1$ и $R2$ могут рассчитываться следующим образом:

$$\begin{aligned} R_1 &= x_{2t+1}x_{2t-1}^* + x_{2t+2}x_{2t}^*, \\ R_2 &= -x_{2t+1}x_{2t} + x_{2t+2}x_{2t-1}. \end{aligned} \quad (3.12)$$

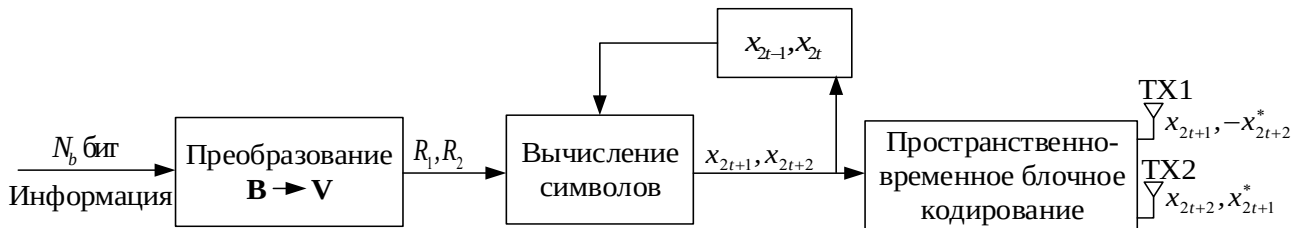


Рисунок 3.3 – Схема относительного кодирования с линейными комбинациями

Отметим, что существует N_{TX}^{2m} наборов коэффициентов $(R1, R2)$, соответствующих N_{TX}^{2m} сигнальным векторам. Таким образом, отображение между ними является взаимно однозначным. Процесс кодирования продолжается до полной обработки всех информационных битов. Рассмотрим пример

относительного кодирования при $N_{\text{ТХ}} = 2$ и модуляции типа BPSK. Сначала произвольно определяем два различных символа x_1, x_2 следующим образом (x_1, x_2 могут принимать любые значения сигнального созвездия):

$$x_k = \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} e^{\pi k j}, k = 0, 1 \right\} = \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}}, -\frac{1}{\sqrt{2}} \right\}. \quad (3.13)$$

Предполагается, что в момент времени $2t - 1$, $x_{2t-1} = x_{2t} = \frac{1}{\sqrt{2}}$ передаются с первой и второй антенн. Существует $N_{\text{ТХ}}^{2m} = 2^2 = 4$ наборов коэффициентов ($R1, R2$), соответствующих 4 сигнальным векторам (x_{2t+1}, x_{2t+2}), как показано в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Наборы относительных коэффициентов при $x_{2t-1} = x_{2t} = \frac{1}{\sqrt{2}}$

Информационный блок		$R1$	$R2$	x_{2t+1}	x_{2t+2}
0	0	1	0	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$
0	1	0	-1	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$
1	0	0	1	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$
1	1	-1	0	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$

Таким образом, используя формулы (3.11) и (3.12), можно построить таблицы соответствий между наборами относительных коэффициентов ($R1, R2$) и сигнальными векторами (x_{2t+1}, x_{2t+2}) для любого типа модуляции. Вычислительная сложность алгоритма возрастает с увеличением числа передающих антенн $N_{\text{ТХ}}$ и порядка модуляции M [76].

На приемной стороне на каждую из приемных антенн поступает комбинация сигналов, излучаемых всеми передающими антеннами. Канальная матрица, которая

содержит коэффициенты передачи сигналов, имеет вид: $\underline{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{N_{\text{RX}}1} \\ \vdots & & \vdots \\ h_{1N_{\text{TX}}} & \cdots & h_{N_{\text{RX}}N_{\text{TX}}} \end{bmatrix}$.

В случае $N_{\text{TX}} = 2$ и $N_{\text{RX}} = 1$ принятые сигналы могут быть представлены в виде:

$$\begin{aligned} y_{2t-1} &= h_1 x_{2t-1} + h_2 x_{2t} + n_{2t-1}, \\ y_{2t} &= -h_1 x_{2t}^* + h_2 x_{2t-1}^* + n_{2t}, \\ y_{2t+1} &= h_1 x_{2t+1} + h_2 x_{2t+2} + n_{2t+1}, \\ y_{2t+2} &= -h_1 x_{2t+2}^* + h_2 x_{2t+1}^* + n_{2t+2}. \end{aligned} \quad (3.14)$$

Для восстановления коэффициентов R_1, R_2 , кодированных информационных битов, используются статистики решения [77]:

$$\begin{aligned} \tilde{R}_1 &= y_{2t+1} y_{2t-1}^* + y_{2t+2}^* y_{2t}, \\ \tilde{R}_2 &= y_{2t+1} y_{2t}^* - y_{2t+2}^* y_{2t-1}. \end{aligned} \quad (3.15)$$

Далее, на приемной стороне определяется ближайший набор коэффициентов из комбинации к $(\tilde{R}_1, \tilde{R}_2)$ методом минимального евклидова расстояния:

$$(\hat{R}_1, \hat{R}_2) = \arg \min_{(R_1, R_2) \in \Theta} \|(\tilde{R}_1, \tilde{R}_2) - (R_1, R_2)\|^2, \quad (3.16)$$

где Θ называется множеством коэффициентов относительного кодирования, которое представляет собой набор относительных коэффициентов (R_1, R_2) . Такой подход обеспечивает выбор оптимальных коэффициентов относительного кодирования, минимизирующих ошибку восстановления переданных символов и повышающих надежность передачи. Представленный алгоритм обеспечивает устойчивое декодирование при отсутствии информации о канале и может быть применен в системах MIMO с относительным пространственно-временным кодированием.

3.3. Влияние погрешности оценки канальной матрицы на эффективность пространственно-временного кодирования

Растущие требования к повышению скорости передачи данных, повышению спектральной эффективности и обеспечению надежной передачи информации в современных беспроводных системах способствовали активному развитию технологий с использованием множества антенн, таких как системы ММО. Технология ММО реализует пространственное разнесение и мультиплексирование путем использования нескольких антенн на стороне передатчика и приемника, что существенно увеличивает пропускную способность, надежность передачи информации и расширяет зону покрытия. Ключевым условием для достижения этих преимуществ является точная оценка информации о состоянии канала, включающей динамические параметры беспроводного канала: амплитуду, фазу и временные задержки распространения сигнала [78, 79].

В системах ММО точное определение информации о состоянии канала (CSI) имеет критически важное значение для реализации современных методов обработки сигнала, таких как формирование диаграммы направленности, предкодирование, пространственное мультиплексирование, а также адаптивная модуляция и кодирование. Эффективность этих методов в значительной степени зависит от достоверного знания характеристик канала как на стороне передатчика, так и приемника, что необходимо для оптимизации стратегии передачи данных. По этой причине оценка CSI в системах ММО в последние годы стала одной из ключевых областей исследований в беспроводных радиосистемах.

Тем не менее, точная оценка CSI остается сложной задачей при внедрении ММО-систем в реальных условиях. Беспроводные каналы отличаются высокой изменчивостью: они подвержены временным замираниям, пространственной корреляции (взаимозависимости сигналов между антеннами) и многолучевому рассеянию, особенно в средах с подвижными пользователями или сложной топологией. В подобных сценариях оценка CSI сопряжена с серьезными трудностями и неизбежными погрешностями, что напрямую влияет на пропускную способность, надежность и другие ключевые показатели эффективности системы.

Пространственно-временное блочное кодирование (ПВБК) обладает рядом преимуществ, включая структурную простоту, низкую вычислительную сложность и высокую устойчивость к замираниям сигнала и эффектам многолучевого распространения. Однако эффективность ПВБК в значительной степени зависит от точности информации о состоянии канала. В условиях, когда CSI недоступна или оценена с ошибками, наблюдается ухудшение производительности ПВБК, выражающееся в повышенной вероятности ошибок и снижении надежности передачи информации. В реальных условиях беспроводной среды канальная матрица подвержена различным искажениям, связанным с подвижностью пользователей, шумами, многолучевостью и пространственной корреляцией, что существенно влияет на эффективность систем с пространственно-временным кодированием.

Подвижность пользователей

Высокая скорость движения абонентского устройства приводит к быстрому изменению параметров канала, то есть к сокращению времени его когерентности. Время когерентности T_0 является временным интервалом, в течение которого беспроводной канал, как можно предположить, остается приблизительно постоянным. Эта величина обратно пропорциональна доплеровскому расширению f_D , который вызван относительным движением между передатчиком, приемником и окружающими рассеивателями [80]:

$$T_0 \approx \frac{0,423}{f_D}, \quad (3.17)$$

где $f_D = \frac{vf_c}{c}$; c – скорость света; f_c – несущая частота; v – скорость движения абонента, или относительная скорость между передатчиком и приемником.

Относительное пространственно-временное кодирование применяется в условиях, когда канальная матрица остается приблизительно постоянной в течение двух последовательных временных блоков. Это требует, чтобы длительность одного кодового блока T_C существенно меньше времени когерентности канала T_0 [72]:

$$T_C \ll T_0. \quad (3.18)$$

Например, рассмотрим случай, когда абонентское устройство движется со скоростью 90 км/ч (25 м/с) в радиосистеме с несущей частотой $f_c = 2$ ГГц. В этом случае доплеровское расширение составляет $f_D = \frac{25 \cdot 2 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8} \approx 167$ Гц, а время когерентности канала $T_0 \approx \frac{0,423}{167} \approx 2,53$ мс. Это означает, что характеристики канала остаются практически неизменными лишь в течение примерно 2,5 мс. При увеличении скорости движения абонента или повышении несущей частоты, время когерентности уменьшается, что указывает на более быструю изменчивость канала во времени.

Мобильность вызывает доплеровский сдвиг, в результате чего происходят быстрые временные изменения фазы и амплитуды сигнала. Это приводит к тому, что канал становится временно нестабильным даже в пределах одного кадра передачи, что существенно ограничивает возможности точной оценки его состояния. В таких условиях возникает эффект «старения канала» (channel aging), при котором CSI, оцененная в один момент времени, утрачивает актуальность до окончания передачи данных [81]. Это может привести к ошибкам в декодировании, неэффективному формированию диаграммы направленности и ухудшению качества передачи информации.

Процесс оценки канала, как правило, осуществляется с использованием пилотных символов. Однако в условиях быстрого замирания, вызванного высокой мобильностью, такие методы становятся менее точными. Классические алгоритмы, такие как метод наименьших квадратов (МНК) [82] или минимума среднеквадратической ошибки (МСКО) [53], предполагают квазистатичность канала в течение короткого временного окна. При нарушении этого предположения возрастает погрешность оценки, ухудшается согласование между оцененным и реальным каналом, что, в свою очередь, снижает эффективное отношение сигнал/шум (ОСШ) на приемной стороне.

В системах MIMO для оценки канала используются пилотные символы. Однако при быстром изменении канала пилоты, вставленные с недостаточной

частотой, становятся неэффективными – канал изменяется между моментами пилотной передачи. Это требует увеличения плотности пилотных символов, что снижает спектральную эффективность системы. При низкой плотности пилотов интерполяция между ними становится неточной, что дополнительно ухудшает качество CSI. В системах с частотным дуплексом информация о состоянии канала оценивается на стороне приемника и передается обратно передатчику [83]. В условиях высокой мобильности возникает проблема задержки обратной связи – к моменту, когда CSI поступает на передающую сторону, канал уже успевает измениться. В результате передатчик применяет устаревшую информацию при формировании лучей и прекодировании, что приводит к потере согласования и снижению эффективности передачи. Это делает использование замкнутых MIMO-схем (closed-loop MIMO) в условиях высокой мобильности затруднительным и зачастую нецелесообразным. Кроме того, многие алгоритмы оценки и предсказания CSI основаны на временной корреляции канала. При высокой скорости движения эта корреляция резко снижается, что делает традиционные методы предсказания CSI значительно менее надежными.

Наличие рассеивателей и многолучевости

В реальных беспроводных средах передаваемый сигнал редко распространяется по прямой видимости. Напротив, сигнал может отражаться, рассеиваться и поглощаться различными объектами, такими как здания, транспортные средства и естественные препятствия. Это приводит к многолучевому распространению, когда на приемник поступают несколько копий исходного сигнала с различными задержками, ослаблением и углами прихода [84]. Эти эффекты значительно усложняют структуру канальной матрицы в системах MIMO и негативно влияют на точность оценки CSI. В условиях рассеивания передаваемый сигнал поступает в приемник по нескольким путям с различными задержками, амплитудами и фазами. С увеличением плотности рассеивателей возрастает разброс задержек, то есть увеличивается разница во времени между приходом первых и последних многолучевых компонентов сигнала. Это приводит к частотно-селективному замиранию, когда отклик канала изменяется в пределах

полосы пропускания. Среда рассеяния часто бывает динамичной из-за движущихся объектов (например, транспортных средств, пешеходов) или изменений в среде (например, атмосферных условий). Это приводит к замираниям с временной селекцией, характеризующимся уменьшением времени когерентности T_0 . Быстрые временные изменения требуют частого обновления CSI, что увеличивает накладные расходы и вычислительную сложность.

В действительных системах MIMO выполняется оценка матрицы канальных коэффициентов с целью повышения эффективности различения сигналов в собственных каналах радиосистемы. Однако из-за шума, неидеальной оценки канала или динамичных изменений среды распространения возникают погрешности оценки канальной матрицы, которые оказывают значительное влияние на эффективность MIMO-систем. Эти ошибки искажают информацию о передаточной функции канала, что приводит к снижению пропускной способности, увеличению вероятности битовой ошибки и ухудшению помехоустойчивости, особенно в условиях интенсивного многолучевого рассеяния с преобладанием NLOS-компонент. В рамках данного исследования погрешность канальной матрицы $\Delta \underline{\mathbf{H}}$ представляет собой комплексную гауссовскую случайную величину с нулевым средним и единичной дисперсией, не зависит от $\underline{\mathbf{H}}$ и задается выражением [62]:

$$\Delta \underline{\mathbf{H}} = \mu(I_{\mathbf{H}} + jQ_{\mathbf{H}}), \quad (3.19)$$

где $I_{\mathbf{H}}$ и $Q_{\mathbf{H}}$ – независимые случайные величины, представляющие квадратурные составляющие погрешности; μ – параметр, определяющий уровень погрешности оценки канальной матрицы, нормированный на единичную дисперсию ошибки. Значение $\mu \in [0,1]$ позволяет моделировать диапазон от идеальной оценки ($\mu = 0$) до сильной ошибки ($\mu = 1$), что обеспечивает универсальность модели и удобство сравнения результатов для различных конфигураций MIMO-систем. Тогда канальную матрицу с учетом погрешности можно представить следующим образом [85]:

$$\hat{\underline{\mathbf{H}}} = \underline{\mathbf{H}} + \Delta \underline{\mathbf{H}}, \quad (3.20)$$

Матрица канальных коэффициентов характеризует преобразование сигнала в среде, учитывая затухание, временные задержки и фазовые сдвиги для каждого пути и определяется формулой (2.11).

3.4. Оценка эффективности алгоритмов кодирования в условиях погрешности оценки канальной матрицы

В этом разделе рассмотрим эффективность алгоритмов пространственно-временного блочного кодирования Аламоути и относительного кодирования при отсутствии и наличии ошибок в оценке канальной матрицы.

Сравнительный анализ алгоритмов кодирования в условиях отсутствия погрешности оценки канала

Рассмотрим сценарий А для нисходящей линии передачи, в котором рассеиватели расположены только вблизи приемного устройства. Пусть антенные системы передатчика и приемника представлены линейными эквидистантными антенными решетками, состоящими из N_{TX} и N_{RX} элементов соответственно, расположенных на расстоянии $d = 0,5\lambda$ друг от друга. Предполагаем, что в области размещения радиотехнических устройств существует $N_{scat} = 100$ рассеивателей, распределенных на поверхности сферы с радиусом $R_{scat} = 50\lambda$. Выполнено моделирование положений рассеивателей с гауссовским распределением по углу места при $\sigma_\gamma = 1$ и равномерным распределением по азимуту. Допустим, что расстояние между центрами антенных систем передатчика и приемника равно $D = 500\lambda$. На рисунке 3.4 представлены результаты моделирования вероятности битовой ошибки канала передачи информации для систем MIMO в условиях распространения радиосигналов без прямого луча (NLOS) и при распространении сигнала только по прямому лучу (LOS) при использовании фазовой модуляции типа BPSK и QPSK. Наличие рассеивателей приводит к снижению эффективности пространственно-временного кодирования. При моделировании задается диапазон значений отношения сигнал-шум на символ, характеризующий суммарный уровень сигнала на всех антеннах передатчика с учетом канальных коэффициентов относительно шума в приемнике. При значении $BER = 10^{-2}$ и модуляции типа BPSK

в случае NLOS наблюдается повышение требуемого отношения сигнал-шум на приемнике по сравнению со случаем LOS на 3,8 дБ; 2,6 дБ и 2,0 дБ для конфигураций передающих и приемных антенн $N_{TX} = 2$ и $N_{RX} = 1; 2; 4$ соответственно. При использовании модуляции QPSK эти значения меньше и составляют 1,5 дБ; 1,4 дБ и 0,5 дБ для тех же конфигураций антенн. Таким образом, наличие многолучевого распространения без прямой видимости приводит к заметному ухудшению BER, особенно при использовании BPSK и меньшем числе приемных антенн. Повышение числа приемных антенн позволяет частично компенсировать влияние рассеивания.

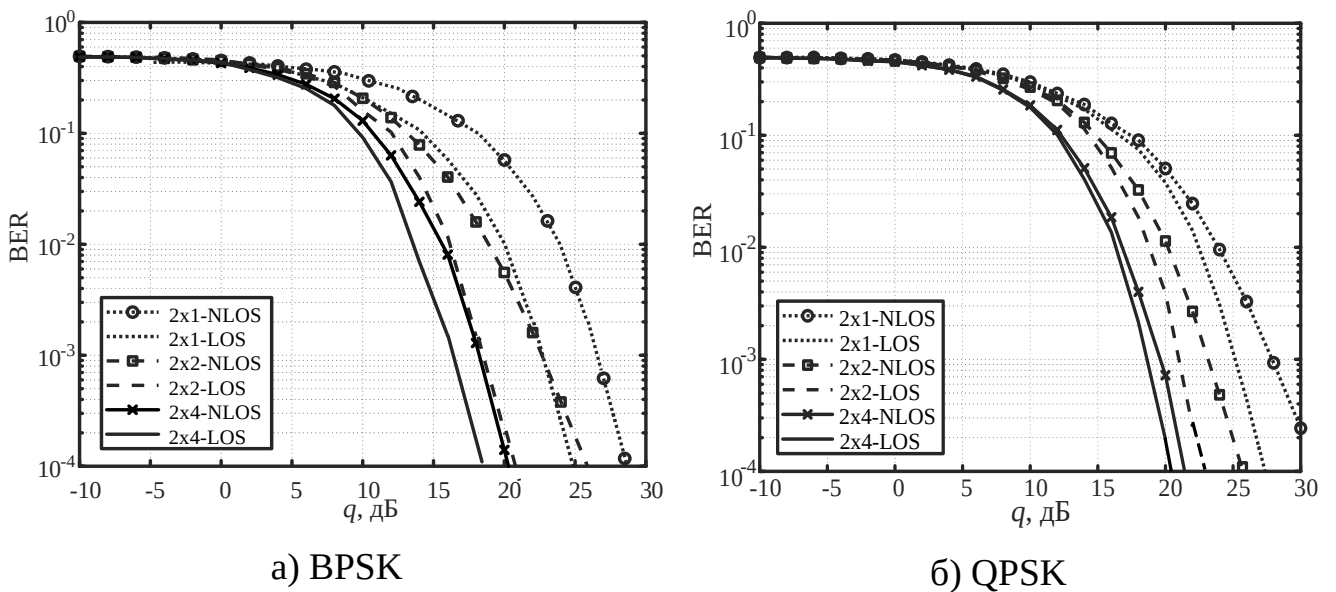


Рисунок 3.4 – Сравнение BER систем MIMO в случаях NLOS и LOS

На рисунке 3.5 приведены графики вероятности битовой ошибки в зависимости от коэффициента Райса для систем передачи информации с использованием пространственно-временного кодирования Аламути и относительного кодирования. Можно отметить, что увеличение коэффициента Райса K_R приводит к снижению вероятности битовой ошибки BER, поскольку возрастает доля прямой компоненты сигнала и ослабляется влияние диффузной составляющей канала. При этом наиболее выраженное снижение BER наблюдается в схемах с относительным кодированием и в конфигурациях с большим числом приемных антенн. Полученные результаты также показывают, что при больших

значениях коэффициента Райса относительное кодирование обеспечивает выигрыш по надежности по сравнению с кодированием Аламоути.

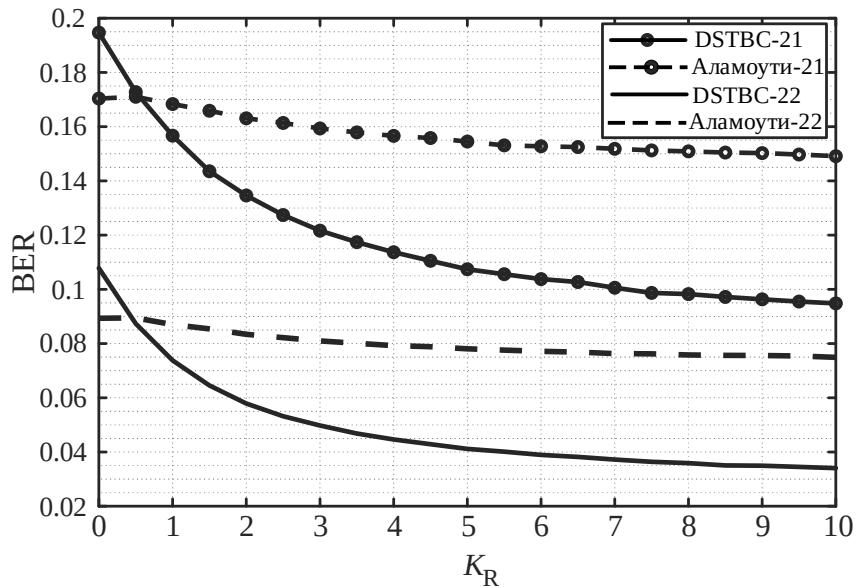


Рисунок 3.5 – Зависимость вероятности битовой ошибки от коэффициента Райса

На рисунке 3.6 приведены вероятности битовой ошибки систем MIMO с различной конфигурацией антенн при использовании модуляции типа BPSK и QPSK для распространения сигнала только по прямому пути и при рассеянии со значением коэффициента Райса $K_R = 5$. На рисунке 3.7 приведена зависимость вероятности битовой ошибки BER от коэффициента Райса K_R при значении отношения сигнал/шум на приемной стороне $q = 10$ дБ. Сравнивая результаты, приведенные в рисунках, можно отметить, что влияние рассеивателей более существенно для систем с меньшим количеством приемных антенн и при использовании модуляции BPSK по сравнению с QPSK. Кроме того, уменьшение вероятности битовой ошибки системы MIMO с использованием относительного кодирования наблюдается при увеличении отношения мощности прямого луча и рассеянных лучей K_R . Таким образом, рост коэффициента Райса K_R способствует снижению BER, особенно в схемах с относительным кодированием и большим числом приемных антенн. Это указывает на эффективность относительного кодирования в условиях наличия рассеивателей и преобладания прямой видимости.

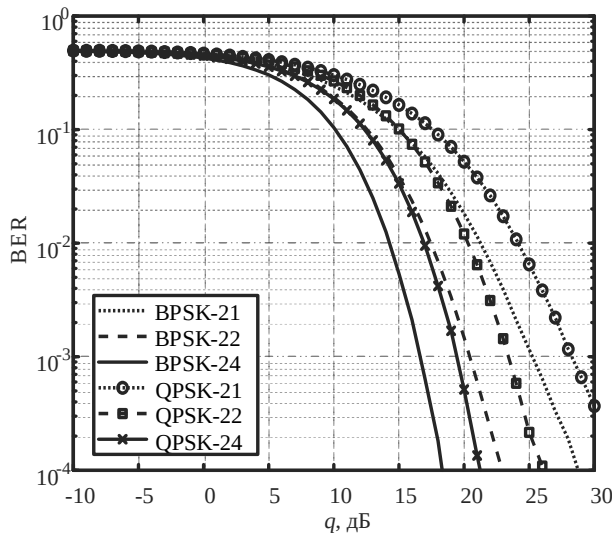


Рисунок 3.6 – Зависимость вероятности битовой ошибки систем MIMO с различным количеством приемных антенн и модуляцией BPSK и QPSK

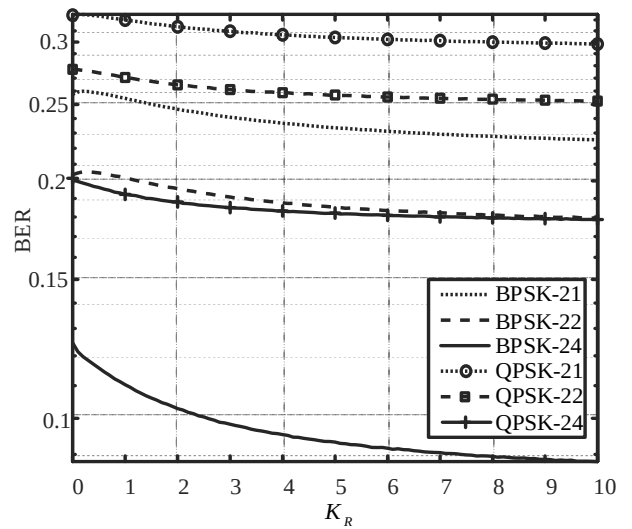


Рисунок 3.7 – Зависимость вероятности битовой ошибки систем MIMO от коэффициента Райса с различным количеством приемных антенн и модуляцией BPSK и QPSK

Анализ алгоритмов кодирования при неточной оценке канальной матрицы

В предыдущем подразделе был проведен анализ алгоритмов кодирования при условии отсутствия ошибки в оценке канальной матрицы. Однако в реальных радиосистемах получение точной информации о канале зачастую затруднено из-за воздействия различных факторов, таких как шум, помехи и ограниченные ресурсы на передачу пилотных сигналов. Это приводит к искажению оценки канальной матрицы, что, в свою очередь, может существенно повлиять на эффективность алгоритмов кодирования. В данном разделе рассматривается эффективность пространственно-временного блочного кодирования Аламоути и проводится сравнение с относительным кодированием, для которого не требуется оценка канальной матрицы на приемной стороне. Для моделирования используются те же исходные параметры, что и в предыдущем разделе. Для описания размещения рассеивателей в трехмерном пространстве предполагается, что рассеиватели располагаются внутри сферы и на ее поверхности в соответствии с распределением VMF при заданных параметрах. Степень концентрации распределения вокруг

среднего направления $k=1$. На рисунке 3.8 представлена зависимость вероятности битовой ошибки от уровня погрешности оценки канальной матрицы для схем пространственно-временного кодирования Аламоути и относительного кодирования.

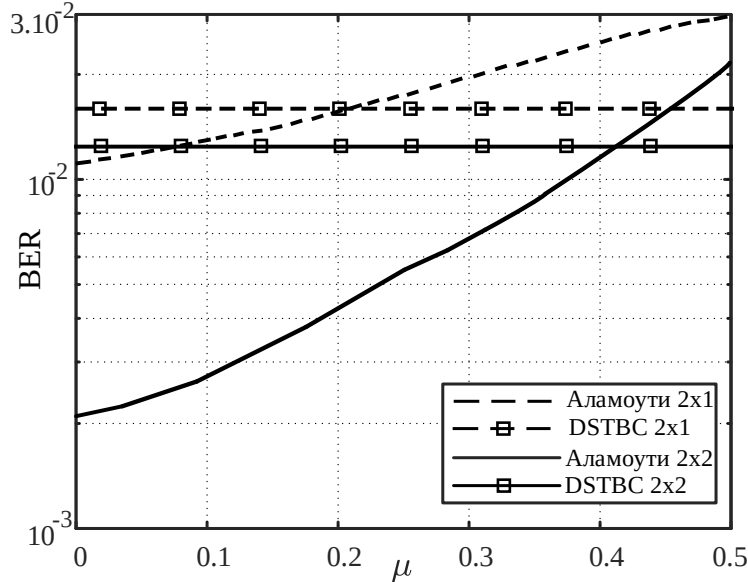


Рисунок 3.8 – Зависимость BER от погрешности оценки канала для кодирования Аламоути и DSTBC при конфигурациях 2×1 и 2×2

Из графика видно, что для кодирования Аламоути в обеих конфигурациях – как для системы 2×1, так и для 2×2 – увеличение уровня погрешности приводит к росту вероятности битовой ошибки. При этом наиболее заметное ухудшение наблюдается в системе 2×2 (при числе передающих антенн $N_{TX} = 2$). В то же время относительное кодирование демонстрирует более стабильные значения BER, поскольку не зависит от оценки состояния канала. При превышении уровня погрешности $\mu > 0,21$ для конфигурации 2x1 и $\mu > 0,41$ для 2x2 алгоритм относительного кодирования обеспечивает снижение вероятности битовой ошибки в 1,2-2 раза по сравнению с кодированием Аламоути.

На рисунке 3.9 представлена зависимость вероятности битовой ошибки (BER) от отношения сигнал/шум для схем пространственно-временного кодирования Аламоути при различных значениях уровня погрешности оценки канальной матрицы μ и относительного кодирования, не требующего априорной оценки канала на приемной стороне. Из представленных зависимостей следует, что при

отсутствии погрешности оценки канала кодирование Аламоути обеспечивает наилучшие характеристики надежности. Однако с увеличением параметра μ наблюдается последовательное ухудшение характеристик кодирования Аламоути, что проявляется в смещении соответствующих кривых в область больших значений отношения сигнал/шум. Это свидетельствует о росте требуемого энергетического ресурса для достижения заданного уровня вероятности битовой ошибки. В отличие от кодирования Аламоути, относительное кодирование демонстрирует устойчивость к погрешности оценки канала, поскольку его реализация не предполагает использования оцененной канальной матрицы на приемной стороне. Анализ показывает, что при уровне вероятности битовой ошибки $BER = 10^{-3}$ и значении погрешности оценки канала $\mu = 0,3$ относительное кодирование обеспечивает энергетический выигрыш порядка 3 дБ для конфигурации 2x1 и около 0,8 дБ для конфигурации 2x2 по сравнению с кодированием Аламоути, **что доказывает положение 4.**

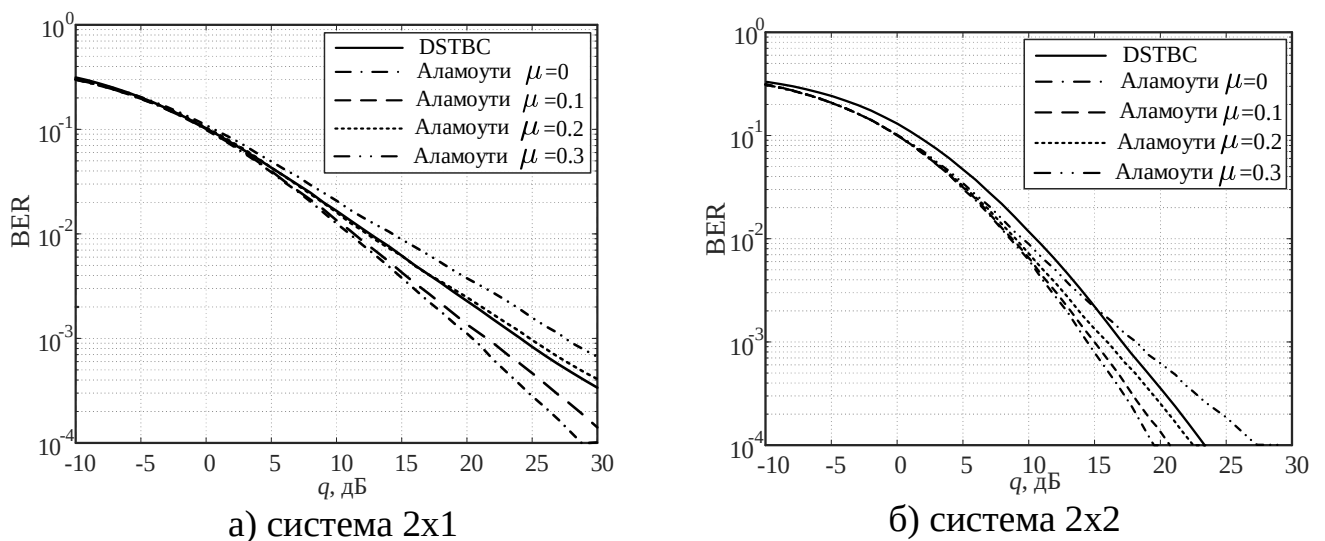


Рисунок 3.9 – Зависимость BER от ОСШ для DSTBC и кодирования Аламоути с учетом погрешности оценки канала

Таким образом, при значительных ошибках оценки канала относительное кодирование становится более предпочтительным с точки зрения энергетической эффективности. Требуемое значение отношения сигнал/шум при уровне $BER=10^{-3}$ для кодирования Аламоути без учета погрешности, при погрешности $\mu = 0,3$, а также для относительного кодирования приведено в таблице 3.2. Результаты

моделирования показывают, что многоканальные системы оказываются более чувствительными к ошибкам в оценке канала по сравнению с системами с меньшим числом антенн. Это связано с тем, что эффективность пространственного разнесения сильнее зависит от точности канальной информации. Таким образом, при проектировании MIMO-систем в условиях быстроизменяющейся среды использование относительного кодирования позволяет повысить надежность передачи данных, сохранив приемлемый уровень BER даже при неточной оценке или неполной информации о канале.

Таблица 3.2 – Требуемое ОСШ системы кодирования при $BER=10^{-3}$

Система		Аламоути 2x1	Аламоути 2x2	DSTBC 2x1	DSTBC 2x2
ОСШ (дБ)	$\mu = 0$	20,4	14,6	24,2	17,2
	$\mu = 0,3$	27,2	18,0		

3.5. Энергоэффективность MIMO системы с использованием пространственно-временного кодирования

Для оценки энергоэффективности MIMO-системы используется модель энергопотребления на бит, учитывающая как мощность передачи, так и суммарное энергопотребление радиочастотных и цифровых трактов передающих и приемных узлов. Общее энергопотребление системы при использовании MIMO определяется как [86]:

$$E_{\text{sum}} = \frac{P_{\text{пер}} + P_{\text{цепи}}}{R_b}, \quad (3.21)$$

где R_b – битовая скорость, мощность передачи системы $P_{\text{пер}}$ определяется следующим образом:

$$P_{\text{пер}} = (1 + \alpha)P_{\text{вых}}, \quad (3.22)$$

где α – коэффициент, связанный с пик-фактором (PAR, Peak-to-Average Ratio), учитывающий запас по мощности усилителя для передачи сигналов с неравномерной огибающей. Выходная мощность передачи $P_{\text{вых}}$ определяется следующим образом [86]:

$$P_{\text{вых}}(d) = E_b R_b \left(\frac{(4\pi d)^2}{G_t G_r \lambda^2} \right) M_l N_f, \quad (3.23)$$

где G_t и G_r – коэффициенты усиления передающей и приемной антенн, λ – длина волны, M_l – энергетический запас, $N_f = M_n / N_0$ – коэффициент шума приемника. E_b – средняя требуемая энергия на бит для обеспечения заданного показателя ошибок и определяется выражением:

$$E_b = N_0 \cdot \text{ОСШ} \cdot \frac{B}{R_b}, \quad (3.24)$$

где N_0 – спектральная плотность мощности шума, B – полоса сигнала.

Общая мощность цепи из N_{TX} передающих и N_{RX} принимающих антенн определяется следующим образом [86]:

$$P_{\text{цепи}} = N_{\text{TX}} (P_{\text{ЦАП}} + P_{\text{СМ}} + P_{\text{ФП}}) + 2P_{\text{СИ}} + N_{\text{RX}} (P_{\text{УНШ}} + P_{\text{СМ}} + P_{\text{УПЧ}} + P_{\text{ФПР}} + P_{\text{АЦП}}), \quad (3.25)$$

где $P_{\text{ЦАП}}$, $P_{\text{СМ}}$, $P_{\text{УНШ}}$, $P_{\text{УПЧ}}$, $P_{\text{ФП}}$, $P_{\text{ФПР}}$, $P_{\text{АЦП}}$, $P_{\text{СИ}}$ означают соответственно значения потребляемой мощности цифро-аналогового преобразователя, смесителя, усилителя низких шумов, усилителя промежуточной частоты, активного фильтра на передатчике и приемнике, аналого-цифрового преобразователя и синтезатора частоты.

Проведен анализ энергоэффективности кооперативной MIMO системы с использованием пространственно-временного блочного кодирования и относительного кодирования с учетом погрешности оценки канала. В модели использовались следующие начальные параметры:

- Тип модуляции: BPSK;
- $P_{\text{АЦП}} = P_{\text{ЦАП}} = 15$ мВт; $P_{\text{СМ}} = 30,3$ мВт; $P_{\text{УНШ}} = 20$ мВт; $P_{\text{УПЧ}} = 2$ мВт;
- $P_{\text{ФП}} = P_{\text{ФПР}} = 2,5$ мВт; $P_{\text{СИ}} = 50$ мВт; $G_t G_r = -5$ дБи;
- $B = 10$ кГц; $\eta = 0,35$; $N_f = 10$ дБ; $M_l = 40$ дБ.

Для учета требуемой энергии на бит использованы значения отношения сигнал/шум при $\text{BER} = 10^{-3}$ в таблице 3.2. На рисунке 3.10 представлена зависимость суммарной энергии на бит от нормированной дальности D/λ для MIMO-системы при использовании пространственно-временного кодирования Аламоути и относительного кодирования (DSTBC) в конфигурациях 2×1 и 2×2 при $\text{BER} = 10^{-3}$.

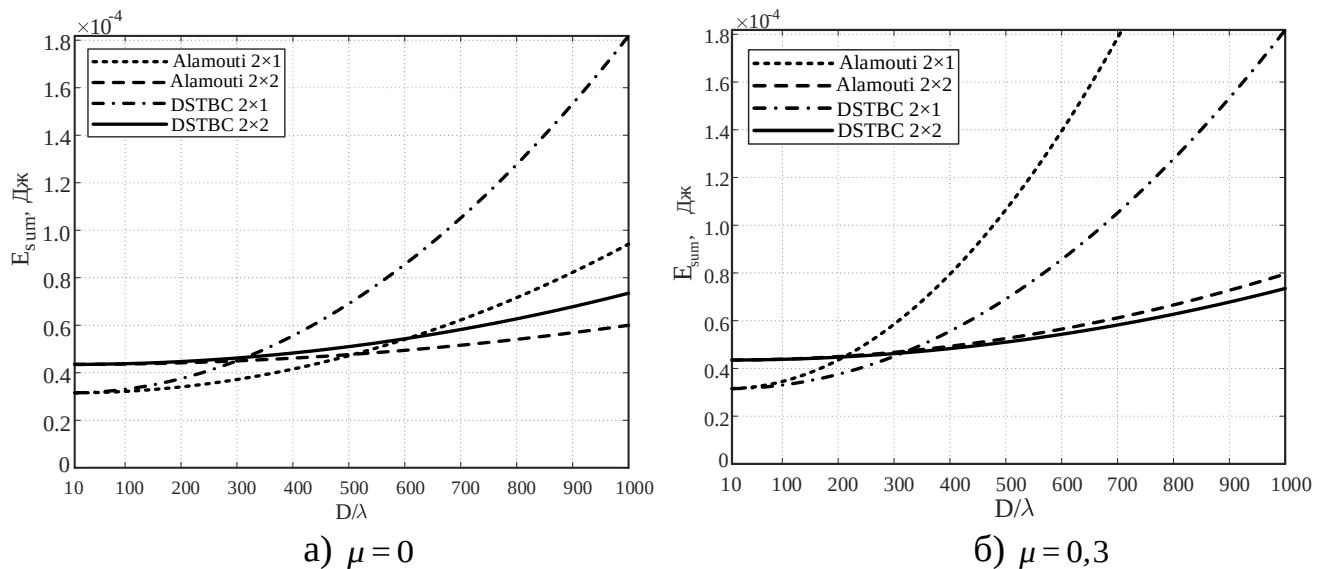


Рисунок 3.10 – Зависимость энергопотребления на бит от дальности передачи для системы ММО с использованием пространственно-временного кодирования

Из рисунка можно отметить, что с увеличением расстояния D/λ энергопотребление возрастает для всех схем вследствие роста потерь на распространение сигнала и, соответственно, требуемой мощности передачи. При малых расстояниях между передающим и приемным кластерами конфигурация 2×1 характеризуется меньшим энергопотреблением по сравнению с 2×2 , что обусловлено меньшей суммарной схемной мощностью приемных трактов. С увеличением расстояния влияние мощности передачи возрастает, и преимущество может переходить к конфигурации 2×2 за счет меньшего требуемого уровня ОСШ. В условиях отсутствия погрешности оценки канала кодирование Аламоути обеспечивает выигрыш по энергоэффективности. Однако при наличии значительной погрешности оценки канала ($\mu = 0,3$) энергопотребление схемы Аламоути возрастает более существенно. В этих условиях относительное кодирование демонстрирует более устойчивые характеристики и может обеспечивать меньшие энергозатраты, особенно при больших расстояниях. Полученные результаты подтверждают, что выбор схемы пространственно-временного кодирования и конфигурации ММО-системы существенно влияет на энергоэффективность при увеличении дальности передачи.

3.6. Оценка пропускной способности MIMO системы при наличии погрешности оценки канальной матрицы и рассеивателей

Модель канала MIMO в условиях многолучевого распространения

Рассмотрим влияние погрешности оценки канальной матрицы на эффективности системы MIMO при наличии рассеивателей. Для моделирования таких каналов используется полуэллипсоидальная модель, в которой рассеиватели распределены на поверхности и внутри полуэллипсоида, как показано на рисунке 1.9. В большинстве предыдущих моделей предполагается, что распространение радиосигнала происходит с однократным рассеянием, то есть в рамках так называемых моделей с однократным отражением. Однако в некоторых случаях, например, в условиях пикосот или внутри помещений, многократные отражения становятся доминирующим компонентом распространения сигнала [87, 94]. Рассматриваются системы MIMO с N_{TX} передающими антеннами и N_{RX} приемными антеннами с равномерной линейной конфигурацией. Среда распространения радиосигналов характеризуется трехмерным расположением рассеивателей, в которой присутствуют прямой и отраженный компонент между передающей и приемной антеннами.

На поверхности полуэллипсоида расположены эффективные рассеиватели, распределение которых задается моделью фон Мизеса-Фишера (Von Mises-Fisher, VMF) [88, 89]. Распределение VMF используется для представления углового распределения рассеивателей на поверхности полуэллипсоида, окружающих антенны передатчика и приемника. Это необходимо для точного моделирования взаимодействия сигналов с этими рассеивателями в замирающей среде. Функция плотности вероятности для одного кластера рассеивателей определяется как в формуле (1.9). Канальная матрица для прямой видимости $\underline{\mathbf{H}}_{LOS}$ в MIMO-системах, описывающая распространение сигнала по прямому пути между передатчиком и приемником без отражений от рассеивателей, имеет вид:

$$\underline{\mathbf{H}}_{LOS} = \left\{ \sqrt{L_{ik}} e^{-j2\pi \frac{D_{ik}}{\lambda}}, i = 1 \dots N_{TX}, k = 1 \dots N_{RX} \right\}, \quad (3.26)$$

где $L_{ik} = \left(\frac{\lambda}{4\pi D_{ik}} \right)^2$ – коэффициент прохождения радиосигнала при распространении от передатчика до приемника по прямому пути. D_{ik} – расстояние между i -й передающей и k -й приемной антеннами. Диффузионная составляющая канала передачи информации, обозначаемая как $\underline{\mathbf{H}}_{\text{DIF}}$, формируется за счет двух типов взаимодействий: однократного и двукратного отражений сигнала от рассеивателей $\underline{\mathbf{H}}_{\text{DIF}} = \sqrt{\varepsilon_{\text{SB}}} \underline{\mathbf{H}}_{\text{SB}} + \sqrt{\varepsilon_{\text{DB}}} \underline{\mathbf{H}}_{\text{DB}}$. Коэффициенты ε_{SB} и ε_{DB} определяют соотношения мощности сигнала от однократного и двукратного отражений, соответственно ($\varepsilon_{\text{SB}} + \varepsilon_{\text{DB}} = 1$) [90]. Соотношения мощности отражений в условиях рассеяния отражают вклад разных типов путей сигнала в общую энергию приема. В городских условиях с множеством препятствий двукратные отражения могут доминировать из-за сложных траекторий сигнала между зданиями, усиливая пространственную декорреляцию антенн. В открытых пространствах преобладают однократные отражения от локальных объектов, таких как деревья или рельеф. Отраженная мощность от третьего рассеивателя обычно имеет настолько малый уровень, что делает ее незначительной в контексте анализа многолучевого распространения сигналов [91]. В связи с этим в данной работе влияние третьего и последующих отражений не учитывается при оценке общей мощности сигнала.

Математическая модель канальных матриц для однократного отражения описывается следующим выражением:

$$\underline{\mathbf{H}}_{\text{SB}} = \left\{ \frac{1}{\sqrt{N_S}} \sum_{n=1}^{N_S} \sqrt{L_{i,n,k}} a_{i,n} b_{n,k} e^{j\varphi_{i,n,k}}, i = 1 \dots N_{\text{TX}}, k = 1 \dots N_{\text{RX}} \right\}, \quad (3.27)$$

где $a_{i,n} = e^{\frac{j2\pi D_{\text{TX}i,n}}{\lambda}}$ – коэффициент, определяющий изменение фазы сигнала на участке от i -й передающей антенны до n -го рассеивателя, $b_{n,k} = e^{\frac{j2\pi D_{\text{RX}k,n}}{\lambda}}$ – коэффициент, определяющий изменение фазы сигнала на участке от n -го рассеивателя до k -й

приемной антенны; $L_{i,n,k} = \left(\frac{\lambda}{4\pi(D_{TX_{i,n}} + D_{RX_{k,n}})} \right)^2$ – коэффициент прохождения радиосигнала при распространении и рассеянии от передатчика до приемника; $\varphi_{i,n,k}$ – случайное искажение фазы при рассеянии на рассеивающем объекте; $D_{TX_{i,n}}$ и $D_{RX_{k,n}}$ – расстояние от i -й передающей до n -го рассеивателя и от n -го рассеивателя до k -й приемной антенны, соответственно; N_S – количество эффективных рассеивателей; λ – длина волны.

Канальная матрица для двукратного отражения имеет следующий вид:

$$\underline{\mathbf{H}}_{DB} = \left\{ \frac{1}{\sqrt{N_S(N_S - 1)}} \sum_{m=1}^{N_S} \sum_{n=1}^{N_S} \sqrt{L_{TX_{k,m}}} \sqrt{L_{S_{m,n}}} \sqrt{L_{RX_{n,l}}} e^{\frac{j2\pi D_T}{\lambda}} e^{j\varphi_{k,m,l}} e^{j\varphi_{k,n,l}} \right\}, \quad (3.28)$$

$$k = 1 \dots N_{TX}, l = 1 \dots N_{RX},$$

где $D_T = D_{TX_{i,n}} + D_{S_{m,n}} + D_{RX_{k,n}}$ – полное расстояние пути сигнала от передатчика до приемника; $e^{j\varphi_{i,n,k}}$, $e^{j\varphi_{i,m,k}}$ – случайные искажения фазы при рассеянии на рассеивающих объектах; $L_{TX_{k,m}}$, $L_{S_{m,n}}$, $L_{RX_{n,l}}$ – коэффициенты прохождения радиосигнала на тракте от передатчика до приемника. Нормировка $\frac{1}{\sqrt{N_S(N_S - 1)}}$ обеспечивает сохранение энергии при суммировании по всем парам рассеивателей.

Пропускная способность системы MIMO с погрешностями в оценке канальной матрицы

При наличии ошибок в оценке канальной матрицы пропускная способность рассчитывается следующим образом [92]:

$$C_H = \sum_{m=1}^K \log_2(1 + q_m), \quad (3.29)$$

где $q_m = \frac{q f_m^2 \left| \left(\hat{\underline{\mathbf{U}}}^H \underline{\mathbf{H}} \hat{\underline{\mathbf{Q}}} \right)_{mm} \right|^2}{1 + q \sum_{k=1, k \neq m}^K f_k^2 \left| \left(\hat{\underline{\mathbf{U}}}^H \underline{\mathbf{H}} \hat{\underline{\mathbf{Q}}} \right)_{mk} \right|^2}$, $\hat{\underline{\mathbf{H}}} = \hat{\underline{\mathbf{U}}} \hat{\underline{\Sigma}} \hat{\underline{\mathbf{Q}}}^H$, q – отношение сигнал/шум. Для

характеристики системы MIMO используется эргодическая пропускная

способность, которая определяется как усреднение пропускной способности по ансамблю реализаций канальной матрицы $\hat{\mathbf{H}}$: $C_E = \overline{C_H}$ [93].

Проведены экспериментальные исследования эргодической пропускной способности системы ММО при различных условиях рассеяния с использованием модели полуэллипсоида. Для моделирования рассматриваемой системы в работе использовались следующие основные исходные параметры:

- Расстояние между передающим и приемным устройствами: $D = 500\lambda$;
- Количество передающих антенн: $N_{TX} = 2$;
- Количество приемных антенн: $N_{RX} = 2$;
- Расстояние между элементами антенн: $d_{TX} = d_{RX} = 0,5\lambda$;
- Полуоси полуэллипсоида: $a = 300\lambda; b = 100\lambda; c = 100\lambda$;
- Количество рассеивателей: $N_s = 100$;
- Средние значения угла азимута и угла места: $\beta_0 = \gamma_0 = 0 \text{ rad}$.

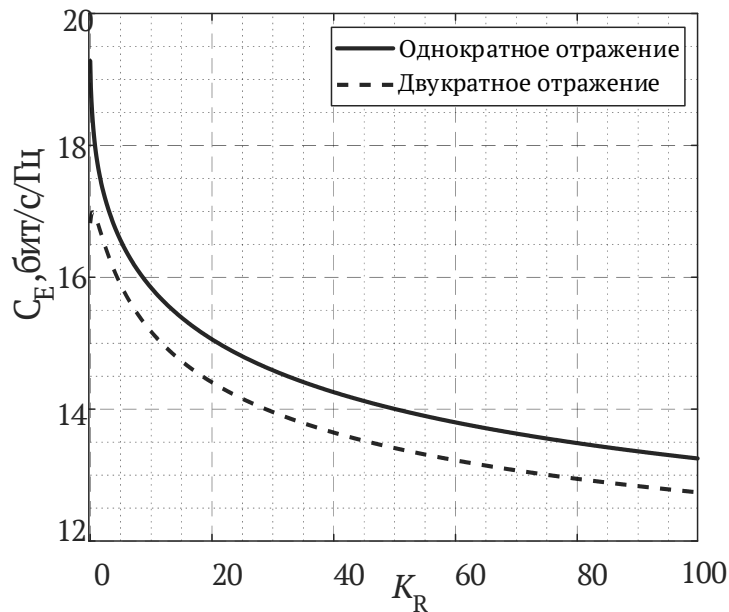


Рисунок 3.11 – Зависимость C_E от K_R при различных соотношениях мощности отражения

На рисунке 3.11 представлены зависимости эргодической пропускной способности системы ММО от коэффициента Райса K_R для двух сценариев распространения сигнала: однократного и двукратного отражения сигнала. Исследование выполнено в условиях отсутствия погрешностей оценки канальной

матрицы \mathbf{H} . Отношение сигнал/шум на входе приемника q составило 20 дБ, а параметр концентрации рассеивателей вокруг среднего направления k был равен 10. Из графика видно, что сценарий распространения радиосигнала с однократным отражением обеспечивает более высокую эргодическую пропускную способность при всех значениях коэффициента Райса K_R , чем сценарий с двукратным отражением. Это связано с уменьшением потерь сигнала и фазовых искажений при меньшем числе переотражений. Двукратное отражение усиливает многолучевое рассеяние, увеличивая случайные флуктуации амплитуды и фазы сигнала, что снижает пропускную способность даже при высоких значениях K_R , соответствующих каналам с преобладанием LOS-компоненты.

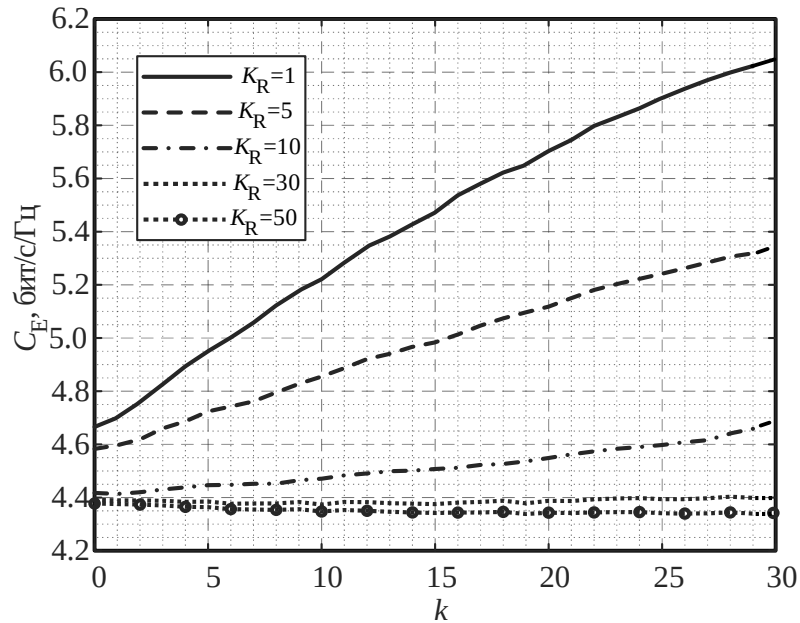


Рисунок 3.12 – Зависимость C_E от k при различных K_R

На рисунке 3.12 представлены зависимости эргодической пропускной способности системы MIMO от степени концентрации рассеивателей вокруг среднего направления k при различных значениях коэффициента Райса K_R . Исследование проведено при отношении сигнал/шум на входе приемника $q = 10$ дБ и равных соотношениях мощности для однократного и двукратного отражений: $\varepsilon_{SB} = \varepsilon_{DB} = 0,5$. Из зависимостей следует, что рост коэффициента Райса приводит к уменьшению пропускной способности при фиксированном k , что обусловлено усилением доминирующей LOS-компоненты над рассеянными сигналами, которые

являются доминирующей составляющей мощности в условиях рассеяния. При умеренных значениях K_R увеличение степени концентрации рассеивателей вокруг среднего направления k способствует росту пропускной способности. Это объясняется тем, что сужение углового распределения приводит к улучшению пространственной структуры канала, сохраняя полезную многолучевость. В случае высокого значения K_R , когда LOS-компонента практически полностью доминирует в канале, увеличение концентрации рассеивателей не приводит к заметному увеличению пропускной способности. Это указывает на то, что рассеянные сигналы практически не вносят вклад в формирование каналов передачи, и система теряет преимущества MIMO.

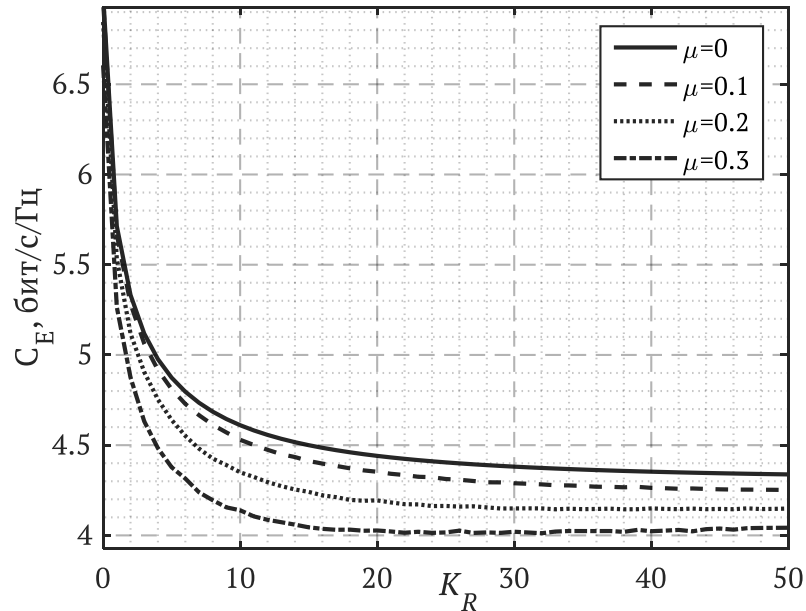


Рисунок 3.13 – Зависимость C_E от K_R с учетом погрешности канальной матрицы

На рисунке 3.13 показано влияние коэффициента Райса на пропускную способность при различных уровнях погрешностей оценки канальной матрицы \mathbf{H} : $\mu = 0; 0,1; 0,2; 0,3$. При малых значениях ($K_R \leq 3$), влияние ошибок в оценке относительно невелико, так как канал преимущественно формируется за счет рассеянной компоненты, обладающих высокой степенью случайности. При больших значениях ($K_R > 3$) влияние погрешности оценки канала выражено наиболее заметно: пропускная способность существенно различается между

случаями с идеальной и неточной оценкой. Это связано с тем, что в условиях умеренной LOS-компоненты система становится чувствительной к фазовым и амплитудным ошибкам в канальной матрице.

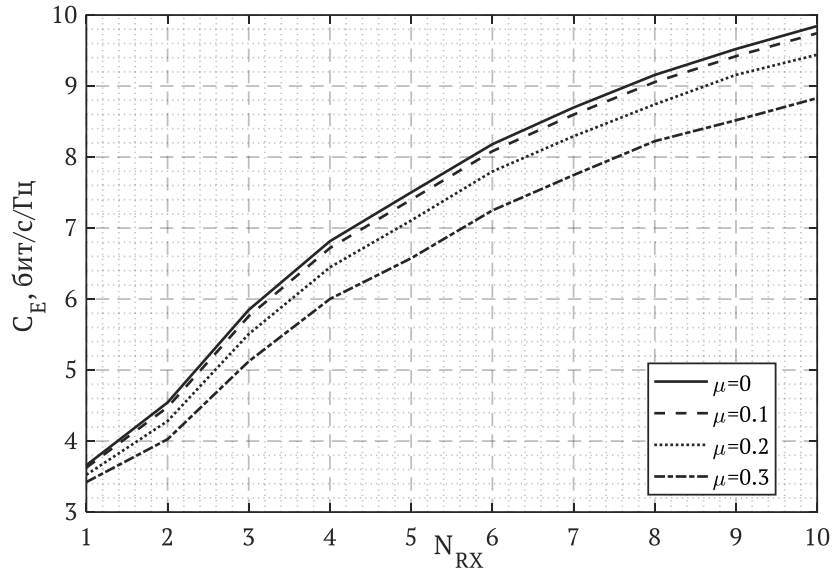


Рисунок 3.14 – Зависимость C_E от N_{RX} с учетом погрешности канальной матрицы

На рисунке 3.14 представлены зависимости пропускной способности системы MIMO от количества приемных антенн при наличии погрешностей в оценке канальной матрицы \mathbf{H} . Во всех случаях наблюдается рост пропускной способности при увеличении числа приемных антенн. С увеличением уровня ошибок наблюдается снижение пропускной способности, особенно при большом числе антенн. Разница между кривыми для разных уровней ошибок становится более выраженной при больших N_{RX} , что указывает на возрастающую чувствительность системы к ошибкам в условиях высокой размерности. Увеличение числа приемных антенн повышает пропускную способность MIMO-системы, однако возрастающая погрешность оценки канала может значительно нивелировать этот выигрыш. Это особенно критично при работе в динамических условиях, где параметры канала быстро изменяются, а задержка в оценке приводит к дополнительным ошибкам. Корректная оценка состояния канала становится ключевым фактором для обеспечения стабильной передачи данных и эффективного использования антенного ресурса. Чем выше размерность системы, тем сильнее ее

чувствительность к ошибкам оценки матрицы канала. Это подчеркивает чрезвычайную важность точной оценки состояния канала при проектировании высокоразмерных MIMO-систем, особенно в конфигурациях с большим числом приемных антенн.

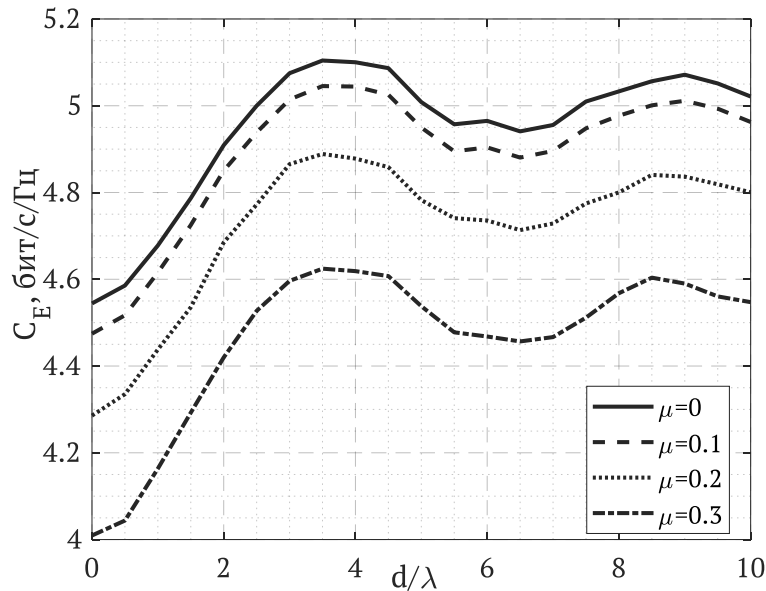


Рисунок 3.15 – Зависимость C_E от расстояния между приемными антеннами с учетом погрешности канальной матрицы

На рисунке 3.15 приведены зависимости пропускной способности системы MIMO 2x2 от расстояния между приемными антеннами при фиксированном расстоянии между передающими антеннами, равном $\lambda / 2$. При малых расстояниях между антеннами наблюдается ограниченный прирост пропускной способности из-за изменяющегося фазового набега, возникающего при распространении сигнала между антеннами и рассеивателями. При увеличении расстояния между приемными антеннами до примерно 3λ пропускная способность заметно растет, а затем стабилизируется. Максимальные значения пропускной способности наблюдаются при расстоянии между приемными антеннами в диапазоне $d = 3\lambda \dots 4\lambda$. Таким образом, для обеспечения высокой пропускной способности в MIMO-системах важно правильно выбирать межэлементное расстояние антенны, учитывая как размеры устройства, так и характеристики канала. Результаты показывают, что расстояния порядка $3\lambda \dots 4\lambda$ являются оптимальными для системы

с двумя приемными антеннами и фиксированным расстоянием между передающими антеннами.

3.7. Выводы

1. Рассмотрены алгоритмы пространственно-временного относительного кодирования, при котором информация кодируется в разности между последовательными пространственно-временными матрицами. Такой подход не требует знания состояния канала на приемной стороне, что делает его особенно эффективным в условиях быстроизменяющейся радиосреды и высокой мобильности абонентов.

2. Проведен сравнительный анализ пространственно-временного блочного кодирования Аламоути и относительного пространственно-временного кодирования в MIMO-системах с учетом погрешности оценки канальной матрицы и при наличии рассеивателей. Результаты моделирования вероятности битовой ошибки показали, что эффективность кодирования Аламоути значительно ухудшается при увеличении погрешности оценки канала, особенно в высокоразмерных конфигурациях, тогда как относительное кодирование сохраняет стабильные характеристики при аналогичных условиях.

3. Установлено, что в условиях райсовского канала с преобладанием прямой видимости и наличием рассеивателей относительное кодирование демонстрирует повышенную вероятность битовой ошибки по сравнению с кодированием Аламоути. Кроме того, относительное кодирование не требует знаний о канале на приемной стороне, что делает его применимым в каналах с быстрыми замираниями. Метод заслуживает внимания при проектировании и оптимизации беспроводных систем в плотных средах с изменяющимися условиями распространения сигнала.

4. Проведен анализ энергопотребления MIMO системы при использовании пространственно-временного блочного кодирования Аламоути и относительного кодирования с учетом погрешности оценки канала. Показано, что при наличии значительной погрешности оценки канала относительное кодирование

демонстрирует более устойчивые характеристики и может обеспечивать меньшие энергозатраты, особенно при больших расстояниях.

5. Проведен анализ эргодической пропускной способности MIMO-системы с учетом различных параметров, включая уровень погрешности оценки канала, степень концентрации рассеивателей, количество приемных антенн и соотношение мощностей прямой и рассеянной компонент сигнала. Показано, что увеличение концентрации рассеивателей может приводить к росту пропускной способности за счет улучшения пространственной структуры канала, однако при доминировании LOS-компоненты этот эффект снижается. Также установлено, что при высоких значениях коэффициента Райса и увеличении числа антенн влияние ошибок оценки канальной матрицы становится критичным, что требует применения методов компенсации ошибок и адаптивных алгоритмов оценки канала. Для повышения пропускной способности рекомендуется выбирать расстояние между приемными антеннами в диапазоне $d = 3\lambda \dots 4\lambda$, обеспечивающем оптимальный баланс между декорреляцией и конструктивными ограничениями.

Материалы главы 3 опубликованы в работах [38, 121, 127, 128, 130, 131, 134, 135].

ГЛАВА 4. АСПЕКТЫ ТЕХНИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ АЛГОРИТМОВ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО КОДИРОВАНИЯ

4.1. Беспроводные сенсорные сети и кооперативные ММО-системы как область применения

В эпоху современных технологий IoT (Интернет вещей) стал мощным трендом развития. Основная задача IoT заключается в соединении устройств и получении информации из окружающей их среды. В работе [95] показано, что беспроводная сенсорная сеть является важнейшим фактором сбора данных и передачи информации от сенсорных устройств к центральным системам IoT. Беспроводные сенсорные сети (БСС) состоят из пространственно распределенных автономных датчиков, которые отслеживают и собирают данные о различных условиях окружающей среды. Эти сети обеспечивают передачу данных в центральный узел для обработки и анализа. Беспроводные сенсорные сети могут состоять из множества сенсорных узлов с различными топологиями. В работе [96] отмечено, что одним из важных требований к БСС является автономность, что достигается путем снижения энергопотребления каждого узла. Многие сенсорные узлы работают на батареях или других автономных источниках энергии, что позволяет им функционировать в удаленных или труднодоступных местах без необходимости частой замены источников питания. В работах [97, 98] показано, что использование кооперативной технологии ММО значительно уменьшает энергопотребление по сравнению с традиционной одноканальной системой SISO при увеличении расстояния между передающей и приемной системами. В кооперативных ММО-системах несколько сенсорных узлов объединяются для совместной передачи данных. Это позволяет использовать антенны разных устройств для формирования более мощного сигнала, а также использовать пространственные возможности многолучевого канала передачи информации. Это позволяет увеличить общую пропускную способность канала и уменьшить время передачи информации. В работе [99] представлен анализ энергоэффективности и вероятности битовой ошибки кооперативной виртуальной ММО-системы с использованием различных методов модуляции в условиях беспроводных сенсорных сетей. Показано

преимущество кооперативных MIMO систем благодаря более низкому энергопотреблению и лучшим показателям вероятности битовой ошибки. В работе [100] рассмотрено влияние условий окружающей среды на эффективность алгоритма обработки информации в беспроводных сенсорных сетях.

В то же время влияние рассеивателей, находящихся ближе к передающей и приемной системам, на эффективность кооперативной системы MIMO недостаточно исследовано. Наличие рассеивателей, таких как деревья и здания, может вызывать многолучевые явления и влиять на фазы и амплитуды принимаемых сигналов [84]. Многолучевое распространение сигналов считается нежелательной характеристикой радиоканалов традиционной беспроводной системы, а пропускная способность таких каналов может быть ограничена за счет замираний и помех. Технология MIMO эффективно снижает нежелательное влияние многолучевых сигналов благодаря способности использовать многолучевые сигналы, применять методы пространственного разнесения и передовые методы обработки сигналов. Для оценки, анализа и проектирования современных беспроводных радиосистем с учетом рассеивателей были разработаны трехмерные геометрические модели канала MIMO, которые описывают различные сценарии коммуникации [101]. Трехмерная модель может быть использована для описания азимутальных и вертикальных углов распределения многолучевых сигналов в различных условиях, таких как в городе, деревне и лесу, и позволяет создавать более эффективные радиосистемы с точки зрения ряда параметров беспроводного канала, таких как: отношение сигнал/шум приемника (ОСШ), скорость передачи, вероятность битовой ошибки (BER) и пропускная способность.

Для анализа и оценки эффективности современных беспроводных радиосистем передачи информации, использующих многоантенные элементы в условиях замирания, были разработаны геометрические модели каналов рассеяния [38]. В этих моделях предполагается, что рассеиватели случайно располагаются в двумерном или трехмерном пространстве и ограничиваются геометрическим объектом в виде окружности или эллипса для двумерного пространства, а также в

виде сферы, эллипсоида или цилиндра для трехмерного пространства. В этой работе используется сферическая трехмерная геометрическая модель для описания распределения рассеивателей вблизи радиосистемы. Сферическая модель позволяет более точно учитывать влияние различных объектов на распространение сигналов, что особенно важно в условиях сложной городской или природной среды. Предполагается, что передача сигнала от передающей антенны к приемной происходит только через один рассеиватель. Рассеиватели предполагаются отражающими элементами с равными коэффициентами рассеяния, равными 1, и равномерно распределенными случайными фазами. Антенные элементы на передающей и приемной сторонах используют изотропные диаграммы направленности излучения.

В трехмерной системе координат положение рассеивателей задается по азимуту β_S в соответствии с равномерной плотностью распределения вероятности угловых направлений и углу места γ_S в соответствии с гауссовской плотностью распределения вероятности, которые описываются по формулам (1.15) и (1.16). Местоположения сенсорных узлов на передающей и приемной сторонах задаются координатами в трехмерном пространстве [84]. В рамках данного исследования предполагается, что рассеиватели располагаются внутри сферы и на ее поверхности. Рассеиватели, находящиеся внутри сферы или близко к передающему и/или приемному устройствам, задаются другими сферами с меньшими радиусами.

В реальных условиях распространения радиосигналов сигналы передаются от передатчика к приемнику в различных условиях беспроводной среды, таких как макросотовая, микросотовая, пикосотовая и внутренняя среда. Распределение рассеивателей также имеет различные сценарии, соответствующие различным условиям эксплуатации. Например, сценарий нисходящей линии передачи с приемником, работающим в условиях рассеяния, и с передающей антенной, рядом с которой нет рассеивателя, как показано на рисунке 4.1. Пересчет координат рассеивателя из сферической системы в декартову осуществляется по следующим выражениям:

$$x_{S_n} = R_S \cos \beta_S \sin \gamma_S, y_{S_n} = R_S \cos \beta_S \cos \gamma_S, z_{S_n} = R_S \sin \beta_S, \quad (4.1)$$

где $n = 1, \dots, N_S$ – номер рассеивателей; R_S – радиус сферы рассеивателей, который определяет расстояние между рассеивателями и передатчиком и/или приемником. Чем меньше радиус R_S , тем ближе находятся рассеиватели к радиотехническому устройству, и наоборот, чем больше радиус, тем дальше расположены рассеиватели.

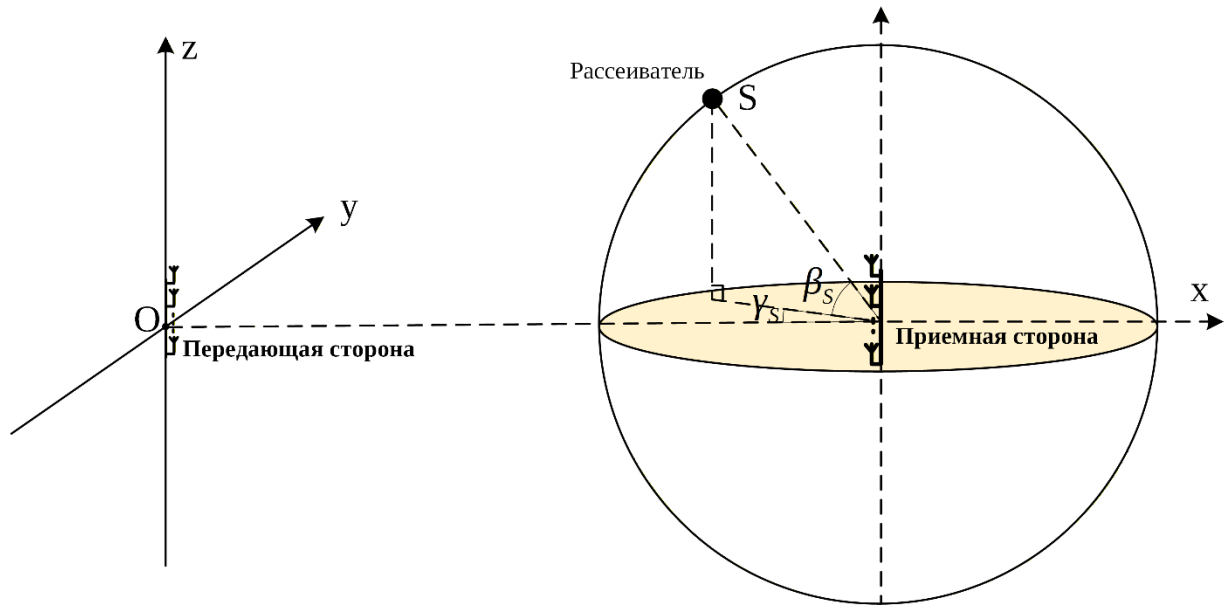


Рисунок 4.1 – Сценарий нисходящей линии передачи

Местоположения N_{TX} антенных элементов на передающей стороне и N_{RX} антенных элементов на приемной стороне также задаются координатами в трехмерном пространстве и зависят от характеристик антенной решетки:

- передающие элементы: $x_{TX_i}, y_{TX_i}, z_{TX_i}, i = 1 \dots N_{TX}$,
- приемные элементы: $x_{RX_k}, y_{RX_k}, z_{RX_k}, k = 1 \dots N_{RX}$.

Дистанция между передающей и приемной сторонами рассчитывается как расстояние между центрами их антенных решеток. Расстояния между передающими антеннами и рассеивателями, а также между рассеивателями и приемными антеннами равны:

$$\begin{aligned}
 D_{TX_i,n} &= \sqrt{(x_{S_n} - x_{TX_i})^2 + (y_{S_n} - y_{TX_i})^2 + (z_{S_n} - z_{TX_i})^2}, \\
 D_{RX_k,n} &= \sqrt{(x_{RX_k} - x_{S_n})^2 + (y_{RX_k} - y_{S_n})^2 + (z_{RX_k} - z_{S_n})^2}.
 \end{aligned}
 \tag{4.2}$$

В беспроводных каналах с рассеивателями распространение радиосигналов от передатчика к приемнику может происходить через два основных компонента: прямую видимость (LOS) и непрямую видимость (NLOS) [102]:

– Прямая видимость, когда сигнал передается напрямую от передающей антенны к приемной без каких-либо препятствий и достигает приемника с минимальными потерями и искажениями, что обеспечивает высокое качество передачи информации;

– Без прямой видимости, когда сигнал может отражаться, рассеиваться или преломляться при прохождении через различные объекты, такие как здания или деревья, что может привести к увеличению потерь сигнала и ухудшению качества передачи информации.

Учет взаимодействия компонентов LOS и NLOS является критически важным, поскольку их соотношение напрямую влияет на форму многолучевого сигнала и эффективность пространственно-временного кодирования. Правильное моделирование этих компонентов позволяет более точно оценить параметры канала и оптимизировать архитектуру антенных систем MIMO.

Кооперативные технологии MIMO для беспроводных сенсорных сетей

Кооперативное MIMO (Cooperative MIMO) – это инновационный подход, который повышает производительность беспроводных сенсорных сетей, позволяя нескольким сенсорным узлам с одной антенной взаимодействовать и функционировать как виртуальная многоантенная система. В беспроводной сенсорной сети (БСС) сенсорный узел обычно проектируется с использованием одной приемопередающей антенны для реализации механизма передачи с одним входом и одним выходом, поскольку сенсорный узел не может быть оснащен несколькими антеннами из-за небольшого физического размера. Кооперативное MIMO, иногда называемое виртуальным MIMO позволяет добиться выигрыша в MIMO за счет совместной работы одиночных антенн, встроенных в каждый отдельный узел [103]. Основным недостатком кооперативной системы MIMO заключается в дополнительных задержках при передаче данных, вызванных

необходимостью обмена информацией между взаимодействующими узлами как на стороне передачи, так и на стороне приема.

Цель разработки виртуального MIMO заключается в минимизации общего энергопотребления сенсорной сети вместо того, чтобы сосредоточиться на минимизации энергопотребления отдельных узлов. В практических БСС для успешной передачи и приема данных имеются блоки цепей передатчика и блоки цепей приемника. БСС, включающие большое количество узлов, часто организуются в кластеры, каждый из которых имеет своего основного узла. Кластеризация обеспечивает масштабируемость в задачах передачи информации и обработки, облегчая выполнение различных функций, таких как агрегация данных. Она также может использоваться для поддержки передачи информации виртуального MIMO (V-MIMO), при которой подмножество узлов в каждом кластере, называемое взаимодействующими узлами, служит виртуальной передающей или приемной антенной решеткой. Принципы выбора основного узла кластера в БСС направлены на максимизацию энергоэффективности, обеспечение адекватного покрытия, содействие распределению нагрузки и использование передовых алгоритмических методов для принятия оптимальных решений. В [104] предложен метод выбора узла с максимальной остаточной энергией в качестве основного узла кластера. Остальные сенсорные узлы называются кооперативными узлами, которые выполняют функции антенных элементов в системе виртуальной MIMO. Топология кооперативных узлов может быть аналогична антенной конфигурации в системе MIMO, что позволяет эффективно использовать пространственное разнесение сигналов и повышать качество передачи данных за счет совместной работы узлов.

В дальнейшем в работе будет использоваться термин «конфигурация антенной решетки» для обозначения топологии беспроводной сенсорной сети, где N_{TX} антенных элементов на передающей стороне и N_{RX} антенных элементов на приемной стороне соответствуют количеству кооперативных сенсорных узлов на этих сторонах. БСС делятся на различные топологии, например кольцо, звезда, дерево, линия и шина [105]. Для получения некоррелированных сигналов в системе

MIMO действительно необходимо, чтобы антенны были расположены на достаточном расстоянии друг от друга. Это также относится и к расстоянию между сенсорами в контексте кооперативных узлов. Кроме того, потребление энергии при кооперативном обмене данными зависит от количества кооперативных узлов, расстояния между взаимодействующими узлами как при передаче, так и при приеме, а также расстояния между главой кластера и кооперативными узлами. В работе все параметры расстояния нормируются относительно длины волны.

В топологии «кольцо» кооперативные узлы равномерно расположены по окружности с радиусом:

$$R = \frac{d}{2\sin(\pi/N_A)}, \quad (4.3)$$

где N_A означает количество кооперативных узлов (количество антенн) и d означает расстояние между двумя последовательными кооперативными узлами.

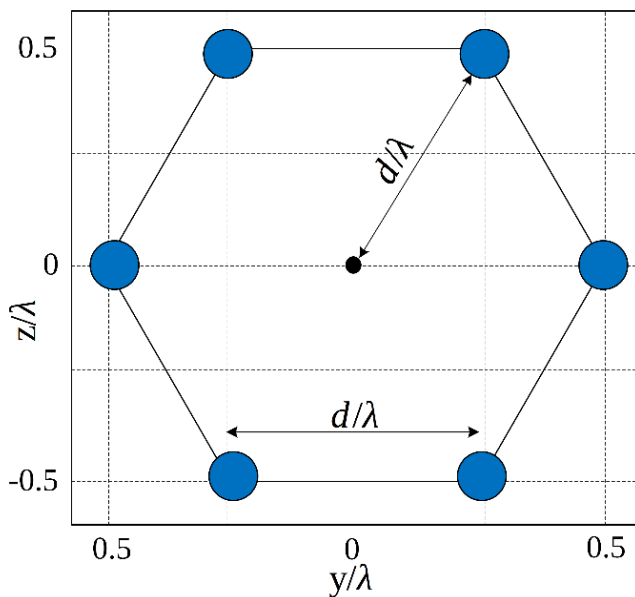


Рисунок 4.2 – Пространственная структура топологии «кольцо»

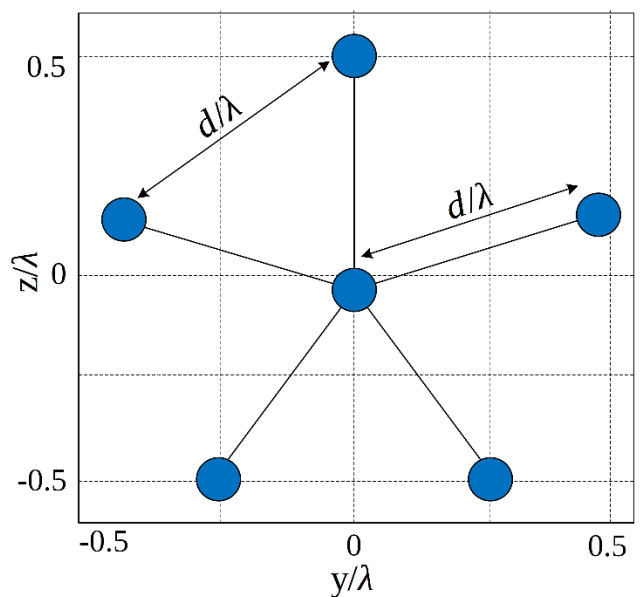


Рисунок 4.3 – Пространственная структура топологии «звезда»

На рисунках 4.2 и 4.3 представлены примеры пространственной структуры топологий «кольцо» и «звезда» при $N_A = 6$ соответственно. В топологии «звезда» кроме узлов, расположенных по окружности, существует еще один центральный узел, который играет ключевую роль в организации сетевого взаимодействия. Он

принимает информацию от всех кооперативных узлов и перенаправляет ее к главному узлу сети.

Линейные беспроводные сенсорные сети, в которых сенсоры размещаются по прямой линии, используются для мониторинга объектов с линейной структурой, таких как нефтяные, газовые и водопроводные трубопроводы, дороги, мосты, побережья, реки и границы, как показано на рисунке 4.4. В этой топологии два последовательных сенсора размещены на расстоянии d .

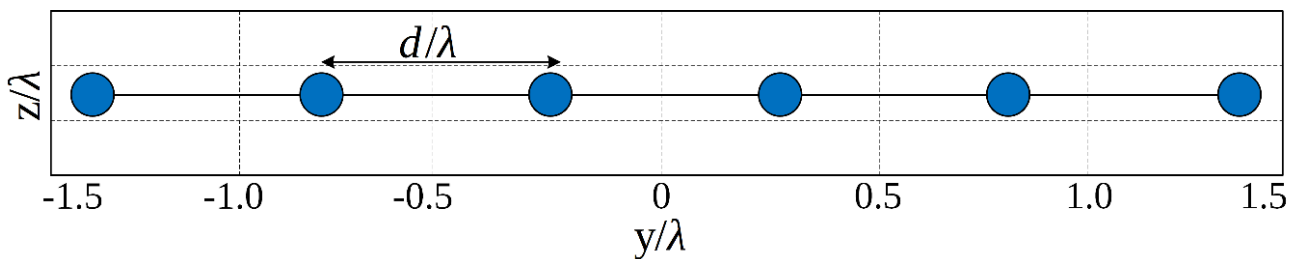


Рисунок 4.4 – Пространственная структура топологии «линия»

В топологии «шина» все сенсорные узлы подключаются к одной линии передачи, называемой «шиной». Такая конфигурация позволяет эффективно передавать данные между узлами, сохраняя при этом простоту конструкции. На рисунке 4.5 представлена пространственная структура топологии «шина», где сенсорные узлы обычно размещаются линейно вдоль шины. Такое расположение подходит для сред, где мониторинг должен осуществляться по определенному пути, например, вдоль дорог или трубопроводов.

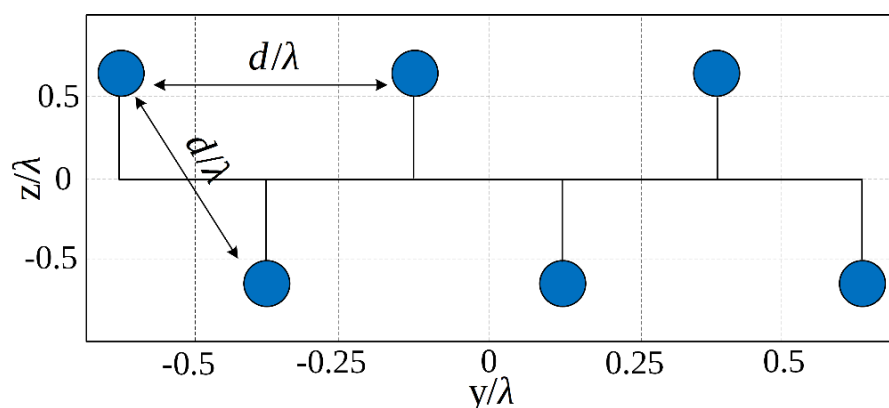


Рисунок 4.5 – Пространственная структура топологии «шина»

Топология БСС «дерево», также известная как иерархическая топология, представляет собой структуру, в которой каждый узел более высокого уровня

соединен с узлами более низкого уровня. Эта топология позволяет эффективно организовывать сети, обеспечивая легкость в расширении и управлении. Топология дерева включает корневой узел и дочерние узлы. Каждый дочерний узел может иметь свои собственные дочерние узлы, что создает иерархическую структуру, как показано на рисунке 4.6.

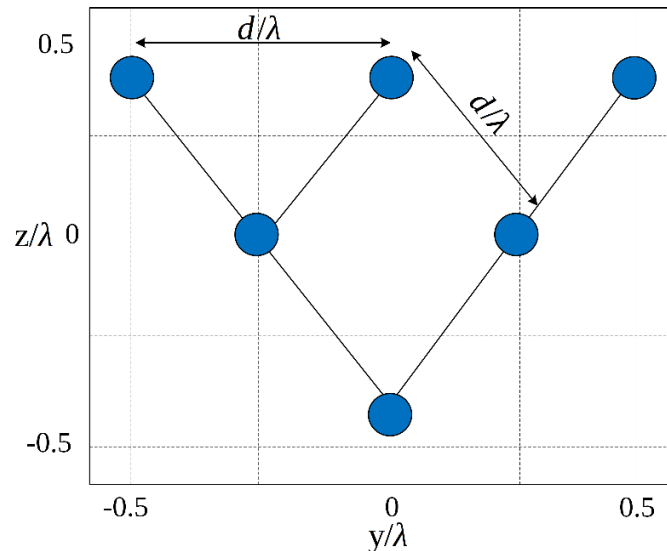


Рисунок 4.6 – Пространственная структура топологии «дерево»

В трехмерном пространстве топология беспроводных сенсорных сетей образует пространственные антенные конфигурации и располагается в плоскости yOz . В работе предполагается, что на передающей и приемной сторонах используется одна и та же топология БСС или конфигурация антенн. Все типы топологии БСС имеют одинаковые расстояния между последовательными элементами, равные d . В этом разделе представлены результаты моделирования пропускной способности системы кооперативной MIMO для беспроводных сенсорных сетей с предложенными топологиями. На передающей и приемной сторонах расположены 6 сенсоров, каждый из которых оснащен одной антенной. Таким образом, в кооперативной системе MIMO используются конфигурации с шестью антенными элементами $N_A = N_{TX} = N_{RX} = 6$. При распространении от передатчика до приемника радиосигналы изменяются по амплитуде и фазе. Эти изменения можно описать с помощью матрицы канальных коэффициентов \mathbf{H} размерностью $N_{RX} \times N_{TX}$. В условиях наличия рассеивателей радиоволны могут

распространяться как прямыми, так и диффузно рассеянными путями. Тогда канальная матрица определяется по формуле (2.11). Канальная матрица для прямой видимости $\underline{\mathbf{H}}_{\text{LOS}}$ в системе MIMO может быть представлена следующим образом:

$$\underline{\mathbf{H}}_{\text{LOS}} = \left\{ \sqrt{L_{ik}} e^{-j2\pi \frac{D_{ik}}{\lambda}}, i = 1 \dots N_{\text{TX}}, k = 1 \dots N_{\text{RX}} \right\}, \quad (4.4)$$

где $L_{ik} = \left(\frac{\lambda}{4\pi D_{ik}} \right)^2$ – коэффициент прохождения радиосигнала при распространении от передатчика до приемника по прямому пути. D_{ik} – расстояние между i -й передающей и k -й приемной антеннами.

При наличии рассеивателей в области размещения радиотехнических устройств радиоволны проходят через эти рассеиватели и затем достигают приемника. Рассеивателями могут быть различные объекты, такие как здания, деревья или другие преграды, которые оказывают влияние на распространение сигнала. Канальная матрица в этом случае имеет вид:

$$\underline{\mathbf{H}}_{\text{DIF}} = \left\{ \frac{1}{\sqrt{N_s}} \sum_{n=1}^{N_s} \sqrt{L_{i,n,k}} a_{i,n} b_{n,k} e^{j\varphi_{i,n,k}}, i = 1 \dots N_{\text{TX}}, k = 1 \dots N_{\text{RX}} \right\}, \quad (4.5)$$

где $a_{i,n} = e^{\frac{j2\pi D_{\text{TX},i,n}}{\lambda}}$ – коэффициент, определяющий изменение фазы сигнала на участке от i -й передающей антенны до n -го рассеивателя, $b_{n,k} = e^{\frac{j2\pi D_{\text{RX},k,n}}{\lambda}}$ – коэффициент, определяющий изменение фазы сигнала на участке от n -го рассеивателя до k -й приемной антенны; $L_{i,n,k} = \left(\frac{\lambda}{4\pi (D_{\text{TX},i,n} + D_{\text{RX},k,n})} \right)^2$ – коэффициент прохождения радиосигнала при распространении и рассеянии от передатчика до приемника; $\varphi_{i,n,k}$ – случайное искажение фазы при рассеянии на рассеивателе.

В существующих системах MIMO выполняется оценка матрицы канальных коэффициентов с целью повышения эффективности различения сигналов в

собственных каналах радиосистемы. При наличии ошибок в оценке канальной матрицы $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H} + \Delta\mathbf{H}$, пропускная способность вычисляется по формуле (3.29). Для характеристики системы MIMO далее мы используем эргодическую пропускную способность, которая определяется как усреднение по ансамблю реализаций канальной матрицы \mathbf{H} : $C_E = \overline{C_H}$ [106, 107].

На рисунках 4.7 и 4.8 представлены зависимости эргодической пропускной способности системы кооперативной MIMO от отношения сигнал/шум и коэффициента Райса соответственно, при различных топологиях кооперативных беспроводных сенсорных сетей. Расстояние между сенсорами $d = 4\lambda$, дистанция между передающей и приемной сторонами $D = 500\lambda$, где λ – длина волны. Вокруг радиосистемы расположены 100 рассеивателей, из которых 50 находятся на поверхности сферы с радиусом $R1 = 700\lambda$, а 30 и 20 рассеивателей располагаются внутри сфер с радиусами $R2 = 600\lambda$ и $R3 = 550\lambda$ соответственно. Таким образом, сенсоры на обеих сторонах распределены внутри сферы рассеивателей, что обеспечивает приход радиоволн со всех направлений. Эти условия соответствуют сценарию рассеивания E, описанному в стандарте COST-259, и этот сценарий широко используется в реальных условиях [84].

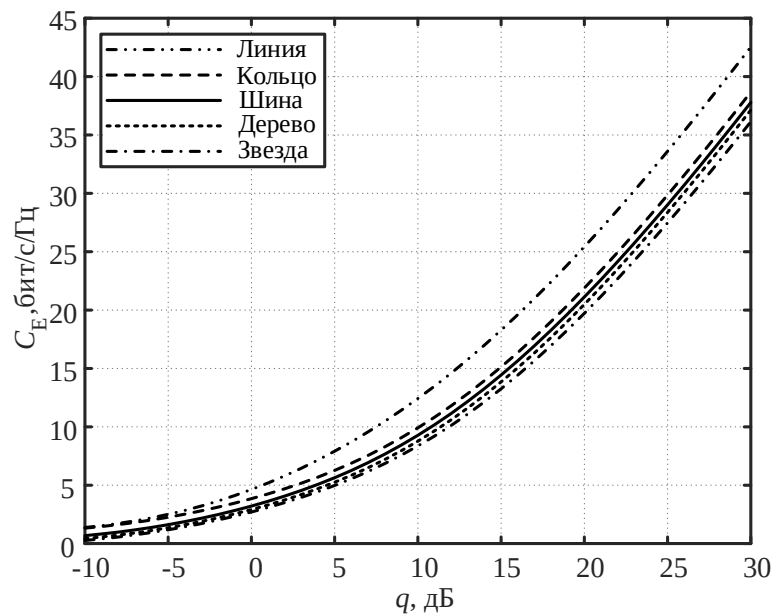


Рисунок 4.7 – Зависимость C_E от отношения сигнал/шум для различных пространственных топологий БСС при $K_R = 10$

Из графиков видно, что зависимости пропускной способности от отношения сигнал/шум и коэффициента Райса являются противоположными. При увеличении отношения сигнал/шум эргодическая пропускная способность системы возрастает, что связано с улучшением качества принимаемого сигнала и снижением влияния шума. В то же время увеличение коэффициента Райса K_R приводит к снижению пропускной способности в условиях наличия рассеивателей. Пространственная топология «линия» неизменно демонстрирует наивысшую пропускную способность канала при всех значениях K_R и q . Топология «линия» также демонстрирует наилучшие значения пропускной способности при сравнении с тремя остальными топологиями.

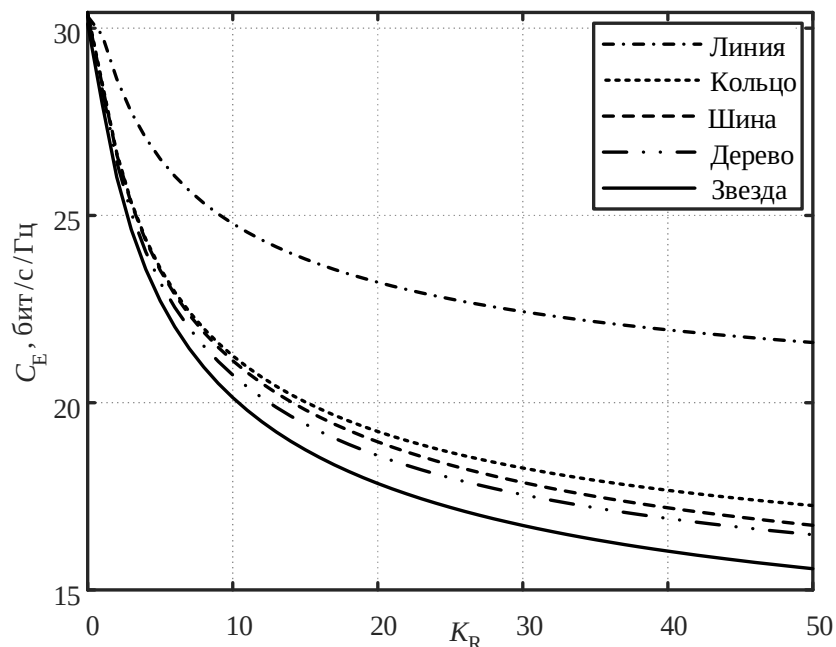


Рисунок 4.8 – Зависимость C_E от коэффициента Райса для различных пространственных топологий БСС при $q = 20$ дБ

Кроме сценария Е, в стандарте COST-259 представлены еще четыре других сценария, соответствующих типичным случаям рассеивания: А, В, С и D. Далее в работе с помощью трехмерной модели проведены сравнения пропускной способности всех пяти сценариев при использовании топологии «кольцо» на передающей и приемной сторонах. На рисунке 4.9 приведены зависимости эргодической пропускной способности системы от коэффициента Райса для различных сценариев рассеивания при значении отношения сигнал/шум $q = 10$ дБ и расстоянии между сенсорами $d = \lambda$. Другие параметры в моделировании такие же,

как в предыдущем. Из зависимостей на рисунке 4.9 видно, что во всех сценариях увеличение коэффициента Райса, которое указывает на более сильную составляющую луча прямой видимости, приводит к значительному уменьшению пропускной способности радиосистемы. Моделирование выполняется для некоррелированных сообщений в передающих антеннах. Алгоритмы адаптации распределения мощности по собственным лучам MIMO системы не используются. Расположения рассеивателей в каждом сценарии различаются, что также приводит к различным результатам моделирования пропускной способности. Сценарий D, характеризующийся сельской местностью, в котором наблюдается небольшой разброс углов для передатчика и приемника, демонстрирует наибольшую эргодическую пропускную способность при любых значениях K_R . Сценарий A, в котором рассеиватели находятся вблизи приемного устройства, а около передающего устройства рассеивателей нет, и сценарий B, в котором рассеиватели присутствуют только у передатчика, а у приемника нет, демонстрируют наименьшую эргодическую пропускную способность по сравнению с другими сценариями.

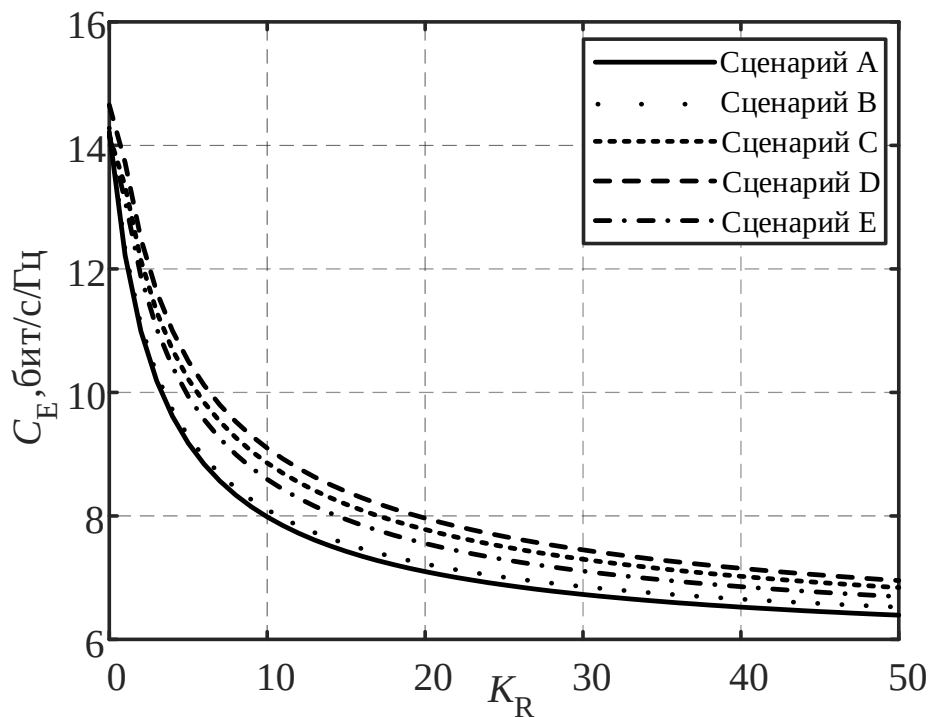


Рисунок 4.9 – Зависимость C_E от коэффициента Райса для различных сценариев рассеивания при $q = 10$ дБ

4.2. Оценка матрицы канальных коэффициентов для системы MIMO в среде GNU Radio с использованием USRP X300

В предыдущих главах диссертации рассматривались теоретические основы пространственно-временного кодирования и декодирования, а также математические модели систем MIMO. Было показано, что такие алгоритмы, как схема Аламоути, обеспечивают выигрыш в вероятности битовой ошибки и позволяют использовать преимущества пространственного разнесения. Однако для практического применения этих алгоритмов требуется информация о текущем состоянии канала, без которой декодер не сможет корректно интерпретировать принятые сигналы. Именно поэтому на этапе технической реализации необходимо рассмотреть методы оценки канальной матрицы и экспериментально проверить их работу. В работах [108–110] отмечено, что особую актуальность задача оценки канальных коэффициентов приобретает в условиях реальной аппаратной реализации на основе программно-определяемых радиосистем (SDR). Такие системы позволяют не только моделировать работу беспроводных каналов в лабораторных условиях, но и проводить полноценные эксперименты с использованием аппаратных средств передачи и приема.

Таблица 4.1 – Основные технические параметры устройства USRP X300

Параметры	Значение
ПЛИС (программируемая логическая интегральная схема)	Xilinx Kintex 7-325T
Логические ячейки	321k
Память	16020 Кбит
Множитель	840
Тактовая частота	200 МГц
Пропускная способность потоковой передачи данных на канал (16 бит)	200 МС/с
Частотный диапазон	10 МГц–6 ГГц
Каналы	2 канала (2 Tx и 2 Rx)
Программные экосистемы	GNU Radio; MATLAB; LabVIEW;UHD C/C++

В качестве основной аппаратной платформы исследований используется высокопроизводительный программно-определяемый радиотрансивер USRP X300, разработанный и произведенный компанией Ettus Research. Данное устройство относится к семейству USRP (Universal Software Radio Peripheral), которое представляет собой универсальные и масштабируемые аппаратные решения, предназначенные для построения систем программно-определяемого радио различного уровня сложности [111]. Ключевым преимуществом USRP X300 является возможность работы с несколькими приемными и передающими каналами, что делает данный радиотрансивер оптимальным инструментом для реализации пространственно-временных алгоритмов MIMO-систем. Основные технические параметры устройства, приведенные в работах [112, 113], представлены в таблице 4.1.

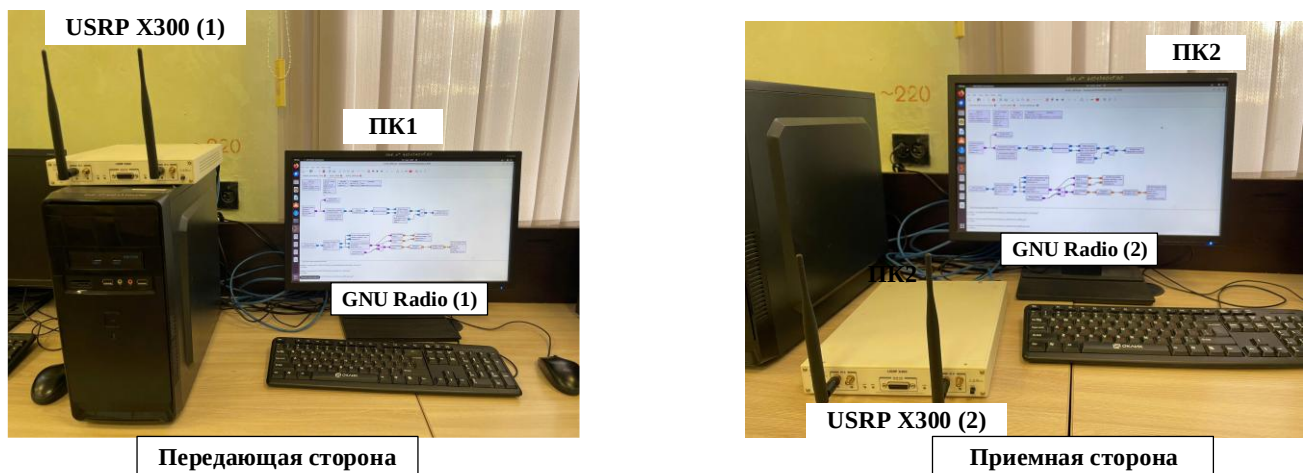


Рисунок 4.10 – Экспериментальный стенд

В качестве программной платформы в настоящей работе выбрано GNU Radio – свободное программное обеспечение с открытым исходным кодом, ориентированное на разработку и исследование систем программно-определяемого радио [114]. Данный программный комплекс предоставляет широкую библиотеку модульных блоков цифровой обработки сигналов, позволяя конструировать радиосистемы любой сложности как в связке с внешним радиочастотным оборудованием, так и в режиме имитационного моделирования без использования физических устройств. Это делает GNU Radio универсальным инструментом для прототипирования и анализа современных алгоритмов обработки информации.

Использование GNU Radio в качестве программного инструмента обеспечивает гибкость при построении схем передачи, формировании пилотных сигналов, а также при обработке полученных данных [115, 116]. На рисунке 4.10 представлена экспериментальная установка, реализованная на базе программно-определяемого радиомодуля USRP X300 и программной среды GNU Radio. Блок-схемы, использованные в эксперименте, приведены в приложении П.3.

Для обеспечения эффективной передачи данных в беспроводной радиосистеме требуется знание характеристик канала передачи. Канал передачи информации, как правило, является временно- и частотно-изменяющейся средой, вызывающей искажения сигнала вследствие многолучевого распространения, доплеровских сдвигов и шумов. Одним из наиболее распространенных подходов является пилотная передача: передающая сторона передает заранее известные сигналы – пилотные последовательности в течение M временных интервалов, которые позволяют приемнику восстановить параметры канала. Интервал между пилотными символами (или кадрами) во временной области определяется через число переданных символов данных между соседними пилотами. Он выбирается исходя из скорости изменения канала во времени, то есть из доплеровской частоты [80]:

$$T_p \leq \frac{1}{f_D}, \quad (4.6)$$

где T_p – период передачи пилота (в секундах или количестве символов). Если канал изменяется медленно (стационарные условия), пилоты могут передаваться редко. Наоборот, если канал быстро замирает (подвижный приемник, высокая доплеровская частота), пилоты вставляются чаще. Количество пилотных символов N_p определяется структурой кадра и скоростью изменения радиоканала. Увеличение доли пилотных символов повышает точность оценки канала, но приводит к снижению эффективной скорости передачи данных. Таким образом, при проектировании радиосистемы необходимо выбирать компромиссное соотношение пилотных и информационных сигналов, обеспечивающее оптимальный баланс между точностью оценки канала и пропускной способностью системы. Для

стационарных каналов доля пилотов составляет примерно 5-10% общего числа передаваемых символов [117]. В рассматриваемой системе пилотные символы располагаются в начале кадра передачи. Такое размещение обеспечивает стабильную оценку канала при малоподвижных антеннах (стационарный эксперимент).



Рисунок 4.11 – Структура передачи пилот-символов

На рисунке 4.11 представлена структура передачи пилот-символов для системы с двумя передающими антеннами. Пилотный сигнал, принимаемый на приемной стороне в m -м временном интервале, определяется как $y_m = hx_m + w_m$, и путем объединения полученных пилотных сигналов за M временных интервалов, вектор полученного пилотного сигнала может быть выражен как [4]:

$$\underline{\mathbf{Y}} = \sqrt{\frac{N_{\text{TX}}}{p}} \underline{\mathbf{H}} \underline{\mathbf{S}} + \underline{\mathbf{V}}, \quad (4.7)$$

где p – средняя мощность сигнала на передающей стороне; $\underline{\mathbf{H}}$ – канальная матрица от передатчика до приемника; $\underline{\mathbf{S}} = \{s_1, s_2, \dots, s_M\}$ – передающие пилот-сигналы в течение M временных интервалов, где $s_M = \{s_{m,1}, s_{m,2}, \dots, s_{m,N_{\text{TX}}}\}$ представляет собой пилотный сигнал, передаваемый элементами N_{TX} антенны в m -м временном интервале; $\underline{\mathbf{V}}$ – вектор шума.

Для того чтобы оценка была корректной, пилотные сигналы должны быть подобраны таким образом, чтобы обеспечить их взаимную ортогональность. Это позволяет разделить влияние разных передающих антенн и устранить неоднозначности в процессе вычисления. В рамках данного исследования для этой цели применяется матрица Адамара, которая хорошо зарекомендовала себя благодаря простоте построения и удобству практического использования. Для системы с числом передающих антенн $N_{\text{TX}} = 2$ используется матрица порядка 2×2 :

$$\underline{\mathbf{A}}_2 = \frac{1+i}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix},$$

где строки соответствуют временным интервалам, а столбцы – антеннам передачи. Таким образом, каждая антенна передает строго определенную ортогональную последовательность, что обеспечивает выполнение условия ортогональности $\underline{\mathbf{A}}_K \underline{\mathbf{A}}_K^H = K\mathbf{I}$, где K – длина тестовой последовательности.

На рисунке 4.12 представлена функциональная схема процесса передачи пилотных символов и оценки канала, реализованного в среде GNU Radio с использованием программно-определяемого радиомодуля USRP X300. Передача начинается с формирования пилотной последовательности, загружаемой из файла источника, содержащего 128 пилотных битов и 896 информационных битов. Полученные данные проходят BPSK-модуляцию в блоке «Constellation Encoder». Последовательность пилотных символов имеет вид {11101110...1110}, которая после BPSK-модуляции преобразуется в амплитудные значения $\underline{\mathbf{S}} = \{+1; +1; +1; -1; +1; +1; +1; -1; \dots; +1; +1; +1; -1\}$. Для нормализации амплитуды каждый символ умножается на комплексный коэффициент $\alpha = \frac{1+i}{\sqrt{2}}$, задаваемый в блоке «Multiply Const». Этот коэффициент обеспечивает нормализацию мощности, приводя амплитуды пилотных сигналов к единому масштабу.

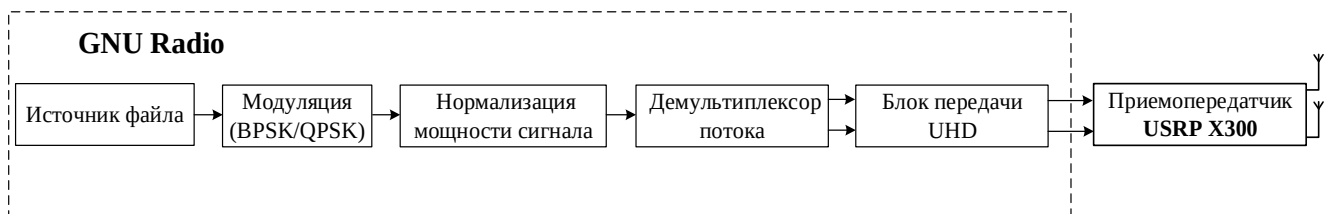


Рисунок 4.12 – Функциональная схема передающего тракта

Далее с помощью блока «Stream Demux» потоки разделяются на два независимых канала, соответствующих передающим антеннам TX1 и TX2, и передаются через блок «UHD: USRP Sink» на радиоинтерфейс передатчика. Для каждой антенны используется отдельный канал передачи, при этом задаются параметры частоты несущей, полосы пропускания и коэффициента усиления. В результате на передающей стороне формируется полный пилотный сигнал,

соответствующий матрице Адамара второго порядка с длительностью $K = 128$, имеющей вид:

$$\underline{\mathbf{A}}_{128} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & \dots & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & \dots & 1 & -1 \end{bmatrix}.$$

Данная матрица обеспечивает ортогональность пилотных последовательностей, что позволяет приемнику независимо оценивать коэффициенты каналов между каждой парой антенн. На рисунке 4.13 представлена функциональная схема приемного тракта для оценки канала с использованием приемопередатчика USRP X300 и GNU Radio.



Рисунок 4.13 – Функциональная схема приемного тракта для оценки матрицы канальных коэффициентов

Обработка сигнала начинается с процедуры синхронизации по времени, выполняемой блоком «Polyphase Clock Sync». Данный блок осуществляет восстановление тактовой частоты, выполняет согласованную фильтрацию и обеспечивает выборку символов в оптимальные моменты времени. Применение полифазной фильтрации в сочетании с согласованным фильтром позволяет минимизировать межсимвольные искажения и повысить точность последующей демодуляции. После временной синхронизации выполняется восстановление несущей частоты и компенсация фазовых рассогласований с помощью блока «Costas Loop». Этот блок реализует алгоритм фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), который корректирует фазовое положение символов и устраняет частотные смещения, возникающие в радиоканале и при несовпадении опорных генераторов передающего и приемного устройств. Таким образом, на выходе блока «Costas Loop» формируются синхронизированные комплексные отсчеты принятого сигнала, которые далее записываются блоками «File Sink» в бинарные файлы формата *complex64*, содержащие последовательности комплексных отсчетов

принятого сигнала. Эти данные используются в среде MATLAB для проведения последующей обработки. Для определения начала пилотной последовательности используется корреляционный алгоритм Schmidl-Cox, который основан на использовании преамбулы с повторяющейся структурой [138]. В процессе обработки вычисляется автокорреляционная функция:

$$R[n] = \sum_{k=0}^{L-1} (y_{(n+k)} y_{(n+k+L)}^*), \quad (4.8)$$

где L – задержка. Кадр обнаруживается, если отношение $M[n]$ между квадратом абсолютного значения $R[n]$ и мощностью сигнала $P[n]$ достигает порогового значения. Эти параметры определяются следующим образом:

$$P[n] = \sum_{m=0}^{L-1} |y_{n+k+L}|^2 ;$$

$$M[n] = \frac{|R[n]|^2}{P[n]^2} > \text{порог} . \quad (4.9)$$

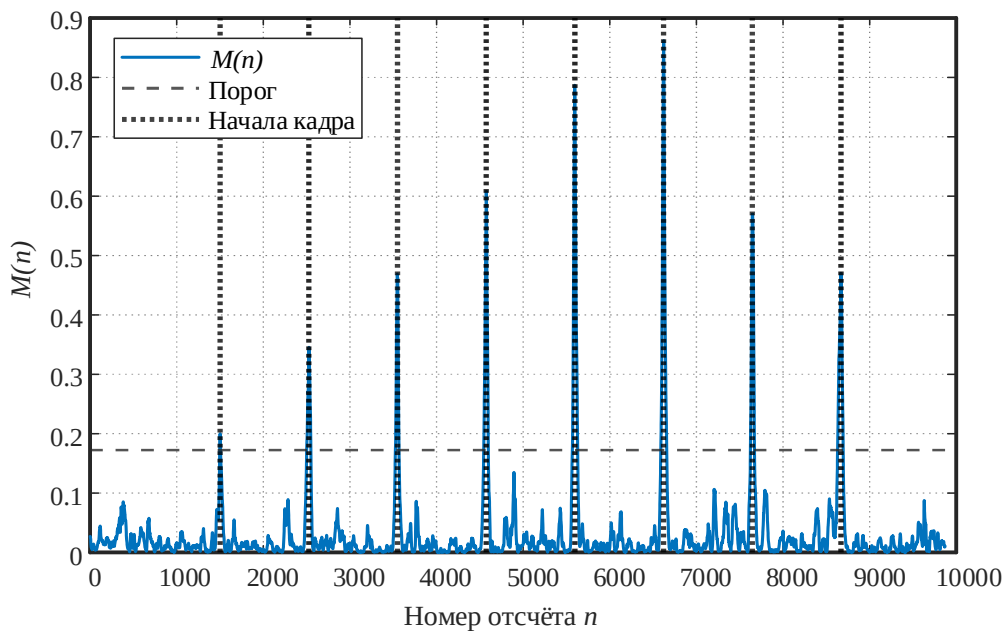


Рисунок 4.14 – Результаты обнаружения начала кадров по алгоритму Schmidl-Cox

На рисунке 4.14 представлена зависимость нормализованной метрики Schmidl-Cox $M(n)$ от номера отсчета для принятого сигнала. В начале записи передача полезных данных отсутствует, и сигнал содержит только шумовую составляющую, что приводит к малым значениям метрики, не превышающим порог

обнаружения. Начиная с отсчета 1501 осуществляется передача кадров, каждый из которых содержит 1024 бита, включая 128 пилотных и 896 информационных битов. В моменты начала каждого кадра метрика Schmidl-Cox формирует выраженные локальные максимумы, значительно превышающие пороговое значение, что позволяет надежно определить положения начал кадров. Вертикальными линиями на рисунке отмечены обнаруженные начала кадров, расстояние между которыми соответствует длине передаваемого кадра. Для оценки канала на приемной стороне существует несколько методов, различающихся по точности и вычислительной сложности [118]. По методу максимального правдоподобия оценка матрицы канальных коэффициентов определяется выражением:

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{МП}} = \arg \min_{\mathbf{H}} \left\| \mathbf{Y} - \sqrt{\frac{p}{N_{\text{TX}}}} \mathbf{H} \mathbf{S} \right\|^2 = \sqrt{\frac{N_{\text{TX}}}{p}} \mathbf{Y} \mathbf{S}^{\text{H}} (\mathbf{S} \mathbf{S}^{\text{H}})^{-1}. \quad (4.10)$$

Поскольку в работе используется ортогональная матрица Адамара для формирования пилотных последовательностей, выполняется условие $\mathbf{S} \mathbf{S}^{\text{H}} = \mathbf{A}_{128} \mathbf{A}_{128}^{\text{H}} = 128 \mathbf{I}$, что упрощает вычисление оценки канала. При оценке канала по методу наименьших квадратов исходят из минимизации квадратичной ошибки между принятыми сигналами и их оценкой, полученной на основе известных пилотных символов. Этот метод определяется выражением:

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{МНК}} = \sqrt{\frac{N_{\text{TX}}}{p}} \mathbf{Y} \mathbf{S}^{\text{H}} \left(\frac{p}{N_{\text{TX}}} \mathbf{S} \mathbf{S}^{\text{H}} + \mathbf{I} \right)^{-1}. \quad (4.11)$$

Результаты анализа показывают, что при достаточно высоком отношении сигнал/шум различные методы оценивания канальных коэффициентов, такие как МП и МНК, обеспечивают близкую точность восстановления канала. Основное различие между ними заключается в вычислительной сложности. Моделирование и вычислительные эксперименты проводились на персональном компьютере Lenovo IdeaPad Gaming 3 (модель 15ACH6), оснащенном процессором AMD Ryzen5 5600H с графическим ядром Radeon Graphics (6 ядер, тактовая частота 3.30 ГГц), оперативной памятью 16 ГБ и 64-разрядной операционной системой Windows 11 Home Single Language (версия 24H2). В процессе моделирования в среде

MATLAB R2021b с использованием встроенных функций *tic/toc* производилось измерение времени выполнения алгоритмов оценки канала по методам наименьших квадратов и максимального правдоподобия. Полученные результаты показали, что время выполнения последовательных вычислений по методу МНК составляет около 3,1 мс, тогда как для метода МП – порядка 5,26 мс, что свидетельствует о более высокой вычислительной сложности МП-оценки при сравнимом уровне точности восстановления канала.

Полученные оценки канальной матрицы \hat{H} далее используются в качестве исходных данных для моделирования и анализа работы пространственно-временных алгоритмов в среде GNU Radio.

4.3. Исследование эффективности пространственно-временных алгоритмов MIMO-систем в среде GNU Radio

Для экспериментальной проверки и оценки эффективности пространственно-временных алгоритмов требуется использование специализированных инструментов, обеспечивающих как возможности имитационного моделирования, так и практической реализации радиосистем. Это особенно актуально при исследовании MIMO-технологий, где необходимо обрабатывать алгоритмы кодирования и декодирования сигналов в условиях различных моделей канала и уровней шума. В данной подглаве рассматривается процесс реализации и анализа эффективности алгоритмов пространственно-временного кодирования и декодирования MIMO-системы в среде GNU Radio.

GNU Radio построен по модульному принципу: система состоит из отдельных блоков обработки сигналов, которые выполняют элементарные операции (фильтрация, модуляция, демодуляция, кодирование, визуализация и др.). Эти блоки соединяются в потоковый граф, описывающий полный тракт передачи и приема сигнала. Управление выполнением графа возлагается на встроенный планировщик, который распределяет обработку потоков данных между блоками. Особое удобство представляет графическая среда GNU Radio Companion (GRC), где пользователь может проектировать системы в наглядной форме, соединяя блоки «из

кубиков». При этом автоматически генерируется Python-код, обеспечивающий гибкость и расширяемость разработки. В случае необходимости разработчик может создавать собственные блоки на C++ или Python, расширяя функционал GNU Radio под специфические задачи. Блок-схемы, использованные в эксперименте, приведены в приложении П.3.

Библиотека GNU Radio охватывает все основные аспекты цифровой обработки сигналов [119]:

- модуляция и демодуляция (BPSK, QPSK, QAM, OFDM и др.);
- синхронизация по времени и частоте;
- кодирование и декодирование каналов;
- моделирование канала связи (внесение шумов, замираний, многолучевости);
- визуализация (спектры, созвездия, временные диаграммы);
- работа с SDR-аппаратурой через драйверы UHD, SoapySDR и другие.

Такая функциональность делает GNU Radio универсальной платформой, применимой как для имитационного моделирования в лабораторных условиях, так и для опытных испытаний с использованием реальных радиопередающих устройств. Благодаря этому программный комплекс получил широкое распространение: он используется в образовательных целях для обучения студентов теории передачи информации на практических примерах, в научных исследованиях для проверки новых алгоритмов. Ключевыми преимуществами GNU Radio являются его открытость и бесплатное распространение, наличие широкого сообщества разработчиков, гибкость использования как с реальными радиоустройствами, так и в режиме моделирования, а также возможность быстрого прототипирования алгоритмов обработки сигналов и интеграция с Python-библиотеками, что значительно облегчает анализ и обработку результатов. Вместе с тем платформа имеет и ограничения: высокая вычислительная нагрузка при обработке сигналов в реальном времени и необходимость разработки высокопроизводительного кода на C++ при реализации особенно сложных алгоритмов.

Эксперимент по исследованию пространственно-временных алгоритмов в GNU Radio включает несколько этапов. Сначала формируется последовательность битов и выполняется их модуляция (BPSK/QPSK). Затем применяется пространственно-временное кодирование по схеме Аламути, при котором символы распределяются между двумя потоками передачи. Сигналы проходят через модель канала с добавлением аддитивного белого гауссова шума, что позволяет контролировать уровень отношения сигнал/шум. На приемной стороне выполняется декодирование пространственно-временного кода, демодуляция символов и восстановление исходной битовой последовательности. Эффективность передачи оценивается по коэффициенту битовых ошибок, вычисляемому сравнением переданных и принятых данных.

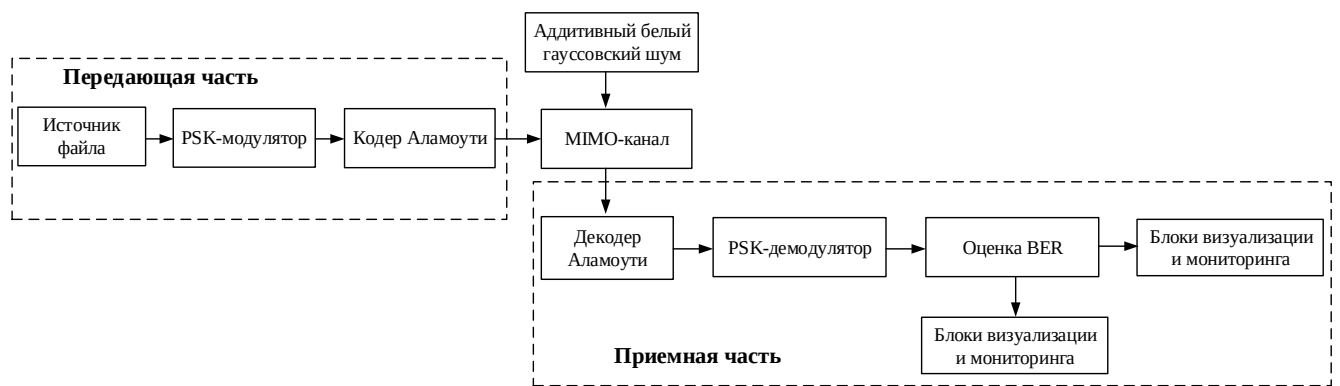


Рисунок 4.15 – Функциональная схема кодирования Аламути с PSK-модуляцией в среде GNU Radio

На рисунке 4.15 представлена функциональная схема разработанной модели кодирования Аламути с PSK-модуляцией. Для построения всех частей системы в среде GNU Radio применяется набор функциональных блоков, каждый из которых реализует определенную функцию обработки сигнала – от генерации исходной битовой последовательности и модуляции до кодирования, передачи через канал передачи информации и последующего декодирования на приемной стороне. Генерация битовой последовательности выполняется с помощью блока «Random Source», настроенного следующим образом:

- Output Type (тип выходных данных): byte;
- Minimum (минимальное значение): 0;
- Maximum (максимальное значение, верхняя граница не включается): 2;

- Num Samples (количество генерируемых выборок): 10000;
- Repeat (повтор после достижения конца последовательности): Yes.

Таким образом, формируется последовательность длиной K битов $\underline{S} = \{s_1, s_2, \dots, s_K\}$, которая в дальнейшем используется для модуляции и кодирования. Следующим блоком является «Throttle», который используется для ограничения скорости потока данных и согласования частоты дискретизации в системе. В параметре «Type» указывается тип обрабатываемых данных, который должен соответствовать выходному формату предыдущего блока (в данном случае – byte). Параметр «Sample Rate» задает частоту дискретизации потока, значение которой устанавливается равным 32k и согласуется с требованиями эксперимента и последующими блоками обработки сигнала. Далее сформированная случайная битовая последовательность поступает на блок «Constellation Modulator», в котором выполняется отображение битов в символы выбранной модуляционной схемы. Параметры модуляции задаются в блоке «Constellation Object», и затем используются модулем «Constellation Modulator» для выполнения отображения. В рамках данного исследования рассматриваются схемы BPSK и QPSK, обеспечивающие различный компромисс между спектральной эффективностью и вероятностью битовой ошибки. В случае BPSK каждому биту из множества $\{0,1\}$ ставится в соответствие символы $\{-1,+1\}$. На выходе формируется поток комплексных отсчетов $\underline{X} = \{x_1, x_2, \dots, x_K\}$, представляющий модулированный сигнал, который далее подается на вход блока пространственно-временного кодирования.

Для кодирования модулированных сигналов в данной модели используются пространственно-временные блочные коды Аламути, подробно рассмотренные во второй главе, которые являются одной из наиболее эффективных схем кодирования для систем MISO 2×1 и MIMO 2×2 . Данный алгоритм реализует передачу двух символов через две антенны за два тактовых интервала, обеспечивая полное разнесение и существенно повышая надежность системы. В результате кодирования в каждые два временных такта два формируется матрица Аламути

$\underline{\mathbf{X}}_2 = \begin{bmatrix} \underline{x}_1 & \underline{x}_2 \\ -\underline{x}_2^* & \underline{x}_1^* \end{bmatrix}$ из двух символов $\{x_1, x_2\}$ [4]. В среде GNU Radio для реализации

алгоритма пространственно-временного кодирования по схеме Аламоути выполнена с использованием пользовательского блока «Embedded Python Block». В графе «Code» размещается код на языке Python.

После выполнения пространственно-временного кодирования сформированные сигналы поступают на модель канала передачи информации. Для модели кодирования Аламоути 2×1 , реализованной в среде GNU Radio с помощью пользовательского блока «MISO Channel». На вход данного блока подаются два потока комплексных отсчетов, соответствующие выходам кодера Аламоути. Процесс передачи по каналу описывается уравнением [4]:

$$\underline{\mathbf{Y}}_m = \begin{bmatrix} \underline{y}_{m1} \\ \underline{y}_{m2} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{p}{2}} \underline{\mathbf{X}}_2 \underline{\mathbf{H}}_m + \underline{\mathbf{V}}_m = \sqrt{\frac{p}{2}} \begin{bmatrix} \underline{x}_1 & \underline{x}_2 \\ -\underline{x}_2^* & \underline{x}_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{h}_{m1} \\ \underline{h}_{m2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{v}_{m1} \\ \underline{v}_{m2} \end{bmatrix}, \quad (4.12)$$

где m – номер приемной антенны; $\underline{h}_{m1}, \underline{h}_{m2}$ – коэффициенты канала между передающими антеннами и приемником; $\underline{v}_{m1}, \underline{v}_{m2}$ – аддитивный белый гауссовский шум. Канальные коэффициенты могут задаваться либо как постоянные комплексные значения (для имитационного моделирования), либо как оценки, полученные в реальных условиях с использованием USRP и пилотных сигналов. В среде GNU Radio для моделирования влияния аддитивного белого гауссовского шума использовался блок «Noise Voltage», который позволяет добавлять шум с регулируемым уровнем. Основным параметром, определяющим интенсивность шума, является «Noise Voltage», задающий среднеквадратическое значение амплитуды шумового сигнала σ . Увеличение значения «Noise Voltage» приводит к возрастанию мощности шума и, соответственно, к уменьшению отношения сигнал/шум на входе приемника. При фиксированной мощности полезного сигнала $P \approx 1$, величина «Noise Voltage» может быть рассчитана через требуемое значение отношения сигнал/шум q (в дБ) по формуле [120]:

$$q \text{ (дБ)} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_s}{2\sigma^2} \right), \quad (4.13)$$

где P_s – мощность символа, σ – среднеквадратическое отклонение (СКО) гауссовского шума «Noise_Voltage». Такой подход позволяет задавать требуемые условия канала и проводить исследование устойчивости разрабатываемого приемника при различных значениях отношения сигнал/шум. После прохождения этих этапов сигнал поступает на блок пространственно-временного декодирования по схеме Аламути, который выполняет совместную обработку символов, принятых за два тактовых интервала с двух антенн, и восстанавливает исходную последовательность данных за счет использования информации о коэффициентах канала и ортогональной структуры кодовой матрицы. Для реализации процедуры пространственно-временного декодирования в среде GNU Radio был разработан пользовательский блок «Alamouti Decoder» на основе механизма «Embedded Python Block». Данный блок предназначен для обратного преобразования сигналов, закодированных по схеме Аламути, и восстановления исходной последовательности символов. На вход декодера поступают два комплексных сигнала, соответствующие выходам антенн приемной системы за два тактовых интервала. Алгоритм работы основан на ортогональных свойствах кодовой матрицы Аламути. Предполагая, что канальная матрица на стороне приемника известна точно, статистику решения задачи можно записать в виде:

$$\mathbf{z}_m = \begin{bmatrix} z_{m1} \\ z_{m2} \end{bmatrix} = \mathbf{H}_m^H \tilde{\mathbf{Y}} = \sqrt{\frac{p}{2}} \mathbf{H}_m^H \mathbf{H}_m \times \mathbf{X}_2 + \mathbf{H}_m^H \tilde{\mathbf{V}}_m. \quad (4.14)$$

В результате декодирования оценки максимального правдоподобия информационных символов \hat{x}_1 и \hat{x}_2 вычисляются по следующим выражениям:

$$\begin{aligned} \hat{x}_1 &= f(\underline{h}_1^* \underline{y}_1 + \underline{h}_2 \underline{y}_2^*), \\ \hat{x}_2 &= f(\underline{h}_2^* \underline{y}_1 - \underline{h}_1 \underline{y}_2^*). \end{aligned} \quad (4.15)$$

В отличие от конфигурации 2×1 , при кодировании Аламути 2×2 применяются четыре канальных коэффициента, а также два независимых источника шума, моделирующие помехи на каждой приемной антенне. По сравнению с BPSK, модуляция QPSK обеспечивает двукратное увеличение спектральной эффективности. Однако из-за большей энергии комплексных символов требуется

нормирование амплитуды. Для этого используется блок «Multiply Const», который масштабирует сигнал и обеспечивает сопоставимость условий по энергии символов при сравнении BER различных модуляционных схем. После этапа пространственно-временного декодирования восстановленные символы поступают на блок демодуляции, реализованный в GNU Radio с помощью модуля «Constellation Demodulator». Полученные биты сравниваются с исходной переданной последовательностью для оценки вероятности битовой ошибки. Для этого исходный поток данных фиксируется блоком «Virtual Sink», позволяющим сохранить его внутри схемы без записи во внешний файл.

На стороне приемника, после демодуляции, для обеспечения корректного сравнения результирующей последовательности с исходными данными применяется блок «Virtual Source», который восстанавливает поток символов, ранее сохраненных на передающей стороне. Оба потока поступают на блок «XOR», выполняющий побитовое сравнение и фиксирующий несовпадения между переданными и принятыми битами. Далее вычисление BER осуществляется через последовательность обработки: преобразование формата данных «Char to Float», интегрирование числа ошибок и последующее масштабирование «Multiply Const» для нормировки на общее количество переданных битов.

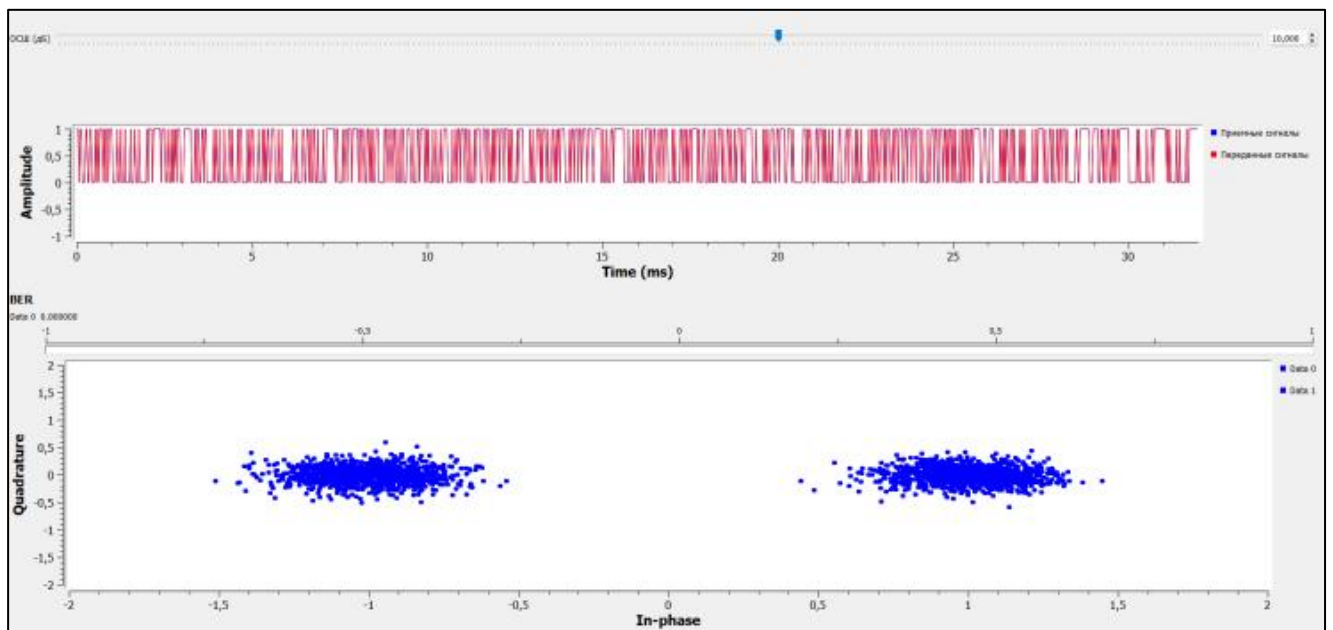


Рисунок 4.16 – Отображение сигналов и BER в GNU Radio

Полученные результаты отображаются в реальном времени с помощью блока «QT GUI Number Sink», а динамика ошибок во времени дополнительно визуализируется блоком «QT GUI Time Sink». Для анализа качества приема также используется блок «QT GUI Constellation Sink», позволяющий наблюдать распределение принятых символов на комплексной плоскости. Совокупность этих отображений обеспечивает наглядное сравнение исходных и восстановленных данных, а также позволяет экспериментально подтвердить соответствие полученных характеристик теоретическим зависимостям BER. Пример визуализации результатов приведен на рисунке 4.16.

Полученные в ходе экспериментальных исследований значения вероятности битовой ошибки (BER), рассчитанные в среде GNU Radio и представленные в таблице 4.2, дополнительно сохранялись, структурировались и архивировались для последующей детальной обработки. Экспериментальные данные экспортировались в среду MATLAB, где на их основе выполнялось построение сравнительных графиков зависимости BER от отношения сигнал/шум для различных режимов работы системы и вариантов обработки сигналов. Такой подход обеспечил наглядную визуализацию расхождений между теоретическими и экспериментальными результатами, а также позволил провести количественный анализ устойчивости и эффективности применяемых алгоритмов кодирования, модуляции и пространственно-временной обработки сигналов. Кроме того, полученные результаты использовались для уточнения параметров модели и повышения точности последующего моделирования системы.

Таблица 4.2 – Экспериментальные значения BER для кодирования Аламоути

Конфигурация	Модуляция	q , дБ						
		-15	-10	-5	0	5	10	15
Аламоути 2x1	BPSK	0,34	0,23	0,09	0,01	$8 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-5}$
	QPSK	0,38	0,30	0,17	0,05	0,005	$4 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-4}$
Аламоути 2x2	BPSK	0,27	0,14	0,04	$5 \cdot 10^{-4}$	$5 \cdot 10^{-5}$	$5 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-6}$
	QPSK	0,32	0,22	0,08	0,008	$3 \cdot 10^{-4}$	$4 \cdot 10^{-5}$	$2 \cdot 10^{-6}$

На рисунке 4.17 представлены зависимости полученных значений вероятности битовой ошибки BER от отношения сигнал/шум для схем пространственно-временного кодирования Аламоути 2×1 и 2×2 при использовании модуляций BPSK и QPSK. Видно, что увеличение числа приемных антенн приводит к улучшению устойчивости системы к шумам и снижению вероятности битовой ошибки. Также наблюдается, что модуляция BPSK обеспечивает более высокую надежность передачи по сравнению с QPSK, что подтверждает теоретические ожидания для систем с низким уровнем ОСШ.

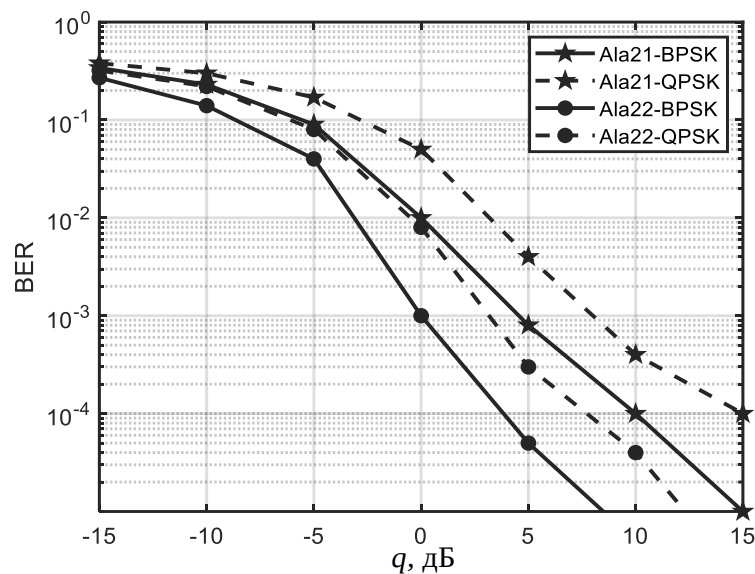


Рисунок 4.17 – Зависимость BER от ОСШ для систем с кодированием Аламоути при различных модуляциях

В процессе оценки канальной матрицы с использованием USRP X300 и среды GNU Radio информация о состоянии канала всегда доступна лишь с некоторой погрешностью. Для учета влияния ошибок оценки канальной матрицы при декодировании сигналов по схеме Аламоути использованы выражения (3.19) и (3.20). В среде GNU Radio погрешность оценки канальной матрицы моделируется с использованием пользовательского блока «Channel Estimation Error 2x2», вставленного непосредственно перед блоком декодирования Аламоути. Этот блок реализует модель погрешности оценки, заданную выражением (3.19). В графе Code размещается код на языке Python, который приведен в приложении. На рисунке 4.18

представлена функциональная схема кодирования Аламоути с учетом погрешности в GNU Radio.

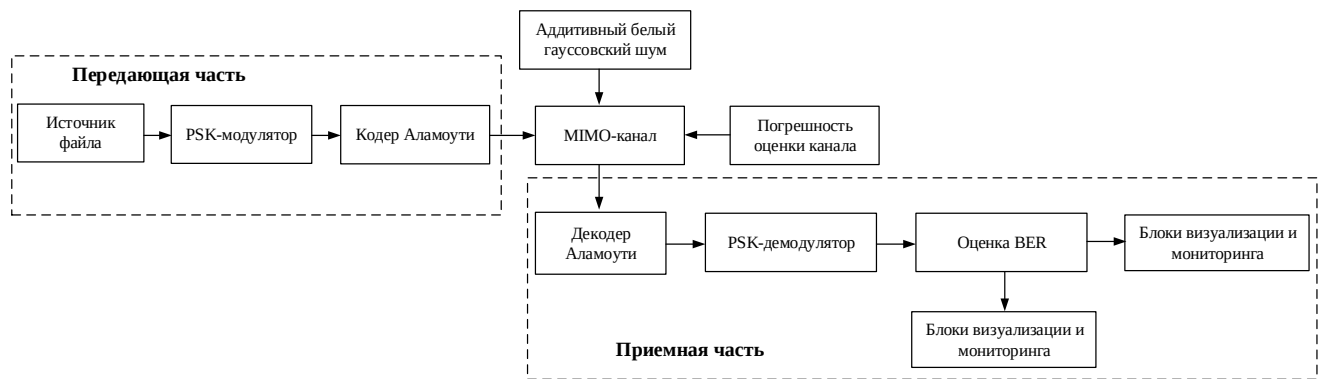


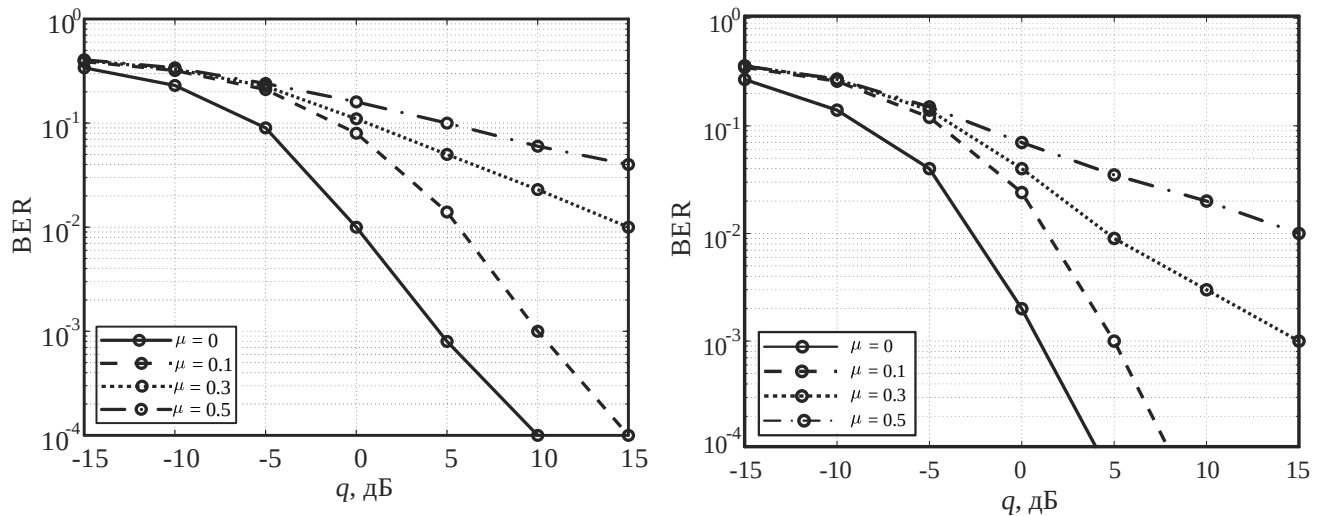
Рисунок 4.18 – Функциональная схема кодирования Аламоути с учетом погрешности оценки канала в GNU Radio

Таблица 4.3 – Экспериментальные значения BER для кодирования Аламоути с учетом погрешности оценки канала

Конфигурация	Уровень погрешности	q , дБ						
		-15	-10	-5	0	5	10	15
Аламоути 2x1	$\mu = 0,1$	0,39	0,32	0,21	0,09	0,014	1.10^{-3}	1.10^{-4}
	$\mu = 0,3$	0,40	0,33	0,226	0,11	0,05	0,023	0,01
	$\mu = 0,5$	0,406	0,34	0,24	0,16	0,10	0,06	0,04
Аламоути 2x2	$\mu = 0,1$	0,35	0,26	0,12	0,024	1.10^{-3}	2.10^{-5}	3.10^{-6}
	$\mu = 0,3$	0,36	0,27	0,14	0,04	0,009	0,003	1.10^{-3}
	$\mu = 0,5$	0,36	0,272	0,15	0,07	0,035	0,02	0,01

В таблице 4.3 представлены полученные в ходе экспериментальных исследований значения вероятности битовой ошибки BER, рассчитанные в среде GNU Radio. Данные значения использованы для построения графиков зависимости BER от ОСШ в среде MATLAB, представленных на рисунке 4.19. Построенные на основе экспериментальных данных графики зависимости вероятности битовой ошибки BER от отношения сигнал/шум для систем с пространственно-временным кодированием Аламоути демонстрируют существенное влияние погрешности оценки канальной матрицы на качество приема сигналов. Анализ результатов показывает, что увеличение уровня ошибки оценки канала приводит к заметному

ухудшению вероятности битовой ошибки, что проявляется в смещении кривых BER в область больших значений при фиксированном отношении сигнал/шум.



а) Аламоути 2x1

б) Аламоути 2x2

Рисунок 4.19 – Зависимость BER от ОСШ для систем с кодированием Аламоути при модуляции BPSK с учетом погрешности оценки канала

На рисунке 4.20 представлена зависимость вероятности битовой ошибки BER от уровня погрешности μ для различных видов модуляции при фиксированном значении ОСШ $q=5$ дБ.

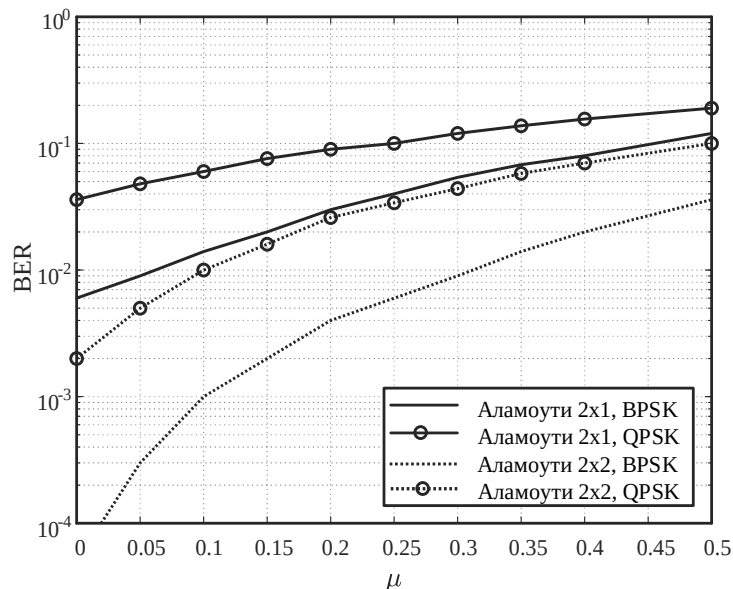


Рисунок 4.20 – Зависимость BER от уровня погрешности для систем с кодированием Аламоути при различных видах модуляции

Значения BER получены в результате моделирования кодирования по схеме Аламоути в среде GNU Radio с использованием блока «QT GUI Range»,

позволяющего изменять уровень погрешности в диапазоне $\mu \in [0; 0,5]$. Блок «QT GUI Range» используется для интерактивного управления уровнем погрешности оценки канальной матрицы μ . Он настроен со следующими параметрами: Start/Stop: 0-0,5 – диапазон значений; Step: 0,01 – шаг изменения. Значение μ , задаваемое через этот блок, передается в пользовательский блок «Channel Estimation Error 2x2», где формируется оцененная матрица $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H} + \mu(I_{\mathbf{H}} + jQ_{\mathbf{H}})$.

Для сравнения эффективности с кодированием Аламоути в работе также реализована схема пространственно-временного относительного кодирования, предназначенная для передачи данных без явной оценки канала и описанная в главе 3. На рисунке 4.21 представлена функциональная схема относительного кодирования MIMO-системы с PSK-модуляцией, реализованной в среде GNU Radio.

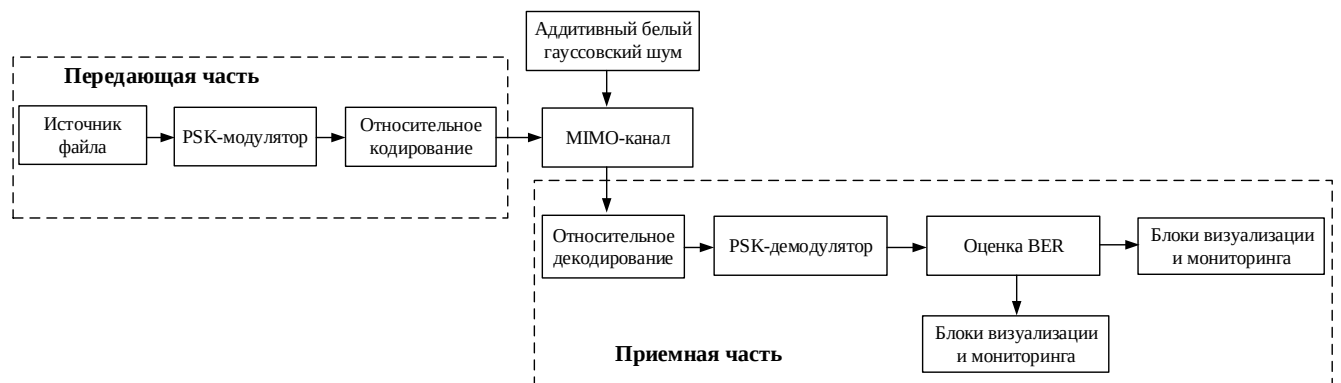


Рисунок 4.21 – Функциональная схема относительного кодирования 2x2 с PSK-модуляцией в GNU Radio

Для реализации алгоритмов относительного кодирования и декодирования в среде GNU Radio использован блок «Embedded Python Block». Данный блок позволяет встраивать пользовательский код на языке Python непосредственно в поток обработки сигнала без необходимости создания отдельных модулей. С помощью этого механизма созданы два пользовательских блока: «DSTBC Encoder» – для формирования передаваемых сигналов по рекуррентному правилу $\underline{\mathbf{S}}_k = \underline{\mathbf{S}}_{k-1} \underline{\mathbf{X}}_k$ и «DSTBC Decoder» – для восстановления информации без использования оценки канальной матрицы. Исходные коды блоков приведены в приложении. Основные различия между схемами пространственно-временного

кодирования Аламути и относительного кодирования в GNU Radio заключаются как в принципах кодирования, так и в архитектуре реализации. В схеме Аламути для корректного декодирования требуется знание матрицы канальных коэффициентов, которая используется блоком «Alamouti Decoder» для когерентного приема сигнала. В отличие от этого, в относительной схеме декодирование осуществляется без знания канала – путем сравнения текущего и предыдущего принятых блоков сигналов, что позволяет восстанавливать переданную информацию на основе относительных изменений фазы и амплитуды, обеспечивая устойчивость к изменению характеристик канала. Рассчитанные в GNU Radio значения BER для системы с относительным пространственно-временным кодированием, представленные в таблице 4.4, были экспортированы в MATLAB, где на их основе построены графики зависимости BER от отношения сигнал/шум для анализа эффективности кодирования.

Таблица 4.4 – Экспериментальные значения BER для относительного кодирования

Конфигурация	Модуляция	q , дБ						
		-15	-10	-5	0	5	10	15
DSTBC 2x1	BPSK	0,48	0,46	0,41	0,29	0,11	0,009	$8 \cdot 10^{-4}$
	QPSK	0,49	0,47	0,45	0,38	0,21	0,04	0,004
DSTBC 2x2	BPSK	0,48	0,45	0,37	0,21	0,038	$4 \cdot 10^{-4}$	$2 \cdot 10^{-5}$
	QPSK	0,49	0,46	0,38	0,23	0,07	0,003	$1 \cdot 10^{-4}$

На рисунке 4.22 представлены зависимости вероятности битовой ошибки BER от отношения сигнал/шум для схем относительного кодирования 2×1 и 2×2 при использовании модуляций BPSK и QPSK. Видно, что с увеличением ОСШ вероятность битовой ошибки BER для всех рассмотренных схем модуляции и конфигураций антенн монотонно уменьшается. При этом системы с конфигурацией 2×2 обеспечивают более низкие значения BER по сравнению с конфигурацией 2×1 при одинаковых значениях q . Кроме того, использование модуляции BPSK позволяет достичь меньшей вероятности битовой ошибки по сравнению с QPSK, особенно в области средних и высоких значений ОСШ.

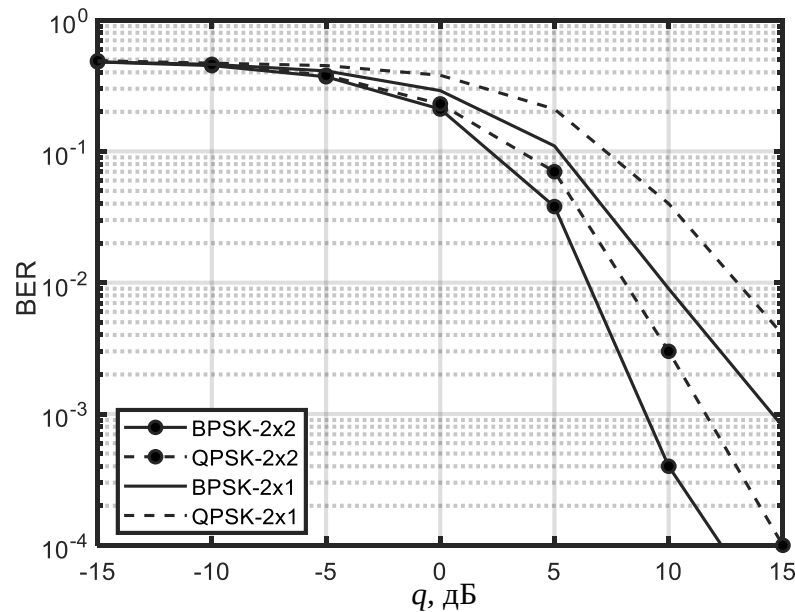


Рисунок 4.22 – Зависимость BER от ОСШ для систем с относительным кодированием

4.4. Выводы

В четвертой главе диссертации было рассмотрено использование различных топологий беспроводных сенсорных сетей в качестве антенных конфигураций для кооперативных MIMO-систем, а также проведена практическая реализация и экспериментальное исследование алгоритмов пространственно-временного кодирования на базе программной среды GNU Radio. Основное внимание уделялось реализации и анализу эффективности кода Аламоути в конфигурациях 2×1 и 2×2 с применением различных схем модуляции (BPSK и QPSK). По результатам исследований сформулированы следующие выводы.

1. Проведен анализ эргодической пропускной способности в различных сценариях рассеивания в трехмерном пространстве, показывающий влияние соотношения между мощностью прямого луча и мощностью рассеянных лучей на эффективность радиосистемы. Оптимизация пространственной топологии БСС позволяет добиться значительного увеличения пропускной способности в условиях многолучевости.

2. Проведена оценка канала с применением пилотных сигналов, сформированных на основе ортогональных последовательностей матрицы

Адамара. Такой подход позволил обеспечить разделение сигналов передающих антенн и провести корректное вычисление параметров канала. Эксперименты с использованием программно-определяемого радиомодуля USRP X300 подтвердили возможность практического получения матрицы канальных коэффициентов и ее последующего использования при моделировании и анализе в среде GNU Radio.

3. Разработаны и реализованы блок-схемы, включающие последовательность функциональных модулей: генерацию случайной битовой последовательности, модуляцию (BPSK и QPSK), пространственно-временное кодирование по схеме Аламоути и относительное кодирование, моделирование канала с учетом коэффициентов передачи и аддитивного белого гауссовского шума, пространственно-временное декодирование, демодуляцию и вычисление вероятности битовой ошибки.

4. Сравнение результатов моделирования показало различия в характеристиках вероятности битовой ошибки для схем пространственно-временного кодирования Аламоути и относительного кодирования. При одинаковых условиях передачи и уровне отношения сигнал/шум схема Аламоути демонстрирует более низкие значения BER за счет использования точной информации о канале при декодировании. Относительное кодирование, напротив, показывает несколько худшие результаты по BER, однако его основным преимуществом является отсутствие необходимости в предварительной оценке канала, что делает систему более устойчивой к погрешностям и упрощает ее реализацию в реальных условиях.

5. Важным результатом экспериментов стало подтверждение того, что реализация алгоритмов пространственно-временного кодирования в среде GNU Radio позволяет не только проводить моделирование, но и легко переходить к практическим испытаниям с использованием аппаратуры SDR (например, USRP). Это обеспечивает универсальность подхода, позволяя исследователю работать как в полностью программной среде, так и в условиях реального радиоканала.

Материалы главы 4 опубликованы в работах [123, 132, 136, 137, 139, 140].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе получены следующие результаты:

1. Разработаны и математически обоснованы трехмерные геометрические модели рассеяния для моделирования пространственных и угловых характеристик многолучевого распространения радиосигнала в системах ММО. Установлено влияние пространственного распределения рассеивателей на фазовые и корреляционные свойства канальной матрицы.

2. Исследована эффективность алгоритмов пространственно-временного кодирования и декодирования при различных параметрах канала и распределениях рассеивателей. Показано, что кодирование Аламути обеспечивает выигрыш до 8,7 дБ по отношению сигнал/шум для различных антенных конфигураций при наличии рассеивателей.

3. Установлено, что относительное кодирование обладает преимуществом по надежности и энергоэффективности в условиях отсутствия информации о состоянии канала. Показано, что при значительных погрешностях оценки канальной матрицы относительное кодирование обеспечивает энергетический выигрыш до 3 дБ по сравнению со схемой Аламути.

4. Выполнен анализ эргодической пропускной способности ММО-систем с учетом параметров канала, ошибок оценки и распределения рассеивателей. Установлено, что увеличение числа антенн повышает пропускную способность, однако при этом возрастает чувствительность к погрешностям оценки канальной матрицы, особенно при больших коэффициентах Райса. Для повышения пропускной способности рекомендуется выбирать расстояние между приемными антеннами в диапазоне $d = 3\lambda \dots 4\lambda$.

5. Предложенные алгоритмы пространственно-временного кодирования реализованы на среде GNU Radio с использованием приемопередатчиков USRP X300, что позволило экспериментально подтвердить эффективность предложенных методов и достоверность полученных теоретических результатов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Sklar, B. Digital Communications: Fundamentals and Applications / B. Sklar, K. R. Pabitra. – Prentice Hall, 2002. – 1079 p.
2. Rappaport, T. S. Wireless Communications: Principles and Practice 2/E / T. S. Rappaport. – Prentice Hall, 2001. – 641 p.
3. Yong, S. C. MIMO-OFDM Wireless communications with Matlab / S. C. Yong, J. Kim, Y. Y. Won. – John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, 2010. – 439 p.
4. Паршин, Ю. Н. Пространственно-временная обработка сигналов и компенсация помех / Ю. Н. Паршин. – М.: КУРС, 2021. – 200 с.
5. Гаврилов, К. Ю. Определение интервала когерентности радиолокационных целей при использовании многоточечной модели отражения сигналов / К. Ю. Гаврилов, Е. В. Кудряшова, О. В. Мальшева // Радиотехника. – 2023. – Т. 87, № 7. – С. 77-88.
6. Ertel, R. B. Angle and time of arrival statistics for circular and elliptical scattering models / R. B. Ertel, J. H. Reed // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 1999. – Vol. 17. – № 11. – P. 1829-1840.
7. Baltzis, K. B. A Simplified Geometric Channel Model for Mobile-to-Mobile Communications / K. B. Baltzis // Radio engineering. – 2011. – Vol. 20. – P. 961-967.
8. Pätzold, M. A Non-Stationry One Ring Scattering Model / M. Patzold, B. Alireza // IEEE Wireless Communications and Networking Conference. – 2013. – P. 2620-2625.
9. Pätzold, M. A Wideband MIMO Channel Model Derived From the Geometric Elliptical Scattering Model / M. Pätzold, B. O. Hogstad // International Symposium on Wireless Communication System. – 2006. – P. 138-143.
10. Shiu, D. Fading Correlation and Its Effect on the Capacity of Multielement Antenna Systems / D. Shiu, G. J. Foschini, J. G. Michael, M. K. Josheph // IEEE Transactions on communications. – 2000. – Vol. 48. – № 3. – P. 502-513.
11. Bakhshi, G. Modeling and Simulation of MIMO Mobile-to-Mobile Wireless Fading Channels / G. Bakhshi, S. Reza, S. Kamal // International Journal of Antennas and Propagation. – 2012. – Vol. 12. – P. 1-13.

12. Batool, T. A Geometrical Three-Ring-Based Model for MIMO Mobile-to-Mobile Fading Channels in Cooperative Networks / T. Batool, M. Patzold // VTC Spring IEEE 69th Vehicular Technology Conference. – 2009. – P. 1-13.

13. Xiang, C. A Geometry-Based Stochastic Model for Wideband MIMO Mobile-to-Mobile Channels / C. Xiang, C. X. Wang, I. L. David // IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM. – 2009. – P. 1-6.

14. Emmanouel, T. M. Three-Dimensional Modeling and Simulation of MIMO Mobile-to-Mobile via Stratospheric Relay Fading Channels / T. M. Emmanouel, T. Panagiotis, A. G. Kanatas // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2013. – Vol. 62. – №. 5. – P. 1-18.

15. Yi, Y. 3D Wideband Non-Stationary Geometry-Based Stochastic Models for Non-Isotropic MIMO Vehicle-to-Vehicle Channels / Y. Yi, C. X. Wang, Y. He // IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2015. – Vol. 14. – №. 12. – P. 6883-6895.

16. Liu, F. A stochastic confocal ellipsoid channel model for high-speed railway MIMO communication systems / F. Liu // Physical Communication. – 2022. – Vol. 52.

17. Chengjian, L. Geometry-Based Stochastic Model and Statistical Characteristic Analysis of Cell-Free Massive MIMO Channels / L. Chengjian et al. // Security and Communication Networks. – 2022. – P. 1-19.

18. Ksendzov, A. A Geometrical 3D Multi-Cluster Mobile-to-Mobile MIMO Channel Model with Rician Correlated Fading / A. Ksendzov // International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops. – 2016. – P. 191-195.

19. Паршин, Ю.Н. Анализ пропускной способности канала передачи информации от беспилотного летательного аппарата при неточной канальной матрице / Ю.Н. Паршин, В.И. Кудряшов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2015. – № 52. – С. 19-24.

20. Паршин, А. Ю. Разработка модели и классификация MIMO каналов связи в трехмерной системе координат / А. Ю. Паршин, В. Х. Нгуен // Цифровая обработка сигналов. – 2023. – № 4. С. – 41-46.

21. Tennakoon, P. Three-dimensional geometrical channel modeling with different scatterer distributions / P. Tennakoon, C.B. Wavegedara // The International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics (ICACCI). – 2015. – P. 154-160.
22. Liberti, J. C. A geometrically based model for line-of-sight multipath radio channels / J. C. Liberti // IEEE Vehicular Technology Conf. – 1996. – P. 844-848.
23. Aslam, M. Joint and Marginal Probabilities for Time of Arrival and Angle of Arrival using Ellipsoidal Model / M. Aslam, A. Shaikh // IEEE International Conference on Computer, Control and Communication. – 2013. – P. 1-5.
24. Patzold, M. A MIMO Mobile-to-Mobile Channel Model: Part I – The Reference Model. IEEE 16th International Symposium on Personal / M. Patzold, B. Hogstad, N. Youssef // Indoor and Mobile Radio Communications. – 2005. – P. 573-578.
25. Zajic, G. Three-Dimensional Modeling, Simulation, and Capacity Analysis of Space-Time Correlated Mobile-to-Mobile Channels / G. Zajic, L. Gordon // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2008. – Vol. 57. – № 4. – P. 2042-2054.
26. Jiang, H. A 3D Cylinder MIMO Channel Model for 5G Macrocell Mobile-to-Mobile Communication Systems / H. Jiang et al. // IEEE Access. – 2019. – Vol. 7. – P. 119350-119356.
27. Бакулин, М. Г. Повышение скорости передачи информации и спектральной эффективности беспроводных систем связи / М. Г. Бакулин, В. Б. Крейнделин, А. П. Шумов // Цифровая обработка сигналов. – 2006. – № 1. С. – 2-12.
28. Махов, Д. С. Способ пространственно-временного кодирования информации в параллельных радиоканалах радиотехнических систем / Д. С. Махов, О. А. Финько // Труды Военно-космической академии имени А.Ф.Можайского. – 2020. – P. 95-107.
29. Нгуен, В. Х. Расчет канальной матрицы системы ММО при распределении рассеивателей на сфере / В. Х. Нгуен, А. Ю. Паршин // Современные технологии в науке и образовании - СТНО-2023 : Сборник трудов VI международного научно-технического форума. В 10-ти томах, Рязань, 01–03 марта 2023 года / Под общей редакцией О.В. Миловзорова. Том 1. – Рязань: Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина, 2023. – С. 103-107.

30. Паршин, А. Ю. Трехмерное моделирование канала связи с гауссовским распределением рассеивателей на сфере / А. Ю. Паршин, В. Х. Нгуен // Радиолокация, навигация, связь. – 2023. – С. 311-316.
31. Vucetic, B. Space-Time Coding / B. Vucetic, J. Yuan. – John Wiley & Sons Ltd, The Atrium, 2003. – 302 p.
32. Федосов, В. П. Алгоритм обработки пространственно-временных сигналов на основе системы MIMO-OFDM в условиях активных помех / В. П. Федосов, Т. Т. Пацюк // Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении(КомТех-2022), 2022. – С. 371-376.
33. Ермолаев, В. Т. Пространственная обработка сигналов в MIMO-системах сотовой связи / В. Т. Ермолаев, А. Г. Флакман, А. В. Елохин. Учебное пособие. – Нижний Новгород: Нижегородский госуниверситет, 2020. – 134 с.
34. Ammar, E. F. Analysis and design of space-time block codes for coded MIMO transmissions / E. F. Ammar. – Networking and Internet Architecture, Telecom Bretagne, University de Bretagne-Sud, 2013. – 167 p.
35. Бакулин, М. Г. Технология MIMO: принципы и алгоритмы / М. Г. Бакулин, В. В. Варукина, В. Б. Крейнделин. – М.: Горячая линия – Телеком, 2014. – 244с.
36. Gershman, A. B. Space-Time Processing for MIMO Communications / A. B. Gershman, N. D. Sidiropoulos. – John Wiley & Sons, 2006. – 384 p.
37. Мальцев, Г. Н. Кодирование сообщений в системах радиуправления без обратного информационного канала / Г. Н. Мальцев, Е. В. Чернявский // Информационноуправляющие системы. – 2011. – № 4(53). – С. 60-65.
38. Паршин, А. Ю. Анализ эффективности MIMO системы связи с относительным кодированием при наличии рассеивателей / А. Ю. Паршин, В. Х. Нгуен // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2024. – № 89. – С. 3-11
39. Alamouti, S. M. A simple transmit diversity technique for wireless communication / S. M. Alamouti // IEEE Journal on select areas in communications. – 1998. – Vol. 16. – № 8. – P. 1451-1458.

40. Петров, В. П. Современные технологии в системе MIMO / Петров В. П., Якушев И. Ю Вестник Сибирского государственного университета телекоммуникаций и информатики. – 2019. – № 2. – С. 94-108.
41. Крейнделин, В. Б. Совместное использование технологий автовыбора антенн на передаче и пространственно-временного кодирования / В. Б. Крейнделин, Д. Ю. Панкратов // Электросвязь. – 2012. – № 2. – С. 22-24.
42. Шилина, Е. С. Модификация алгоритма пространственновременного блочного кодирования для создания шумовой локальной помехи / Е. С. Шилина, М. М. Шилин, Н. Н. Семенов // Труды Крыловского государственного научного центра. – 2019. – Специальный выпуск 2. – С. 117-126.
43. Саломатин, С. Б. Кодирование информации в сетях подвижной связи / С. Б. Саломатин. – Минск: БГУИР, 2017. – 78 с.
44. Bana, A. S. Massive MIMO for Internet of Things (IoT) connectivity / A. S. Bana et al. // Physical Communication. – 2019. – Vol. 37. – P. 1-17.
45. Pei, L. Channel Estimation Performance Analysis of Massive MIMO IoT Systems With Ricean Fading / L. Pei, T. Jiang // IEEE Internet of Things Journal. – 2021. – Vol. 8. – № 7. – P. 6114-6126.
46. Leeladhar, M. MIMO Antennas for Wireless Communication: Theory and Design, 1st ed / M. Leeladhar, K. P. Rajib, M. V. Kartikeyan. – CRC Press, 2020. 201 p.
47. Карташевский, В. Г. Анализ характеристик алгоритмов V-BLAST и субоптимального ML в системе MIMO / В. Г. Карташевский, О. С. Коняева, Е. С. Семенов // Радиотехника. – 2017. – № 1. – С. 131-136.
48. Джиган, В. Алгоритмические основы технологии V-BLAST для беспроводной передачи данных / В. Джиган // Первая миля. – 2007. – № 1. – С. 19-25.
49. Алексей, Ю. Г. Метод пространственного мультиплексирования в многоантенных системах связи / Ю. Г. Алексей // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. – 2023. – № 4. – С. 812-819.
50. Parshin, A. Evaluation of the Demodulation Efficiency for MIMO Communication System Signals Under Three-Dimensional Modeling of Scatterer

Locations / A. Parshin, V. K. Nguyen // 26th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA) . – 2024. – P. 1-4.

51. Hanzo, L. Near-Capacity Multi-Functional MIMO Systems: Sphere-Packing, Iterative Detection and Cooperation / O. Alamri, E. Mohammed, N. Wu. – Southern Gate, Chichester: John Wiley & Sons Ltd, The Atrium, 2009. – 714 p.

52. Jinho, C. Capacity/throughput optimization for H-BLAST with SC receiver over MIMO channels / C. Jinho // IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2008. – Vol. 7. – № 3. – P. 1016-1024.

53. Бакулин, М. Г. Новый подход к задачам MIMO-детектирования и многопользовательской демодуляции / М. Г. Бакулин, В. Б. Крейнделин, Д. Ю. Панкратов, А. Г. Степанова // Информационные процессы. – 2021. – Том 21. – № 2. – С. 93-107.

54. Larsson, E. G. MIMO Detection Methods: How They Work / E. G. Larsson // Signal Processing Magazine. – 2009. – Vol. 26. – P. 91-95.

55. Nam, T. X. Xử lý tín hiệu không gian-thời gian: Lý thuyết và mô phỏng / T. X. Nam, L. M. Tuấn . – Nhà xuất bản Khoa học và Kỹ thuật, 2013. 351 p.

56. Mohammed, A. R. High Channel Capacity MIMO-OFDM System Using V-BLAST Architecture / A. R. Mohammed, I. Mohamed, W. S. Shuaieb // Al-Mukhtar Journal Of Engineering Research. – 2022. – Vol. 6. – № 1. – P. 50-57.

57. Gesbert, D. Performance Evaluation for Scattering MIMO Channel Models / D. Gesbert, H. Bolcskei, D. A. Gore, A. J. Paulraj // Proc. 34th Asilomar Conf. Signals Syst. Comput. – 2000. – Vol. 1. – P. 748-752.

58. Shangbin, W. Capacity Analysis of Finite Scatterer MIMO Wireless Channels / W. Shangbin, C. X. Wang, B. Ai, Y. He // IEEE Signal Processing for Communications Symposium. – 2014. – P. 4559-4564.

59. Christopher, M. L. Performance of MIMO Systems Using Space Time Block Codes / M. L. Christopher // Open Journal of Applied Sciences. – 2021. – Vol. 11. – P. 273-286.

60. Xiangbin, Y. Performance Analysis of Space-time Coded MIMO System with Discrete-rate Adaptive Modulation in Ricean Fading Channels / Y. Xiangbin, Y. Rui, X.

Yin, X. Chen, M. Li // KSII Transactions on Internet and Information Systems. – 2021. – Vol. 6. – № 10. – P. 2493-2508.

61. Reddy, G. K. BER Analysis of MIMO-OFDM System using STBC and V-BLAST / G. K. Reddy, G. M. Sheeba // 2022 3rd International Conference on Smart Electronics and Communication (ICOSEC). – P. 346-352.

62. Паршин, Ю. Н. Пропускная способность MIMO системы передачи информации при наличии коррелированных фазовых шумов / Ю. Н. Паршин, А. Ю. Паршин // Цифровая обработка сигналов. – 2022. – № 1. – С. 44-49.

63. Yi, Y. Novel 3D Geometry-Based Stochastic Models for Non-Isotropic MIMO Vehicle-to-Vehicle Channels / Y. Yi, C. X. Wang, X. Cheng // IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2013. – Vol. 13. – P. 298-309.

64. Yuming, B. A Novel 3D Nonstationary Channel Model Based on the von Mises-Fisher Scattering Distribution / B. Yuming, J. Zhang, M. Zeng, M. Liu, X. Xu // Hindawi Publishing Corporation Mobile Information Systems. – 2016. – P. 1-9.

65. Duong, T. Q. Distributed space-time block codes with amicable orthogonal designs / T. Q. Duong, H. A. Chan // IEEE Radio and Wireless Symposium. – 2008. – С. 559-562.

66. Claude, O. MIMO Wireless Communications from real-world propagation to space-time code design / O. Claude, C. Bruno. – Technology & Engineering, 2010. – 480 p.

67. Jankiraman, M. Space-time codes and MIMO systems / M. Jankiraman. – Artech House, 2004. – 344 p.

68. Тихвинский, В. О. Сети мобильной связи LTE: Технологии и архитектура / С. В. Терентьев, А. Б. Юрчук. – М.: Эко-Трендз, 2010. – 284 с.

69. Hochwald, B. M. Unitary space-time modulation for multiple-antenna communications in Rayleigh flat fading / B. M. Hochwald, T. L. Marzetta // IEEE Trans. on Information Theory. – 2000. – Vol. 46. – P. 543-564.

70. Hochwald, B. M. Systematic design of unitary space-time constellations / B. M. Hochwald, T. J. Richardson, W. Sweldens, R. Urbanke // IEEE Trans. On Information Theory. – 2000. – Vol. 46. – P. 1962-1973.

71. Бочков, Г. Н. Способ относительной фазовой модуляции OFDM-сигналов / Г. Н. Бочков, К. В. Горохов, А.В. Колобков // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского, Радиофизика. – 2009. – № 2. – С. 62-70.

72. Токарь, М. С. Метод дифференциального пространственно-временного блочного кодирования для применения в системах подвижной радиосвязи с использованием технологии MIMO / М. С. Токарь, И. В. Рябов // Журнал Радиоэлектроники. – 2021. – № 6. – С. 1-30.

73. Токарь, М. С. Дифференциальные пространственно-временные блочные коды для современных систем многоантенной радиосвязи / М. С. Токарь, А. Л. Макаревич // Электросвязь. – 2017. – № 4. – С. 39–45.

74. Tarokh, V. A differential detection scheme for transmit diversity / V. Tarokh, H. Jafarkhani // IEEE J. Select. Areas Commun. – 2000. – Vol. 18. – P. 1169-1174.

75. Chau, Y. Communications and Signal Processing: Quasi-Orthogonal Space-Time Block Code / Y. Chau, L. G. Yong, T. T. Tjeng. – Imperial College Press, 2007. – 208 p.

76. Benigno, R. Differential Space Time Block Codes for High Mobility Scenarios / R. Benigno // Proceedings of the International Conference on Signal Processing and Multimedia Applications and Wireless Information. – 2012. – P. 377-381.

77. Bhatnagar, M. R. Differential Coding for Non-orthogonal Space-Time Block Codes with Non-Unitary Constellations in Arbitrarily Correlated Rayleigh Channels / M. R. Bhatnagar, A. Hjørungnes, L. Song // IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2008. – P. 1-11.

78. Ziao, Q. A Channel Estimation Framework for High-mobility FDD Massive MIMO using Partial Reciprocity / Q. Ziao, H. Yin, D. Gesbert // IEEE International Conference on Communications. – 2022. – P. 1-6.

79. Noud, K. Channel Estimation Errors and Their Impact on Irregular Array Performance in Massive MIMO / K. Noud, A. G. Andres // International Symposium on Antennas and Propagation. – 2022. – P. 509-510.

80. Скляр, Б. Цифровая связь: Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.

81. Калачиков, А. А. Численное моделирование прекодирования ZF и оптимального прекодирования в канале MU-MISO при задержках информации состояния / А. А. Калачиков // Труды учебных заведений связи. – 2024. – Т. 10. – № 2. – С. 7-14.

82. Блинов, А. О. Приложение метода наименьших квадратов к задачам моделирования и оптимизации / А. О. Блинов, В. П. Фраленко // Программные системы: теория и приложения. – 2008. – С. 73-84.

83. Саломатин, С. Б. Алгоритмы предварительного кодирования с учетом состояния канала связи для беспроводных систем MIMO / С. Б. Саломатин, Х. А. Фам // Технологии передачи и обработки информации. – 2021. – Т. 21. – № 2. – С. 12-16.

84. Паршин, А. Ю. Разработка модели и классификация MIMO каналов связи в трехмерной системе координат / А. Ю. Паршин, В. Х. Нгуен // Цифровая обработка сигналов. – 2023. – № 4. С. 41-46.

85. Ajayi, I. Impact of Imperfect Channel State Information on Physical Layer Security by Precoding and Diversity / I. Ajayi, Y. Medjahdi, F. Kaddour, L. Mroueh // 8th International Conference on Electrical Engineering, Computer Science and Informatics (EECSI). – 2021. – P. 322-327.

86. Nguyen, T. D. Cooperative MIMO Strategies for Energy Constrained Wireless Sensor Networks / T. D. Nguyen. – Signal and image processing, University of Rennes, 2009. – 160 p.

87. Молчанов, Д. А. Сети 5G/6G: архитектура, технологии, методы анализа и расчета / Д. А. Молчанов, В. О. Бегишев, К. Е. Самуйлов, Е. А. Кучерявый. – М.: РУДН, 2022. – 516 с.

88. Zhou, J. Analysis of MIMO antenna array based on 3D Von Mises Fisher distribution / J. Zhou, Z. Cao, K. Hisakazu // The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications. – 2015. – Vol. 22. – Issue 2. – P. 15-23.

89. Kenan, T. Correlation Properties in Channels with von Mises-Fisher Distribution of Scatterers / T. Kenan, K. Martin, S. Slawomir // IEEE Wireless Communications Letters. – 2024. – Vol. 13. – Issue 12. – P. 1-5.

90. Andres, A. G. A Spherical Probability Distribution Model of the User-Induced Mobile Phone Orientation / A. G. Andres, P. H. Lehne // IEEE Access. – 2018. – Vol. 6. – P. 37185-37194.

91. Al-Kinani, A. A geometry-based multiple bounce model for visible light communication channels / A. Al-Kinani, C. X. Wang, H. Haas, Y. Yang // International Wireless Communications and Mobile Computing Conference. – 2016. – P. 31-37.

92. Паршин, Ю. Н. Пропускная способность ММО телекоммуникационной системы в условиях изменяющейся пространственной структуры радиотракта с искусственной многолучевостью / Ю. Н. Паршин, А. В. Комиссаров // Цифровая обработка сигналов. – 2012. – № 1. С. – 50-55.

93. Паршин, Ю. Н. Channel Capacity of Interconnected IoT Sensors System with Antennas Mutual Coupling / Ю. Н. Паршин, М. В. Грачев // 25th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA). – 2023. – P. 1-4.

94. Аверина, Л. И. Методы предварительного кодирования для систем связи с технологией Massive ММО / Л. И. Аверина, П. А. Токарев // Вестник ВГУ. – Серия: Физика. Математика. – 2021. – № 3. – С. 39-45.

95. Fu, Z. Wireless sensor networks in the internet of things: review, techniques, challenges, and future directions / Z. Fu, M. Ali, A. Mahmood // Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science. – 2023. – Vol. 31. – № 2. – P. 1190-1200.

96. Galkin, P. V. Analyzing the energy consumption of wireless sensor network nodes / P. V. Galkin // Scientific Journal Science Rise. – 2014. – № 2. – P. 55-61.

97. Diep, N. N. A Cooperative MIMO Framework for Wireless Sensor Networks / N. N. Diep, M. Krunz // ACM Transactions on Sensor Networks. – 2014. – Vol. 10. – № 3. – P. 1-28.

98. Sachan, V. K. Energy Efficient Wireless Sensor Networks using Cooperative MIMO: A Technical Review / V. K. Sachan, M. Richa, S. A. Imam // International Journal of Computer Applications. – 2016. – Vol. 135. – № 11. – P. 20-27.

99. Rafique, Z. Performance Analysis of Cooperative Virtual MIMO Systems for Wireless Sensor Networks / Z. Rafique, B. C. Seet, A. Adnan // Italian National Conference on Sensors. – 2016. – Vol. 13. – № 6. – P. 7033-7052.

100. Парфенов, В. И. Анализ влияния окружающей среды на эффективность алгоритма обработки информации в беспроводных сенсорных сетях / В. И. Парфенов, В. Д. Ле // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2020. – Т. 23. – № 2. С. – 49-54.

101. Assiimwe, E. A Mobility Model for a 3D Non-Stationary Geometry Cluster-Based Channel Model for High-Speed Trains in MIMO Wireless Channels / E. Assiimwe, Y. W. Marye // Modeling and Measurements of Propagation Environments for 5G and beyond Networks. – 2022. – Vol. 22 – № 24. – P. 1-15.

102. Lozano, A. Foundations of MIMO Communication / A. Lozano, W. H. Robert. – Cambridge University Press. – 2019. – 800 p.

103. Arfaoui, A. Cooperative MIMO for adaptive physical layer security in WBAN / A. Arfaoui, A. Kribeche, S. M. Senouci // IEEE International Conference on Communications. – 2020. – P. 1-8.

104. Ping, H. Energy-efficient Cooperative MIMO Routing in Wireless Sensor Networks / H. Ping, H. Tian, S. Hong // IEEE International Conference on Networks. – 2012. – P. 74-79.

105. M. R. Sakarvadia, M. Mangal. Network topologies in wireless sensor network / M. R. Sakarvadia, M. Mangal // International Journal of Creative Research Thoughts. – 2022. – Vol. 10 – № 5. – P. 404-408.

106. Parshin, Y. Influence of Signal and Interference Spatial Correlation on the MIMO Communication System's Channel Capacity / Y. Parshin, A. Parshin, M. Grachev // International Conference on DSPA. – 2022. – P. 1-5.

107. Ermolayev, V. T. Weight Error loss in MIMO systems using eigenchannel technique / V. T. Ermolayev, A. G. Flaksman, I. P. Kovalyov, I. M. Averin // International Conference on Antenna Theory and Techniques. – 2003. – P. 333-336.

108. Шеремет, Н. В. Экспериментальная апробация технологии MIMO стандарта LTE средствами программно-конфигурируемого радио / Н. В. Шеремет, Г. А. Фокин // Вестник СПбГУТ. – 2024. – № 3. – С. 4-24.

109. Кувшинов, О. А. Применение программно-определяемого радио в системах связи / О. А. Кувшинов, О. В. Плохих // Ural Radio Engineering Journal. – 2022. – № 6(2). – С. 140-159.
110. Randy, V. P. MIMO Channel Estimation in an SDR Platform for Evaluation of D&F Relay Nodes / V. P. Randy, I. A. Jose // Electronics. – 2020. – № 9. – P. 1-19.
111. Gaurav, S. Implementation & BER Analysis of 2×2 MIMO Using USRP 2920-Universal Software Radio Peripheral / S. Gaurav, G. Kaur, V. K. Banga // International Conference on Computational Intelligence & Communication Technology. – 2016. – P. 523-527.
112. Ettus Research. USRP™ X300 and X310 X Series (<http://www.ettus.com/products>).
113. Компания Gipercom. Особенности, сходства и различия моделей USRP, цены и технические характеристики // Каталог USRP. – С. 1-19.
114. Полевода, Ю. А. Разработка каналов связи с цифровой модуляцией в GNU Radio / Ю. А. Полевода, А. Е. Троицкая, Г. А. Бурень, Э. А. Рядинская, Г. В. Коняшкин // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. – 2022. – № 4. – С. 41-48.
115. Jean, M. F. Communication systems engineering with GNU Radio / M. F. Jean, V. Herve. – 2025. – 516 p.
116. Липатников, В. С. Отладка алгоритмов обработки радиолокационных сигналов в системе GNU Radio / В. С. Липатников, Д. А. Чиненов // Цифровая обработка сигналов. – 2015. – № 4. – С. 61-68.
117. Злобин, Р. А. Экспериментальное исследование использования неполного количества пилотных поднесущих для коррекции фазы в UL-NOMA Wi-Fi / Р. А. Злобин, А. А. Куреев // Информационные технологии и системы: Сборник трудов 44-й междисциплинарной школы-конференции ИППИ РАН. – 2020. – С. 143-154.
118. Якушенко, С. А. Алгоритм выбора схемы MIMO системы в радиоприемах с несколькими пространственными каналами / С. А. Якушенко, С. В. Дворников // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2025. – Т. 19. – № 3. – С. 41-48.

119. Gauri, P. Simulation and Implementation of MIMO-OFDM System with STBC using GNU Radio and USRP / P. Gauri, H. N. Mudassar, P. P. Kishor // International Journal of Recent Research Aspects. – 2016. – Vol. 5. – № 1. – P. 370-376.

120. Калачиков, А. А. Исследование модели канала связи ММО на основе открытого пакета моделирования / А. А. Калачиков, Р. О. Безгодкин, И. А. Петров, А. А. Винников // Вестник СибГУТИ. – 2021. – № 4. – С. 43-55.

121. Паршин, А. Ю. Исследование эффективности относительного кодирования при использовании трехмерной модели рассеивателей в ММО системах связи / А. Ю. Паршин, В. Х. Нгуен // Радиотехнические и телекоммуникационные системы, – 2025. – вып. 2(58). – С. 14-19.

122. Parshin, A. Yu. Evaluation of the Demodulation Efficiency for MIMO Communication System Signals Under Three-Dimensional Modeling of Scatterer Locations / A. Yu. Parshin, V. K. Nguyen // 26th International conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA). – IEEE. – 2024. – P. 1-4.

123. Parshin, A. Yu. Estimation of the Channel Matrix and Capacity of Cooperative MIMO Systems in A Multipath Communication Channel / A. Yu. Parshin, V. K. Nguyen // 27th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA). – IEEE. – 2025. – P. 1-5.

124. Нгуен, В. Х. Кодирование Аламоути в многоканальных беспроводных сенсорных сетях IoT при наличии рассеивателей / В. Х. Нгуен, А. Ю. Паршин // Материалы VIII Всероссийской научно-технической конференции Актуальные проблемы современной науки и производства. – Рязань. – 2023. – С. 16-23.

125. Нгуен, В. Х. Равномерное распределение рассеивателей для трехмерной модели // Материалы IX научно-технической конференции магистрантов Рязанского государственного радиотехнического Университета имени В.Ф. Уткина. – 2023. – С. 52-53.

126. Нгуен, В. Х. Кодирование Аламоути в беспроводных кооперативных сенсорных сетях // Новые информационные технологии в научных исследованиях: материалы XXVIII Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов. – Рязань: РГРТУ. – 2023. – С. 153-154.

127. Паршин, А. Ю. Эффективность относительного пространственно-временного кодирования при наличии рассеивателей / А. Ю. Паршин, В. Х. Нгуен // Сборник трудов XXX Международной научно-технической конференции Радиолокация, навигация, связь. – Воронеж. – 2024. – Т.5. – С. 361-366.

128. Паршин, А. Ю. Эффективность относительного пространственно-временного кодирования при трехмерном моделировании рассеивателей в канале связи / А. Ю. Паршин, В. Х. Нгуен / Сборник трудов VII Международного научно-технического форума Современные технологии в науке и образовании-СТНО-2024. – Т. 1. – Рязань. – 2024. – С. 116-120.

129. Нгуен, В. Х. Анализ помехоустойчивости системы ММО в различных сценариях рассеивателей / В. Х. Нгуен, А. Ю. Паршин // Материалы IX Всероссийской научно-технической конференции Актуальные проблемы современной науки и производства. – Рязань. – 2024. – С. 58-65.

130. Нгуен, В. Х. Пропускная способность канала ММО при различных конфигурациях антенных решеток // Новые информационные технологии в научных исследованиях: материалы XXIX Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов. – Рязань: РГРТУ. – 2024. – С. 151-152.

131. Нгуен, В. Х. Применение относительного пространственно-временного кодирования в системах связи при наличии рассеивателей // Материалы X научно-технической конференции магистрантов Рязанского государственного радиотехнического Университета имени В.Ф. Уткина. – 2024. – С. 50-51.

132. Паршин, А. Ю. Кооперативная система ММО в беспроводных сенсорных сетях / А. Ю. Паршин, В. Х. Нгуен // Приоритетные направления развития науки и технологий: Сборник докладов XXXV Международной научно-практической конференции. – Тула. – 2024. – С. 231-234.

133. Нгуен, В. Х. Пространственное кодирование и декодирование в системе ММО с учетом наличия рассеивателей // Сборник тезисов докладов участников IX Всероссийского молодежного научного форума «Наука будущего - наука молодых». – Самара. – 2024. – С. 131.

134. Паршин, А. Ю. Оценка пропускной способности ММО системы связи при моделировании рассеивателей по распределению фон Мизеса-Фишера / А. Ю. Паршин, В. Х. Нгуен / Сборник трудов VIII Международного научно-технического форума Современные технологии в науке и образовании-СТНО-2025. – Т. 1. – Рязань. – 2025. – С. 106-111.

135. Паршин, А. Ю. Эффективность ММО-системы при распространении радиоволн с двукратным отражением / А. Ю. Паршин, В. Х. Нгуен // Сборник трудов XXXI Международной научно-технической конференции Радиолокация, навигация, связь. – Воронеж. – 2025. – Т.4. – С. 268-274.

136. Нгуен, В. Х. Трехмерная модель канала связи с рассеивателями при различных топологиях ММО антенных систем // Материалы XI научно-технической конференции магистрантов Рязанского государственного радиотехнического Университета имени В.Ф. Уткина. – 2025. – С. 50-51.

137. Нгуен, В. Х. Применение ММО-технологий для повышения эффективности связи в системах Интернета вещей / В. Х. Нгуен, В. Т. Дам // Цифровые системы и модели: теория и практика проектирования, разработки и использования: Материалы международной научно-практической конференции. – Казань. – 2025. – С. 468-471.

138. Jose, H. B. Design and implementation in USRP of a preamble-based synchronizer for OFDM systems / H. B. Jose, R. L. Vanessa, A. G. Correa-Mena, B. G. Diego // IEEE ANDESCON. – 2020. – P. 1-6.

139. Паршин, А. Ю. Оценка пропускной способности ММО системы связи при погрешности оценки канальной матрицы и наличии рассеивателей / А. Ю. Паршин, В. Х. Нгуен // Радиотехника. – 2026. – Т. 90. – № 1. – С. 84-93.

140. Паршин, А. Ю. Экспериментальное исследование эффективности пространственно-временного кодирования ММО-системы / А. Ю. Паршин, В. Х. Нгуен // Материалы X Всероссийской научно-технической конференции Актуальные проблемы современной науки и производства. – Рязань. – 2025. – С. 75-83.

СПИСОК УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

$\underline{\mathbf{H}}$ – матрица канальных коэффициентов

$\underline{\mathbf{Y}}$ – вектор принимаемых сигналов

$\underline{\mathbf{V}}$ – вектор шума

$\underline{\mathbf{S}}$ – вектор передаваемых сигналов

$\underline{\mathbf{H}}_{\text{LOS}}$ – канальная матрица для прямой видимости

$\underline{\mathbf{H}}_{\text{DIF}}$ – диффузная канальная матрица

$\underline{\mathbf{I}}$ – унитарная матрица

$\Delta \underline{\mathbf{H}}$ – погрешность канальной матрицы

N_{TX} – количество передающих антенн

N_{RX} – количество приемных антенн

K_{R} – коэффициент Райса

M – позиционность модуляции

β_{S} – азимутальный угол прихода сигнала

γ_{S} – угол места прихода сигнала

f_c – несущая частота сигнала

λ – длина волны

N_{ERR} – количество неправильно принятых битов

N_{BIT} – общее количество принятых битов в заданном временном интервале

q – отношение сигнал/шум

k – степень концентрации распределения вокруг среднего направления

C – пропускная способность

C_E – эргодическая пропускная способность

c – скорость света

μ – уровень погрешности оценки канальной матрицы

ε_{SB} – соотношения мощности сигнала от однократного отражения

ε_{DB} – соотношения мощности сигнала от двукратного отражения

D_{TX} – расстояние от передающей антенны до рассеивателя

D_{RX} – расстояние от приемной антенны до рассеивателя

d_{TX} – расстояние между соседними передающими антенными элементами

d_{RX} – расстояние между соседними приемными антенными элементами

N_S – количество эффективных рассеивателей

N_A – количество кооперативных узлов

T_p – период передачи пилота

N_p – количество пилотных символов

K – длина тестовой последовательности

p – средняя мощность сигнала на передающей стороне

(\bullet) – знак комплексной величины

$\overline{(\bullet)}$ – знак усреднение по ансамблю реализации

\mathbf{M}^H – вектор или матрица, эрмитово сопряженные

$(\bullet)^T$ – операция транспонирования

$\|\bullet\|$ – норма

$|\bullet|$ – модуль комплексной величины; абсолютное значение

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

ПВК – пространственно-временное кодирование

ПВБК – пространственно-временное блочное кодирование

МП – максимальное правдоподобие

МСКО – метод минимума среднеквадратической ошибки

МНК – метод наименьших квадратов

ОСШ – отношение сигнал/шум

MIMO – Multiple Input Multiple Output

STC – Space-Time Coding

STBC – Space-Time Block Coding

DSTBC – Differential Space-Time Block Coding

ZF – Zero Forcing

BER – Bit Error Rate (вероятность битовой ошибки)

LOS – Line of Sight

NLOS – Non-Line of Sight

BLAST – Bell Laboratories Layered Space-Time

SNR – Signal-to-Noise Ratio

BPSK – Binary Phase Shift Keying

QPSK – Quadrature Phase Shift Keying

CSI – Channel State Information

ПРИЛОЖЕНИЕ

П1. Акты внедрения

УТВЕРЖДАЮ
Проректор
по научной работе и
инновациям
ФГБОУ ВО «РГРТУ»

_____ С.И. Гусев
_____ 2026 г.



АКТ

об использовании результатов диссертационной работы
аспиранта кафедры радиотехнических устройств Нгуен Ван Хань
на тему «Повышение эффективности алгоритмов пространственно-временной
обработки радиотехнических сигналов на основе модифицированной трехмерной
модели рассеивателей» в проведении НИР

Настоящим подтверждаем, что при проведении НИР «Принципы построения и функционирования информационных систем в неоднородных сплошных средах» в рамках гранта РНФ № 24-29-00850 использованы результаты диссертационной работы аспиранта кафедры радиотехнических устройств Нгуен Ван Хань.

Полученные в диссертационной работе результаты были использованы при выполнении этапов НИР, связанных с моделированием многолучевых каналов передачи информации, анализом влияния пространственного распределения рассеивателей на характеристики канала, а также оценкой эффективности алгоритмов пространственно-временной обработки сигналов в радиосистемах передачи информации. Использование указанных результатов позволило уточнить условия моделирования, повысить достоверность оценки характеристик канала передачи информации и обосновать выбор алгоритмов пространственно-временной обработки сигналов при выполнении НИР.

Руководитель НИР
Заведующий кафедрой РТУ
д.т.н., профессор

_____ Ю.Н. Паршин

**CÔNG TY CỔ PHẦN THƯƠNG MẠI VÀ PHÁT TRIỂN
CÔNG NGHỆ ĐIỆN TỬ E-STARS**

GIẤY CHỨNG NHẬN

**Về việc ứng dụng kết quả luận án Tiến sĩ của nghiên cứu sinh Nguyễn Văn
Khánh trường “Đại học Tổng hợp Kỹ thuật Vô tuyến Điện tử Ryazan mang tên
V.F Utkin” – Liên Bang Nga**

Văn bản này chứng nhận kết quả ứng dụng Luận án Tiến sĩ của nghiên cứu sinh Nguyễn Văn Khánh trong việc xây dựng và phát triển các hệ thống truyền thông không dây sử dụng công nghệ đa ăng ten MIMO và các thuật toán mã hóa giải mã không gian, phục vụ công tác nghiên cứu khoa học, giảng dạy và ứng dụng thực tiễn tại các viện nghiên cứu và các tổ chức công nghệ.

Cùng với sự phát triển của các hệ thống truyền thông tin tín hiệu số, việc phát triển hệ thống đa ăng-ten MIMO và các kỹ thuật mã hóa đang trở thành nhu cầu cấp thiết, đồng thời đặt ra nhiều thách thức cho các nhà nghiên cứu. Luận án đã đề xuất sử dụng mô hình kênh MIMO 3D trong điều kiện tán xạ đa đường, phát triển các thuật toán mã hóa và giải mã không-thời gian có xét đến sự hiện diện của các vật tán xạ xung quanh hệ thống thông tin. Hiệu quả của hệ thống MIMO cũng đã được đánh giá trong các điều kiện khác nhau. Luận án tập trung nghiên cứu và đánh giá hiệu năng của hai thuật toán: mã hóa Alamouti và mã hóa tương quan.

Các kết quả của luận án được ứng dụng vào việc nghiên cứu cơ sở lý thuyết và thực tiễn để phát triển thiết bị kỹ thuật truyền tín hiệu số sử dụng công nghệ MIMO trong nhiều điều kiện hoạt động khác nhau.

Hà Nội, ngày 02 tháng 9 năm 2025



Phạm Thị Hường

**АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО ТОРГОВЛИ И РАЗВИТИЯ
ЭЛЕКТРОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ «E-STAR»**

АКТ

**о внедрении результатов диссертационной работы аспиранта
Нгуен Ван Хань ФГБОУ ВО «Рязанский государственный
радиотехнический университет имени В. Ф. Уткина»,
Российская Федерация**

Настоящим подтверждается, что результаты диссертационной работы аспиранта Нгуен Ван Хань по разработке и развитию беспроводных систем связи с использованием технологии ММО и алгоритмов пространственного кодирования и декодирования нашли применение в научно-исследовательской деятельности, учебном процессе, а также в практической работе научно-исследовательских институтов и технологических организаций.

Вместе с развитием систем передачи цифровых сигналов всё более актуальным становится развитие многоантенных систем ММО и методов кодирования, что одновременно представляет собой серьёзный вызов для исследователей. В диссертационной работе предложено использование трехмерной модели ММО-канала в условиях многолучевого рассеивания, а также разработаны алгоритмы пространственно-временного кодирования и декодирования, учитывающие наличие рассеивающих объектов в окружении системы связи. Эффективность системы ММО была оценена в различных условиях. Основное внимание в диссертации уделено исследованию и оценке производительности двух алгоритмов: кодирования Аламоути и относительного кодирования.

Результаты диссертации применяются при проведении теоретических и практических исследований, направленных на разработку технических средств передачи цифровых сигналов с использованием технологии ММО в различных условиях эксплуатации.

Ханой, 02 сентября 2025 г

ДИРЕКТОР

(подпись и печать)

Фам Тхи Хыонг

Печать: Акционерное общество торговли и развития электронных технологий «E-STAR»

Перевод данного текста выполнен переводчиком Ключечкиной Юлией Дмитриевной

Российская Федерация

Город Москва

Третьего сентября две тысячи двадцать пятого года

Я, Карнаухова Айгуль Энгельсовна, нотариус города Москвы, свидетельствую подлинность подписи переводчика Ключечкиной Юлии Дмитриевны.

Подпись сделана в моем присутствии.

Личность подписавшего документ установлена.

Зарегистрировано в реестре: № 77/236-н/77-2025-12-943

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



А.Э. Карнаухова



Пронумеровано, прошнуровано
и скреплено печатью 2 листа (ов)

Нотариус

**CÔNG TY CỔ PHẦN ĐẦU TƯ VÀ
CÔNG NGHỆ HVC**

GIẤY CHỨNG NHẬN

**Về việc ứng dụng kết quả luận án Tiến sĩ của nghiên cứu sinh Nguyễn Văn Khánh
trường “Đại học Tổng hợp Kỹ thuật Vô tuyến Điện tử Ryazan
mang tên V.F Utkin” – Liên Bang Nga**

Văn bản này chứng nhận việc ứng dụng kết quả Luận án Tiến sĩ của nghiên cứu sinh Nguyễn Văn Khánh vào hoạt động nghiên cứu khoa học, thực nghiệm và phát triển thiết bị truyền thông tại công ty.

Trong bối cảnh mạng lưới thiết bị IoT phát triển nhanh với quy mô lớn, việc thiết kế các thuật toán mã hóa và giải mã không-thời gian đã trở thành yêu cầu cấp thiết. Luận án đã đề xuất:

- Mô hình kênh MIMO 3D có xét đến ảnh hưởng của các vật tán xạ xung quanh hệ thống;
- Các thuật toán mã hóa-giải mã không-thời gian tối ưu cho nhiều điều kiện hoạt động khác nhau.

Kết quả luận án được ứng dụng để phát triển và triển khai các hệ thống đa ăng-ten MIMO và các thiết bị Internet vạn vật (IoT) trong các hệ thống thông tin liên lạc tại công ty./

Hà Nội, ngày 25 tháng 12 năm 2025

GIÁM ĐỐC

Vũ Thị Nga

**АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО ИНВЕСТИЦИЙ И
ТЕХНОЛОГИЙ «НВС»**

АКТ

**о внедрении результатов диссертационной работы Нгуен Ван Хань
ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет
имени В. Ф. Уткина», Российская Федерация**

Настоящим подтверждается применение результатов диссертационной работы аспиранта Нгуен Ван Хань в научно-исследовательской деятельности и экспериментальных разработках и разработке телекоммуникационного оборудования в компании.

В условиях быстрого развития крупномасштабных сетей Интернета вещей (IoT) проектирование пространственно-временных алгоритмов кодирования и декодирования становится насущной необходимостью. В диссертационной работе были предложены следующие:

- трехмерная модель ММО-канала, учитывающая влияние рассеивающих объектов вокруг системы;
- оптимальные пространственно-временные алгоритмы кодирования и декодирования, адаптированные к различным условиям эксплуатации.

Результаты диссертационной работы применяются для разработки и внедрения многоантенных ММО-систем и устройств Интернета вещей в системах связи компании.

Ханой, 25 августа 2025 г

ДИРЕКТОР

(подпись и печать)

Бу Тхи Нга

Печать: Акционерное общество Инвестиций и Технологий «НВС»



Перевод данного текста выполнен переводчиком Клошечкиной Юлией Дмитриевной

Российская Федерация

Город Москва

Третьего сентября две тысячи двадцать пятого года

Я, Карнаухова Айгуль Энгельсовна, нотариус города Москвы, свидетельствую подлинность подписи переводчика Клошечкиной Юлии Дмитриевны.

Подпись сделана в моем присутствии.

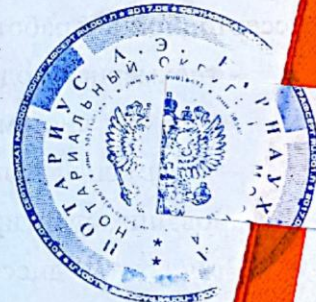
Личность подписавшего документ установлена.

Зарегистрировано в реестре: № 77/236-н/77-2025-12-942

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



А.Э. Карнаухова



Пронумеровано, прошнуровано
и скреплено печатью 2 листа (ов)

Нотариус

П2. Свидетельства о государственной регистрации программы для ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2025664399

**Программа для расчета BER относительного
пространственно-временного кодирования системы
MIMO при наличии рассеивателей**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
"Рязанский государственный радиотехнический
университет имени В.Ф. Уткина" (RU)*

Авторы: *Паршин Александр Юрьевич (RU), Нгуен Ван Хань
(VN)*

Заявка № 2025663325

Дата поступления 27 мая 2025 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 04 июня 2025 г.



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 0692e7c1a6300b154f240f670bca2026
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 10.07.2024 по 03.10.2025

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2025665641

**Программа для моделирования распределения
рассеивателей в трехмерном пространстве для
многоантенной системы**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
"Рязанский государственный радиотехнический
университет имени В.Ф. Уткина" (RU)*

Авторы: *Паршин Александр Юрьевич (RU), Нгуен Ван Хань
(VN)*

Заявка № 2025663319

Дата поступления 27 мая 2025 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 18 июня 2025 г.

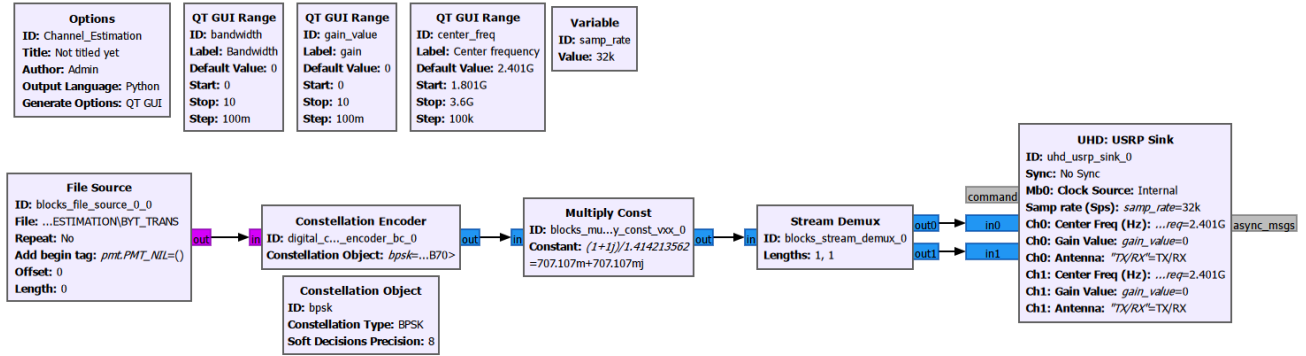


*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

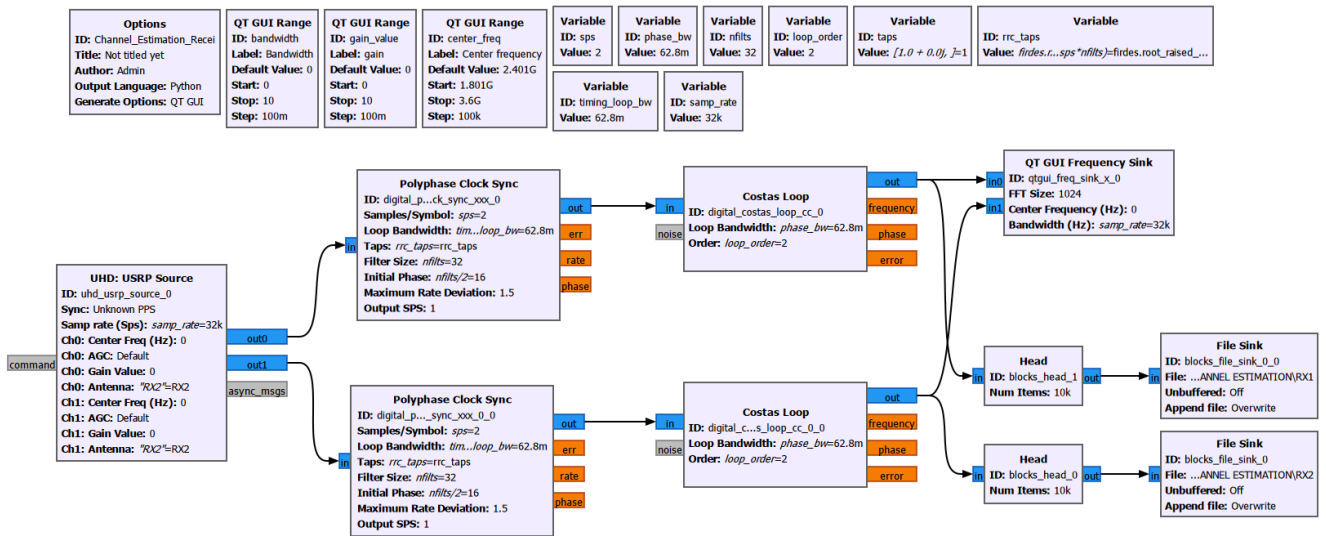
ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 0692e7c1a6300b544240f670bca2026
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 10.07.2024 по 03.10.2025

Ю.С. Зубов

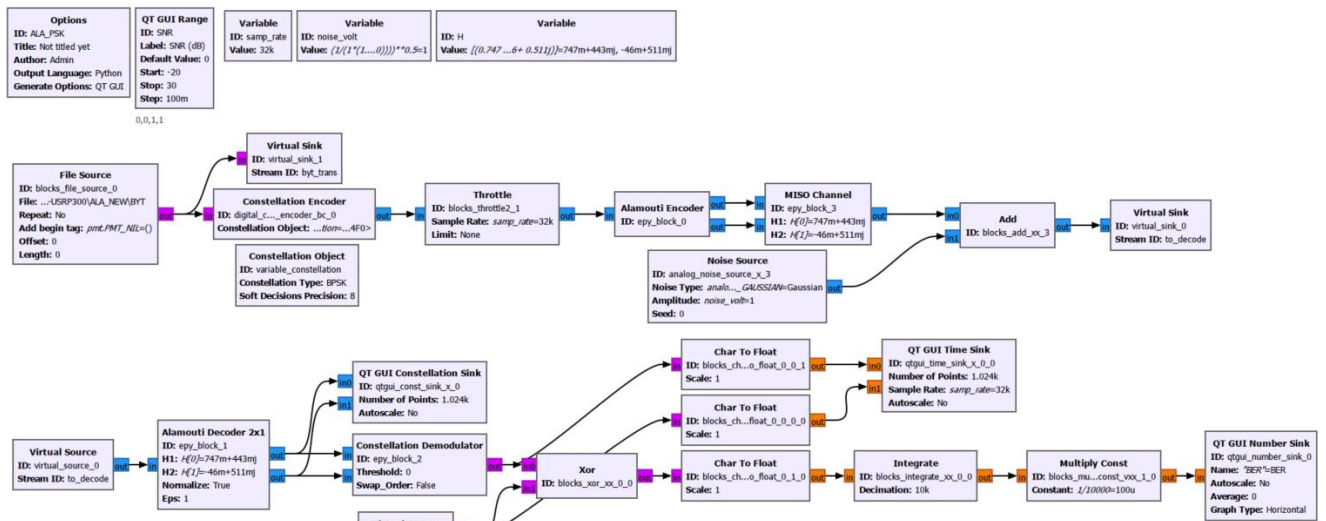
П3. Блок-схемы в среде GNU Radio



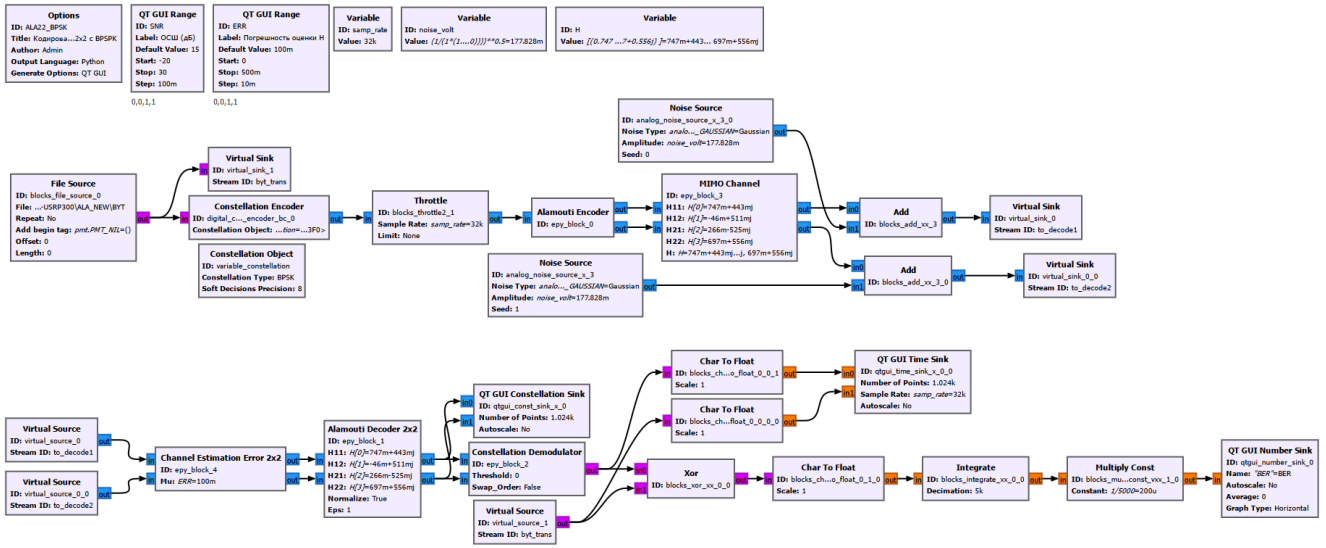
П.3.1 – Схема формирования и передачи пилотных сигналов



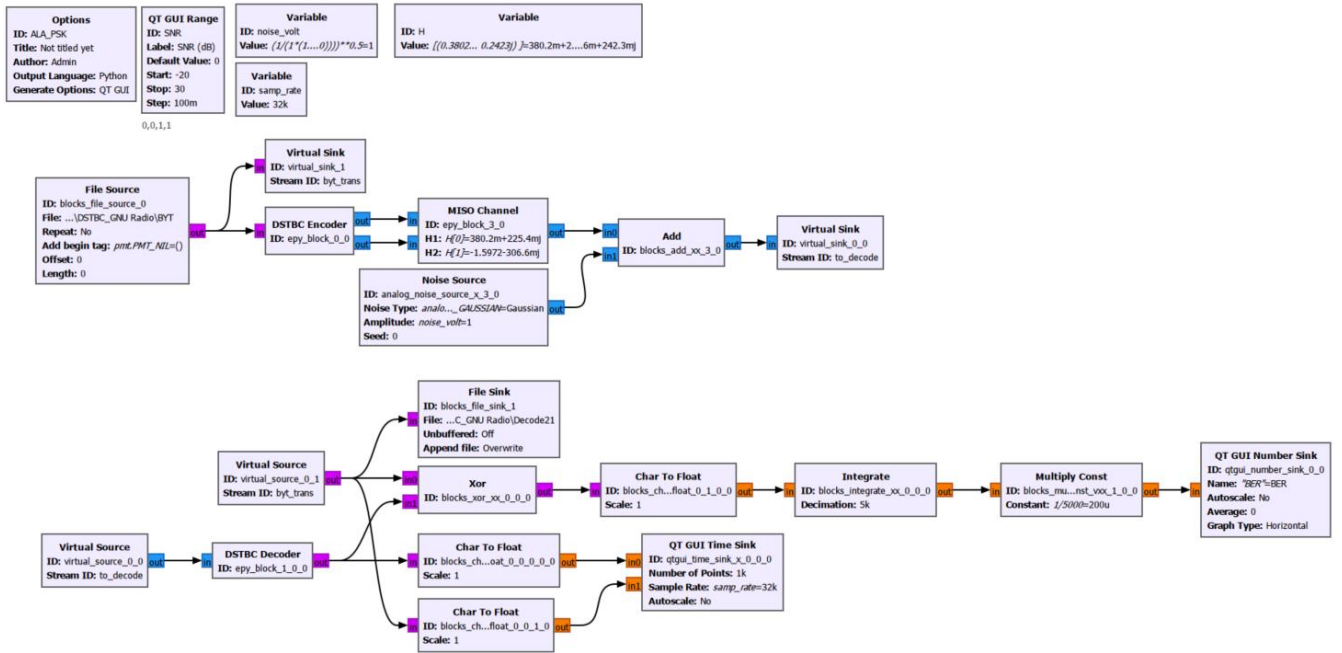
П.3.2 – Блок-схема приемной части для оценки матрицы канала



П.3.3 – Блок-схема кодирования Аламути 2x1 с BPSK-модуляцией



П.3.4 – Блок-схема кодирования Аламути 2x2 с VPSK-модуляцией с учетом погрешности оценки канала



П.3.5 – Блок-схема относительного кодирования 2x2 с VPSK-модуляцией

П4. Листинг программы

Программный код для блока «Alamouti Encoder»

```
import numpy as np
from gnuradio import gr
class alamouti_encoder(gr.sync_block):
    def __init__(self):
        gr.sync_block.__init__(self,
            name="Alamouti Encoder",
            in_sig=[np.complex64],
            out_sig=[np.complex64, np.complex64])
```

```

def work(self, input_items, output_items):
    x = input_items[0]
    n_pairs = len(x) // 2
    if n_pairs == 0:
        return 0
    # Разделяем входные символы на пары
    s0 = x[0::2][:n_pairs]
    s1 = x[1::2][:n_pairs]
    # Формируем сигналы для двух временных тактов
    ant0_t = s0
    ant1_t = s1
    ant0_t1 = -np.conj(s1)
    ant1_t1 = np.conj(s0)
    # Чередуем такты во времени: [t, t+1, t+2, t+3, ...]
    out0 = np.empty(2 * n_pairs, dtype=np.complex64)
    out1 = np.empty(2 * n_pairs, dtype=np.complex64)
    out0[0::2], out0[1::2] = ant0_t, ant0_t1
    out1[0::2], out1[1::2] = ant1_t, ant1_t1
    # Записываем результат в выходные буферы
    n_out = min(len(output_items[0]), len(output_items[1]), 2 * n_pairs)
    output_items[0][:n_out] = out0[:n_out]
    output_items[1][:n_out] = out1[:n_out]
    return 2 * n_pairs

```

Программный код для блока «Alamouti Decoder 2x2»

```

import numpy as np
from gnuradio import gr
class alamouti_decoder_2x2(gr.sync_block):
    def __init__(self,
                 h11=1+0j, h12=0+0j,
                 h21=0+0j, h22=1+0j,
                 normalize=True, eps=1e-12):
        gr.sync_block.__init__(self,
                               name="Alamouti Decoder 2x2",
                               in_sig=[np.complex64, np.complex64],
                               out_sig=[np.complex64, np.complex64]
                               )
        self.h11 = np.complex64(h11)
        self.h12 = np.complex64(h12)
        self.h21 = np.complex64(h21)
        self.h22 = np.complex64(h22)
        self.normalize = bool(normalize)
        self.eps = float(eps)
        self._update_den()
    def _update_den(self):

```

```

self.den = np.float32(
    np.abs(self.h11)**2 + np.abs(self.h12)**2 +
    np.abs(self.h21)**2 + np.abs(self.h22)**2)
def set_h11(self, v): self.h11 = np.complex64(v); self._update_den()
def set_h12(self, v): self.h12 = np.complex64(v); self._update_den()
def set_h21(self, v): self.h21 = np.complex64(v); self._update_den()
def set_h22(self, v): self.h22 = np.complex64(v); self._update_den()
def set_normalize(self, v): self.normalize = bool(v)
def work(self, input_items, output_items):
    y1 = input_items[0] # RX1 stream
    y2 = input_items[1] # RX2 stream
    s1o = output_items[0]
    s2o = output_items[1]
    n_pairs = min(len(y1), len(y2)) // 2
    if n_pairs <= 0:
        return 0
    # Разделяем входные потоки на чётные и нечётные отсчёты (t и t+1)
    y11 = y1[0::2][:n_pairs]
    y12 = y1[1::2][:n_pairs]
    y21 = y2[0::2][:n_pairs]
    y22 = y2[1::2][:n_pairs]
    # Линейная комбинация по формуле Аламоути
    s1_hat = (np.conj(self.h11)*y11 + self.h12*np.conj(y12) +
              np.conj(self.h21)*y21 + self.h22*np.conj(y22))
    s2_hat = (np.conj(self.h12)*y11 - self.h11*np.conj(y12) +
              np.conj(self.h22)*y21 - self.h21*np.conj(y22))
    # Нормировка (опционально)
    if self.normalize:
        den = max(self.den, self.eps)
        s1_hat = s1_hat / den
        s2_hat = s2_hat / den
    s1o[:n_pairs] = s1_hat.astype(np.complex64)
    s2o[:n_pairs] = s2_hat.astype(np.complex64)
    return 2 * n_pairs

```

Программный код для блока «Channel Estimation Error 2x2»

```

import numpy as np
from gnuradio import gr
class blk(gr.sync_block):
    def __init__(self, mu=0.1):
        gr.sync_block.__init__(
            self,
            name='Channel Estimation Error 2x2',
            in_sig=[np.complex64, np.complex64], # RX1, RX2
            out_sig=[np.complex64, np.complex64] # RX1_hat, RX2_hat )

```

```

self.mu = mu
def work(self, input_items, output_items):
    x1 = input_items[0]
    x2 = input_items[1]
    N = len(x1)
    # Генерация комплексных гауссовых ошибок
    e1 = (np.random.randn(N) + 1j * np.random.randn(N)) / np.sqrt(2)
    e2 = (np.random.randn(N) + 1j * np.random.randn(N)) / np.sqrt(2)
    # Применение модели ошибки оценки канала
    y1 = np.sqrt(1 - self.mu) * x1 + np.sqrt(self.mu) * e1
    y2 = np.sqrt(1 - self.mu) * x2 + np.sqrt(self.mu) * e2
    output_items[0][:] = y1
    output_items[1][:] = y2
    return N

```

Программный код для блока «DSTBC Encoder»

```

import numpy as np
from gnuradio import gr
class dstbc_encoder(gr.sync_block):
    def __init__(self):
        gr.sync_block.__init__(
            self,
            name='DSTBC Encoder',
            in_sig=[np.uint8],
            out_sig=[np.complex64, np.complex64] # ant1, ant2)
        self.state = np.eye(2, dtype=complex) # S[k-1]
        self.buffer = []
    def work(self, input_items, output_items):
        in0 = input_items[0]
        out1 = output_items[0] # ant1
        out2 = output_items[1] # ant2
        n_pairs = len(in0) // 2
        if n_pairs == 0:
            return 0
        bits = in0[:2*n_pairs]
        ant1 = []
        ant2 = []
        for i in range(n_pairs):
            b1, b2 = bits[2*i], bits[2*i+1]
            s = np.exp(1j * np.pi * b1)
            t = np.exp(1j * np.pi * b2)
            X = np.array([[s, -np.conj(t)],
                          [t, np.conj(s)]], dtype=complex) / np.sqrt(2)
            S_curr = self.state @ X
            ant1.extend([S_curr[0,0], S_curr[0,1]])

```

```

    ant2.extend([S_curr[1,0], S_curr[1,1]])
    self.state = S_curr
N = len(ant1)
out1[:N] = ant1
out2[:N] = ant2
return N

```

Программный код для блока «DSTBC Decoder»

```

# dstbc_decoder.py
import numpy as np
from gnuradio import gr
class dstbc_decoder(gr.sync_block):
    def __init__(self):
        gr.sync_block.__init__(
            self,
            name='DSTBC Decoder',
            in_sig=[np.complex64],
            out_sig=[np.uint8])
        # Сохраняем предыдущий принятый сигнал для дифференциального сравнения
        self.y_prev = np.array([1.0 + 0.0j, 0.0 + 0.0j])
        self.first = True
        # Формируем набор из 4 возможных информационных матриц (BPSK)
        self.St11 = [0, 0, 1, 1] # первый бит
        self.St22 = [0, 1, 0, 1] # второй бит
        self.X_list = []
        for i in range(4):
            s = np.exp(1j * np.pi * self.St11[i]) # BPSK: 0 → +1, 1 → -1
            t = np.exp(1j * np.pi * self.St22[i])
            X = np.array([[s, -np.conj(t)],
                          [t, np.conj(s)]], dtype=complex) / np.sqrt(2)
            self.X_list.append(X)
    def work(self, input_items, output_items):
        in0 = input_items[0] # входной поток: [y1_t1, y1_t2, y2_t1, y2_t2, ...]
        out = output_items[0] # выходные биты
        n_samples = len(in0)
        if n_samples < 2:
            return 0
        n_blocks = n_samples // 2
        bits_out = []
        for i in range(n_blocks):
            # Формируем вектор текущего сигнала (два такта)
            y_curr = np.array([in0[2*i], in0[2*i + 1]])
            # Вычисляем метрики для всех 4 возможных матриц
            metrics = [
                np.linalg.norm(y_curr - (self.y_prev @ X))**2

```

```
    for X in self.X_list ]  
    # Выбираем наиболее вероятную матрицу  
    best_idx = np.argmin(metrics)  
    bits_out.extend([int(self.St11[best_idx]), int(self.St22[best_idx])])  
    # Обновляем опорный сигнал  
    self.y_prev = y_curr  
    # Записываем результат  
    n_bits = len(bits_out)  
    out[:n_bits] = bits_out  
    return n_bits
```