

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО СВЯЗИ
Ордена Трудового Красного Знамени
федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Московский технический университет связи и информатики»

На правах рукописи

Бен Режеб Тауфик Бен Камель

**ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ
СИГНАЛОВ ДЛЯ МНОГОПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКИХ СИСТЕМ
БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ С НЕСКОЛЬКИМИ ПЕРЕДАЮЩИМИ И
НЕСКОЛЬКИМИ ПРИЕМНЫМИ АНТЕННАМИ**

Специальность 05.12.13 - Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель
доктор технических наук,
профессор Крейнделин В.Б.

Москва, 2018

ОГЛАВЛЕНИЕ

ОГЛАВЛЕНИЕ	2
ВВЕДЕНИЕ.....	4
1 ИССЛЕДОВАНИЕ И АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ АЛГОРИТМОВ ПРЕКОДИРОВАНИЯ ДЛЯ МНОГОПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКИХ СИСТЕМ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ С НЕСКОЛЬКИМИ ПЕРЕДАЮЩИМИ И НЕСКОЛЬКИМИ ПРИЕМНЫМИ АНТЕННАМИ	11
1.1 Математическая модель системы связи с прекодированием.....	11
1.2 Методы получения передатчиком информации о состоянии канала связи.....	14
1.2.1 Полная информация о состоянии канала связи	14
1.2.2 Модель Кронекера.....	16
1.2.3 Квантование информации о состоянии канала связи	19
1.3 Обзор известных алгоритмов прекодирования для многопользовательских систем связи	25
1.3.1 Метод блочной диагонализации	25
1.3.2 Линейный алгоритм прекодирования для многопользовательских систем CLTD.....	29
1.4 Выводы.....	35
2 РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ПРЕКОДИРОВАНИЯ ДЛЯ МНОГОПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКИХ СИСТЕМ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ С ВРЕМЕННЫМ ДУПЛЕКСОМ.....	36
2.1 Разработка итерационного алгоритма вычисления прекодирующей матрицы	36
2.2 Сравнительный анализ разработанного алгоритма прекодирования и алгоритма прекодирования на основе метода MMSE.....	42
2.3 Выводы.....	50
3 РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ПРЕКОДИРОВАНИЯ ДЛЯ МНОГОПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКИХ СИСТЕМ С ЧАСТОТНЫМ ДУПЛЕКСОМ.....	51
3.1 Синтез кодовых книг с использованием грассманианов	54
3.2 Алгоритм прекодирования для многопользовательских систем связи с абонентскими терминалами, оснащенными одной антенной	57
3.3 Алгоритм прекодирования для многопользовательских систем связи с абонентскими терминалами, оснащенными несколькими антеннами	62

3.4	Результаты компьютерного моделирования.....	67
3.5	Выводы.....	83
4	ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК РАЗРАБОТАННЫХ АЛГОРИТМОВ И ОЦЕНКА ПОТЕНЦИАЛЬНОГО ВЫИГРЫША ОТ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ	84
4.1	Применение полученного выигрыша в помехоустойчивости для повышения средней пропускной способности	85
4.2	Применение полученного выигрыша в спектральной области для повышения пропускной способности	87
4.3	Выводы.....	92
	ЗАКЛЮЧЕНИЕ	94
	СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ	96
	СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	98
	Приложение 1. Дополнительные сведения из линейной алгебры.....	110
	Приложение 2. Режимы работы систем многоантенных систем	114
	Приложение 3. Акты о внедрении и использовании результатов диссертационной работы	119
	Приложение 4. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ.....	123

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования. Требования к современным системам беспроводной связи постоянно возрастают, что обусловлено повышающимися потребностями пользователей мультимедийных услуг, предоставляемых операторами связи. Высокие показатели пропускной способности — одно из главных требований к современным системам беспроводной связи [53]. В условиях ограниченного частотного ресурса затруднительно обеспечить широкополосные высокопроизводительные каналы доступа для передачи больших объемов данных путем расширения их частотных диапазонов.

Ограничения частотного ресурса вынуждают разрабатывать и применять новые технологии для увеличения пропускной способности, помехоустойчивости, спектральной и энергетической эффективности. Одна из таких — технология многоантенных систем ММО подразумевает наличие нескольких антенн на передающей стороне и нескольких антенн на приёмной стороне для организации множества пространственных каналов связи [2, 3]. Применение технологии ММО позволяет значительно увеличить пропускную способность по сравнению с классической системой SISO [45] (Single-Input Single-Output) с одной передающей и одной приемной антенной. В 1999 году Эмр Телатар вывел аналитическое выражение для пропускной способности системы связи с несколькими передающими и несколькими приемными антеннами [1], из которого следует, что пропускная способность системы связи растет пропорционально числу, минимальному из числа передающих и числа приемных антенн. Значительное увеличение пропускной способности с помощью технологии ММО легло в основу радиointерфейсов современных систем мобильной связи LTE/LTE-Advanced и систем радиодоступа 802.11n/802.11ac/802.11ad [33, 43, 83].

Технология ММО также применяется для организации многопользовательских каналов или, так называемых, многопользовательских систем MU-MМО

(Multiuser MIMO). В системах MU-MIMO базовая станция, оснащенная несколькими передающими антеннами, одновременно взаимодействует с несколькими абонентскими терминалами, каждый из которых оснащен одной или более антеннами. Особенностью таких систем является одновременное взаимодействие всех абонентов системы с базовой станцией с помощью одних частотно-временных ресурсов, что должно учитываться разработчиками в процессе синтеза алгоритмов обработки сигналов.

Для подавления межпользовательской интерференции в многопользовательских системах с технологией MIMO применяются алгоритмы предварительной обработки сигналов, основанные на априорной информации о состоянии радиоканала. Применение таких алгоритмов посредством прекодеров позволяет формировать на передающей стороне весовые коэффициенты для разделения передаваемых сигналов и перераспределения выходной мощности передающего устройства между пространственными каналами для повышения эффективности передачи информации. Функционирование многопользовательских систем MIMO без прекодирования стороне базовой станции практически невозможно. Многопользовательские помехи в пространственных каналах пользователей приводит к наложению сигналов множества абонентов, из-за чего становится невозможным достоверный прием сигналов на стороне абонентских терминалов.

Известны алгоритмы прекодирования для многопользовательских систем, позволяющие бороться с межпользовательской интерференцией с различной эффективностью [3, 18, 20, 21, 6]. Задачей прекодера является вычисление матрицы, состоящей из весовых коэффициентов, применение которой на передающей стороне позволит каждому абоненту выделить вектор предназначенных ему символов среди общего потока символов, поступающих с передающих антенн базовой станции. Вычисление наиболее эффективной прекодирующей матрицы может быть выполнено линейными и нелинейными методами, поэтому известные алгоритмы можно разделить на линейные и нелинейные.

Наилучшими характеристиками среди известных нелинейных алгоритмов прекодирования обладает прекодер Томлинсона-Харашимы THP (Tomlinson-

Narashima Precoding) [4, 21, 70, 73], построенный на принципе «письма на грязной бумаге» DPC [2]. Прекодер Томлинсона-Харашимы позволяет значительно повысить помехоустойчивость системы связи, но его применение затруднительно по причине высокой вычислительной сложности. Среди линейных алгоритмов прекодирования известно множество решений, подробно рассмотренных в [5, 6, 7, 9, 15, 21, 38, 41, 42, 44, 48, 52, 55, 56, 57, 68, 71, 98, 99, 100]. Линейные алгоритмы прекодирования менее эффективны, но обладают низкой вычислительной сложностью, что позволяет легко применять их в системах связи с высокой пропускной способностью, где необходимо применение быстрых алгоритмов обработки сигналов по причине очень короткой длительности каждого передаваемого информационного символа.

Степень разработанности темы. Вопросам повышения пропускной способности многопользовательских систем беспроводной связи с технологией MIMO посвящено большое количество научных работ, среди которых следует отметить работы российских и зарубежных ученых: А.М. Шломы, Ю.С. Шинакова, М.А. Быховского, М.Г. Бакулина, В.П. Волчкова, Ю.Б. Нечаева, К. Zu, М. Ben Zid, A. Lee Swindlehurst, T.N. Davidson, R.A. Pitaval, G. Tsoulos, A Sibille, C. Oestges, A. Zanella, D.J. Love, N. Jindal, R.W. Heath Jr, A.Goldsmith. и др. Большинство работ посвящено анализу известных алгоритмов прекодирования, вопросам повышения помехоустойчивости и пропускной способности систем связи с помощью применения новых процедур вычисления прекодирующих матриц. Рассматриваются различные способы организации каналов обратной связи для передачи необходимой для прекодера информации о состоянии канала. Анализ опубликованных работ показывает безусловную актуальность исследований в области разработки эффективных алгоритмов прекодирования.

Целью работы является повышение пропускной способности многопользовательских систем беспроводной связи с технологией MIMO посредством применения эффективных алгоритмов прекодирования.

Решаемые задачи. Для достижения цели в настоящей работе решаются следующие задачи:

1. Анализ эффективности известных алгоритмов прекодирования, предназначенных для многопользовательских систем MU-MIMO;
2. Разработка новых алгоритмов прекодирования для повышения средней пропускной способности многопользовательских систем MIMO;
3. Исследование возможных путей уменьшения полосы частот канала обратной связи для организации высокоскоростного «нисходящего» канала передачи данных в многопользовательских системах MU-MIMO;
4. Разработка нового алгоритма прекодирования с низкоскоростным каналом обратной связи.

Научная новизна.

1. Разработан новый алгоритм прекодирования для систем MU-MIMO с временным дуплексом, позволяющий повысить энергетическую эффективность системы без использования выделенного канала обратной связи.
2. Разработан новый алгоритм прекодирования на основе векторного квантования информации о состоянии канала для систем MU-MIMO с одноантенными абонентскими терминалами и частотным дуплексом, позволяющий повысить энергетическую эффективность системы и значительно снизить объём данных, передаваемых по каналу обратной связи.
3. Разработан новый алгоритм прекодирования на основе матричного квантования информации о состоянии канала для систем MU-MIMO с многоантенными абонентскими терминалами и частотным дуплексом, позволяющий значительно снизить объём данных, передаваемых по каналу обратной связи.

Теоретическая и практическая значимость работы заключается в разработке модели многопользовательской системы связи с технологией многоантенных систем MIMO и разработке на ее основе новых алгоритмов прекодирования.

Практическая значимость работы заключается в разработке и программной реализации алгоритмов прекодирования для приёмопередатчиков систем связи с технологией MIMO, которые могут быть использованы в технике связи.

Использование и внедрение результатов работы. Результаты диссертационной работы в части разработки алгоритма прекодирования для многопользова-

тельских систем беспроводной связи с временным дуплексом и разработки алгоритма прекодирования для многопользовательских систем с дискретным каналом обратной связи и абонентскими станциями с одной антенной были использованы и внедрены при доработке системы связи АСУ «Акация-Э» под структуру управления заказчика в рамках контракта от 18.11.2015 г. № Р/1201202251184, выполняемого АО «Концерн «Системпром».

Результаты диссертационных исследований и разработки алгоритмов обработки сигналов внедрены в учебный процесс МТУСИ в дисциплине «Моделирование инфокоммуникационных систем». Издан лабораторный практикум «Моделирование инфокоммуникационных систем», содержащий 5 лабораторных работ, посвященных моделированию систем беспроводной связи с технологией ММО.

Практическую ценность полученных результатов подтверждают соответствующие документы.

Копии актов о внедрении и использовании результатов работы включены в приложение 3.

Методы исследований. Для решения поставленных в диссертации задач были использованы методы линейной алгебры [86-90], статистической радиотехники [74-76], теории связи [58, 77, 78, 79, 80, 84, 85, 94, 95], теории вероятностей [90-92], теории фильтрации [79], статистического моделирования [81, 82, 93].

Положения, выносимые на защиту.

1. Алгоритм А1 для систем MU-MIMO имеет выигрыш по помехоустойчивости 6 дБ по сравнению с известным алгоритмом прекодирования с замкнутой петлей обратной связи CLTD для многопользовательского канала с релеевскими коррелированными замираниями при антенной конфигурации 4x2x2. Применение алгоритма А1 позволяет увеличить пропускную способность пользовательского канала связи в среднем на 20% по сравнению с известным алгоритмом CLTD.

2. Алгоритм прекодирования с квантованной оценкой канала для систем MU-MIMO с одноантенными абонентскими терминалами и частотным дуплексом A2 имеет выигрыш по помехоустойчивости 1-3 дБ по сравнению с известным алгоритмом прекодирования MMSE для многопользовательского канала с релейскими коррелированными замираниями при антенной конфигурации 4x4x1. Для системы MU-MIMO 4x4x1 алгоритм A2 позволяет сократить объём передаваемых данных по каналу обратной связи до 6 бит, что в 10 раз меньше по сравнению со случаем передачи полной информации о состоянии канала.
3. Алгоритм прекодирования с квантованной оценкой канала для систем MU-MIMO с многоантенными абонентскими терминалами A3 имеет выигрыш по помехоустойчивости 1-3 дБ по сравнению с известным алгоритмом прекодирования MMSE для многопользовательского канала с релейскими коррелированными замираниями при антенной конфигурации 4x2x2. Для системы MU-MIMO 4x2x2 алгоритм A3 позволяет снизить количество бит для представления информации о состоянии канала многоантенного абонентского терминала до 4 бит, что в 32 раза меньше по сравнению со случаем передачи полной информации о состоянии канала.

Личный вклад. В опубликованные научные труды диссертантом внесен основной вклад, касающийся разработки моделей, алгоритмов, их реализации и исследования. Вклад соавторов ограничивался постановкой задач на исследования и обсуждением результатов.

Достоверность. Достоверность результатов диссертационной работы подтверждается корректностью применения математического аппарата и согласованностью результатов, полученных с помощью разработанных методик, с результатами теоретического анализа и имитационного моделирования. Полученные результаты обсуждались со специалистами на научных конференциях.

Апробация результатов работы. Основные результаты диссертационной работы обсуждались и получили одобрение на следующих научных конференциях: Международная конференция «Телекоммуникационные и вычислительные

системы», Москва, 2014; Международная конференция "Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий – РЭУС-2015", Москва, 2015; Международная научно-техническая конференция «Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения «INTERMATIC-2015», Москва, 2015 г.; Международная научно-техническая конференция «Перспективные технологии в средствах передачи информации», Владимир, 2015; Международная отраслевая научная конференция “Технологии информационного общества”, Москва, 2016; Международная конференция "DSPА-2017", Москва, 2017; Международная конференция «2018 Systems of signals generating and processing in the field of on board communications», Москва, 2018.

Публикации. Основные положения диссертации опубликованы в ведущих рецензируемых научно-технических журналах, входящих в Перечень ВАК (3 работы), а также в журналах, рецензируемых в базе данных Scopus (2 работы), в материалах международных и отраслевых конференций. Получено свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ. Всего опубликовано 13 работ.

Структура и объем работы. Диссертация содержит 123 страницы текста, иллюстрируется 39 рисунками и 15 таблицами и состоит из списка сокращений, введения, четырех глав, заключения, списка литературы и четырех приложений. Список литературы состоит из 101 наименования. Приложения содержат 13 страниц, в том числе акты, подтверждающие внедрение и использование результатов диссертационных исследований.

1 ИССЛЕДОВАНИЕ И АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ АЛГОРИТМОВ ПРЕКОДИРОВАНИЯ ДЛЯ МНОГОПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКИХ СИСТЕМ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ С НЕСКОЛЬКИМИ ПЕРЕДАЮЩИМИ И НЕСКОЛЬКИМИ ПРИЕМНЫМИ АНТЕННАМИ

1.1 Математическая модель системы связи с прекодированием

В системах беспроводной связи может быть несколько абонентских терминалов и несколько базовых станций, например, несколько абонентских терминалов могут взаимодействовать с одной базовой станцией, оснащенной несколькими антеннами. Абонентские терминалы, в свою очередь, также могут иметь несколько приемопередающих антенн. На рисунке 1 отображены основные сценарии многопользовательского доступа, реализуемые в системах беспроводной связи [22].

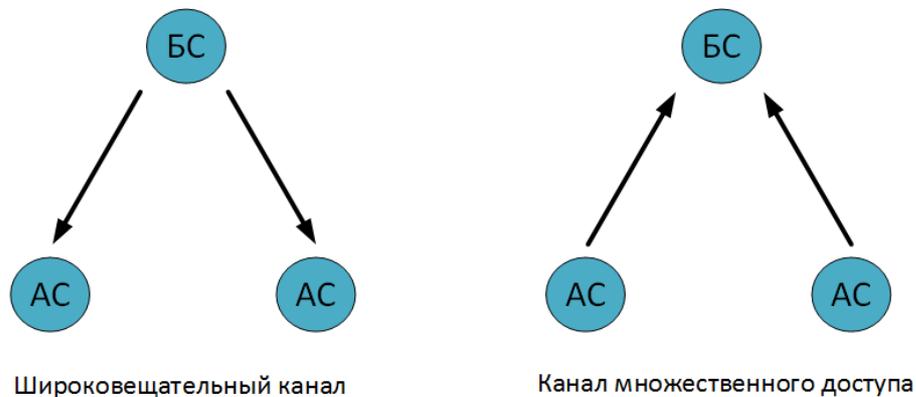


Рисунок 1. Возможные сценарии в многопользовательских системах.

В случае однопользовательского канала взаимодействие происходит между одной базовой станцией и одним абонентским терминалом. В случае широковещательного канала происходит передача индивидуальной информации базовой станцией для каждого абонентского терминала. В таком случае возникает интерференция между различными потоками данных, устранение которой возможно с помощью предварительной обработки сигналов на передающей стороне. Такая

модель многопользовательского канала чаще всего встречается в системах сотовой и спутниковой связи. Модель канала множественного доступа предполагает взаимодействие нескольких абонентских терминалов с одной базовой станцией, например, в случае нескольких восходящих потоков от мобильных устройств к базовой станции сети сотовой связи.

Рассмотрим многопользовательскую систему MU-MIMO с использованием пространственного разделения каналов SDMA (Приложение 2) [2], состоящую из базовой станции, оснащенной несколькими приёмопередающими антеннами, и нескольких абонентских терминалов, каждый из которых имеет одну приёмопередающую антенну.

Введем следующие обозначения: N — количество антенн базовой станции; k — порядковый номер абонента системы ($k = 1, 2, \dots, K$); K — общее количество абонентов многопользовательской системы; \mathbf{h}_k — комплексный вектор канала размерности $1 \times N$, компоненты вектора \mathbf{h}_k являются комплексными множителями канала между приёмной антенной k -го абонентского терминала и передающими антеннами базовой станции; $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1^T \quad \mathbf{h}_2^T \quad \dots \quad \mathbf{h}_K^T]^T$ — общая матрица канала размерности $K \times N$, состоящая из векторов-строк \mathbf{h}_k , состоящих из комплексных передаточных коэффициентов между антеннами базовой станции и антенной абонентского терминала; $\mathbf{T} = [\mathbf{t}_1 \quad \mathbf{t}_2 \quad \dots \quad \mathbf{t}_K]$ — прекодирующая матрица базовой станции размерности $N \times K$, состоящая из векторов-столбцов \mathbf{t}_k , каждый из которых содержит весовые коэффициенты для передачи сигнала, излучаемого антеннами базовой станции для k -го пользователя. Структура общей прекодирующей матрицы базовой станции, состоящей из прекодирующих векторов, отображена на рисунке 2.

Модель сигнала в системе MU-MIMO может быть представлена в следующей форме:

$$\mathbf{y} = \mathbf{HTs} + \mathbf{n}, \quad (1)$$

где \mathbf{y} — сигнал в канале MU-MIMO, представленный вектором-столбцом размерности $N \times 1$; \mathbf{n} — вектор гауссовского шума размерности $K \times 1$, имеющий нулевое математическое ожидание и дисперсию $2\sigma_n^2$.

Сигнал на входе приемника k -го пользователя можно представить в виде [2, 3, 21]:

$$y_k = \mathbf{h}_k \mathbf{t}_k s_k + \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{h}_k \mathbf{t}_j s_j + n_k, \quad (2)$$

где, s_k — символ, передаваемый от базовой станции к k -тому абонентскому терминалу; n_k — шум на входе приёмника k -го абонентского терминала, представленный гауссовской случайной величиной с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $2\sigma_n^2$.

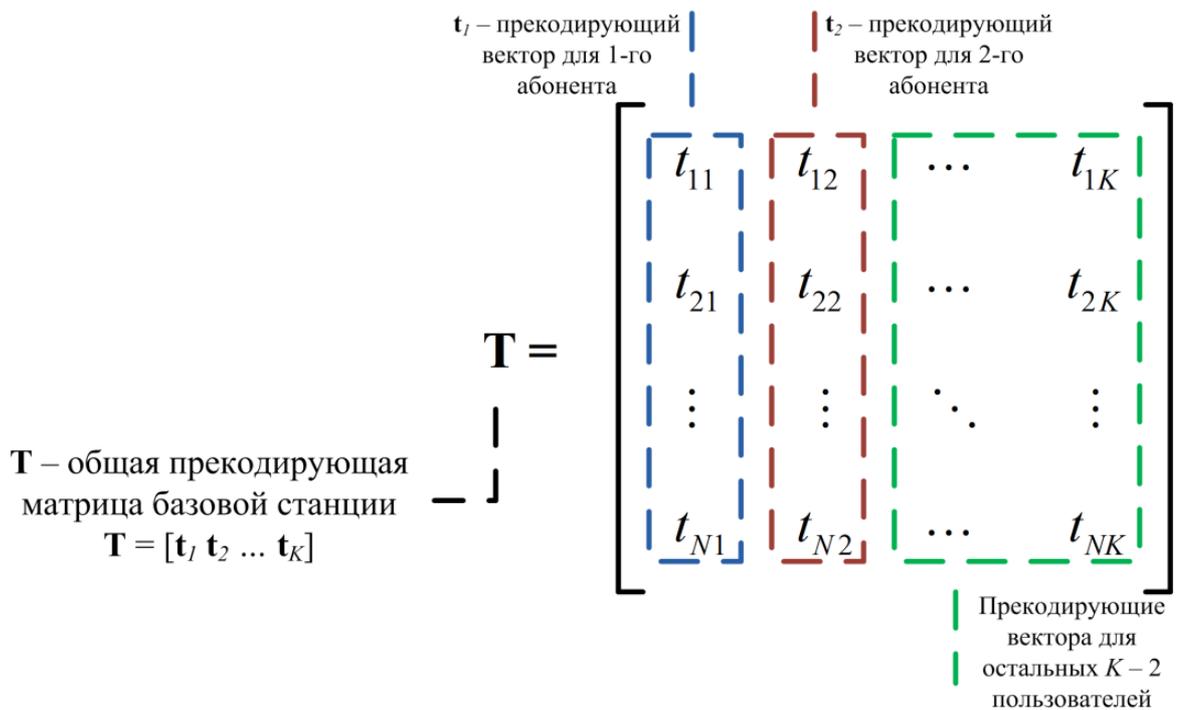


Рисунок 2. Структура прекодирующей матрицы базовой станции.

Для вычисления прекодирующей матрицы на передающей стороне необходима информация о состоянии канала от всех абонентских терминалов многопользовательской системы (рисунок 3) [3, 14, 47, 52].

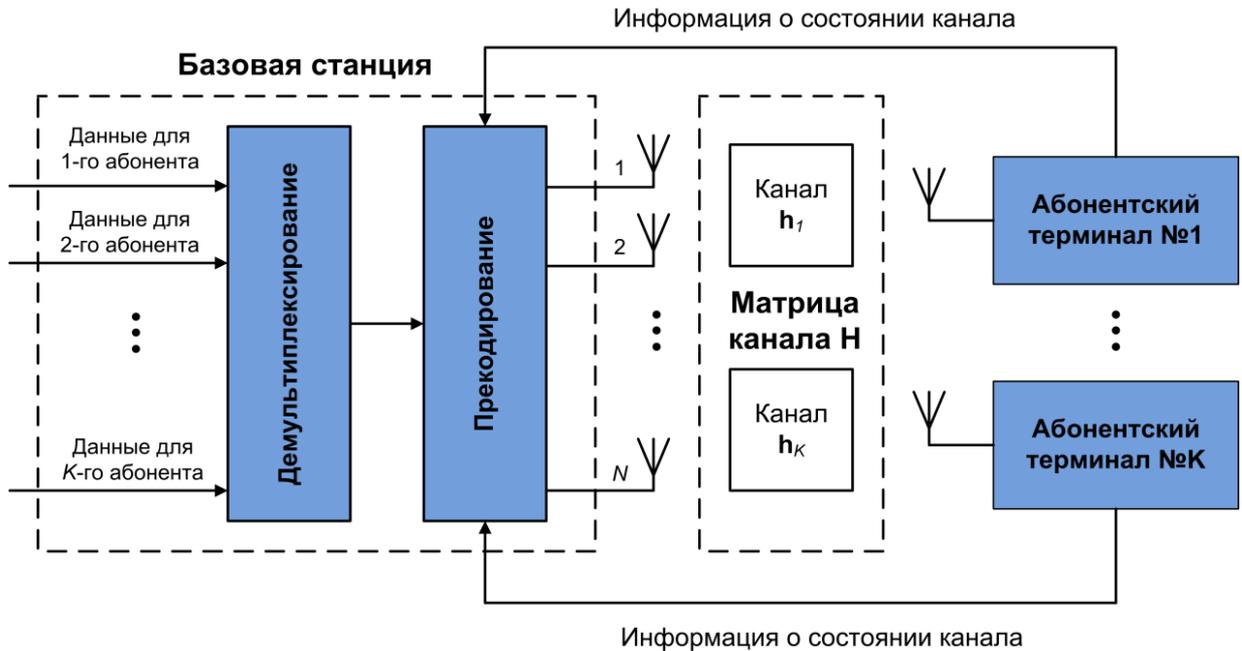


Рисунок 3. Система MU-MIMO с прекодированием.

1.2 Методы получения передатчиком информации о состоянии канала связи

1.2.1 Полная информация о состоянии канала связи

Предварительная обработка сигналов на передающей стороне осуществляется на основе матрицы оценки канала, состоящей из комплексных множителей канала между передающими антеннами базовой станции и приемными антеннами абонентского терминала, полученной на приёмной стороне. Наличие информации о состоянии канала на передающей стороне CSIT может быть обеспечено двумя различными способами, в зависимости от способа организации дуплексного канала между базовой станцией и абонентскими терминалами [2, 72].

Если дуплексный канал связи организован с помощью временного разделения каналов, становится возможным применение принципа взаимности передающего и приемного трактов для информирования базовой станции о состоянии канала на стороне абонента (рисунок 4) [2].

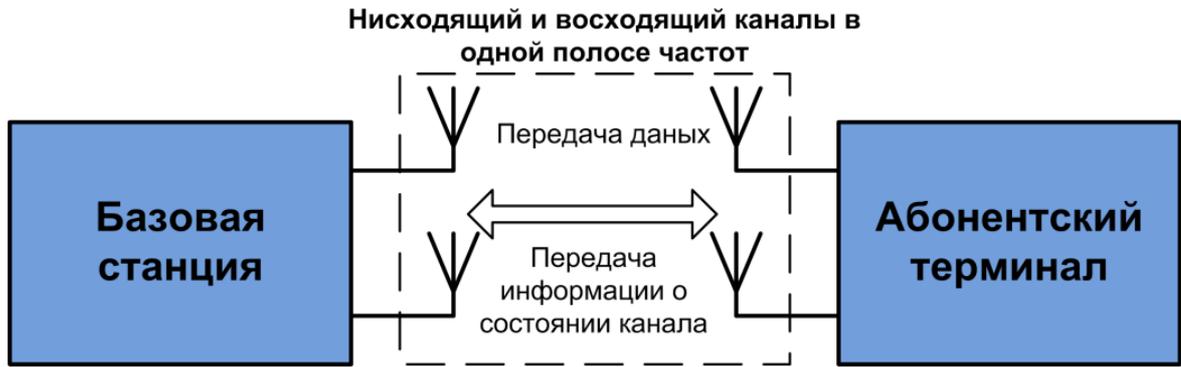


Рисунок 4. Иллюстрация принципа взаимности в системах с временным разделением каналов.

Принцип взаимности предполагает следующее соотношение между информацией о состоянии канала на приёмной и передающей стороне [2, 15, 51]:

$$\mathbf{H}_{\text{BC} \rightarrow \text{AT}} = \mathbf{H}_{\text{AT} \rightarrow \text{BC}}^T, \quad (3)$$

где $\mathbf{H}_{\text{BC} \rightarrow \text{AT}}$ — матрица канала по направлению от базовой станции к абонентскому терминалу, $\mathbf{H}_{\text{AT} \rightarrow \text{BC}}$ — матрица канала по направлению от абонентского терминала к базовой станции.

Для реализации принципа взаимности необходимо, чтобы «нисходящий» и «восходящий» каналы работали в одной полосе частот и почти одновременно. При этом временное рассогласование Δ_t между передачей информации по «нисходящему» и «восходящему» каналам должно быть намного меньше интервала корреляции замираний $\tau_{\text{согг}}$ [2]:

$$\Delta_t \ll \tau_{\text{согг}}. \quad (4)$$

Для частотной области рассогласование по частоте Δ_f между «нисходящим» и «восходящим» каналами должно быть намного меньше ширины полосы частотной когерентности F_c канала связи [2]:

$$\Delta_f \ll F_c. \quad (5)$$

Если дуплексный канал связи организован с помощью частотного разделения каналов FDD, то реализация принципа взаимности становится невозможной из-за большой разности характеристик «нисходящего» и «восходящего» каналов. В та-

ком случае необходима организация отдельного канала обратной связи от абонентских терминалов (рисунок 5) [21].

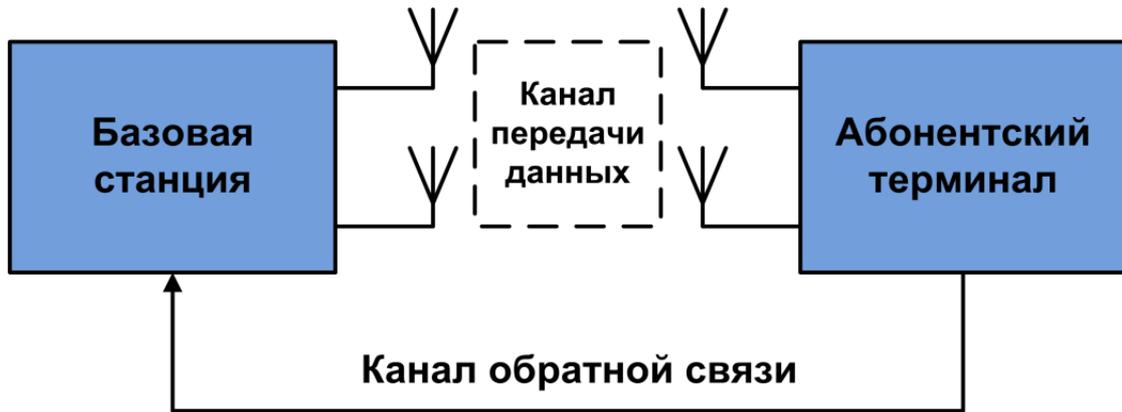


Рисунок 5. Организация отдельного канала обратной связи для передачи информации о состоянии канала.

На стороне абонентского терминала производится оценивание матрицы канала, после чего она передается на сторону базовой станции с помощью отдельного канала, организованного с помощью выделенных частотных ресурсов. Несмотря на выделенный канал обратной связи, эффективное применение информации о состоянии канала на стороне базовой станции возможно только в случае, если временная задержка в канале обратной связи относительно невелика по сравнению с интервалом корреляции замираний в канале передачи данных. Организация такого канала обратной связи требует ресурсов (временных интервалов или частотных диапазонов), которые, либо ограничены, либо максимально используются для организации каналов передачи информации. Так как наличие управляющих каналов обратной связи является обязательным условием при использовании процедуры прекодирования, то актуальной задачей является поиск путей снижения количества затрачиваемых ресурсов (временных или частотных) для организации таких каналов.

1.2.2 Модель Кронекера

Пространственная корреляция замираний, в большинстве случаев вызванная близким расположением антенн, значительно влияет на помехоустойчивость и

пропускную способность. Корреляция сигналов различных антенн появляется в случае, если расстояние между антеннами меньше, чем несколько десятков длин волн. Матрица канала \mathbf{H} , состоящая из комплексных коэффициентов передачи канала между передающими антеннами базовой станции и приёмными антеннами абонентского терминала, является матрицей некоррелированного релейского канала связи ММО размерности $K \times N$. Известна модель коррелированного канала связи ММО [2, 3, 21, 59, 60, 61]:

$$\mathbf{H}_{corr} = \mathbf{R}_r^{1/2} \mathbf{H}_0 \mathbf{R}_t^{1/2}, \quad (6)$$

где $(\)^{1/2}$ — операция вычисления квадратного корня из матрицы; \mathbf{R}_t — корреляционная матрица на передаче размерности $N \times N$; \mathbf{H} — матрица некоррелированного релейского канала связи ММО размерности $K \times N$; \mathbf{R}_r — корреляционная матрица на приёме размерности $K \times K$. Матрицы \mathbf{R}_t и \mathbf{R}_r — положительно определенные эрмитовы матрицы с единицами на главной диагонали.

Между корреляционными матрицами \mathbf{R} , \mathbf{R}_t и \mathbf{R}_r имеет место соотношение [2]:

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_t^T \otimes \mathbf{R}_r, \quad (7)$$

где знак \otimes используется для обозначения кронекерова умножения матриц [86, 87].

Исходя из расстояния между элементами передающих и приёмных антенн, корреляционные матрицы могут быть представлены в следующей форме [2]:

$$\mathbf{R}_t = \begin{bmatrix} 1 & \rho_t & \rho_t^4 & \dots & \rho_t^{(N-1)^2} \\ \rho_t & 1 & \rho_t & \dots & \vdots \\ \rho_t^4 & \rho_t & 1 & \dots & \rho_t^4 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \rho_t \\ \rho_t^{(N-1)^2} & \dots & \rho_t^4 & \rho_t & 1 \end{bmatrix}; \quad (8)$$

$$\mathbf{R}_r = \begin{bmatrix} 1 & \rho_r & \rho_r^4 & \dots & \rho_r^{(N-1)^2} \\ \rho_r & 1 & \rho_r & \dots & \vdots \\ \rho_r^4 & \rho_r & 1 & \dots & \rho_r^4 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \rho_r \\ \rho_r^{(N-1)^2} & \dots & \rho_r^4 & \rho_r & 1 \end{bmatrix}.$$

где ρ — коэффициент корреляции сигналов в двух соседних антеннах, который аппроксимируется выражением [2]:

$$\rho(d) \approx \exp\{-23\Delta^2 d^2\}, \quad (9)$$

где Δ — угловое расширение принимаемого сигнала [2]; d — расстояние (в единицах длины волны) между антенными элементами.

При небольших коэффициентах корреляции ($|\rho(d)| \leq 0,5$) элементы матриц \mathbf{R}_t и \mathbf{R}_r со степенями, большими или равными 4, становятся малы и ими можно пренебречь. С учетом этого допущения матрицы \mathbf{R}_t и \mathbf{R}_r становятся трехдиагональными [2]:

$$\mathbf{R}_t = \begin{bmatrix} 1 & \rho_t & 0 & \dots & 0 \\ \rho_t & 1 & \rho_t & \dots & \vdots \\ 0 & \rho_t & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \rho_t \\ 0 & \dots & 0 & \rho_t & 1 \end{bmatrix}; \quad (10)$$

$$\mathbf{R}_r = \begin{bmatrix} 1 & \rho_r & 0 & \dots & 0 \\ \rho_r & 1 & \rho_r & \dots & \vdots \\ 0 & \rho_r & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \rho_r \\ 0 & \dots & 0 & \rho_r & 1 \end{bmatrix}.$$

Применение модели Кронекера при моделировании алгоритмов обработки сигналов позволяет приблизить матрицу оценки канала к реальным характеристикам радиоканала и получить результаты с учетом корреляции замираний в канале [59, 60, 61, 81].

1.2.3 Квантование информации о состоянии канала связи

В стандартах мобильной связи LTE, LTE-Advanced используются алгоритмы прекодирования с кодовой книгой, называемые в англоязычной литературе Codebook-based precoding (Прекодирование по кодовой книге) [9, 10]. Наличие кодовой книги требуется на стороне базовой станции и абонентского терминала. Кодовая книга является набором заранее вычисленных векторов (кодовых слов), состоящих из комплексных передаточных коэффициентов.

Абонентский терминал, имея кодовую книгу, производит сравнение матрицы канала с заранее полученными матрицами, имеющимися в кодовой книге, и в дальнейшем передает по каналу обратной связи к базовой станции порядковый номер выбранного кодового слова [18, 49, 67].

Процедура квантования информации о состоянии канала позволяет осуществить передачу по каналу обратной связи от абонентского терминала к базовой станции только лишь определенных индикаторов с помощью B бит, определяющих результат вычисления прекодирующих векторов на стороне базовой станции. Количество бит B зависит от размера кодовой книги \mathbf{F} , используемой на стороне абонентского терминала для квантования информации о состоянии канала [39, 72].

Каждому k -му абонентскому терминалу доступна полная информация о состоянии канала CSIR, представленная вектором комплексных множителей канала \mathbf{h}_k . Имея набор заранее заготовленных векторов такой же размерности, абонентский терминал может выбрать наиболее близкий к \mathbf{h}_k вектор и использовать его как квантованную оценку [72].

Представим кодовую книгу абонентского терминала как матрицу \mathbf{F} размерности $L \times N$, состоящую из L векторов, являющихся кодовыми словами [39, 20, 41]:

$$\mathbf{F} = [\mathbf{f}_1 \quad \mathbf{f}_2 \quad \dots \quad \mathbf{f}_L], L = 2^B, \quad (11)$$

где $L = 2^B$, B — количество бит для представления порядкового номера вектора, l — порядковый номер кодового слова. Иллюстрация построения кодовой книги абонентского терминала показана на рисунке 6 [96].

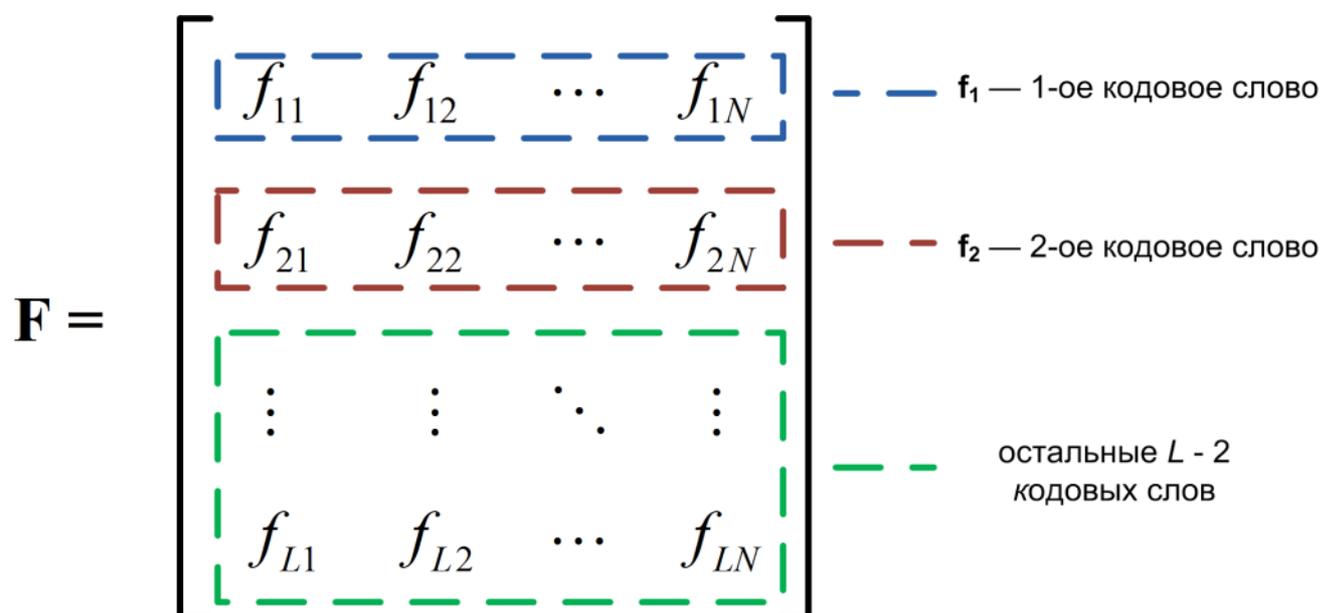


Рисунок 6. Структура кодовой книги абонентских терминалов.

Как показано на Рисунок 6., кодовая книга абонентского терминала является матрицей размерности $L \times N$, где каждый вектор-строка этой кодовой книги является кодовым словом размерности $1 \times N$. Кодовые слова используются абонентскими терминалами как квантованные значения информации о состоянии канала. Размер кодовой книги абонентского терминала зависит от количества бит B , передаваемых по каналу обратной связи от абонентского терминала к базовой станции. Соответственно, кодовая книга высокой размерности, позволяющая обеспечить квантование информации о состоянии канала с более частым шагом квантования, потребует большего значения B , а значит и более скоростного канала обратной связи, что не всегда возможно. На рисунке 7 показана последовательность процедуры квантования информации о состоянии канала [96].

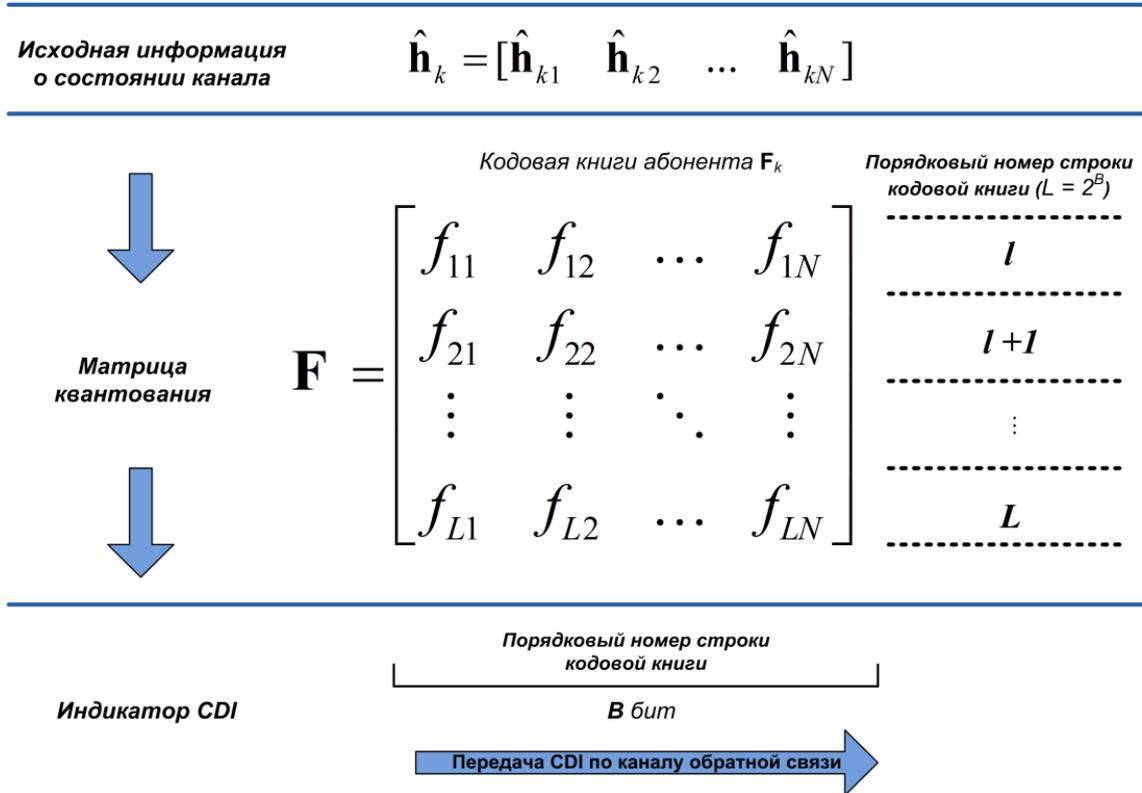


Рисунок 7. Процедура квантования информации о состоянии канала.

Можно выделить два подхода к квантованию информации о состоянии канала [21, 69]:

Подход №1. Вычисление общей прекодирующей матрицы на стороне базовой станции. При таком подходе процедура квантования состоит в выборе вектора \mathbf{f}_l из кодовой книги \mathbf{F} для его дальнейшего использования в качестве квантованного значения вектора канала \mathbf{h}_k . Выбор вектора \mathbf{f}_l производится согласно выбранной метрике сравнения. Для этого необходимо применить метрику для максимизации минимального расстояния между каждой парой кодовых слов [18, 20]:

$$\max_{\{\mathbf{f}_l, \mathbf{f}_m\} \in \mathbf{F}} \min_{l \neq m} d(\mathbf{f}_l, \mathbf{f}_m), \quad (12)$$

где $l \neq m$ — порядковый номер кодового слова, \mathbf{f}_l — l -й вектор кодовой книги размерности $l \times N$, \mathbf{F} — кодовая книга абонентского терминала, $d(\)$ — метрика расстояния между двумя кодовыми словами.

Подход №2. Выбор наиболее подходящего прекодирующего вектора на стороне абонента. Второй подход к квантованию заключается в том, что на приемной стороне абонентским терминалом самостоятельно производится выбор прекодирующего вектора \mathbf{t}_l из множества векторов, вычисленных для каждого кодо-

вого слова \mathbf{f}_i с помощью одного из известных алгоритмов вычисления прекодирующей матрицы. Заранее подготовленный набор прекодирующих векторов имеется как на стороне абонентского терминала, так и на стороне базовой станции, поэтому задачей абонентского терминала является лишь передача базовой станции по каналу обратной связи номера выбранного прекодирующего вектора.

Существует три основных критерия выбора квантованного прекодирующего вектора [21, 96].

1) Критерий минимальных собственных значений SC-MSV

Условие имеет вид:

$$\mathbf{t}_k = \arg \max_{\tilde{\mathbf{t}}_k \in \Gamma} \lambda_{\min} \{ \mathbf{h}_k \tilde{\mathbf{t}}_k \}, \quad (13)$$

где k — номер абонентского терминала, \mathbf{t}_k — прекодирующий вектор из набора прекодирующих векторов на стороне абонентского терминала, $\lambda_{\min} \{ \}$ — оператор вычисления минимального собственного числа матрицы.

2) Критерий минимума среднеквадратичной ошибки SC-MSE

Условие имеет вид:

$$\mathbf{t}_k = \arg \min_{\tilde{\mathbf{t}}_k \in \Gamma} tr \left(E_s \left(\mathbf{I}_{M_k} + \frac{E_s}{N_0} \tilde{\mathbf{t}}_k \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k \tilde{\mathbf{t}}_k \right)^{-1} \right), \quad (14)$$

где $tr()$ — операция вычисления следа матрицы, E_s — энергия сигнала, N_0 — спектральная плотность мощность шума в канале, M_k — количество антенн абонентского терминала.

3) Критерии максимальной пропускной способности SC-Capacity

Условие имеет вид:

$$\mathbf{t}_k = \arg \max_{\tilde{\mathbf{t}}_k \in \Gamma} \left(\log_2 \det \left(\mathbf{I}_{M_k} + \frac{E_s}{N_0} \tilde{\mathbf{t}}_k \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k \tilde{\mathbf{t}}_k \right) \right), \quad (15)$$

В работе [17, 18] предлагается использования метода случайного векторного квантования RVQ (Random Vector Quantization) [17, 30] для генерирования кодовых книг абонентского терминала. Метод RVQ является асимптотически оптимальным при условии $N, L \rightarrow \infty$ [18]. Согласно методу RVQ каждый вектор кодо-

вой книги \mathbf{F} является случайным вектором, компоненты которого являются независимыми случайными величинами. Каждый вектор кодовой книги нормируется, т.е. имеет длину (норму) равную единице $\mathbf{f}_{l,norm} = \frac{\mathbf{f}_l}{|\mathbf{f}_l|}$, $|\mathbf{f}_{l,norm}| = 1$ [17]:

На рисунке 8 представлена блок-схема алгоритма генерирования кодовой книги.

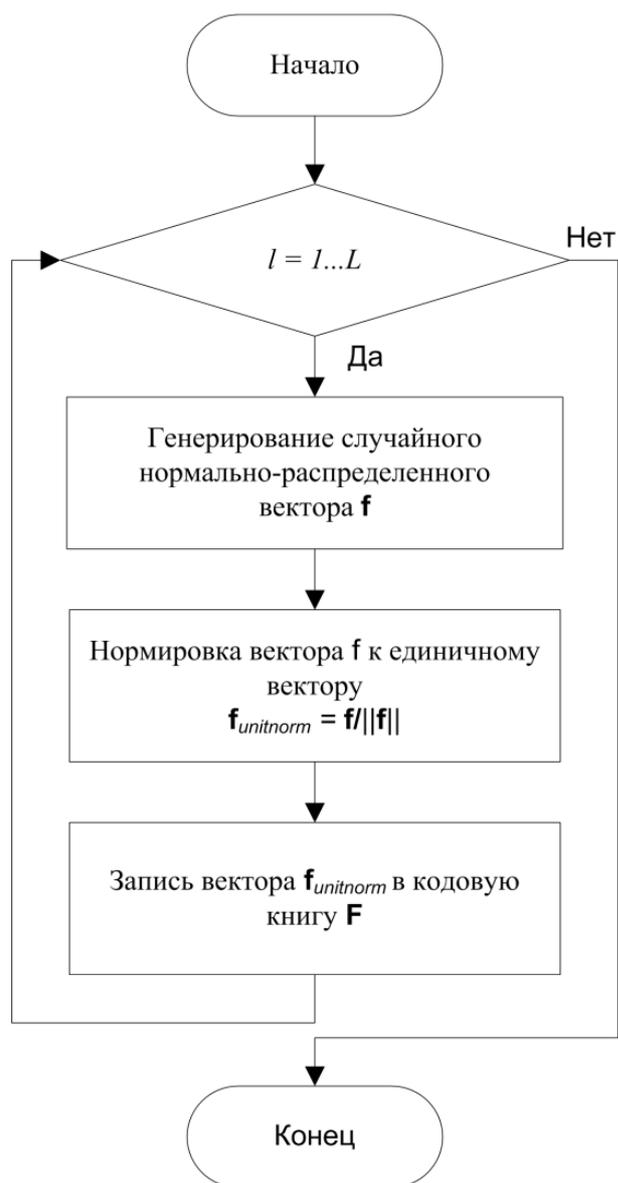


Рисунок 8. Блок схема алгоритма генерирования кодовой книги.

Квантование вектора [72] комплексных передаточных коэффициентов канала происходит путем поочередного поиска наиболее соответствующего вектора из кодовой книги \mathbf{F}_k согласно условию минимального расстояния [17, 18]:

$$\hat{\mathbf{h}}_k = \mathbf{f}_l, \mathbf{f}_l = \arg \max_{\mathbf{f}_l \in \mathbf{F}} |\mathbf{h}_k \tilde{\mathbf{f}}_l^H|, \quad (16)$$

где $\hat{\mathbf{h}}_k$ — квантованный вектор канала на стороне абонентского терминала, представленный кодовым словом \mathbf{f}_l ; \mathbf{f}_l — l -ый вектор кодовой книги. Порядковый номер l выбранного вектора \mathbf{f}_l передается по каналу обратной связи для использования известного на передающей стороне вектора \mathbf{f}_l для вычисления прекодирующей матрицы.

На рисунке 9 изображена блок-схема процедуры поиска наиболее подходящего вектора кодовой книги для квантования вектора направленности канала.

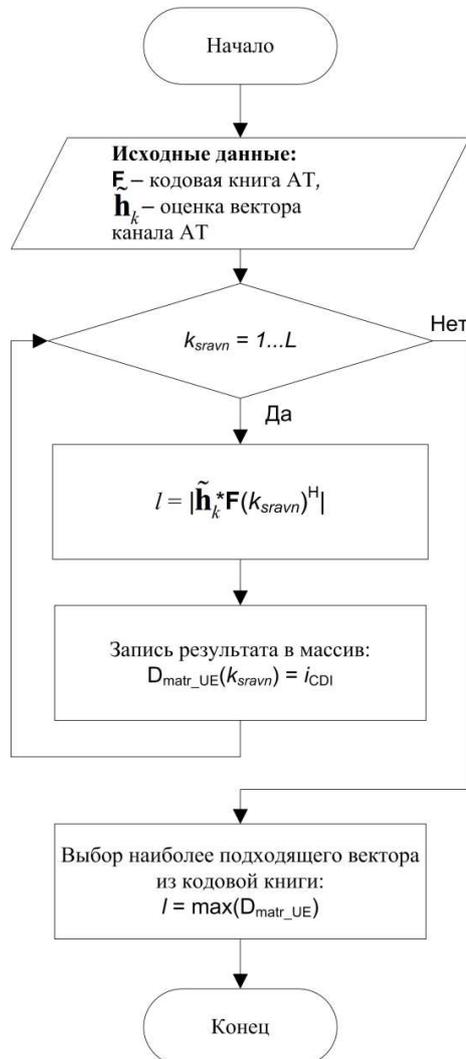


Рисунок 9. Блок-схема процедуры поиска наиболее подходящего вектора кодовой книги.

Далее абонентский терминал с помощью управляющего индикатора CQI сообщает базовой станции, выбранный с помощью условия (16), порядковый номер l из кодовой книги. Отметим, что кодовая книга абонентского терминала \mathbf{F}_k известна как на передающей (базовая станция), так и на приёмной стороне (абонентский терминал).

1.3 Обзор известных алгоритмов прекодирования для многопользовательских систем связи

1.3.1 Метод блочной диагонализации

Наиболее простым решением для подавления межпользовательской интерференции в многопользовательских системах является метод блочной диагонализации [26, 29]. При формировании прекодирующей матрицы для k -го пользователя необходима информация о состоянии канала других пользователей, а именно интерферирующая матрица $\hat{\mathbf{H}}_k$, состоящая из матриц канала между базовой станцией и остальными пользователями [6, 7, 41, 48]:

$$\hat{\mathbf{H}}_k = [\mathbf{h}_1^T, \dots, \mathbf{h}_{k-1}^T, \mathbf{h}_{k+1}^T, \dots, \mathbf{h}_K^T]. \quad (17)$$

Вторым шагом вычисления прекодирующей матрицы является SVD-разложение [86, 88] интерферирующей матрицы $\hat{\mathbf{H}}_k$ и вычисление ее ранга $\hat{L}_k = \text{rank}(\hat{\mathbf{H}}_k)$ [6, 3, 26]:

$$\hat{\mathbf{H}}_k = \hat{\mathbf{U}}_k \hat{\mathbf{\Lambda}}_k [\hat{\mathbf{V}}_k^{(1)} \hat{\mathbf{V}}_k^{(0)}]^H. \quad (18)$$

где $[\dots]^H$ — операция эрмитова сопряжения матрицы; $\hat{\mathbf{U}}_k$ — левая унитарная матрица размерности $(M - 1) \times (M - 1)$; $\hat{\mathbf{\Lambda}}_k$ — диагональная матрица размерности $(M - 1) \times (N - 1)$, на главной диагонали которой расположены собственные числа матрицы $\hat{\mathbf{H}}_k$; $\hat{\mathbf{V}}_k^{(1)}$ и $\hat{\mathbf{V}}_k^{(0)}$ — первые \hat{L}_k левых векторов и последние $N - \hat{L}_k$ правых векторов унитарной матрицы $\hat{\mathbf{V}}_k$ размерности $(N - 1) \times (N - 1)$, формирующих ортогональный базис для нулевого пространства матрицы $\hat{\mathbf{H}}_k$.

Следующим шагом вычисления прекодирующей матрицы является SVD-разложение произведения матрицы канала для k -го пользователя \mathbf{H}_k и последних $N - \hat{L}_k$ правых векторов унитарной матрицы $\hat{\mathbf{V}}_k$ [6, 26].

$$\mathbf{H}_k \hat{\mathbf{V}}_k^{(0)} = \mathbf{U}_k \Lambda_k \left[\mathbf{V}_k^{(1)} \mathbf{V}_k^{(0)} \right]^H \quad (19)$$

Результирующая прекодирующая матрица, представляющая собой совокупность прекодирующих матриц для всех абонентов и выглядит следующим образом [6, 29]:

$$\mathbf{T} = [\mathbf{T}_1, \mathbf{T}_2, \dots, \mathbf{T}_K] \mathbf{P} = \left[\hat{\mathbf{V}}_1^{(0)} \mathbf{V}_1^{(1)}, \hat{\mathbf{V}}_2^{(0)} \mathbf{V}_2^{(1)}, \dots, \hat{\mathbf{V}}_K^{(0)} \mathbf{V}_K^{(1)} \right] \mathbf{P}, \quad (20)$$

где \mathbf{P} – матрица коэффициентов распределения выходной мощности передающего устройства между передающими антеннами, элементы главной диагонали которой соответствуют передающим антеннами базовой станции [2]. Матрица коэффициентов мощности \mathbf{P} позволяет оптимально распределить излучаемую мощность между антеннами базовой станции для передачи по пользовательским каналам с различными условиями распространения [2].

Для вычисления матрицы коэффициентов распределения выходной мощности между антеннами используется алгоритм WF (Water Filling) или так называемый метод «заполнения водой», позволяющий сосредоточить большую часть выходной мощности для передачи информации по каналам с лучшими условиями распространения радиоволн, выделяя меньше энергии выходной мощности каналами с худшими условиями [2, 8]. Метод WF используется для оптимального распределения выходной мощности передающего устройства между передающими антеннами. Распределение выходной мощности передающего устройства для поддержания отношения сигнал/шум в пространственных каналах положительно сказывается на суммарной пропускной способности системы. Подробно решение задачи распределения мощности с помощью алгоритма WF описано в [1, 2, 21, 65]:

$$C = \sum_i^r \log_2 \left(1 + \frac{E_s}{N2\sigma_n^2} \gamma_i |\lambda_i|^2 \right) \frac{\text{бит}}{c} / \Gamma \eta, \quad (21)$$

где r — ранг матрицы канала \mathbf{H} между базовой станцией и всеми абонентскими терминалами системы, E_s — энергия сигнала, $2\sigma_\eta^2$ — суммарная дисперсия действительной и мнимой частей одной компоненты вектора гауссовского шума \mathbf{n} , γ_i — коэффициент матрицы мощностей \mathbf{P} , вычисленной с помощью алгоритма WF, λ_i — i -й элемент диагональной матрицы $\hat{\Lambda}_k$ (18), являющейся результатом SVD-разложения матрицы канала \mathbf{H} . При распределении излучаемой мощности между антеннами базовой станции необходимо выполнение следующего условия [2]:

$$\sum_i^r \gamma_i = N. \quad (22)$$

Решение задачи оптимизации алгоритма WF возможно с помощью метода множителей Лагранжа, подробно описанного в [36, 37]. Для определения оптимальных значений коэффициентов мощности γ_i^{opt} необходимо вычислить константу μ , имеющую следующий вид:

$$\mu = \frac{N}{r} \left(1 + \frac{2\sigma_\eta^2}{E_s} \sum_i^r \frac{1}{|\lambda_i|^2} \right). \quad (23)$$

Коэффициенты мощности γ_i^{opt} можно вычислить следующим образом [2, 8, 66]:

$$\gamma_i^{opt} = \left(\mu - \frac{N 2\sigma_\eta^2}{E_s |\lambda_i|^2} \right)^+, \quad (24)$$

где

$$(x)^+ = \begin{cases} x, & \text{при } x \geq 0 \\ 0, & \text{при } x < 0 \end{cases}. \quad (25)$$

Оценка канала в MIMO-системах производится абонентскими терминалами с помощью пилотных сигналов базовой станции. Задача оценки канала является отдельной достаточно сложной и может быть решена с помощью известных алгоритмов, таких как метод наименьших квадратов или метод минимума среднеквадратической ошибки, позволяющих получить информацию о матрице канала с помощью обучающей матрицы пилот-сигналов. Упомянутые алгоритмы достаточно известны и подробно описаны в [3, 39, 51].

Оценка канала на приемной стороне производится с некоторой погрешностью, представить которую можно в матричной форме [6, 26]:

$$\mathbf{H}_k^{err} = \mathbf{H}_k^{est} - \mathbf{H}_k \quad (26)$$

где \mathbf{H}_k^{est} — оценка матрицы канала, произведенная k -ым абонентским терминалом, \mathbf{H}_k^{err} — матрица погрешностей, состоящая из гауссовских комплексных случайных величин с нулевым средним [7, 26].

Приняв матрицу погрешностей \mathbf{H}_k^{err} , как матрицу, состоящую из некоррелированных случайных величин, можно дать оценку эффективности прекодирования с учетом ошибки, вносимой при оценивании канала на приемной стороне.

С учетом погрешности оценки канала абонентскими терминалами можно представить сигнал на входе приемника k -го абонентского терминала в следующем виде [7, 26]:

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{T}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{H}_k \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{H}_j \mathbf{T}_j \mathbf{s}_j + \mathbf{H}_k^{err} \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k \mathbf{T}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{n} \quad (27)$$

Данное представление сигнала позволяет учесть ошибку, вводимую погрешностью оценки канала. При прекодировании сигнала на передающей стороне главной задачей является выбор прекодирующей матрицы, умножение на которую позволит подавить межпользовательские помехи. По причине наличия интерференции, вводимой погрешностью оценки канала абонентскими терминалами, необходимо также учитывать погрешность оценки канала \mathbf{H}_k^{err} при вычислении прекодирующей матрицы \mathbf{T} , поэтому формулы (17) - (19) примут следующий вид [7, 26]:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{H}}_k^{est} &= \left[\mathbf{H}_k^T, \dots, \mathbf{H}_{k-1}^T, \mathbf{H}_{k+1}^T, \dots, \mathbf{H}_K^T \right]^T + \\ &+ \left[\left(\mathbf{H}_k^{err} \right)^T, \dots, \left(\mathbf{H}_{k-1}^{err} \right)^T, \left(\mathbf{H}_{k+1}^{err} \right)^T, \dots, \left(\mathbf{H}_K^{err} \right)^T \right]^T, \end{aligned} \quad (28)$$

$$\tilde{\mathbf{H}}_k^{est} = \tilde{\mathbf{U}}_k \tilde{\mathbf{\Lambda}}_k \left[\tilde{\mathbf{V}}_k^{(1)} \tilde{\mathbf{V}}_k^{(0)} \right]^H + \tilde{\mathbf{U}}_k^{err} \tilde{\mathbf{\Lambda}}_k^{err} \left[\tilde{\mathbf{V}}_k^{err(1)} \tilde{\mathbf{V}}_k^{err(0)} \right]^H, \quad (29)$$

$$\mathbf{H}_k \tilde{\mathbf{V}}_k^{(0)} = \mathbf{U}_k \mathbf{\Lambda}_k \left[\mathbf{V}_k^{(1)} \mathbf{V}_k^{(0)} \right]^H + \mathbf{U}_k^{err} \mathbf{\Lambda}_k^{err} \left[\mathbf{V}_k^{err(1)} \mathbf{V}_k^{err(0)} \right]^H. \quad (30)$$

Прекодирующая матриц \mathbf{T} с учетом погрешности при оценке канала будет выглядеть следующим образом:

$$\mathbf{T}^{est} = \left[\tilde{\mathbf{V}}_k^{err(0)} \mathbf{V}_k^{err(1)}, \tilde{\mathbf{V}}_{k+1}^{err(0)} \mathbf{V}_{k+1}^{err(1)}, \dots, \tilde{\mathbf{V}}_K^{err(0)} \mathbf{V}_K^{err(1)} \right]. \quad (31)$$

К недостаткам описанного метода прекодирования (17)-(31) также можно отнести необходимость в достаточно скоростном канале обратной связи от абонентского терминала пользователя к базовой станции для передачи полной матрицы канала. Организация такого канала не всегда возможна в силу необходимости выделения частотных и временных ресурсов, особенно в случае быстрых изменений условий распространения радиоволн в канале [26].

Дальнейшее усовершенствование описанного алгоритма возможно за счет использования статистических свойств канальной матрицы \mathbf{H} , что может обеспечить большую эффективность по сравнению с алгоритмами дискретного прекодирования, использующими конечный набор прекодирующих матриц. Вычисление прекодирующей матрицы на основе статистических свойств канала связи может обеспечить выигрыш в необходимой ширине полосы частот канала обратной связи, а также может позволить снизить частоту вычисления прекодирующей матрицы на стороне базовой станции. Условия распространения радиоволн в канале связи могут изменяться достаточно быстро, в отличие от статистических свойств матрицы \mathbf{H} , изменение которых происходит более плавно [2]. Однако при таком подходе требуется определение граничных значений для выполнения очередной операции по вычислению необходимой прекодирующей матрицы.

1.3.2 Линейный алгоритм прекодирования для многопользовательских систем CLTD

Для многопользовательских систем MU-MIMO с временным дуплексом известен алгоритм прекодирования с замкнутой петлей обратной связи CLTD (Closed Loop Transmit Diversity). Алгоритм CLTD основывается на принципе взаимности приёмного и передающего трактов, что позволяет применить оценку канала, полученную базовой станцией при приеме сигналов от абонентов по «вос-

ходящему» каналу, для дальнейшего прекодирования и передачи данных базовой станцией по «нисходящему каналу» [2, 5, 29].

При использовании данного алгоритма необходимо обязательное выполнение следующих условий [2, 5]:

- Количество антенн N базовой станции должно превышать или быть равным общему количеству пространственных каналов R_{ch} , используемых базовой станцией для передачи данных абонентским терминалам:

$$R_{ch} \leq N. \quad (32)$$

- Количество антенн у k -го абонентского терминала M_k должно превышать или быть равным количеству пространственных каналов, выделяемых абоненту базовой станцией:

$$R_{ch,k} \leq M_k. \quad (33)$$

Первичной задачей каждого абонентского терминала является оценка параметров канала между собственными приемными антеннами и передающими антеннами базовой станции. Для предварительной обработки сигналов на стороне абонента будем использовать матрицу $\tilde{\mathbf{H}}_k$, где знак «тильда» используется для обозначения обращенного канала $\tilde{\mathbf{H}}_k = (\mathbf{H}_k)^T$, т.е. для обозначения матрицы комплексных множителей канала при передаче данных по обращенному «восходящему» каналу от абонентских терминалов к базовой станции (рисунок 10) [2, 5].

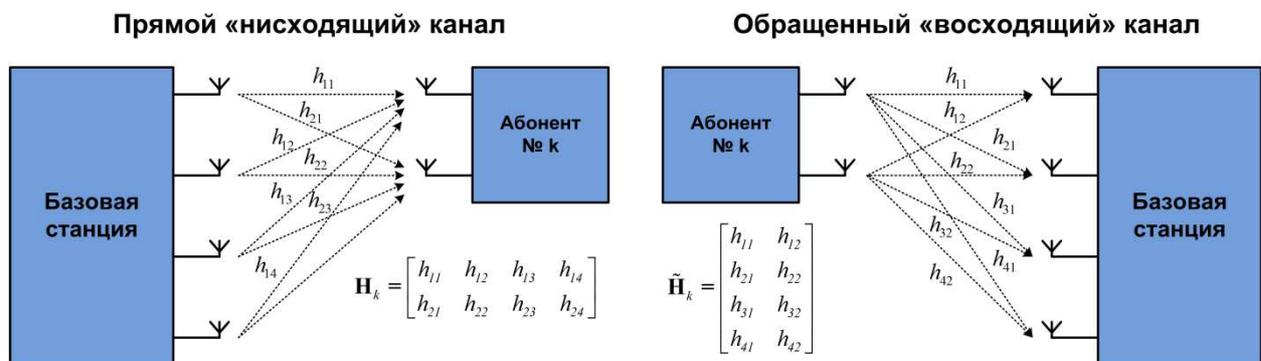


Рисунок 10. Иллюстрация «нисходящего» и «восходящего» каналов.

Для вычисления прекодирующей матрицы абонентского терминала требуется операция вычисления сингулярного разложения матрицы обращенного канала $\tilde{\mathbf{H}}_k$ [3], которая используется для вычисления оптимальных весовых коэффициентов при передаче сигнала абонентским терминалом в сторону базовой станции. Сингулярное разложение матрицы $\tilde{\mathbf{H}}_k$ имеет вид:

$$\tilde{\mathbf{H}}_k = \tilde{\mathbf{U}}_k \tilde{\mathbf{\Lambda}}_k \tilde{\mathbf{V}}_k^H, \quad (34)$$

где $\tilde{\mathbf{U}}_k$ — левая унитарная матрица размерности $N \times N$; $\tilde{\mathbf{\Lambda}}_k$ — диагональная матрица размерности $N \times M_k$; $\tilde{\mathbf{V}}_k$ — правая унитарная матрица размерности $M_k \times M_k$.

Матрица прекодирования, используемая k -м абонентским терминалом, вычисляется следующим образом [2, 5]:

$$\tilde{\mathbf{T}}_k = \bar{\mathbf{V}} \tilde{\mathbf{\Lambda}}_k, \quad (35)$$

где $\bar{\mathbf{V}}$ — матрица размерности $M_k \times R_{ch,k}$, образованная из столбцов матрицы $\tilde{\mathbf{V}}_k$, соответствующих первым $R_{ch,k}$ максимальным значениям собственных чисел; $\tilde{\mathbf{\Lambda}}_k$ — диагональная матрица размерности $R_{ch,k} \times R_{ch,k}$ с неотрицательными диагональными элементами φ_{rr} , определяющими распределение выходной мощности абонентского терминала между передающими антеннами и удовлетворяющими условию [2, 8, 66]:

$$tr(\mathbf{P}\mathbf{P}') = \sum_{r=1}^{R_{ch,k}} \varphi_{rr}^2 = P_k, \quad (36)$$

где $tr(\)$ — операция вычисления следа матрицы [86]; P_k — выходная мощность абонентского терминала [2, 5]. Оптимизационная задача распределения выходной мощности между передающими антеннами стоит перед всеми абонентскими терминалами многопользовательской системы. Все абонентские терминалы индивидуально находят решение задачи распределения мощности с помощью алгоритма «заполнения водой» WF (Water-filling) [2, 35, 37, 73].

Суммарный сигнал, принятый базовой станцией от всех абонентов, можно представить следующим образом [27]:

$$\tilde{\mathbf{Y}} = (\tilde{\mathbf{H}}_{est} + \tilde{\mathbf{H}}_{err}) \tilde{\mathbf{T}} \tilde{\mathbf{S}} + \mathbf{n}, \quad (37)$$

где $\tilde{\mathbf{Y}}$ — N -мерный комплексный вектор дискретных отсчетов на входе приёмника базовой станции; $\tilde{\mathbf{H}}_{est}$ — матрица оценки канала на стороне базовой станции; $\tilde{\mathbf{H}}_{err}$ — матрица ошибок оценки канала на стороне базовой станции; $\tilde{\mathbf{T}} = [\tilde{\mathbf{T}}_1 \quad \tilde{\mathbf{T}}_2 \quad \dots \quad \tilde{\mathbf{T}}_K]$ — совокупность прекодирующих матриц абонентских терминалов, необходимых для передачи по «восходящему» каналу; $\tilde{\mathbf{S}} = [\tilde{s}_1 \quad \tilde{s}_2 \quad \dots \quad \tilde{s}_k]^T$ — R_{ch} -мерный вектор символов, переданных всеми абонентами; \mathbf{n} — N -мерный комплексный вектор шума наблюдения в канале между абонентским терминалом и базовой станцией, имеющий нулевое математическое ожидание и корреляционную матрицу $\mathbf{R}_n = 2\sigma_n^2 \mathbf{I}$, где \mathbf{I} — единичная матрица. Для удобства введем обозначение $\tilde{\mathbf{H}}_T = \frac{1}{2\sigma_n^2} (\tilde{\mathbf{H}}_{est} + \tilde{\mathbf{H}}_{err}) \tilde{\mathbf{T}}$ [27]:

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \tilde{\mathbf{H}}_T \tilde{\mathbf{S}} + \mathbf{n}. \quad (38)$$

Демодуляция сигнала, принятого на стороне базовой станции, производится с помощью линейного алгоритма MMSE, подробно описанного в [2, 13, 21, 25, 29, 35, 45]:

$$\tilde{\mathbf{G}}_{MMSE} = (\tilde{\mathbf{H}}_T' \tilde{\mathbf{H}}_T + \mathbf{I})^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_T'. \quad (39)$$

Полученная матрица $\tilde{\mathbf{G}}_{MMSE}$ используется для последующего вычисления прекодирующей матрицы \mathbf{T} , вносящей предискажения в сигналы базовой станции при передаче данных по «нисходящему» каналу. Выражение для результирующей прекодирующей матрицы с учетом условия ограничения на излучаемую мощность выглядит следующим образом [2, 5]:

$$\mathbf{T} = \frac{(\tilde{\mathbf{G}}_{MMSE})^T}{\sqrt{\text{tr}(\tilde{\mathbf{G}}_{MMSE}' \tilde{\mathbf{G}}_{MMSE})}}, \quad (40)$$

где $\text{tr}(\tilde{\mathbf{G}}_{MMSE}' \tilde{\mathbf{G}}_{MMSE}) = P_k$ — условие ограничения на излучаемую мощность. Общая прекодирующая матрица размерности $N \times M$, в свою очередь, состоит из индивидуальных прекодирующих матриц для каждого из абонентов и имеет следующий вид:

$$\mathbf{T} = [\mathbf{T}_1 \quad \mathbf{T}_2 \quad \dots \quad \mathbf{T}_K], \quad (41)$$

где $\mathbf{T}_1, \mathbf{T}_2, \dots, \mathbf{T}_K$ — набор индивидуальных прекодирующих матрицы для передачи данных каждому пользователю системы, каждая из которых имеет размерность $N \times M_k$.

Алгоритм CLTD для многопользовательских систем и обладает рядом преимуществ:

- 1) Отсутствие необходимости организации выделенного канала обратной связи от абонентских станций к базовой станции.
- 2) Использование оптимального демодулятора MMSE на приемной стороне, матрица преобразования которого используется в дальнейшем для прекодирования.
- 3) Отсутствие необходимости в сложных вычислениях прекодирующей матрицы на стороне базовой станции.

Перечисленные преимущества алгоритма основаны на принципе взаимности передающего и приемного тракта. На практике «нисходящий» и «восходящий» канала редко работают на одной частоте и одновременно, что затрудняет использование принципа взаимности [2]. В случае невыполнения условия (4) информация о состоянии канала изменяется, что приводит к некорректному вычислению прекодирующей матрицы и значительным потерям в помехоустойчивости.

На рисунке 11 отображены результаты сравнения помехоустойчивости рассмотренных выше алгоритмов, а также случая отсутствия прекодера на стороне базовой станции. Эффективность прекодера можно оценить по обеспечиваемой им помехоустойчивости при заданном демодуляторе по критерию минимума среднеквадратической ошибки MMSE. Параметры моделирования отображены в таблице 1.

Таблица. 1. Параметры моделирования

Канал связи	MIMO
Дуплексный канал	TDD
Помехоустойчивое кодирование в	Отсутствует

радиоканале	
Замирания в канале	Рэлеевские некоррелированные
Количество антенн базовой станции	4
Количество абонентов	2
Количество антенн абонентского терминала	2
Архитектура	V-BLAST
Метод модуляции	QPSK
Алгоритм прекодирования	BD CLTD
Количество экспериментов	100000

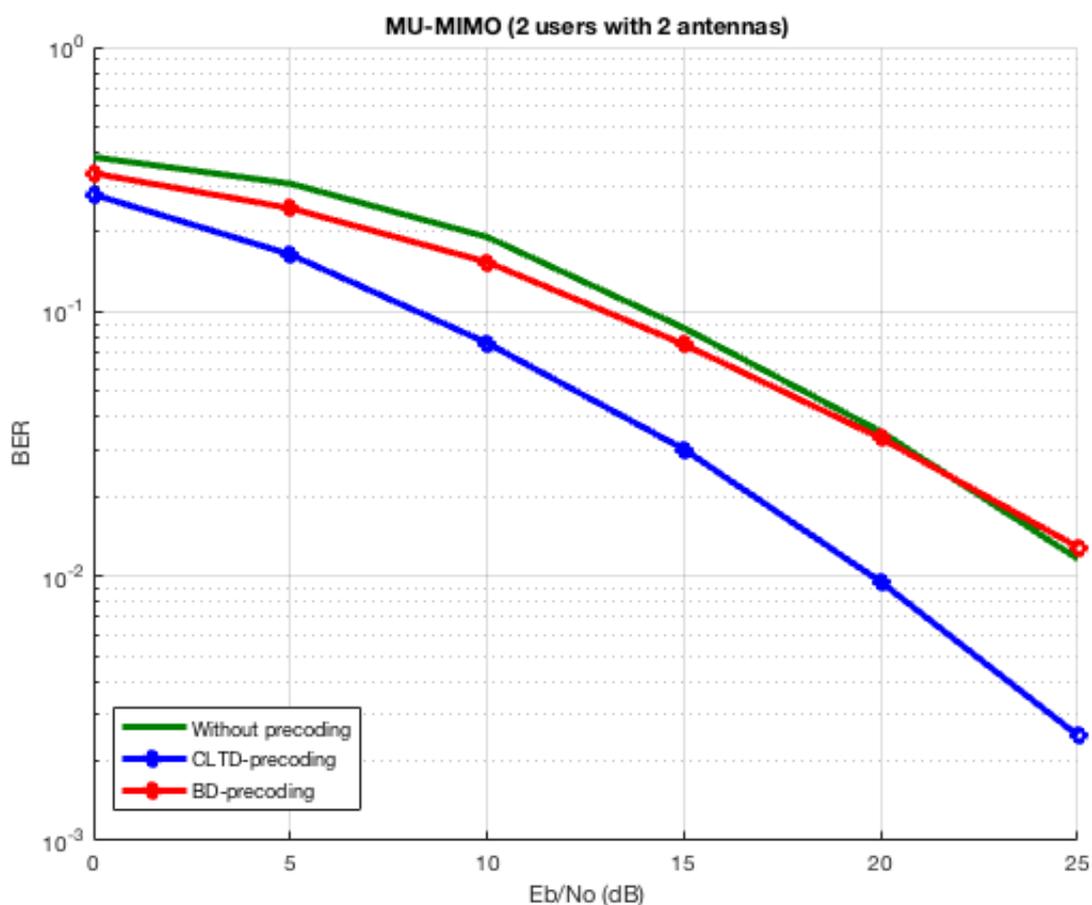


Рисунок 11. Сравнение помехоустойчивости алгоритмов BD, CLTD и случая отсутствия прекодера на стороне базовой станции.

Из результатов моделирования видно, что лучшей помехоустойчивостью обладает алгоритм CLTD (34)-(41), позволяющий получить выигрыш более чем на 5 дБ по сравнению со случаем отсутствия прекодера на стороне базовой станции. Кроме того, этот алгоритм не требует организации выделенного канала обратной связи.

Основываясь на преимуществах алгоритма CLTD, выявились возможные пути повышения эффективности прекодирования в многопользовательских системах. Это потребовало постановки и решения описанных ниже частных задач.

1.4 Выводы

1. Использование на передающей стороне алгоритмов прекодирования позволяет повысить помехоустойчивость при приеме, что особо важно в случае систем MU-MIMO, где актуальна задача подавления межпользовательской интерференции.
2. Известные алгоритмы прекодирования обладают недостаточной помехоустойчивостью, которая может быть повышена за счет применения более точных методов вычисления прекодирующей матрицы.
3. Повышение пропускной способности систем MU-MIMO возможно за счет применения алгоритмов прекодирования, обладающих запасом по помехоустойчивости.
4. Повышение пропускной способности систем MU-MIMO возможно за счет применения алгоритмов прекодирования с ограниченным каналом обратной связи, позволяющим распределить частотные ресурсы в пользу широкополосного канала передачи данных.

2 РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ПРЕКОДИРОВАНИЯ ДЛЯ МНОГОПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКИХ СИСТЕМ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ С ВРЕМЕННЫМ ДУПЛЕКСОМ

2.1 Разработка итерационного алгоритма вычисления прекодирующей матрицы

Алгоритм CLTD (34)-(41) основывается на принципе взаимности приёмного и передающего трактов, что позволяет рассматривать передающие антенны как приёмные, а приёмные как передающие [2]. Использование принципа взаимности передающего и приёмного трактов позволяет применить весовые коэффициенты, вычисленные базовой станцией при приёме сигналов абонентов по «восходящему» каналу, для дальнейшего прекодирования и передачи данных по «нисходящему» каналу от базовой станции к абонентским терминалам.

На рисунке 12 представлена функциональная схема процесса передачи сигналов абонентами по «восходящему» каналу.

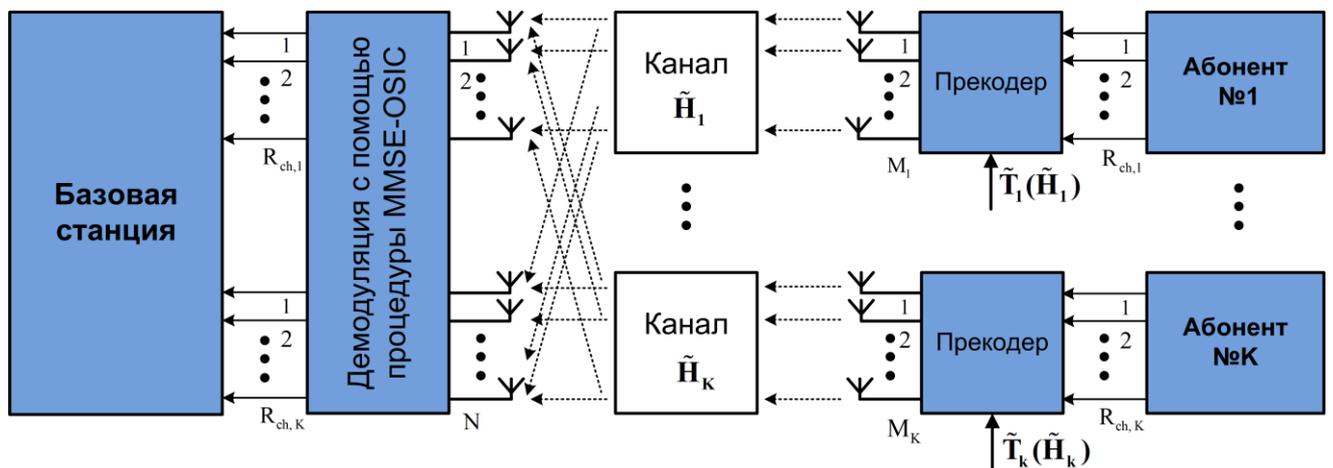


Рисунок 12. Функциональная схема процесса вычисления прекодирующей матрицы в канале множественного доступа.

Абонентские терминалы производят оценку параметров канала, вычисляя компоненты комплексной матрицы $\mathbf{H}_k = \mathbf{H}_{k.est} + \mathbf{H}_{k.err}$ (с учетом погрешности оценки) размерности $M_k \times N$.

Сигнал на входе приёмника базовой станции, полученный от k -го абонента, можно представить следующим образом [27, 28, 32]:

$$\tilde{\mathbf{Y}}_k = \tilde{\mathbf{H}}_k \tilde{\mathbf{T}}_k \tilde{\mathbf{s}}_k + \tilde{\mathbf{n}}_k, \quad k = 1, 2, \dots, N, \quad k = 1, 2, \dots, N, \quad (42)$$

где $\tilde{\mathbf{H}}_k$ — матрица обращенного канала связи от абонентского терминала к базовой станции размерности $N \times M_k$ [5], $\tilde{\mathbf{T}}_k$ — прекодирующая матрица размерности $M_k \times R_{ch,k}$, $\tilde{\mathbf{s}}_k$ — вектор символов, передаваемых k -ым абонентским терминалом размерности $K_{ch,i} \times 1$, $\tilde{\mathbf{n}}_k$ — $R_{ch,k}$ -мерный комплексный вектор шума наблюдения в канале между абонентским терминалом и базовой станцией, имеющий нулевое математическое ожидание и корреляционную матрицу $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}} = 2\sigma_{\tilde{\mathbf{n}}}^2 \mathbf{I}$. Для удобства

введем обозначение $\tilde{\mathbf{H}}_{T,k} = \frac{1}{2\sigma_{n,k}^2} \tilde{\mathbf{H}}_k \tilde{\mathbf{T}}_k$ [2, 5, 27, 28, 32]:

$$\tilde{\mathbf{Y}}_k = \tilde{\mathbf{H}}_{T,k} \tilde{\mathbf{s}}_k + \mathbf{n}_k, \quad (43)$$

где \mathbf{n}_k — шум наблюдения в канале связи k -го абонентского терминала, представленный случайной гауссовской величиной с единичной дисперсией и нулевым средним.

Суммарный сигнал, принятый базовой станцией от всех абонентов, можно представить следующим образом [2, 5]:

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \tilde{\mathbf{H}}_T \tilde{\mathbf{S}} + \mathbf{n} \quad (44)$$

где $\tilde{\mathbf{S}} = [\tilde{s}_1 \quad \tilde{s}_2 \quad \dots \quad \tilde{s}_k]^T$ — R_{ch} -мерный вектор символов, переданный всеми абонентами, $R_{ch} = \sum_{k=1}^K R_{ch,i}$, $\tilde{\mathbf{H}}_T = [\tilde{\mathbf{H}}_{T,1} \quad \tilde{\mathbf{H}}_{T,2} \quad \dots \quad \tilde{\mathbf{H}}_{T,k}]$ — общая матрица обращенного канала MIMO размерности $N \times R_{ch}$.

Согласно [2, 5], оценку сигнала на стороне базовой станции можно осуществить с помощью линейного алгоритма MMSE, описанного в [13, 35], однако точность оценки можно повысить, применив процедуру упорядоченного последовательного подавления интерференции OSIC (Ordered Successive Interference Cancellation), подробно описанную в [16, 32, 40, 46]. Процедура MMSE-OSIC является итерационной, нелинейной в целом, но линейной на каждом шаге, позволяющей

повысить точность оценки на приёмной стороне по сравнению с обычным линейным алгоритмом MMSE.

Для детектирования принятого сигнала необходимо вычислить матрицу преобразования $\tilde{\mathbf{G}}$ [27, 28, 32]:

$$\hat{\mathbf{S}} = \tilde{\mathbf{G}}\tilde{\mathbf{Y}} \quad (45)$$

Вычисление матрицы $\tilde{\mathbf{G}}$ происходит итерационно. На первой итерации происходит оценка самого сильного принятого сигнала, после чего происходит подавление вносимой им интерференции. На следующей итерации происходит повторный поиск следующего, самого сильного из принятых сигналов, и осуществляется его оценка с учетом того, что интерференция сигнала, оцененного на первом шаге, уже не влияет на принимаемые сигналы. Данная процедура повторяется до тех пор, пока все принятые базовой станцией сигналы не будут оценены [27, 28, 32].

Рассмотрим подробнее итерационную процедуру MMSE-OSIC на примере многопользовательской системы MIMO, состоящей из базовой станции, оснащенной 4-мя приёмными антеннами, и двух абонентских терминалов, каждый из которых имеет 2 передающих антенны [27, 28, 32].

Шаг 1. Общая матрица обращенного канала $\tilde{\mathbf{H}}_T$ имеет размерность 4×4 . Матрица преобразования $\tilde{\mathbf{G}}(i)$, где i – номер итерации, имеет размерность 4×4 и вычисляется следующим образом:

$$\tilde{\mathbf{G}}(i) = \left(\tilde{\mathbf{H}}(i)'_T \tilde{\mathbf{H}}(i)_T + \mathbf{I} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{H}}(i)'_T. \quad (46)$$

Шаг 2. Поиск наиболее сильного из принятых сигналов:

$$\alpha_i = \arg \min_p \left\| \left(\tilde{\mathbf{G}}(i) \right)_p \right\|^2 \quad (47)$$

где $\left(\tilde{\mathbf{G}}(i) \right)_p$ означает p -ю строку матрицы $\tilde{\mathbf{G}}(i)$ и строку с минимальной нормой, соответствующую переданному сигналу с наивысшим отношением сигнал/шум [27, 28, 32].

Шаг 3. Найденная на втором шаге строка сохраняется в память сигнального процессора и присваивается p -ой строке матрицы $\tilde{\mathbf{G}}_{CLTD-OSIC}$, необходимой для дальнейшей обработки сигналов на стороне базовой станции [27, 28, 32]:

$$\left(\tilde{\mathbf{G}}_{CLTD-OSIC}\right)_p = \left(\tilde{\mathbf{G}}(i)\right)_p \quad (48)$$

Шаг 4. Подавление интерференции, вносимой найденным сигналом с максимальным отношением сигнал/шум, удалением p -го столбца из матрицы $\tilde{\mathbf{H}}(i)$:

$$\tilde{\mathbf{H}}(i+1) = \text{del}|\tilde{\mathbf{H}}(i)|^p, \quad (49)$$

где оператор $\text{del}|\cdot|^p$ производит удаление p -го столбца матрицы. Результатом первой итерации является вычисление p -ой строки матрицы \mathbf{G}_{CLTD} и снижение размерности матрицы $\tilde{\mathbf{H}}(i)$ до 4×3 , после чего начинается выполнение второй итерации с первого шага [27, 28, 32, 40, 46].

На последней, 4-ой для данного примера итерации, матрица преобразования $\tilde{\mathbf{G}}(4)$ будет иметь размерность 1×4 , а матрица $\tilde{\mathbf{H}}(i)$ размерность 4×1 . Весь итерационный процесс процедуры последовательного подавления интерференции завершается после вычисления всех строк искомой матрицы $\tilde{\mathbf{G}}_{CLTD-OSIC}$.

$$\tilde{\mathbf{G}}_{CLTD-OSIC} = \begin{bmatrix} \left(\tilde{\mathbf{G}}(1)\right)_{p(1)} \\ \left(\tilde{\mathbf{G}}(2)\right)_{p(2)} \\ \left(\tilde{\mathbf{G}}(3)\right)_{p(3)} \\ \left(\tilde{\mathbf{G}}(4)\right)_{p(4)} \end{bmatrix}, \quad (50)$$

где $\left(\tilde{\mathbf{G}}(i)\right)_{p(i)}$ — обозначение p -ой строки матрицы $\tilde{\mathbf{G}}$, вычисленной на i -ой итерации. Найденная с помощью итерационного процесса матрица $\tilde{\mathbf{G}}_{CLTD-OSIC}$ используется при формировании прекодирующей матрицы для передачи данных по «нисходящему» каналу [27, 28, 32].

Базовая станция и абонентские терминалы оснащены несколькими приемопередающими антеннами, а каждому абонентскому терминалу выделяется несколько пространственных каналов $R_{ch,k} \leq N$. Сценарий широковещательного ка-

нала при передаче данных от базовой станции к абонентским терминалам по «нисходящему каналу» представлен на рисунке 13.

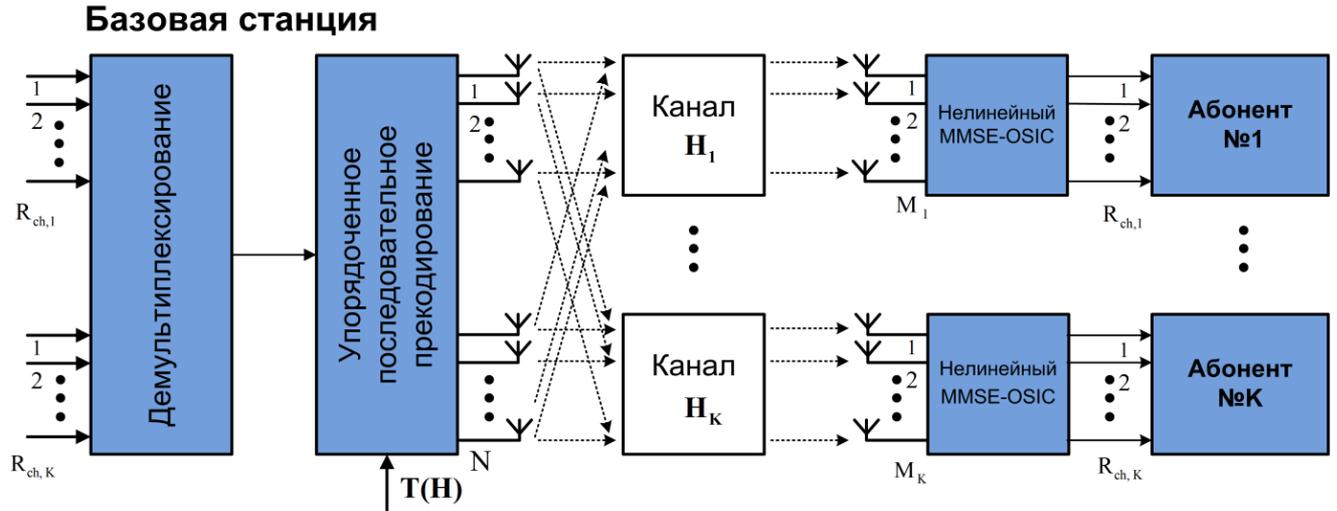


Рисунок 13. Сценарий широковещательного канала для системы MU-MIMO.

Полученная при приёме базовой станцией сигналов абонентов матрица $\tilde{\mathbf{G}}_{CLTD-OSIC}$ используется для последующего вычисления прекодирующей матрицы \mathbf{T} , необходимой для работы базовой станции с абонентскими терминалами в режиме широковещательного канала [27, 28, 32]:

$$\mathbf{T} = \frac{(\tilde{\mathbf{G}}_{CLTD-OSIC})^T}{\sqrt{\text{tr}(\tilde{\mathbf{G}}_{CLTD-OSIC} \tilde{\mathbf{G}}_{CLTD-OSIC})}}, \quad (51)$$

где $\text{tr}(\)$ — операция вычисления следа матрицы. Общая прекодирующая матрица, в свою очередь, состоит из прекодирующих матриц для каждого из абонентов и имеет следующий вид:

$$\mathbf{T} = [\mathbf{T}_1 \quad \mathbf{T}_2 \quad \dots \quad \mathbf{T}_K]. \quad (52)$$

Сигнал на входе приёмника k -го абонентского терминала можно представить в виде:

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{T}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{H}_k \sum_{n=1, n \neq k}^K \mathbf{T}_n \mathbf{s}_n + \mathbf{n}_k, \quad k = 1, 2, \dots, K, \quad (53)$$

где \mathbf{H}_k — матрица канала между базовой станцией и k -ым абонентским терминалом размерности $M_k \times N$, \mathbf{T}_k — прекодирующая матрица размерности $N \times M_k$, вычисленная на стороне базовой станции для передачи данных k -му абонентскому

терминалу, \mathbf{s}_k — $R_{ch,k}$ -мерный вектор символов передаваемых базовой станцией k -му абонентскому терминалу размерности, \mathbf{n}_k — комплексный вектор шума в канале связи k -го абонентского терминала, имеющий нулевое математическое ожидание и корреляционную матрицу $\mathbf{R}_{\mathbf{n}} = 2\sigma_{\mathbf{n}}^2\mathbf{I}$.

Разработанный алгоритм А1 (54) описан ниже в виде 2-х этапов демодуляции и прекодирования на примере многопользовательской системы ММО, состоящей из базовой станции, оснащенной 4-я приёмными антеннами, и двух абонентских терминалов, каждый из которых имеет по 2 передающих антенны:

Исходные данные: $\tilde{\mathbf{H}}_{T,k} = \frac{1}{2\sigma_{n,k}^2} \tilde{\mathbf{H}}_k \tilde{\mathbf{T}}_k$ — информация о состоянии канала на стороне абонентского терминала.

1. Демодуляция

Начало цикла

- 1) Вычисление первичной матрицы преобразования:

$$\tilde{\mathbf{G}}(i) = \left(\tilde{\mathbf{H}}_T(i)' \tilde{\mathbf{H}}_T(i) + \mathbf{I} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_T(i)'$$

- 2) Упорядочивание сигналов абонентов:

$$\alpha_i = \arg \min_p \left\| \left(\tilde{\mathbf{G}}(i) \right)_p \right\|^2.$$

- 3) Последовательная демодуляция принятых сигналов абонентов:

$$\left(\tilde{\mathbf{G}}_{CLTD} \right)_p = \left(\tilde{\mathbf{G}}(i) \right)_p ; \tilde{\mathbf{H}}(i+1) = \text{del} \left| \tilde{\mathbf{H}}(i) \right|^p.$$

- 4) Последовательное заполнение матрицы демодуляции:

$$\tilde{\mathbf{G}}_{CLTD-OSIC} = \begin{bmatrix} \left(\tilde{\mathbf{G}}(1) \right)_{p(1)} \\ \left(\tilde{\mathbf{G}}(2) \right)_{p(2)} \\ \left(\tilde{\mathbf{G}}(3) \right)_{p(3)} \\ \left(\tilde{\mathbf{G}}(4) \right)_{p(4)} \end{bmatrix}.$$

Конец цикла

(54)

2. Прекодирование

Вычисление результирующей матрицы прекодирования:

$$\mathbf{T} = \frac{(\tilde{\mathbf{G}}_{CLTD-OSIC})^T}{\sqrt{\text{tr}(\tilde{\mathbf{G}}_{CLTD-OSIC} \tilde{\mathbf{G}}_{CLTD-OSIC})}}.$$

2.2 Сравнительный анализ разработанного алгоритма прекодирования и алгоритма прекодирования на основе метода MMSE

Компьютерное моделирование позволяет сравнить помехоустойчивость разработанного алгоритма А1 (54) с известным алгоритмом прекодирования с замкнутой петлей обратной связи CLTD (34)-(41). Параметры модели приведены в таблице 2.

Таблица. 2. Параметры моделирования.

Канал связи	MIMO
Замирания в канале	Рэлеевские некоррелированные
Количество антенн базовой станции	4
Количество абонентов	2
Количество антенн абонентского терминала	2
Архитектура	V-BLAST
Количество символов, передаваемых в одном эксперименте	4
Метод модуляции:	QPSK
Количество экспериментов	4500

Итерационная процедура MMSE-OSIC применяется на стороне базовой станции при демодуляции принятых от абонентов сигналов по «восходящему» каналу и при передаче данных от базовой станции к абонентам по «нисходящему» кана-

лу. Результаты анализа помехоустойчивости после применения процедуры MMSE-OSIC при демодуляции на стороне базовой станции приведены на рисунке 14.

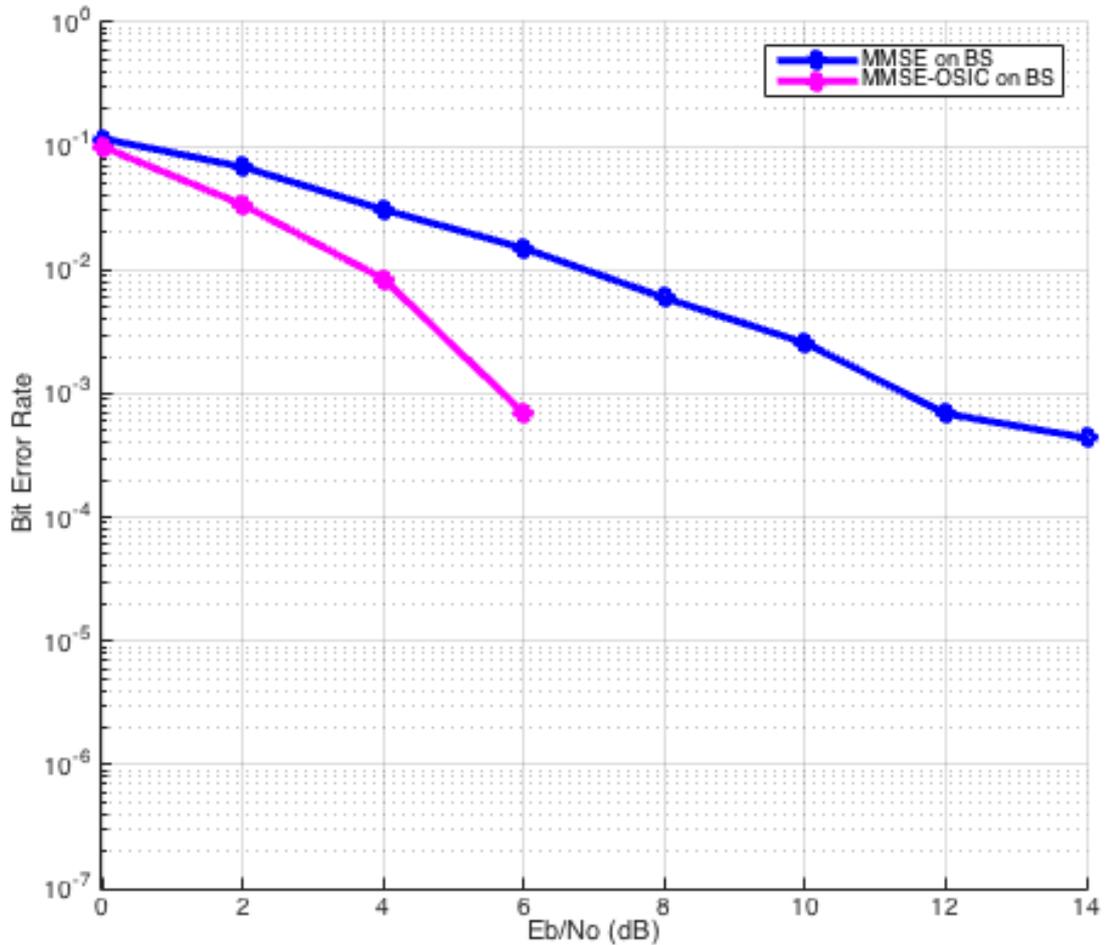


Рисунок 14. Результаты анализа помехоустойчивости при демодуляции на стороне базовой станции.

Применение процедуры MMSE-OSIC значительно увеличивает помехоустойчивость при приеме сигналов на стороне базовой станции по сравнению со стандартным методом MMSE. Из результатов можно сделать вывод, что процедура MMSE-OSIC является очень эффективным инструментом, обеспечивающим выигрыш при приеме на стороне базовой станции, равный примерно 4 дБ (в данных условиях). Так как полученная при приеме матрица преобразования для оценки принятых сигналов используется и для прекодирования на линии «вниз», то значительный выигрыш в помехоустойчивости, полученный при приеме, час-

точно сохраняется и при передаче сигналов в обратном направлении от базовой станции к абонентам.

Для того, чтобы определить эффективность всего алгоритма в целом, необходимо также провести оценку помехоустойчивости многопользовательской системы на стороне абонентских терминалов. Такая оценка отражает выигрыш в помехоустойчивости при применении прекодирующей матрицы базовой станции, полученной с помощью разработанного алгоритма A1 (54). В данном случае оценка помехоустойчивости производится по результатам передачи сигналов по многопользовательскому каналу по линии «вниз» от базовой станции в направлении абонентских терминалов. Результирующие кривые помехоустойчивости при демодуляции сигналов на стороне абонентских терминалов с помощью алгоритма MMSE приведены на рисунке 15. Параметры моделирования приведены в таблице 3.

Таблица. 3. Параметры моделирования.

Канал связи	MIMO
Дуплексный канал	TDD
Помехоустойчивое кодирование в радиоканале	Отсутствует
Замирания в канале	Рэлеевские некоррелированные
Количество антенн базовой станции	4
Количество абонентов	2
Количество антенн абонентского терминала	2
Архитектура	V-BLAST
Метод модуляции	QPSK
Алгоритм прекодирования	CLTD A1
Количество экспериментов	100000

Результаты моделирования позволяют сравнить помехоустойчивость разработанного алгоритма A1 (54) и известного алгоритма прекодирования с замкнутой петлей обратной связи CLTD (34) - (41) [5]. Из результатов моделирования на рисунке 15 видно, что алгоритм A1 позволяет повысить помехоустойчивости в 2,5 – 3,5 дБ.

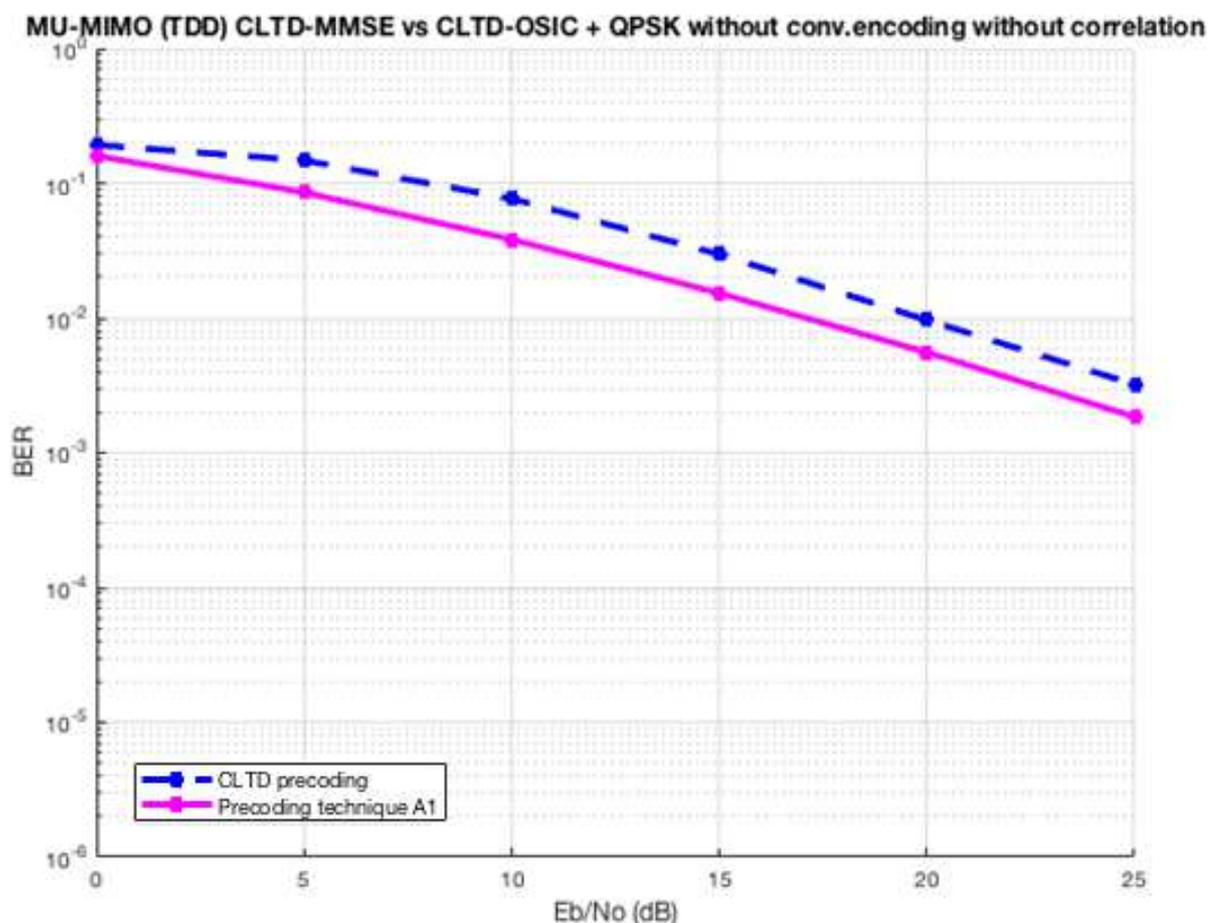


Рисунок 15. Сравнение помехоустойчивости алгоритма A1 (54) и известного алгоритма CLTD (34)-(41) без помехоустойчивого кодирования в радиоканале.

Отсутствие помехоустойчивого кодирования в радиоканале не позволяет достичь приемлемых показателей величины относительной частоты битовой ошибки BER. Для оценки помехоустойчивости алгоритма A1 (54) произведено моделирование антенной конфигурации 4x2x2 со сверточным кодированием в радиоканале со скоростью 1/2 [23]. Результаты моделирования с помехоустойчивым кодированием приведены на рисунке 16. Параметры моделирования приведены в таблице 4.

Таблица. 4. Параметры моделирования.

Канал связи	MIMO
Дуплексный канал	TDD
Помехоустойчивое кодирование в радиоканале	Сверточное (скорость кодирования 1/2)
Замирания в канале	Рэлеевские некоррелированные
Архитектура	V-BLAST
Метод модуляции	QPSK
Алгоритм прекодирования	CLTD, A1
Количество экспериментов	100000

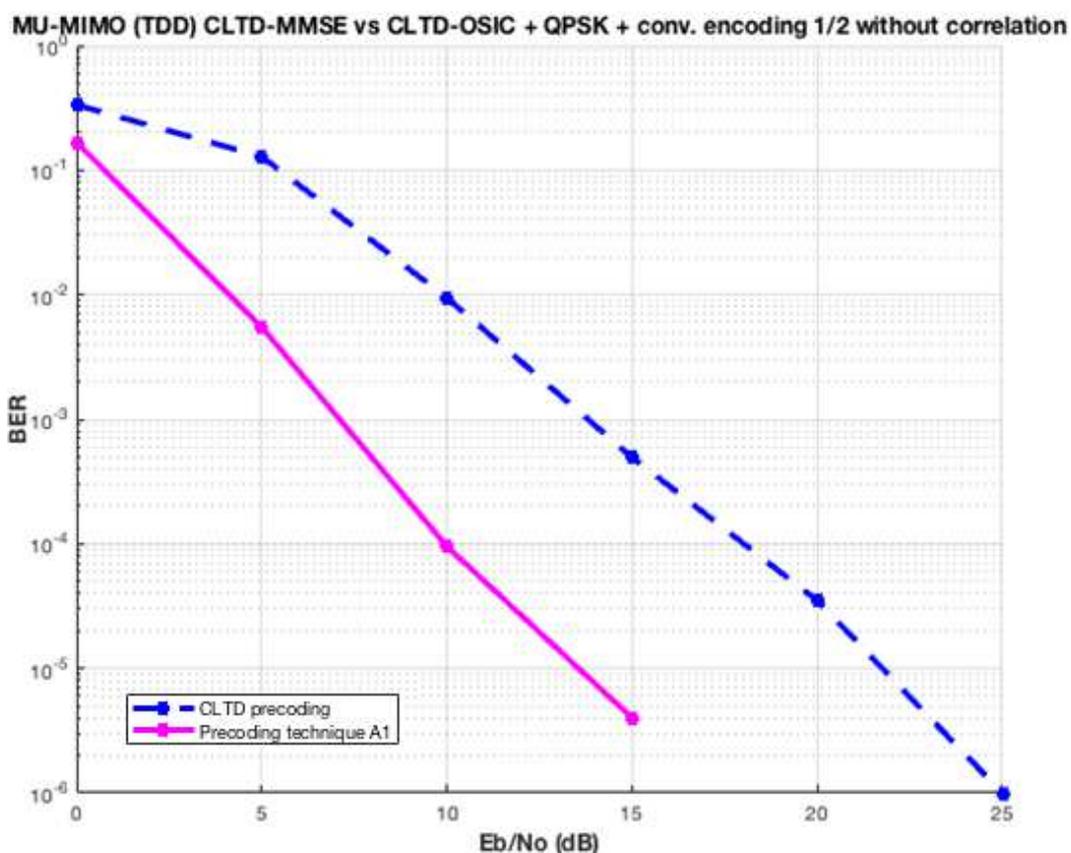


Рисунок 16. Сравнение помехоустойчивости алгоритма A1 (54) и известного алгоритма CLTD (34)-(41) со сверточным помехоустойчивым кодированием в канале.

При наличии помехоустойчивого кодирования в радиоканале разница в помехоустойчивости между алгоритмом A1 (54) и алгоритмом CLTD (34)-(41) увеличивается. При наличии помехоустойчивого кодирования алгоритм A1 позволяет получить энергетический выигрыш в 5-7 дБ.

Результаты моделирования на рисунке 16 отражают помехоустойчивость алгоритмов прекодирования без учета корреляции замираний в радиоканале. Для дальнейшего моделирования учтем корреляцию сигналов передающих антенн базовой станции и корреляцию между антеннами абонетских терминалов.

На рисунке 17 представлено сравнение результатов моделирования алгоритмов прекодирования при наличии сверточного помехоустойчивого кодирования в радиоканале и среднего уровня корреляции замираний [10, 11]. Параметры моделирования с учетом коэффициентов двух соседних антенных элементов на передающей и приемной стороне приведены в таблице 5.

Таблица. 5. Параметры моделирования.

Канал связи	MIMO
Дуплексный канал	TDD
Помехоустойчивое кодирование в радиоканале	Сверточное (скорость кодирования 1/2)
Замирания в канале	Рэлеевские коррелированные
Архитектура	V-BLAST
Коэффициент корреляции на передаче	0,3
Коэффициент корреляции на приеме	0,9
Метод модуляции	QPSK
Алгоритм прекодирования	CLTD A1
Количество экспериментов	100000

Из результатов моделирования видно, что в случае наличия коррелированных замираний в канале (рисунок 17) энергетический выигрыш в 5-

7 дБ от применения предложенного алгоритма прекодирования по сравнению с известным алгоритмом CLTD (34)-(41) сохраняется.

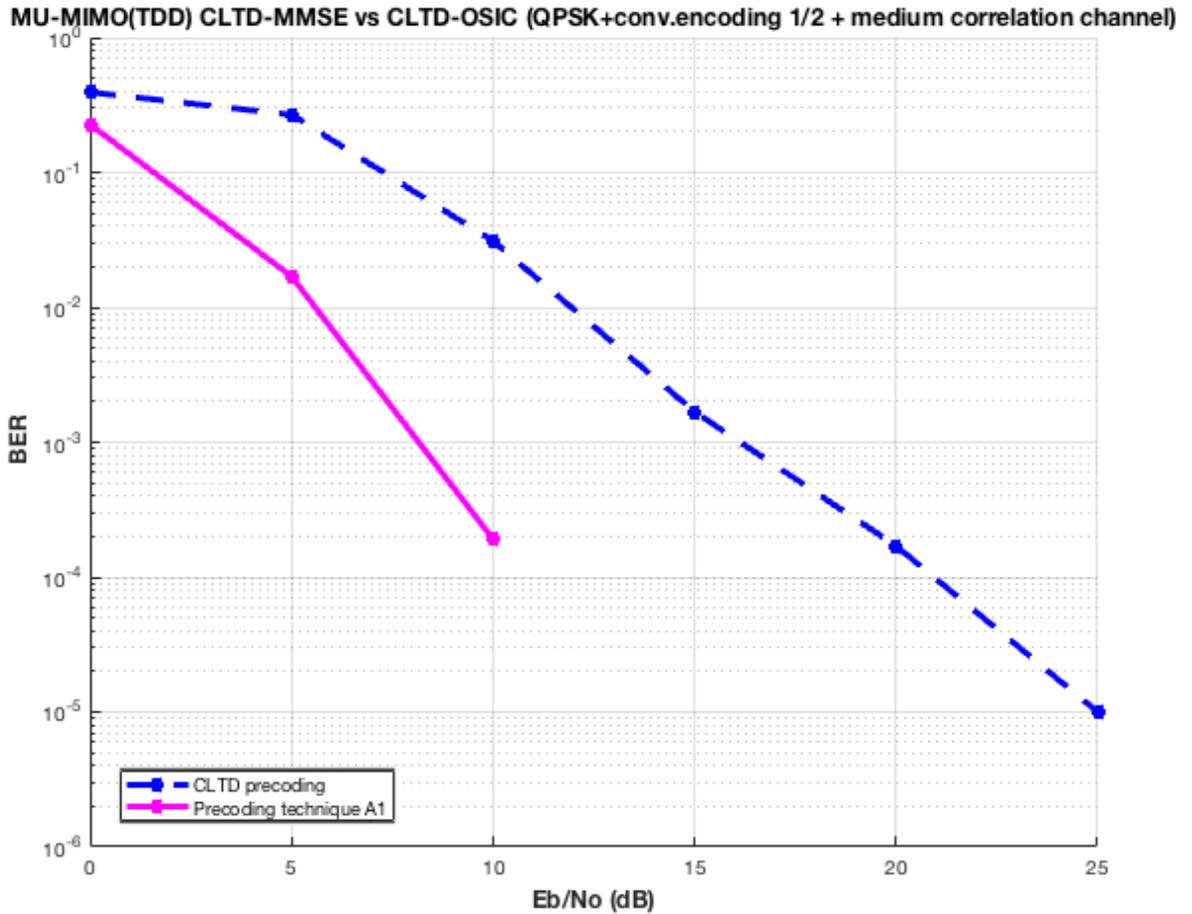


Рисунок 17. Сравнение помехоустойчивости алгоритма A1 (54) и известного алгоритма CLTD (34)-(41) со сверточным помехоустойчивым кодированием и с учетом средней корреляции замираний.

Результаты, представленные на рисунке 18, позволяют оценить выигрыш в помехоустойчивости от применения алгоритма A1 при наличии сильной корреляции замираний в радиоканале.

Параметры моделирования приведены в Таблица. 6.

Таблица. 6. Параметры моделирования.

Канал связи	MIMO
Дуплексный канал	TDD
Кодирование в радиоканале	Сверточное кодирование со ско-

	ростью 1/2
Замирания в канале	Рэлеевские коррелированные
Коэффициент корреляции на передаче	0,9
Коэффициент корреляции на приеме	0,9

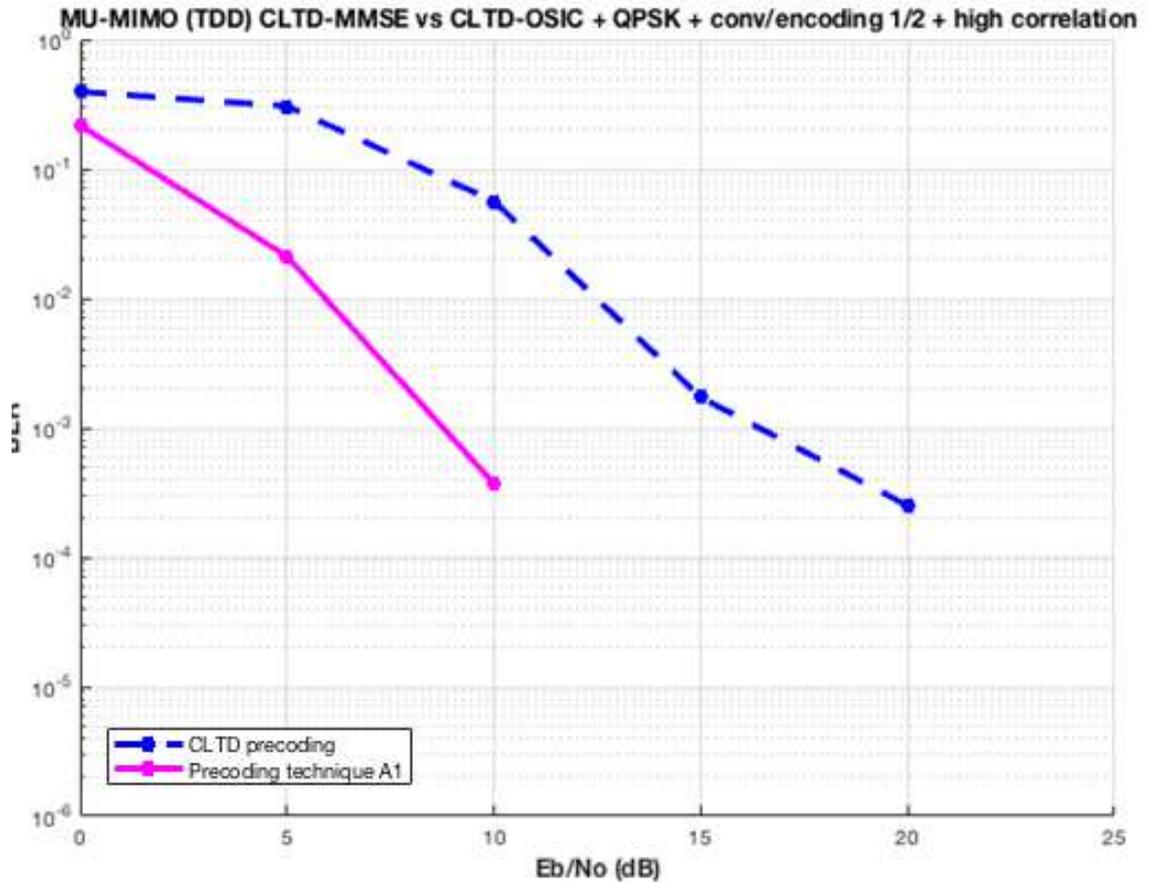


Рисунок 18. Сравнение помехоустойчивости алгоритма A1 (54) и известного алгоритма CLTD (34)-(41) со сверточным помехоустойчивым кодированием и с учетом сильной корреляции замираний.

Из результатов моделирования видно, что в случае наличия коррелированных замираний в канале (рисунок 18) выигрыш в помехоустойчивости в 5-7 дБ от применения разработанного алгоритма A1 (54) также сохраняется.

2.3 Выводы

1. Разработан алгоритм прекодирования A1 (54) для систем MU-MIMO с временным дуплексом. Для системы MU-MIMO 4x2x2 алгоритм A1 (54) превосходит на 6 дБ по помехоустойчивости известный алгоритм с замкнутой петлей обратной связи CLTD (34)-(41) [5] для многопользовательского канала с релеевскими коррелированными замираниями при антенной конфигурации 4x2x2.
2. Разработанный алгоритм A1 (54) позволяет осуществлять прекодирование на передающей стороне при отсутствии выделенного канала обратной связи, что позволяет эффективно сэкономить частотно-временные ресурсы.
3. При отсутствии помехоустойчивого кодирования и отсутствии корреляции замираний в радиоканале применение алгоритма прекодирования A1 (54) позволяет повысить помехоустойчивость на 2,5–3,5 дБ по сравнению с известным алгоритмом прекодирования CLTD (34)-(41).
4. При наличии помехоустойчивого кодирования и отсутствии корреляции замираний в радиоканале применение алгоритма прекодирования A1 (54) позволяет повысить помехоустойчивость на 5–7 дБ по сравнению с известным алгоритмом прекодирования CLTD (34)-(41).
5. При наличии коррелированных замираний и помехоустойчивого кодирования в радиоканале алгоритм прекодирования A1 (54) позволяет повысить помехоустойчивость на 5–7 дБ по сравнению с известным алгоритмом прекодирования CLTD (34)-(41).

3 РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ПРЕКОДИРОВАНИЯ ДЛЯ МНОГОПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКИХ СИСТЕМ С ЧАСТОТНЫМ ДУПЛЕКСОМ

Алгоритм А1 (54) позволяет производить предварительную обработку сигналов на стороне базовой станции и абонентских терминалов без необходимости выделенного канала обратной связи. Отсутствие канала обратной связи привлекательно с позиции экономии частотно-временных ресурсов. Однако это преимущество алгоритма возможно использовать лишь в системах с временным дуплексом. В случае систем с частотным дуплексом реализация принципа взаимности передающего и приемного трактов невозможна, что приводит к необходимости организации канала обратной связи от приёмного устройства к передающему устройству. Ширина полосы частот канала обратной связи напрямую зависит от объема информации о состоянии канала. Так как в системах с частотным дуплексом невозможен полный отказ от канала обратной связи, то актуальным является вопрос о максимальном сжатии объема информации о состоянии канала, передаваемого по каналу обратной связи, для наиболее экономного распределения частотных ресурсов в пользу «широковещательного» канала передачи данных.

Для передачи одного комплексного коэффициента канала требуется минимум 16 бит, поэтому абонентский терминал, оснащенный M_k антеннами, для информирования базовой станции о состоянии канала вынужден периодически передавать $M_k \times N \times 16$ бит информации (рисунок 19). Передача такого относительно большого объема информации требует ресурса для организации канала обратной связи, обеспечивающего пропускную способность, обусловленную необходимой периодичностью отправки информации о канале.

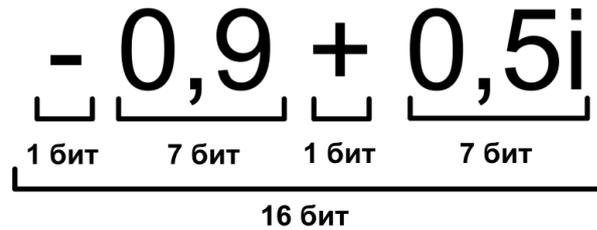


Рисунок 19. Количество бит, необходимых для передачи одного комплексного коэффициента канала.

Для уменьшения объема передаваемых данных по каналу обратной связи и, соответственно, уменьшения полосы частот канала обратной связи возможно квантование информации о состоянии канала связи с меньшим числом состояний. Кардинальное уменьшение числа состояний обеспечивает кодовая книга, т.е. фиксированный набор возможных значений матрицы канала.

В стандарте LTE для передачи информации по каналу обратной связи и дальнейшего распределения частотно-временных ресурсов и пространственных каналов на передающей стороне используются различные индикаторы: CQI (Channel Quality information), PMI (Precoding Matrix Indicator), RI (Rank Indicator) [10, 39]. Применение индикатора PMI зависит от выбранного подхода к квантованию.

Если выбран подход к квантованию №2 (13)-(15) [21], то индикатор PMI несет в себе информацию о порядковом номере предпочитаемого абонентским терминалом прекодирующего вектора \mathbf{t}_k , который в дальнейшем будет использоваться базовой станцией для составления общей прекодирующей матрицы \mathbf{T} .

Если выбран подход к квантованию №1 (12) [21], то используется индикатор CDI, несущий в себе информацию о порядковом номере вектора кодовой книги квантования \mathbf{h}_k . Выбор 1-го (12) или 2-го подхода (13)-(15) к квантованию информации, передаваемой по каналу обратной связи, зависит от выбранного алгоритма прекодирования.

Индикатор CQI необходим для передачи информации об измеренной на приёмной стороне спектральной эффективности, что влияет на выбор метода модуля-

ции и кодирования на передающей стороне [62, 63], а также распределения выходной мощности между передающими антеннами базовой станции.

Индикатор RI, сообщающий на передающую сторону ранг матрицы канала абонентского терминала, позволяет определить количество активных пространственных каналов.

Для оценки мощности сигнала абонентские терминалы используют показатель SINR (Отношение сигнал/(шум +помеха) [42]:

$$SINR_k = \frac{|h_k^H t_k|^2}{\sum_{j \neq k} |h_k^H t_j|^2 + \sigma^2} = \frac{\frac{1}{\sigma^2} |h_k^H t_k|^2}{\sum_{j \neq k} \frac{1}{\sigma^2} |h_k^H t_j|^2 + 1}. \quad (55)$$

В случае если на передающей стороне используется известный алгоритм блочной диагонализации, то вычисление общей прекодирующей матрицы базовой станции \mathbf{T} может выполняться, как централизованно на стороне базовой станции, так и распределенным методом, с помощью всех абонентских терминалов многопользовательской системы, т.е. возможно применением и 1-го (12) и 2-го подходов (13)-(15) к квантованию.

Использование 1-го подхода (12) к квантованию подразумевает использование простейшей метрики выбора наиболее подходящего кодового слова \mathbf{f}_l из кодовой книги \mathbf{F} , полученной с помощью метода RVQ [20, 96]:

$$\hat{\mathbf{h}}_k = \mathbf{f}_{l, i_{CQI}} = \arg \max_{l=1, \dots, L} |\hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{f}_l^H|, \quad (56)$$

где знак $(\hat{\cdot})$ используется для обозначения оценки канала с учетом погрешности, $\hat{\mathbf{h}}_k$ — квантованная оценка матрицы канала на стороне абонентского терминала, полученная с помощью кодового слова \mathbf{f}_l кодовой книги \mathbf{F} .

Применение 2-го подхода (13)-(15) к квантованию требует создания заранее известной на стороне базовой станции и абонентского терминала кодовой книги прекодирующих векторов-столбцов, представленных матрицей размерности $N \times L$, где размер кодовой книги прекодирующих векторов L определяется количеством передаваемых бит по каналу обратной связи.

Предложенный во второй главе алгоритм вычисления прекодирующей матрицы (54) в качестве входных данных требует не только информации о состоянии канала, но и оценок мощности шума на входе приемника каждого абонентского терминала, что позволяет произвести упорядоченное последовательное вычисление прекодирующей матрицы базовой станции \mathbf{T} с помощью процедуры OSIC.

Применение предложенной в главе 2 процедуры упорядоченного прекодирования (54) позволяет достичь значительного энергетического выигрыша. Дальнейшее увеличение энергетической эффективности алгоритма прекодирования на основе квантованных значений информации о состоянии канала возможно за счет применения упорядоченных кодовых книг. Для составления таких кодовых книг необходимо воспользоваться дополнительными сведениями из линейной алгебры (Приложение 1) [22, 34].

3.1 Синтез кодовых книг с использованием грассманианов

Кодовая книга абонентского терминала (11) является матрицей размерности $L \times N$, где каждый вектор-строка является кодовым словом размерности $1 \times N$ (рисунок 20) [96].

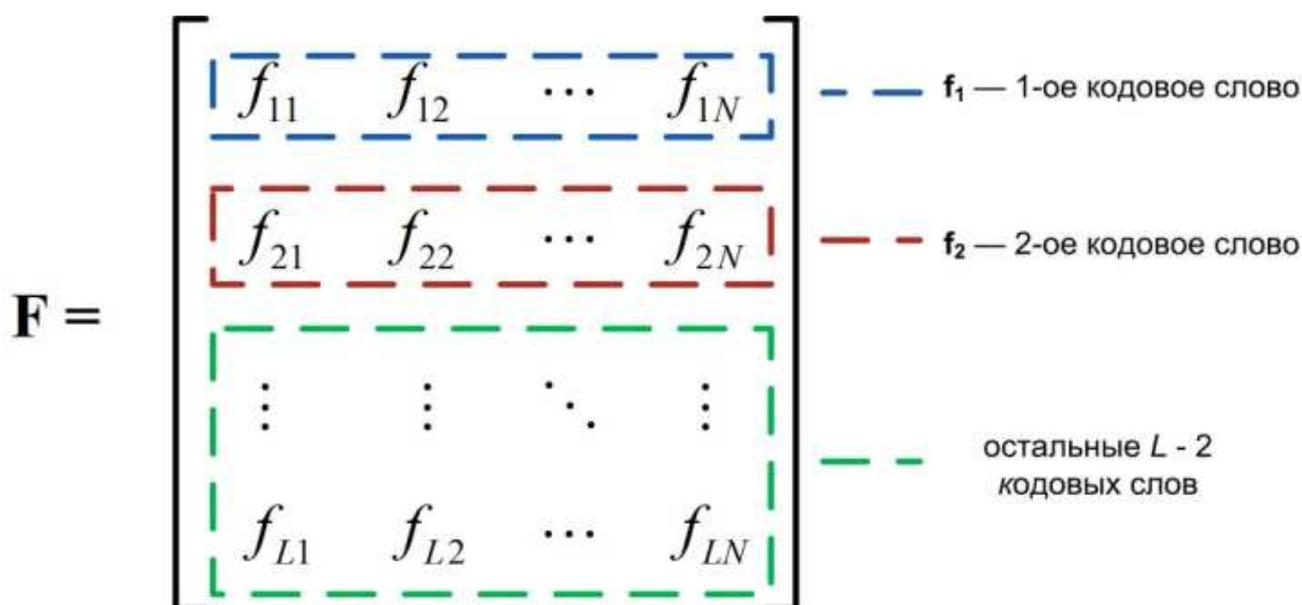


Рисунок 20. Структура кодовой книги абонентских терминалов.

Кодовые слова используются абонентскими терминалами как квантованные значения информации о состоянии канала. Размер кодовой книги абонентского

терминала зависит от количества бит B , передаваемых по каналу обратной связи от абонентского терминала к базовой станции. Соответственно, кодовая книга высокой размерности, позволяющая обеспечить квантование информации о состоянии канала с более частым шагом квантования потребует большего значения B , а значит и более скоростного канала обратной связи, что не всегда возможно.

Каждое кодовое слово из кодовой книги представляет собой вектор, состоящий из комплексных случайных величин, совпадающий по размерности с вектором канала пользователя [18, 38, 52]. При наличии квантованных оценок состояния канала на стороне абонентских терминалов становится возможным вычисление или выбор прекодирующей матрицы, в зависимости от выбранного подхода к квантованию, организации канала обратной связи и количества абонентов.

Структура общей прекодирующей матрицы базовой станции, состоящей из прекодирующих матриц абонентов, оснащенных двумя приемопередающими антеннами, показана на рисунке 21.

$$\begin{array}{c}
 \mathbf{T}_1 \text{ – прекодирующая} \\ \text{матрица для 1-го} \\ \text{абонента} \\
 \mathbf{T}_2 \text{ – прекодирующая} \\ \text{матрица для 2-го} \\ \text{абонента} \\
 \text{Прекодирующие} \\ \text{матрицы для} \\ \text{остальных } K-2 \\ \text{пользователей} \\
 \mathbf{T} = \left[\begin{array}{cccc|cc}
 t_{11} & t_{12} & t_{13} & t_{14} & \dots & t_{1M} \\
 t_{21} & t_{22} & t_{23} & t_{24} & \dots & t_{2M} \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\
 t_{N1} & t_{N2} & t_{N3} & t_{N4} & \dots & t_{NM}
 \end{array} \right] \\
 \mathbf{T} \text{ – общая прекодирующая} \\ \text{матрица базовой станции} \\
 \mathbf{T} = [\mathbf{T}_1 \ \mathbf{T}_2 \ \dots \ \mathbf{T}_K]
 \end{array}$$

Рисунок 21. Структура прекодирующей матрицы базовой станции.

В работах [21, 20, 50] предлагается составлять кодовые книги абонентских терминалов на основе грассманианов. Грассманиан $\mathbb{G}_{K,N}$ или многообразие

Грассмана представляет собой набор K -мерных пространств в N -мерном комплексном пространстве (Приложение 1) [22, 34]. В случае грассманиана размерности (K, N) кодовую книгу одноантенного абонентского терминала, состоящую из векторов можно представить как набор линий в N -мерном пространстве. Использование грассманианов удобно возможностью геометрического представления векторов и матриц различной размерности в заданном многомерном пространстве. В случае рассмотрения кодовой книги как грассманиана, появляется возможность упорядочить кодовые слова, представленные подпространствами в многомерном пространстве с помощью различных метрик.

Для составления кодовой книги абонентского терминала необходимо сгенерировать набор комплексных векторов, расположенных на минимальном расстоянии друг от друга в N -мерном пространстве [18, 20].

Существует большое количество метрик расстояний между кодовыми словами [18, 20], но для случая абонентских терминалов, оснащенных одной антенной, кодовая книга будет состоять из линий грассманиана, т.е. из одномерных подпространств (векторов) [72]. В таком случае применима метрика расстояния [31]:

$$d_{line}(\hat{\mathbf{f}}_l, \hat{\mathbf{f}}_m) = \sqrt{\left(1 - |\hat{\mathbf{f}}_m^H \hat{\mathbf{f}}_l|^2\right)}, \quad (57)$$

где знак (^) указывает на приведение к форме единичного нормированного вектора ($\hat{\mathbf{f}} = \mathbf{f}/|\mathbf{f}|$).

Согласно [18], процедуру алгоритма синтеза кодовой книги на основе грассманиана пошагово можно описать следующим образом [31].

<p>Начальные условия: l — порядковый номер кодового слова в кодовой книге ($l = 1, 2, \dots, L$), \mathbf{f}_l — первое кодовое слово кодовой книги F, d_{line} — метрика расстояния между кодовыми словами.</p>	
--	--

<p>Шаг 1. Генерирование l-го случайного вектора \mathbf{f}_l, элементы которого являются независимыми случайными комплексными числами с нулевым средним и единичной дисперсией.</p>	(58)
--	------

<p>Шаг 2. Генерирование следующего $(l+1)$-го кодового слова с помощью</p>	
--	--

генератора случайных векторов. Нормировка вектора \mathbf{f}_{l+1} к виду вектора с единичной нормой.

Шаг 3. Вычисление расстояния между сгенерированным на *шаге 2* вектором и всеми уже имеющимися в кодовой книге векторами с помощью метрики d_{line} (58).

Шаг 4. Повторение *шага 2* и *шага 3* с целью случайного поиска вектора \mathbf{f}_{l+1} в пространстве, отклоненного от вектора \mathbf{f}_m ($m = 1 \dots L, m \neq l$) на минимальное расстояние согласно метрике d_{line} (58).

Шаг 5. Выбор по результатам *шага 4* вектора, максимизирующего минимальное расстояние согласно метрике d_{line} (58).

Шаг 6. Переход к *шагу 2*. В случае $l = L$ кодовая книга заполнена.

3.2 Алгоритм прекодирования для многопользовательских систем связи с абонентскими терминалами, оснащенными одной антенной

Для абонентских терминалов с одной антенной информация о состоянии канала, передаваемая по каналу обратной связи, представлена вектором \mathbf{h}_k размерности $1 \times N$, состоящим из комплексных передаточных коэффициентов между приемной антенной абонентского терминала и каждой передающей антенной базовой станции. Помимо информации о состоянии канала, на стороне базовой станции также требуется оценка уровня мощности сигнала на стороне приёмного устройства абонентского терминала. Это приводит к передаче еще большего количества информации по каналу обратной связи.

В алгоритме прекодирования, изложенном в [27, 28, 32], предлагается использовать при приеме сигналов на стороне базовой станции процедуру упорядоченной демодуляции OSIC (Ordered Successive Interference Cancellation), а затем использовать полученную матрицу демодуляции для прекодирования при передаче информации по «нисходящему» каналу. Предложенный принцип переиспользования матрицы демодуляции может быть реализован только в системах с временным дуплексом.

В случае системы связи с частотным дуплексом предложенный принцип переиспользования матрицы демодуляции не может быть применим по причине различия свойств «нисходящего» и «восходящего» каналов.

Для упорядоченного вычисления матрицы прекодирования с помощью нелинейной процедуры OSIC необходима не только информация о состоянии канала между базовой станцией и абонентами, но и информация об уровне полезного сигнала на стороне абонента.

Несмотря на невозможность реализации принципа взаимности в системах с частотным дуплексом, процедура OSIC может быть выполнена на передающей стороне. Базой для этого служит квантованная информация о состоянии канала и индикатор отношения сигнал/(шум+помеха) SINR (Signal to Interference + Noise Ratio), позволяющий упорядочить каналы абонентов в порядке возрастания мощности полезного сигнала. При упорядоченном прекодировании с помощью процедуры OSIC вычисление матрицы прекодирования \mathbf{T}_{OSIC} происходит итерационно. На первой итерации происходит оценивание самого сильного принятого сигнала, после чего происходит подавление интерференции, вносимой оцененным сигналом. На следующей итерации происходит повторный поиск следующего самого сильного из принятых сигналов и его оценка с учетом того, что интерференция сигнала, оцененного на первом шаге, уже не влияет на принимаемые сигналы. Данная процедура повторяется до тех пор, пока все принятые базовой станцией сигналы не будут оценены [27, 28, 32].

Рассмотрим подробнее процедуру упорядоченного прекодирования на примере многопользовательской системы MIMO, состоящей из базовой станции, оснащенной 4-мя приёмными антеннами, и двух абонентских терминалов, каждый из которых имеет 2 передающих антенны.

Шаг 1. На i -ой итерации информация о состоянии канала, представленная матрицей \mathbf{H} имеет размерность 4×4 . Вычисляется промежуточная матрица преобразования $\mathbf{T}_{iter}(i)$, необходимая для итерационного заполнения искомой матрицы \mathbf{T}_{OSIC} :

$$\mathbf{T}_{iter}(i) = \left(\mathbf{H}'(i)\mathbf{H}(i) + 2\sigma_n^2\mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{H}'(i), \quad (59)$$

где $\mathbf{H}(i)$ — значение матрицы обращенного канала на i -ой итерации; \mathbf{I} — единичная матрица размерности $(M+1-i) \times (N+1-i)$.

Шаг 2. Поиск пространственного канала с наивысшим отношением сигнал/шум для приоритетной оценки наиболее мощного из принятых сигналов:

$$SINR_{iter} = \arg \max_{k=1 \dots K} \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{t}_k|^2}{\sum_{j \neq k} |\mathbf{h}_k^H \mathbf{t}_j|^2 + 2\sigma_n^2} = \arg \max_{k=1 \dots K} \frac{\frac{1}{2\sigma_n^2} |\mathbf{h}_k^H \mathbf{t}_k|^2}{\sum_{j \neq k} \frac{1}{2\sigma_n^2} |\mathbf{h}_k^H \mathbf{t}_j|^2 + 1}, \quad (60)$$

где $(\mathbf{T}_{iter}(i))_p$ является обозначением p -ой строки матрицы $\tilde{\mathbf{G}}$, вычисленной на i -ой итерации; α_i — номер строки матрицы $\mathbf{T}_{iter}(i)$ с минимальной нормой, соответствующей переданному сигналу в пространственном канале с наивысшим отношением сигнал/шум [16].

Шаг 3. Найденная на втором шаге α_i -я строка матрицы $\mathbf{T}_{iter}(i)$ сохраняется в память сигнального процессора и присваивается α_i -ой строке матрицы \mathbf{T}_{OSIC} , используемой для внесения предсказаний в передаваемые базовой станцией сигналы:

$$(\mathbf{T}_{OSIC})_{SINR_{iter}} = (\mathbf{T}_{iter}(i))_{SINR_{iter}}. \quad (61)$$

Шаг 4. На i -ой итерации происходит подавление интерференции, вносимой найденным сигналом с максимальным отношением сигнал/шум, удалением α_i -го столбца из матрицы $\mathbf{H}(i)$:

$$\dot{\mathbf{H}}(i+1) = del \left| \dot{\mathbf{H}}(i) \right|^{SINR_{iter}}, \quad (62)$$

где оператор $del \left| \cdot \right|^{SINR_{iter}}$ производит удаление $SINR_{iter}$ -го столбца матрицы $\dot{\mathbf{H}}_T(i)$, снижая ее размерность до $M \times (N+1-i)$. При выполнении следующей, $(i+1)$ -ой итерации алгоритма, удаленная из матрицы $\dot{\mathbf{H}}_T(i)$ строка уже не участвует в вычислении промежуточной матрицы $\mathbf{T}_{iter}(i+1)$, тем самым производится последовательная оценка сигналов, принятых по всем пространственным каналам, в порядке убывания их мощности. Результатом каждой итерации является вычисление α_i -й строки искомой матрицы \mathbf{T}_{OSIC} и снижение размерности матрицы $\mathbf{H}(i)$. Необ-

ходимо отметить, что снижение размерности матрицы $\mathbf{H}(i)$ с каждой итерацией положительно сказывается на вычислительной сложности всего алгоритма в целом.

На последней, 4-ой для данного примера итерации, матрица $\mathbf{T}_{iter}(4)$ будет иметь размерность 1×4 , матрица $\mathbf{H}(i)$ — размерность 4×1 , а искомая матрица преобразования \mathbf{T}_{iter} увеличит свою размерность до 4×4 . Весь итерационный процесс процедуры последовательного подавления интерференции завершается после вычисления всех строк искомой матрицы \mathbf{T}_{OSIC} .

$$\mathbf{T}_{OSIC} = \begin{bmatrix} (\mathbf{T}_{iter}(i))_{SINR_{iter}} \\ (\mathbf{T}_{iter}(i+1))_{SINR_{iter}} \\ (\mathbf{T}_{iter}(i+2))_{SINR_{iter}} \\ (\mathbf{T}_{iter}(i+3))_{SINR_{iter}} \end{bmatrix}. \quad (63)$$

Результирующая матрица прекодирования базовой станции \mathbf{T} , содержащая весовые коэффициенты, с учетом нормировки имеет вид:

$$\mathbf{T} = \frac{\mathbf{T}_{OSIC}}{\sqrt{\text{tr}(\mathbf{T}_{OSIC} \mathbf{T}_{OSIC}^H)}}. \quad (64)$$

Разработанный алгоритм прекодирования A2, объединяющий все преобразования, необходимые для вычисления прекодирующей матрицы, представлен ниже.

Исходные данные: $\mathbf{h}_k = [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_N]$ — информация о состоянии канала на стороне абонентского терминала.

1. Квантование информации о состоянии канала (выбор кодового слова) на стороне каждого абонентского терминала

Начало цикла

Поиск наиболее подходящего кодового слова кодовой книги:

$$\hat{\mathbf{h}}_k = \mathbf{f}_l, i_{CQI,k} = \arg \max_{l=1, \dots, L} |\hat{\mathbf{h}}_k \tilde{\mathbf{f}}_l^H|;$$

Конец цикла

(65)

2. Прекодирование на стороне базовой станции

Составление квантованной матрицы состояния канала на основе индикаторов $i_{CQI,k}$ пользователей:

$$\dot{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{h}}_1 \\ \dot{\mathbf{h}}_2 \\ \vdots \\ \dot{\mathbf{h}}_K \end{bmatrix}, \text{ где } \dot{\mathbf{h}}_1 = [\dot{h}_1 \quad \dot{h}_2 \quad \dots \quad \dot{h}_N]$$

Начало цикла

1) Вычисление первичной матрицы преобразования:

$$\mathbf{T}_{iter}(i) = (\dot{\mathbf{H}}'(i)\dot{\mathbf{H}}(i) + 2\sigma_n^2\mathbf{I})^{-1} \dot{\mathbf{H}}'(i)$$

2) Упорядочивание сигналов абонентов:

$$SINR_{iter} = \arg \max_{k=1 \dots K} \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{t}_k|^2}{\sum_{j \neq k} |\mathbf{h}_k^H \mathbf{t}_j|^2 + 2\sigma_n^2} = \arg \max_{k=1 \dots K} \frac{\frac{1}{2\sigma_n^2} |\mathbf{h}_k^H \mathbf{t}_k|^2}{\sum_{j \neq k} \frac{1}{2\sigma_n^2} |\mathbf{h}_k^H \mathbf{t}_j|^2 + 1}$$

3) Последовательная демодуляция принятых сигналов абонентов:

$$(\mathbf{T}_{OSIC})_{SINR_{iter}} = (\mathbf{T}_{iter}(i))_{SINR_{iter}};$$

$$\dot{\mathbf{H}}(i+1) = del|\dot{\mathbf{H}}(i)|^{SINR_{iter}}.$$

4) Последовательное вычисление результирующей прекодирующей матрицы

$$\mathbf{T}_{OSIC} = \begin{bmatrix} (\mathbf{T}_{iter}(i))_{SINR_{iter}} \\ (\mathbf{T}_{iter}(i+1))_{SINR_{iter}} \\ (\mathbf{T}_{iter}(i+2))_{SINR_{iter}} \\ (\mathbf{T}_{iter}(i+3))_{SINR_{iter}} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{T} = \frac{\mathbf{T}_{OSIC}}{\sqrt{tr(\mathbf{T}_{OSIC}'\mathbf{T}_{OSIC})}}.$$

Конец цикла

На рисунке 22 изображена функциональная схема процесса передачи данных по «нисходящему» каналу с помощью разработанного алгоритма (65).

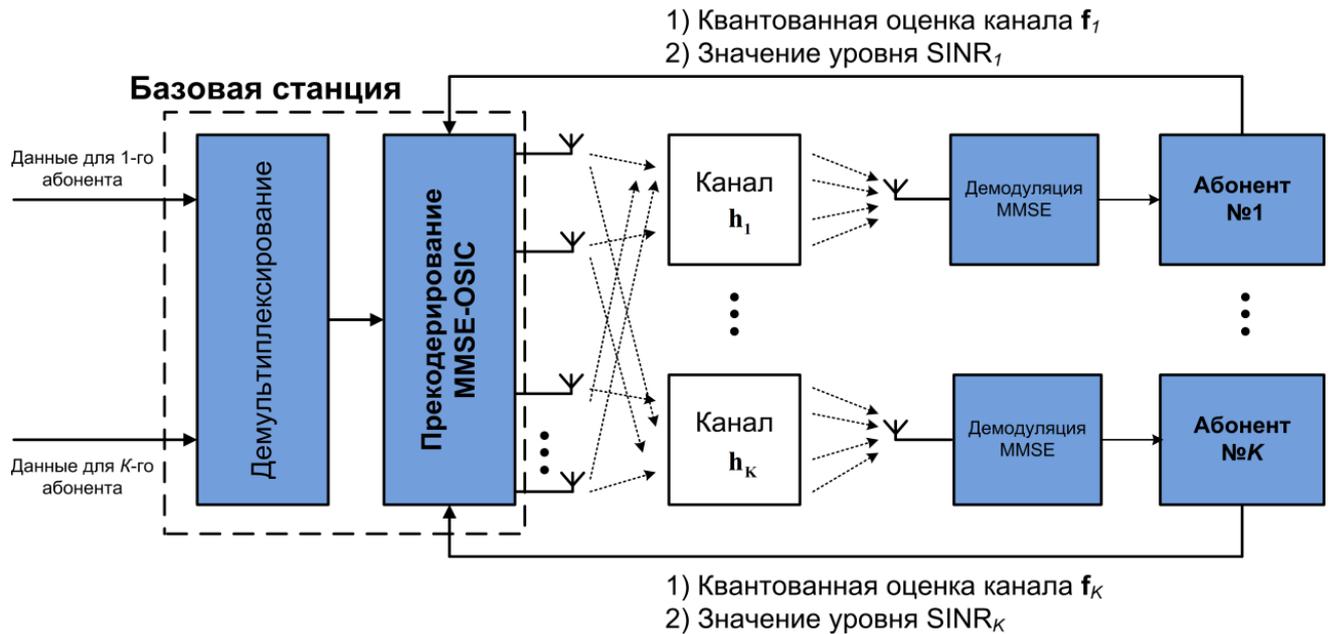


Рисунок 22. Функциональная схема процесса передачи данных по «нисходящему каналу» с помощью алгоритма (65).

3.3 Алгоритм прекодирования для многопользовательских систем связи с абонентскими терминалами, оснащенными несколькими антеннами

Для многоантенных абонентских терминалов представим кодовую книгу абонентского терминала как матрицу \mathbf{F} размерности $L \times N$, состоящую из L/M_k матриц размерности $M_k \times N$, являющихся кодовыми словами [20, 39, 41, 72]:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_1 & \mathbf{F}_2 & \dots & \mathbf{F}_L \end{bmatrix}, L = 2^B, \quad (66)$$

где $L = 2^B$, l — порядковый номер кодового слова. Иллюстрация структуры кодовой книги абонентского терминала отражена на рисунке 23.

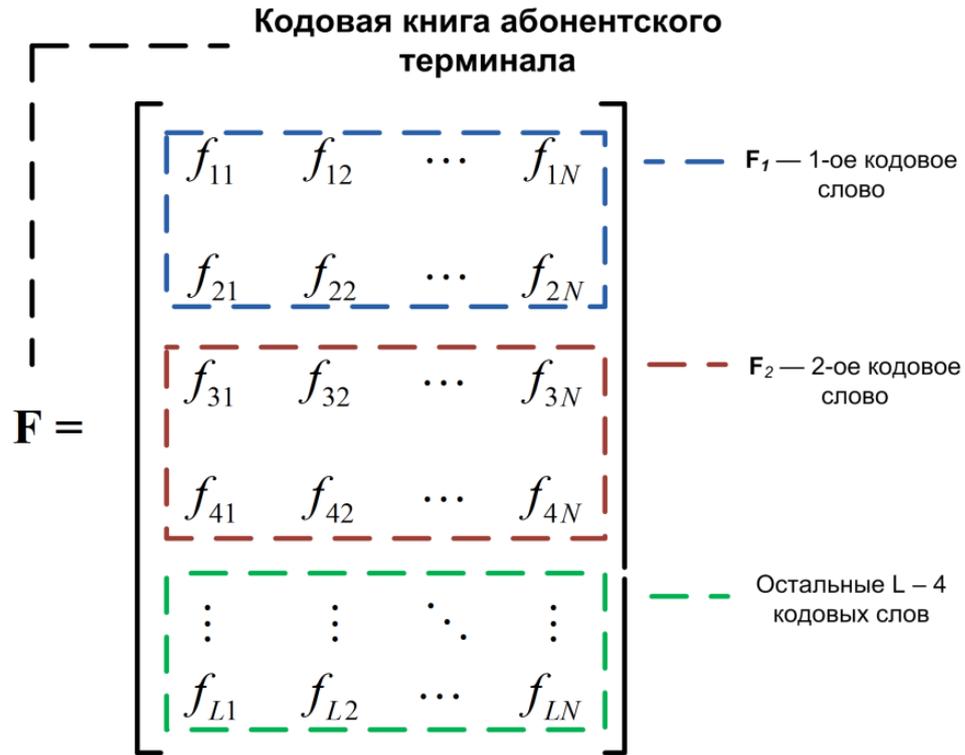


Рисунок 23. Структура кодовой книги абонентских терминалов.

Каждое кодовое слово из кодовой книги представляет собой матрицу, состоящую из комплексных случайных величин, совпадающую по размерности с оценкой канала на стороне абонентских терминалов. При наличии квантованных оценок состояния канала на стороне абонентских терминалов становится возможным вычисление или выбор прекодирующей матрицы, в зависимости от выбранного подхода к квантованию, организации канала обратной связи и количества абонентов.

Согласно первому подходу (12) к квантованию, наиболее подходящее кодовое слово \mathbf{F}_l , порядковый номер которой будет передан по каналу обратной связи. Для выбора наиболее подходящего кодового слова на приемной стороне используется метрика разности между матрицами [20, 96]:

$$\mathbf{F}_l = \arg \max_{\mathbf{F}_l \in \mathbf{F}} \left\| \mathbf{H}_k \tilde{\mathbf{F}}_l \right\|_F \quad (67)$$

где обозначение $\| \cdot \|_F$ указывает на операцию вычисления нормы Фробениуса [86, 88], \mathbf{H}_k — оценка канала на стороне абонентского терминала размерности $M_k \times N$, \mathbf{F}_l — l -е кодовое слово, представленное матрицей размерности $M_k \times N$ [96].

На рисунке 24 изображена функциональная схема процесса передачи данных по «нисходящему» каналу.

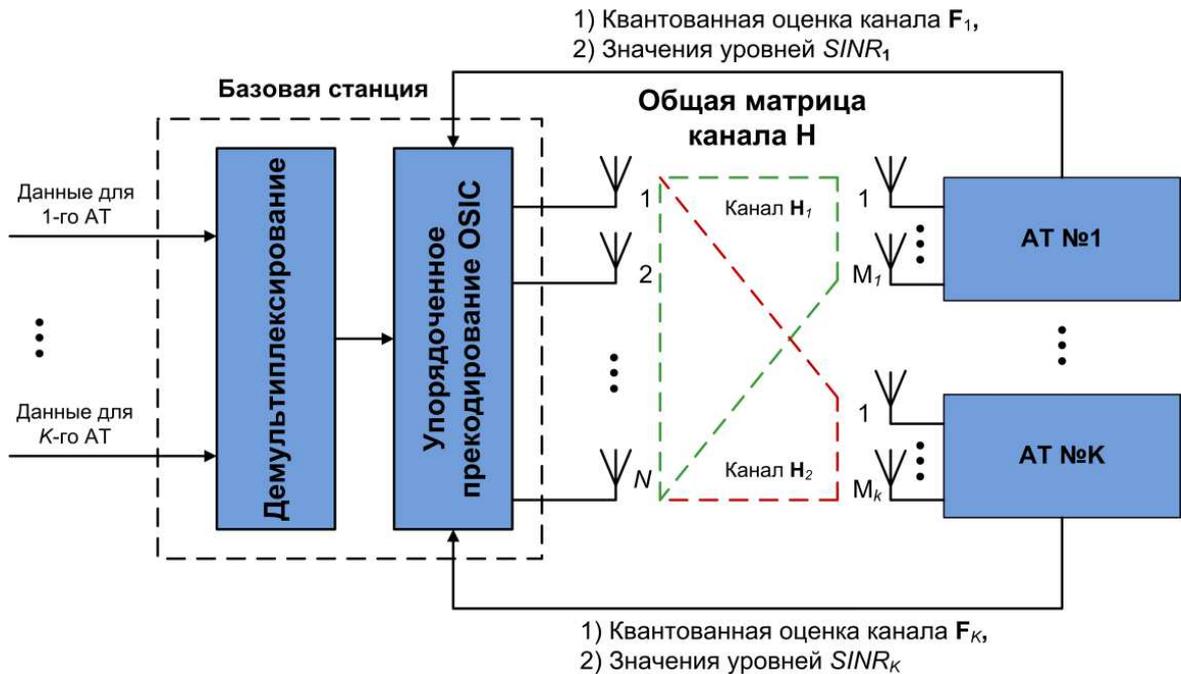


Рисунок 24. Система MU-MIMO с упорядоченным прекодированием и квантованной обратной связью.

В случае использования матрицы кодовой книга как подпространств грассманиана возможно применение следующих метрик [20, 96]:

- **метрика Фубини-Штуди:**

$$d_{FS}(\mathbf{F}_l, \mathbf{F}_m) = \arccos \left| \det(\mathbf{F}_m^H \mathbf{F}_l) \right|, \quad (68)$$

- **метрика хордового расстояния:**

$$d_{ch}(\mathbf{F}_l, \mathbf{F}_m) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left\| \mathbf{F}_l \mathbf{F}_l^H - \mathbf{F}_m \mathbf{F}_m^H \right\|_F. \quad (69)$$

Согласно [18] процедуру алгоритма синтеза кодовой книги на основе грассманиана пошагово можно описать следующим образом.

<p>Начальные условия: l — порядковый номер кодового слова в кодовой книге ($l = 1, 2, \dots, L$), \mathbf{F}_l — первое кодовое слово кодовой книги \mathbb{F}, d_{FS} —</p>	(70)
--	------

метрика Фубини-Штуди, d_{ch} — метрика хордового расстояния.

Генерирование набора случайных матриц $\mathbf{F}_l, (l = 1, 2, \dots, L)$, который будет использоваться в качестве начальной кодовой книги $\mathbb{F}(0)$, вычисление всех возможных расстояний (метрик d_{FS} или d_{ch}) между матрицами и определение пары кодовых слов $\mathbf{F}_k, \mathbf{F}_m$ с минимальным расстоянием (метрик $d_{FS,km}$ или $d_{ch,km}$).

Шаг 1. (Начало итерационного процесса) Генерирование следующей новой случайной матрицы (кодového слова) $\tilde{\mathbf{F}}_i$ с помощью генератора случайных матриц.

Шаг 2. Вычисление расстояний (метрик) $d_{FS}(\mathbf{F}_l, \tilde{\mathbf{F}}_i)$ или $d_{ch}(\mathbf{F}_l, \tilde{\mathbf{F}}_i)$ между сгенерированной на шаге 2 матрицей $\tilde{\mathbf{F}}_i$ и всеми уже имеющимися в кодовой книге матрицами $\mathbf{F}_l, l = \overline{1, L}$.

Шаг 3. Если минимальное расстояние между новой матрицей и всеми остальными меньше минимального расстояний между кодовыми словами исходной книги $d_{FS,km}$ или $d_{ch,km}$, то возвращаемся к шагу 1.

Шаг 4. Если минимальное расстояние между новой матрицей и всеми остальными меньше минимального расстояний между кодовыми словами исходной книги $d_{FS,km}$ или $d_{ch,km}$, то из двух кодовых слов $\mathbf{F}_k, \mathbf{F}_m$ удаляют из кодовой книги то, которое имеет меньшее расстояние по отношению к новой матрице $\tilde{\mathbf{F}}_i$ (например, \mathbf{F}_m) и на его место записывают новую матрицу, т.е. $\mathbf{F}_m = \tilde{\mathbf{F}}_i$.

Шаг 5. Переходят к шагу 1 и процедура повторяется до тех пор, пока число итераций не превысит заранее заданного числа или минимальное расстояние не превысит заданного порога.

Запишем разработанный алгоритм прекодирования АЗ, объединив все преобразования, необходимые для вычисления прекодирующей матрицы.

Исходные данные: $\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 \\ \mathbf{h}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{R_{ch,k}} \end{bmatrix}$ — информация о состоянии канала на сто-

роне абонентского терминала.

1. Квантование информации о состоянии канала (выбор кодового слова) на стороне каждого абонентского терминала

Начало цикла

Поиск наиболее подходящего кодового слова кодовой книги:

$$\mathbf{F}_l = \arg \max_{\mathbf{F}_l \in \mathbf{F}} \|\mathbf{H}_k \mathbf{F}_l\|_F;$$

Конец цикла

2. Прекодирование на стороне базовой станции

Составление квантованной матрицы состояния канала на основе индикаторов $i_{CQI,k}$ пользователей:

$$\dot{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{H}}_1 \\ \dot{\mathbf{H}}_2 \\ \vdots \\ \dot{\mathbf{H}}_K \end{bmatrix}, \text{ где } \mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 \\ \mathbf{h}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{R_{ch,k}} \end{bmatrix}$$

Начало цикла

1) *Вычисление первичной матрицы преобразования:*

$$\mathbf{T}_{iter}(i) = \left(\dot{\mathbf{H}}'(i) \dot{\mathbf{H}}(i) + 2\sigma_n^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \dot{\mathbf{H}}'(i)$$

2) *Упорядочивание сигналов абонентов:*

$$SINR_{iter} = \arg \max_{k=1 \dots K} \frac{|\mathbf{H}_k^H \mathbf{T}_k|^2}{\sum_{j \neq k} |\mathbf{H}_k^H \mathbf{T}_j|^2 + 2\sigma_n^2} = \arg \max_{k=1 \dots K} \frac{\frac{1}{2\sigma_n^2} |\mathbf{H}_k^H \mathbf{T}_k|^2}{\sum_{j \neq k} \frac{1}{2\sigma_n^2} |\mathbf{H}_k^H \mathbf{T}_j|^2 + 1}$$

3) *Последовательная демодуляция принятых сигналов абонентов:*

$$(\mathbf{T}_{OSIC})_{SINR_{iter}} = (\mathbf{T}_{iter}(i))_{SINR_{iter}};$$

(71)

$\dot{\mathbf{H}}(i+1) = del \dot{\mathbf{H}}(i) ^{SINR_{iter}};$
<p>4) Последовательное вычисление результирующей прекодирующей матрицы</p> $\mathbf{T}_{OSIC} = \begin{bmatrix} (\mathbf{T}_{iter}(i))_{SINR_{iter}} \\ (\mathbf{T}_{iter}(i+1))_{SINR_{iter}} \\ (\mathbf{T}_{iter}(i+2))_{SINR_{iter}} \\ (\mathbf{T}_{iter}(i+3))_{SINR_{iter}} \end{bmatrix};$ $\mathbf{T} = \frac{\mathbf{T}_{OSIC}}{\sqrt{tr(\mathbf{T}_{OSIC}'\mathbf{T}_{OSIC})}}.$
<p>Конец цикла</p>

3.4 Результаты компьютерного моделирования

Компьютерное моделирование многопользовательской системы MU-MIMO с частотным дуплексом позволяет оценить эффективность предложенных в главе 3 решений (65) и (71).

Параметры моделирования приведены в таблице 7.

Таблица. 7. Параметры моделирования.

Канал связи	MIMO
Замирания в канале	Рэлеевские некоррелированные
Количество антенн базовой станции	2
Количество абонентов	2
Количество антенн абонентского терминала	1
Архитектура	V-BLAST
Размер кодовой книги	128 кодовых слов
Метод модуляции	4-QAM
Алгоритм прекодирования	A2

Количество экспериментов	100000
--------------------------	--------

Для сравнения помехоустойчивости различных алгоритмов прекодирования в системе с антенной конфигурацией $2 \times 2 \times 1$ была выбрана кодовая книга абонентского терминала, состоящая из 128 кодовых слов, что требует передачи по каналу обратной связи всего 7 бит служебной информации и индикатора SINR. С учетом того, что для представления одного комплексного коэффициента канала требуется 16 бит (Рисунок 19.), передача полной матрицы канала требуется 64 бита ($M \times N \times 16$, $M = 2$, $N = 2$), не считая отдельно передаваемого индикатора SINR.

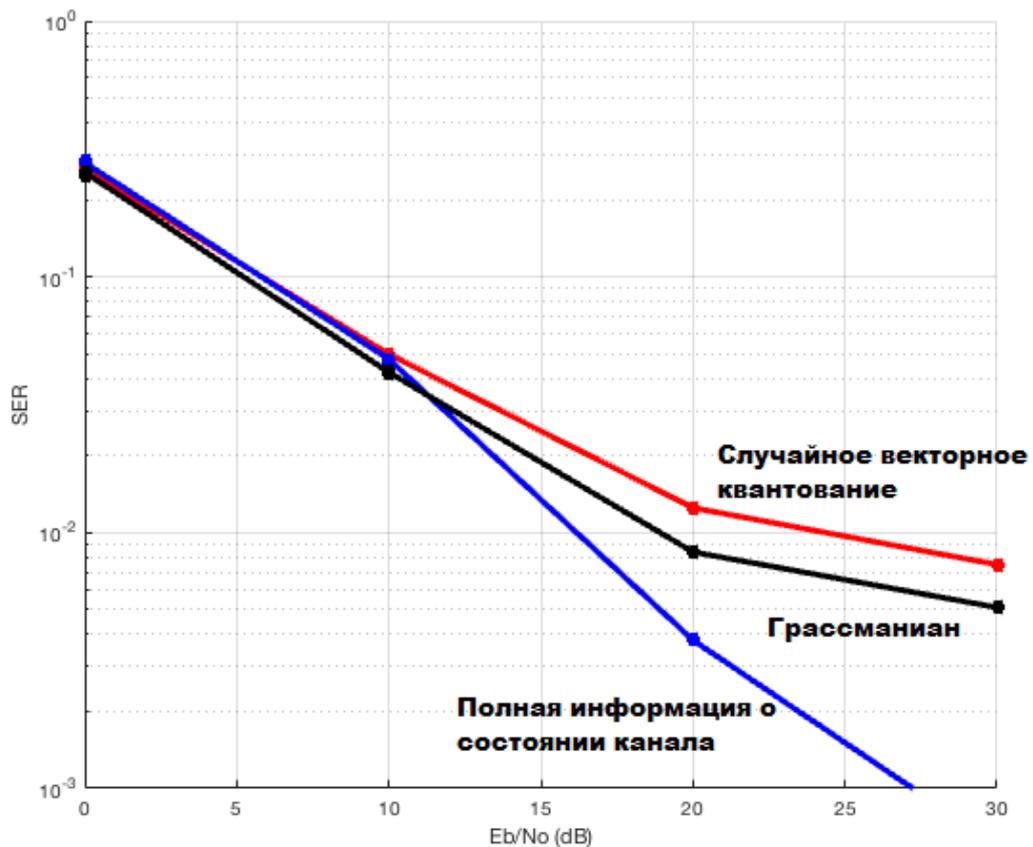


Рисунок 25. Результаты сравнения алгоритмов квантования информации о состоянии канала.

Из результатов компьютерного моделирования (рисунок 25) видно, что квантование с помощью грассманова многообразия приводит к меньшим энергетическим потерям по сравнению со случайным векторным квантованием RVQ. При квантовании информации о состоянии канала с помощью случайного векторного квантования энергетические потери по сравнению с прекодированием на основе

полной информации о состоянии канала составляют около 14 дБ при высоких отношениях сигнал/шум (более 20 дБ). Использование графманиана в качестве кодовой книги позволяет сократить потери в помехоустойчивости примерно до 4 дБ при отношении сигнал/шум в канале равном 20 дБ.

Моделирование системы MU-MIMO с антенной конфигурацией $4 \times 4 \times 1$ позволяет определить эффективность, а также сравнить результаты анализа помехоустойчивости при применении 1-го (12) и 2-го подхода (13)-(15) к квантованию информации о состоянии канала. Параметры моделирования приведены в таблице 8.

Таблица. 8. Параметры моделирования.

Канал связи	MIMO
Замирания в канале	Рэлеевские некоррелированные
Количество антенн базовой станции	4
Количество абонентов	4
Количество антенн абонентского терминала	1
Архитектура	V-BLAST
Размер кодовой книги	256 кодовых слов
Метод модуляции	4-QAM
Алгоритм прекодирования	MMSE
Количество экспериментов	10000

Как видно из результатов моделирования, представленных на рисунке 26, в случае многопользовательских систем MU-MIMO применение 1-го подхода (12) к квантованию информации, передаваемого по каналу обратной связи позволяет достичь лучших результатов помехоустойчивости по сравнению с подходом №2 (13)-(15), что учтено при разработке алгоритма (71), предназначенного для многопользовательских систем.

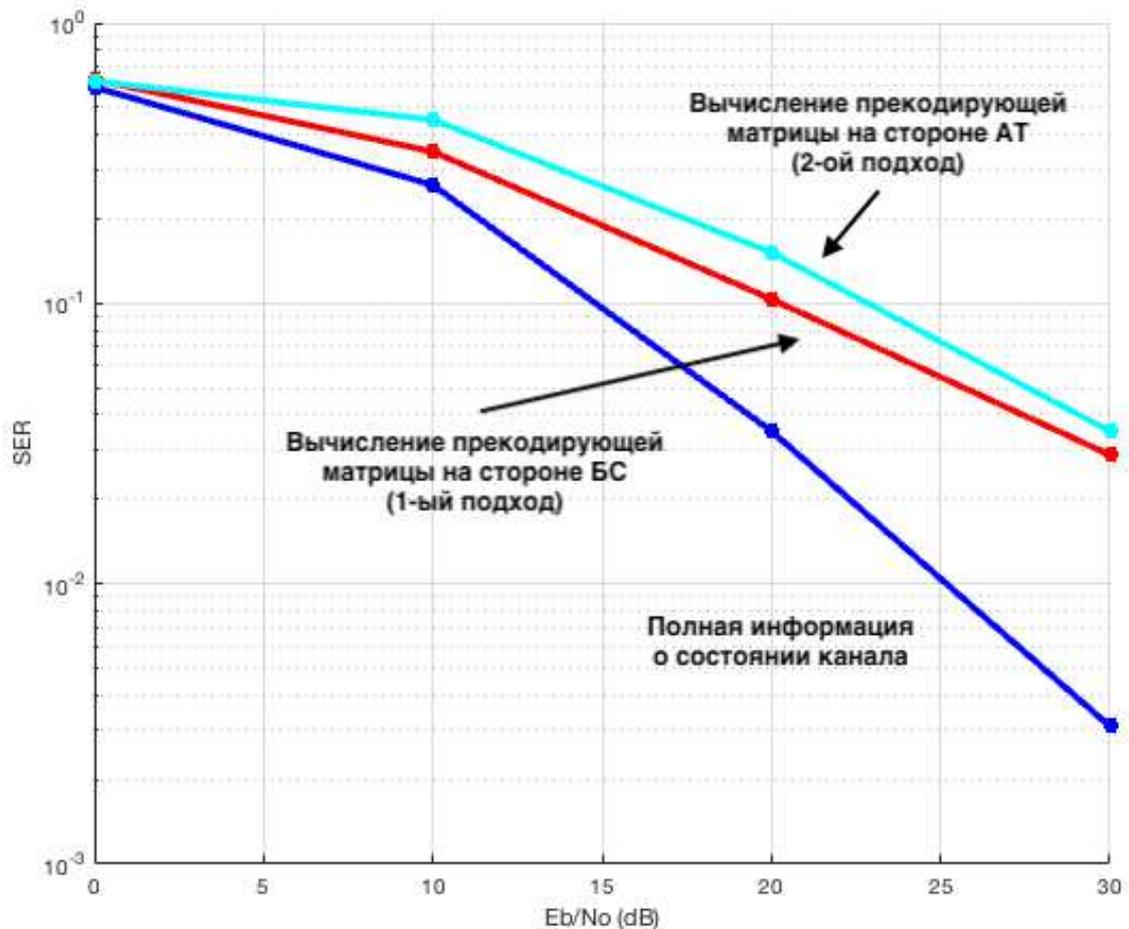


Рисунок 26. Сравнение 1-го и 2-го подходов к квантованию информации, передаваемой по каналу обратной связи.

Рассмотрим эффективность применения квантования информации о состоянии канала связи. Компьютерное моделирование многопользовательской системы MU-MIMO позволяет оценить помехоустойчивость системы связи на стороне абонентских терминалов. При моделировании были рассмотрены системы связи с антенными конфигурациями: $4 \times 4 \times 1$ (4 антенны на стороне базовой станции, 4 абонентских терминала с одной антенной), $4 \times 2 \times 2$ (4 антенны на стороне базовой станции, 2 абонентских терминала с двумя антеннами). Результатом моделирования является сравнение помехоустойчивости на стороне абонентских терминалов для случаев прекодирования с помощью известного алгоритма MMSE [98, 99] при наличии полной информации о состоянии канала связи на стороне базовой станции и предложенного (70) алгоритма упорядоченного прекодирования A2 с квантованной информацией о состоянии канала связи.

Результаты моделирования иллюстрируют зависимости Bit-Error-Rate (BER) от среднего отношения сигнал/шум на входе одной приемной антенны для многопользовательской системы ММО с прекодированием, использующим различные способы передачи информации о канале: случайное векторное квантование, квантование с помощью грассманиана с кодовой книгой объёмом 2^6 векторов (6 бит информации в обратном канале). Параметры моделирования приведены в таблице 9.

Таблица. 9. Параметры моделирования.

Канал связи	Многопользовательский канал ММО
Замирания в канале	Рэлеевские некоррелированные
Антенная конфигурация	4x4x1
Количество антенн базовой станции	4
Количество абонентов	4
Количество антенн абонентского терминала	1
Архитектура	V-BLAST
Алгоритмы прекодирования	A2
Количество бит обратной связи для кодовой книги (количество состояний в кодовой книге)	6 бит (64 вектора)
Алгоритм демодуляции	MMSE
Метод модуляции	QPSK
Количество экспериментов	100000

На рисунке 27 приведены результаты сравнения помехоустойчивости без помехоустойчивого кодирования для известного алгоритма прекодирования MMSE [98, 99] на основе полной информации о состоянии канала на передающей стороне и разработанного алгоритма A2 (65) на основе квантованной информации о состоянии канала на передающей стороне.

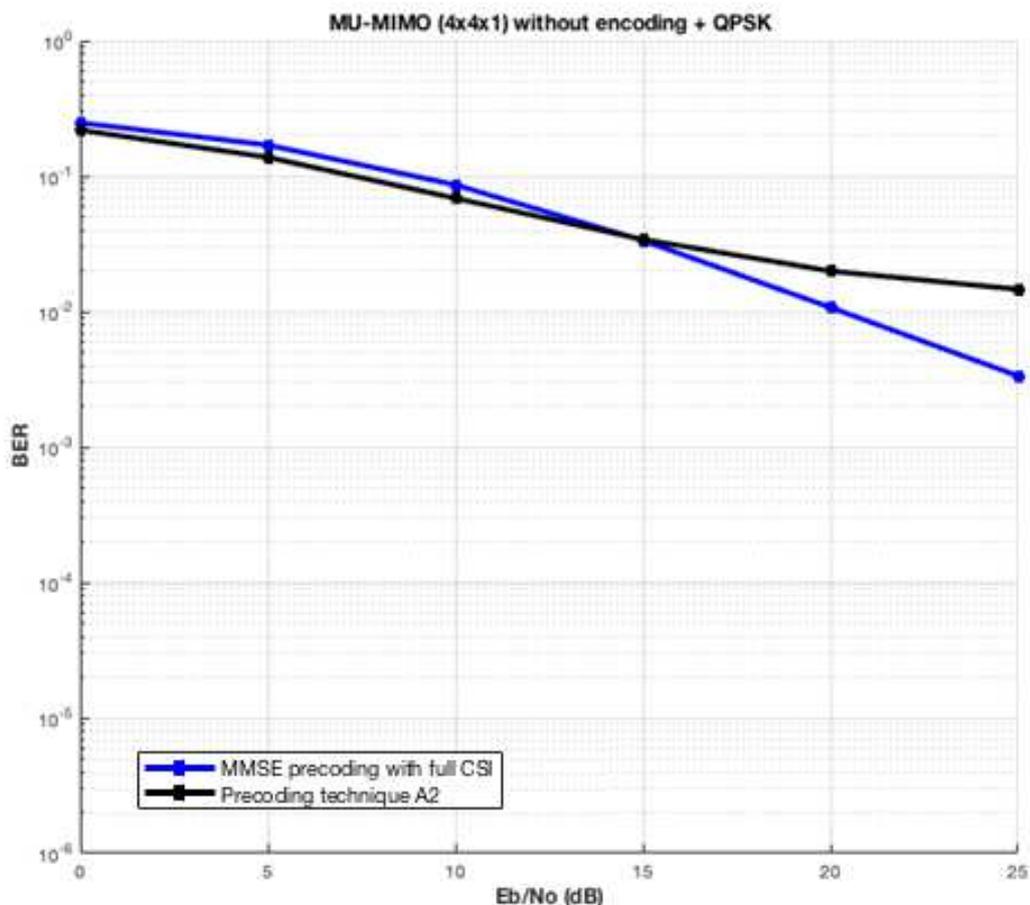


Рисунок 27. Сравнение помехоустойчивости антенной конфигурации 4x4x1 без кодирования в радиоканале.

Результаты моделирования показывают, что алгоритм A2 (65) позволяет без потерь в помехоустойчивости на низких отношениях сигнал/шум до 15 дБ уменьшить объём данных передаваемых данных по каналу обратной связи с 64 бит до 6 бит на одного пользователя. Таким образом, для представления текущего состояния канала пользователя требуется всего 6 бит информации, передаваемой по каналу обратной связи.

При использовании помехоустойчивого кодирования в радиоканале характеристики помехоустойчивости сравниваемых алгоритмов прекодирования заметно изменяются. На рисунке 28 приведены результаты помехоустойчивости сравниваемых алгоритмов при использовании сверточного кодирования со скоростью 1/2 в радиоканале. Параметры моделирования приведены в таблице 10.

Таблица. 10. Параметры моделирования.

Канал связи	Многопользовательский канал MIMO
Замирания в канале	Рэлеевские некоррелированные
Антенная конфигурация	4x4x1
Количество бит обратной связи для кодовой книги (количество состояний в кодовой книге)	4 бита (16 векторов)
Количество экспериментов	100000

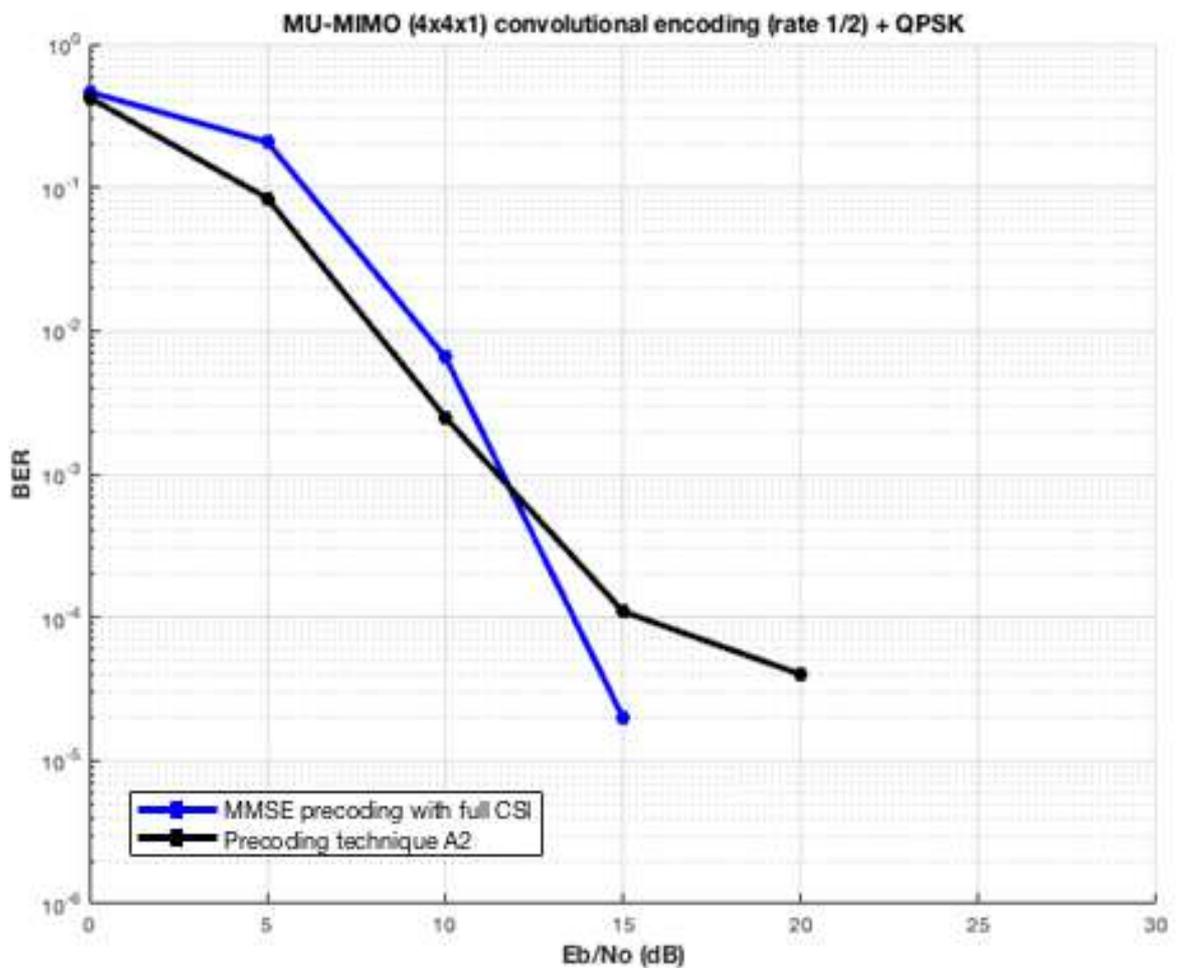


Рисунок 28. Результаты исследования помехоустойчивости антенной конфигурации 4x4x1 с помехоустойчивым кодированием в радиоканале (16 векторов грассманиана).

Как видно из результатов моделирования, разработанный алгоритм A2 (65) позволяет уменьшить объём передаваемых данных по каналу обратной связи, а также обеспечить выигрыш в помехоустойчивости 1,5 дБ при отношениях сигнал/шум до 12 дБ. Результаты моделирования, представленные на Рисунок 28. , получены для алгоритма A2 (65) с кодовой книгой, состоящей из 16 векторов состояния канала MIMO. Для повышения помехоустойчивости предложенного алгоритма и сохранения выигрыша в энергетической эффективности необходимо увеличение объёма используемой абонентским терминалом кодовой книги.

На рисунке 29 представлено сравнение помехоустойчивости алгоритма A2 (65) с увеличенной кодовой книгой абонентского терминала (2^6 векторов состояния канала, 6 бит).

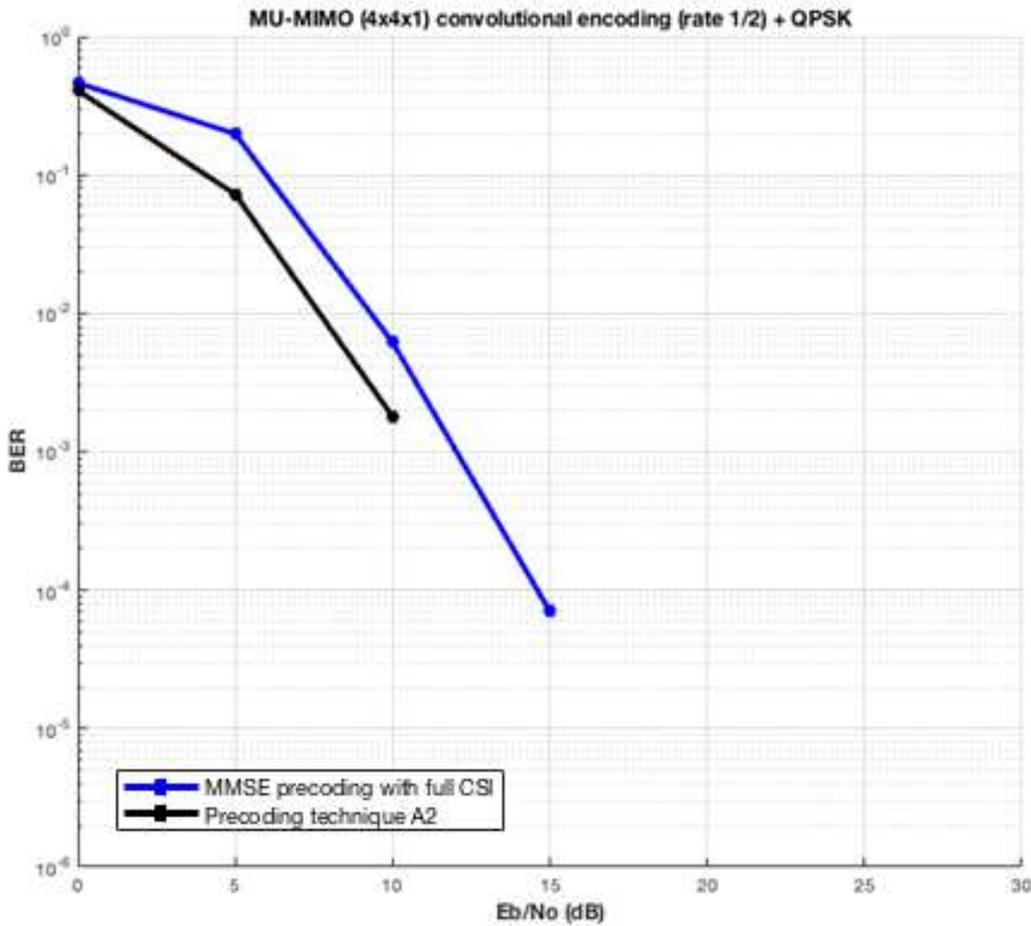


Рисунок 29. Результаты исследования помехоустойчивости антенной конфигурации 4x4x1 с помехоустойчивым кодированием в радиоканале (64 линии грассманиана).

Из результатов моделирования видно можно сделать вывод, что увеличение кодовой книги абонентского терминала позволяет повысить помехоустойчивость многопользовательской системы на 1,5 – 2 дБ и снизить объём информации о состоянии канала с 64 до 6 бит.

Для дальнейшей оценки эффективности разработанного алгоритма прекодирования учтем влияние корреляции замираний в радиоканале. Для этого воспользуемся известной моделью коррелированного канала связи ММО [2, 3, 39].

$$\mathbf{H}_{corr} = \mathbf{R}_r^{1/2} \mathbf{H}_\omega \mathbf{R}_t^{1/2}, \quad (72)$$

где \mathbf{R}_r — корреляционная матрица на передаче размерности $N \times N$; \mathbf{H}_ω - матрица некоррелированного релеевского канала связи ММО размерности $K \times N$; \mathbf{R}_t — корреляционная матрица на приёме размерности $K \times K$. Матрицы \mathbf{R}_r и \mathbf{R}_t — положительно определенные эрмитовы матрицы с единицами на главной диагонали.

На рисунке 30 представлено сравнение помехоустойчивости алгоритма А2 (65) и известного алгоритма MMSE с учетом корреляции замираний в радиоканале. Параметры моделирования приведены в таблице 11.

Таблица. 11. Параметры моделирования.

Канал связи	Многопользовательский канал ММО
Замирания в канале	Рэлеевские коррелированные
Антенная конфигурация	4x4x1
Коэффициент корреляции сигналов передающих антенн	$\rho_t = 0,3$
Коэффициент корреляции сигналов приемных антенн	$\rho_r = 0,9$
Количество бит обратной связи для кодовой книги	4 бита (16 векторов)
Количество экспериментов	100000

Помехоустойчивость обоих алгоритмов значительно ухудшаются при наличии корреляции сигналов на приемной и на передающей стороне. На Рисунок 30.

представлены результаты моделирования разработанного алгоритма прекодирования (65) с использованием кодовой книги малой размерности (2^4 векторов, 4 бита в канале обратной связи). В данном случае применение предложенного алгоритма упорядоченного прекодирования (71) позволяет получить выигрыш в помехоустойчивости в 1,5 – 2,5 дБ при отношениях сигнал/шум до 15 дБ.

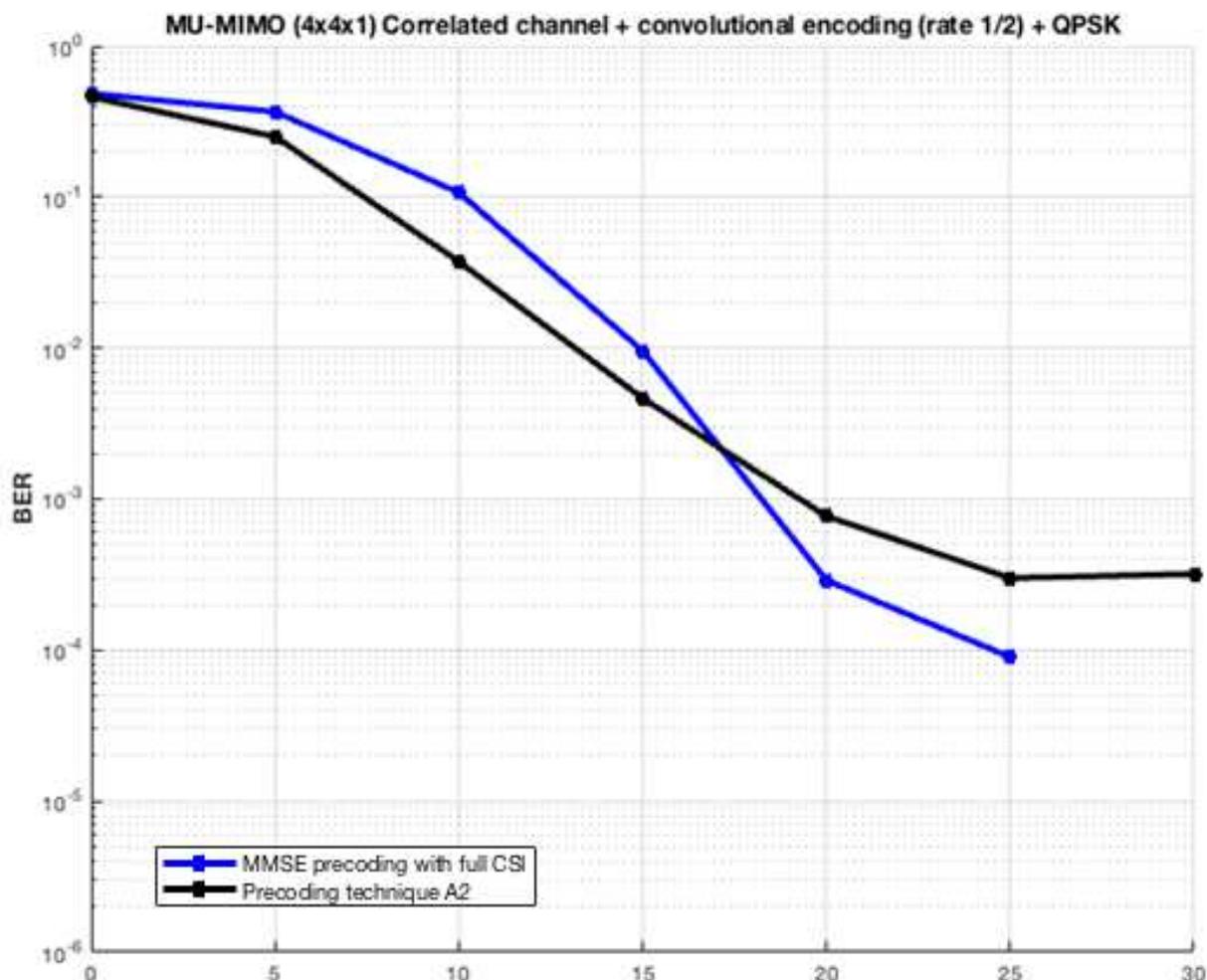


Рисунок 30. Результаты анализа помехоустойчивости антенной конфигурации 4x4x1 с помехоустойчивым кодированием в радиоканале с учетом коррелированного канала (16 векторов грассманиана).

На рисунке 31 представлены результаты моделирования предложенного алгоритма прекодирования (65) с кодовой книгой увеличенной размерности (2^6 векторов, 6 бит в канале обратной связи). Применение кодовой книги с 64 векторами позволяет сохранить выигрыш в помехоустойчивости, равный 2 – 2,5 дБ на всем диапазоне отношений сигнал/шум. Кроме того, применение кодовой книги на ос-

нове грассманиана позволяет уменьшить объём данных, передаваемых по каналу обратной связи, с 64 бит, для случая полной информации о состоянии канала, до 6 бит, для случая с квантованными оценками состояния канала.

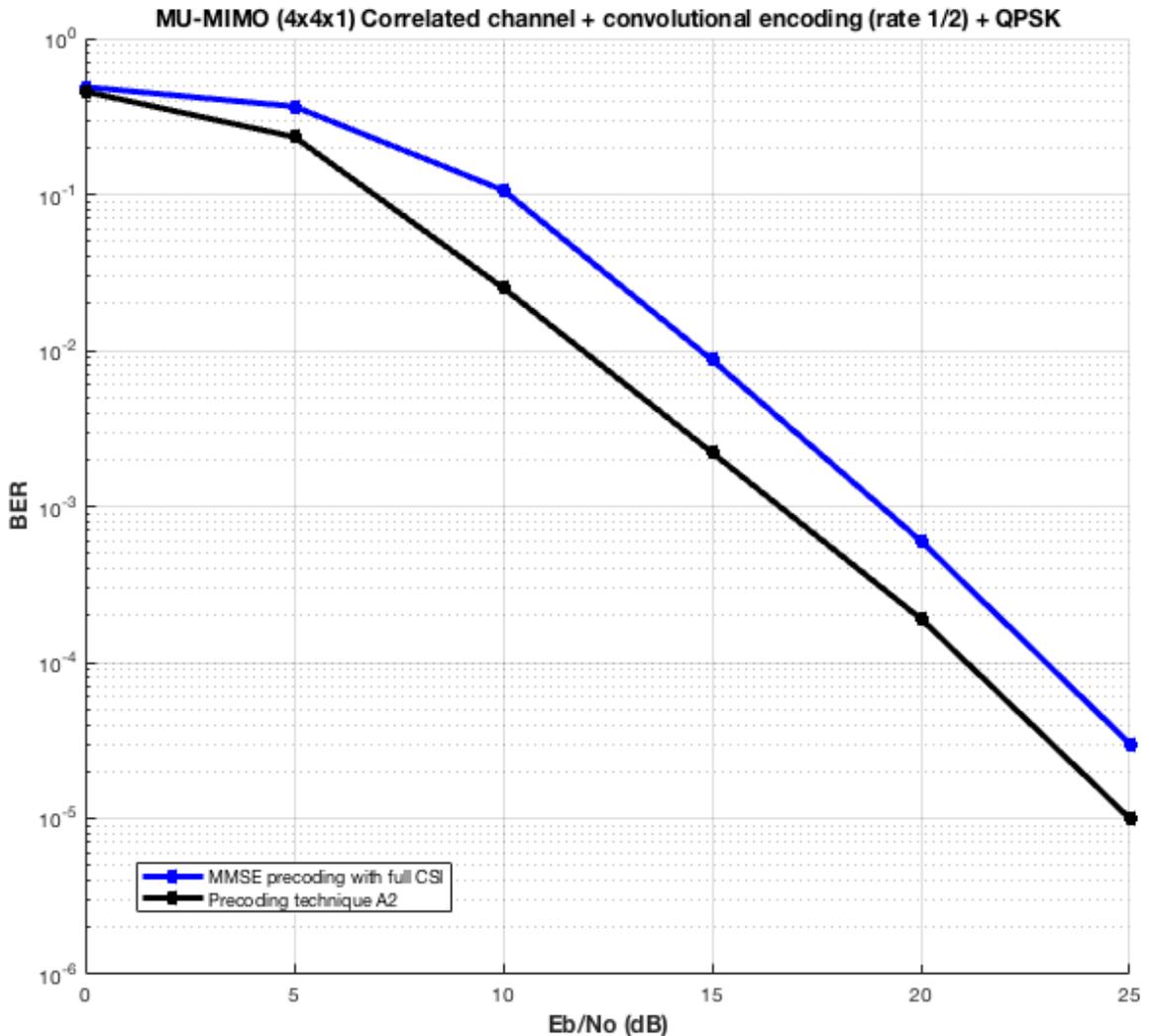


Рисунок 31. Результаты анализа помехоустойчивости антенной конфигурации 4x4x1 с помехоустойчивым кодированием в радиоканале при наличии корреляции замираний в канале (64 векторов грассманиана).

В случае антенной конфигурации $4 \times 2 \times 2$ каждый абонентский терминал передает на сторону базовой станции информацию о состоянии канала, представленную матрицей размерности 2×4 . С учетом требуемых 16 бит для представления одного комплексного передаточного коэффициента для передачи полной матрицы канала абонента размерности 2×4 на сторону базовой станции требуется $16 \times 2 \times 4 = 128$ бит. Результаты моделирования позволяют сравнить эффективность различных способов передачи информации о состоянии канала: передачи полной

информации о состоянии канала (128 бит), передачи квантованных оценок состояния канала с помощью кодовой книги, состоящей из 2^6 матриц грассманиана (6 бит информации в обратном канале). Параметры моделирования приведены в таблице 12.

Таблица. 12. Параметры моделирования.

Канал связи	MIMO
Замирания в канале	Рэлеевские некоррелированные
Антенная конфигурация	4x2x2
Количество антенн базовой станции	4
Количество абонентов	2
Количество антенн абонентского терминала	2
Архитектура	V-BLAST
Алгоритм прекодирования	A3
Количество бит обратной связи для кодовой книги (количество состояний в кодовой книге)	6 бит (64 матрицы)
Алгоритм демодуляции	MMSE
Метод модуляции	QPSK
Количество экспериментов	100000

На рисунке 32 представлено сравнение помехоустойчивости алгоритма A3 (71) на основе квантованных оценок состояния канала и известного алгоритма прекодирования MMSE [98, 99] на основе полной информации о состоянии канала связи для многопользовательской системы MU-MIMO с многоантенными абонентскими терминалами в канале без помехоустойчивого кодирования.

При отсутствии помехоустойчивого кодирования в радиоканале предложенный алгоритм прекодирования позволяет значительно уменьшить объём передаваемых бит по каналу обратной связи с 128 бит на пользователя для случая пере-

дачи полной информации о состоянии канала до 6 бит при использовании кодовой книги на основе грассманиана.

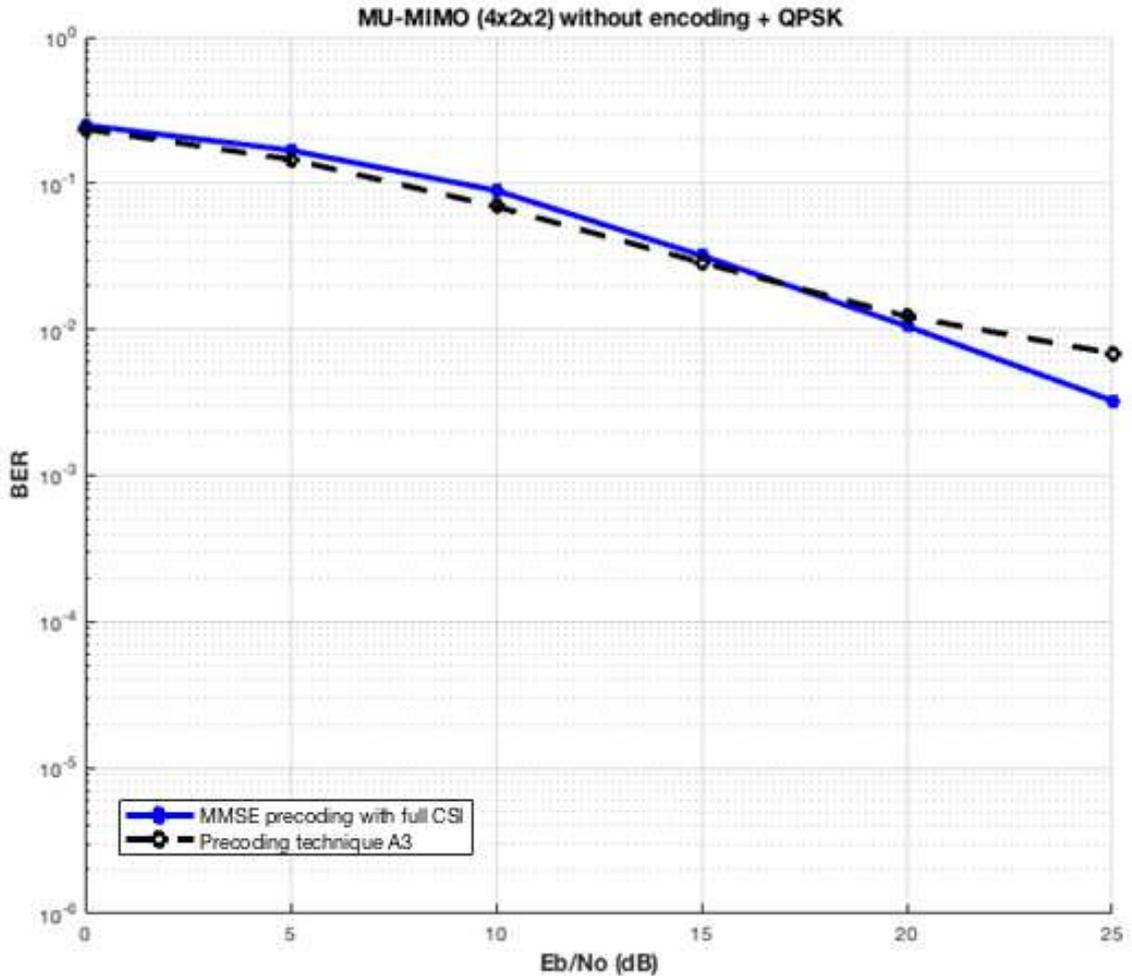


Рисунок 32. Результаты анализа помехоустойчивости антенной конфигурации 4x2x2 без кодирования в радиоканале.

На рисунке 33 приведены результаты анализа помехоустойчивости сравниваемых алгоритмов при использовании сверточного кодирования со скоростью 1/2 [23]. Параметры моделирования приведены в таблице 13.

Таблица. 13. Параметры моделирования.

Канал связи	Многопользовательский канал MIMO
Замирания в канале	Рэлеевские некоррелированные
Кодирование в радиоканале	Сверточное со скоростью 1/2

Антенная конфигурация	4x2x2
Количество бит обратной связи для кодовой книги (количество состояний в кодовой книге)	4 бита (16 векторов)
Количество экспериментов	100000

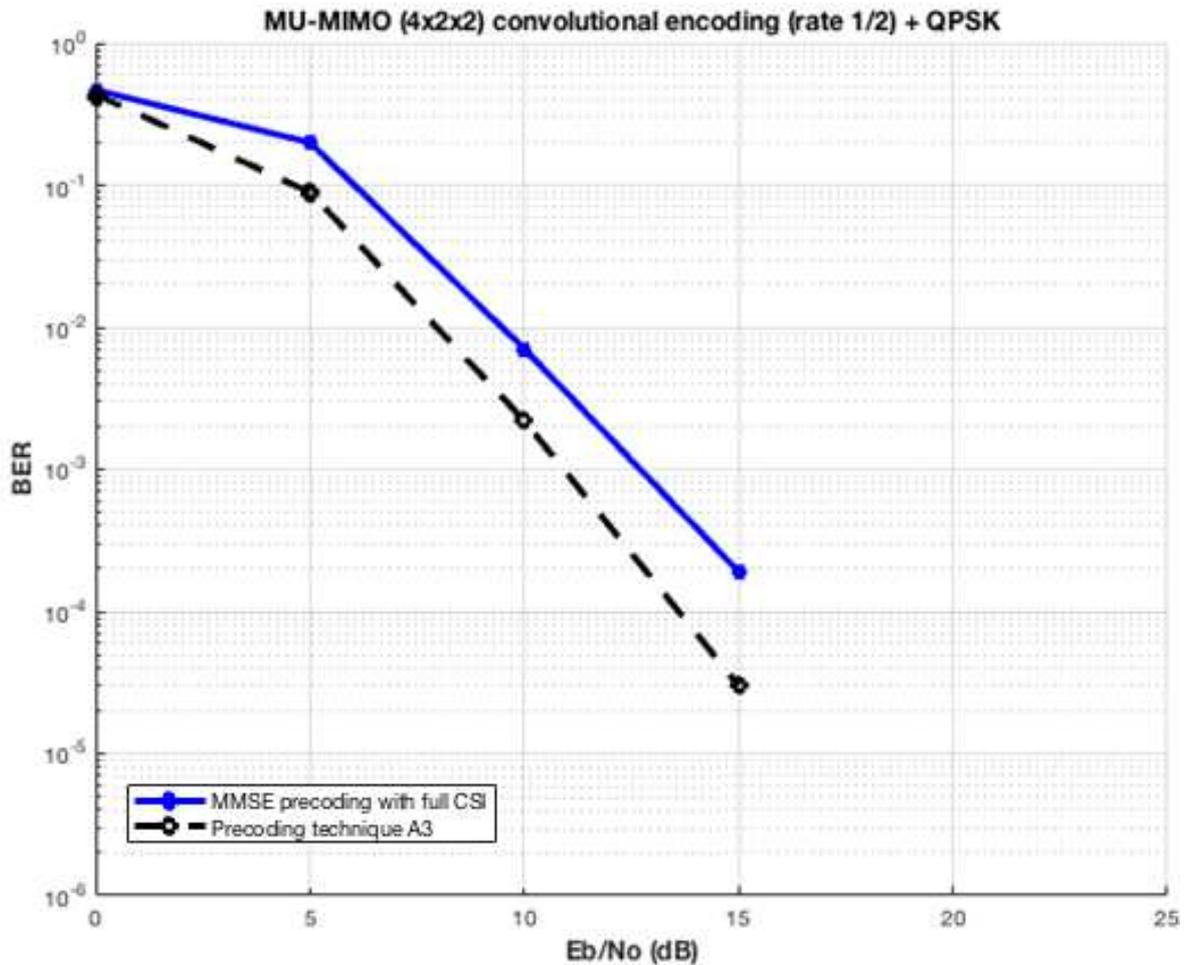


Рисунок 33. Сравнение помехоустойчивости алгоритмов для антенной конфигурации 4x2x2 с помехоустойчивым кодированием в радиоканале.

Применение кодовой книги небольшой размерности на основе грассманиана из 16 матриц позволяет добиться выигрыша в помехоустойчивости в 2 дБ по сравнению с известным алгоритмом прекодирования MMSE [98, 99, 100] на основе полной информации о состоянии канала. Следует отметить, что для случая антенной конфигурации 4x4x1 с одноантенными абонентскими терминалами разра-

ботанный алгоритм прекодирования А2 (65) превосходит известный алгоритм MMSE [2, 97, 98, 99, 100] только при использовании кодовой книги увеличенной размерности, состоящей из 64 векторов. Применение алгоритма прекодирования А3 (71) для многоантенных абонентских терминалов позволяет значительно уменьшить количество бит канала обратной связи при наличии только 16 матриц грассманиана в кодовой книги абонентского терминала. Полученные результаты моделирования позволяют сделать вывод о большей эффективности применения матричного квантования (67)–(69) по сравнению с векторным квантованием (56).

На рисунке 34 представлены результаты моделирования предложенного алгоритма прекодирования с учетом влияния коррелированных замираний в канале связи ММО. Параметры моделирования приведены в таблице 14.

Таблица. 14. Параметры моделирования.

Канал связи	Многопользовательский канал ММО
Замирания в канале	Рэлеевские коррелированные
Антенная конфигурация	4x2x2
Кодирование в радиоканале	Сверточное со скоростью 1/2
Коэффициенты корреляции	$\rho_t = 0,3$, $\rho_r = 0,9$
Количество бит обратной связи для кодовой книги (количество состояний в кодовой книге)	4 бита (16 векторов)
Количество экспериментов	100000

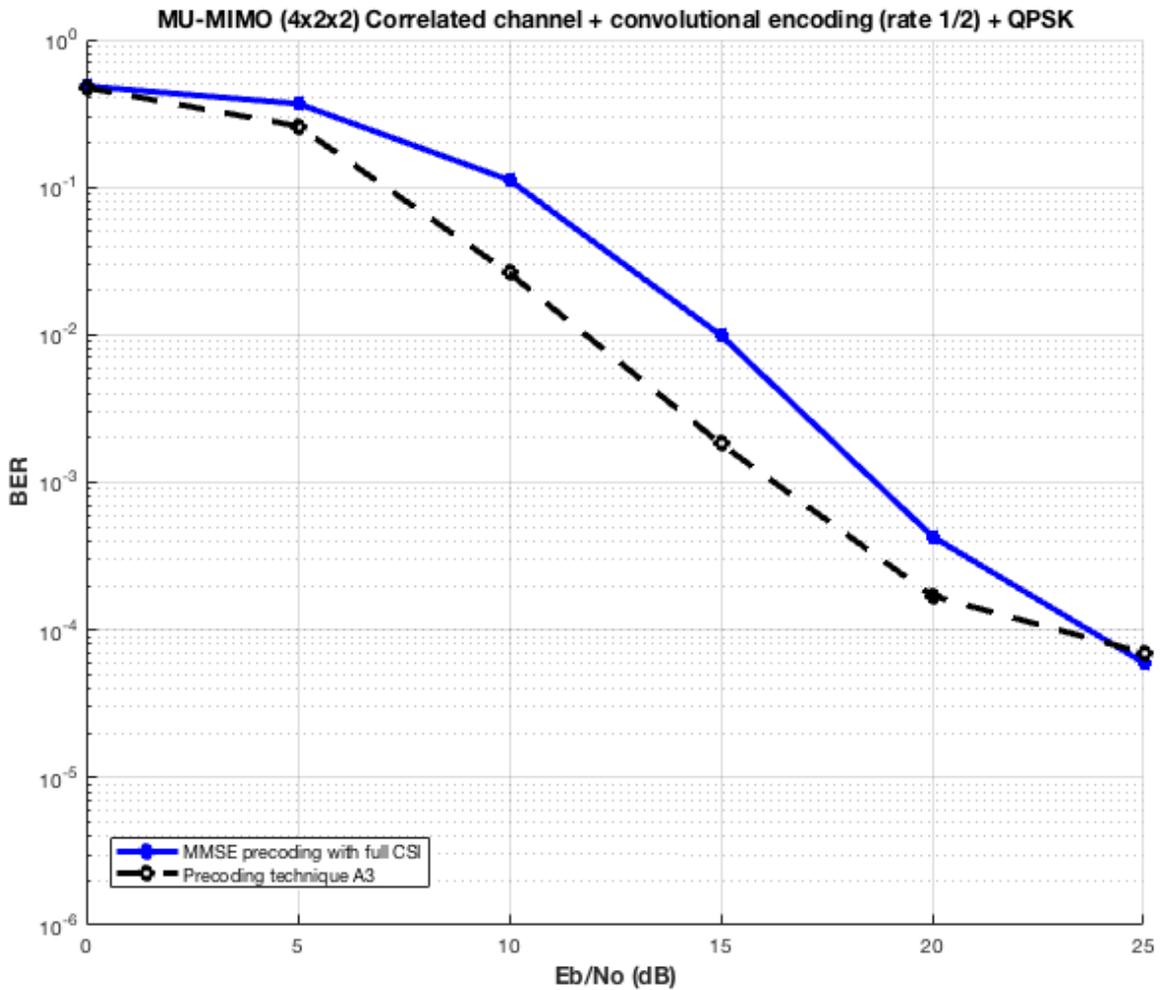


Рисунок 34. Сравнение помехоустойчивости алгоритмов для антенной конфигурации 4x2x2 с помехоустойчивым кодированием в радиоканале с учетом коррелированного канала (16 матриц грассманиана).

Из результатов моделирования видно, что в условиях коррелированных замираний в канале применение алгоритма A3 (71) позволяет повысить помехоустойчивость на 1 – 3 дБ и при этом уменьшить объем данных, передаваемых по каналу обратной связи, до 4 бит с помощью кодовой книги малой размерности на основе грассманиана.

3.5 Выводы

1. Разработаны алгоритмы прекодирования A2 (65) и A3 (71), обладающие лучшей помехоустойчивостью (на 1-3 дБ) по сравнению с известным алгоритмом прекодирования MMSE для многопользовательского канала с релейскими коррелированными замираниями.
2. Алгоритм прекодирования A2 (65) и с квантованной оценкой позволяет снизить количество бит для представления информации о состоянии канала одноантенного абонентского терминала до 6 бит, что в 10 раз меньше по сравнению со случаем передачи полной информации о состоянии канала.
3. Алгоритм прекодирования A3 (71) с квантованной оценкой позволяет снизить количество бит для представления информации о состоянии канала многоантенного абонентского терминала до 4 бит, что в 32 раза меньше по сравнению со случаем передачи полной информации о состоянии канала.

4 ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК РАЗРАБОТАННЫХ АЛГОРИТМОВ И ОЦЕНКА ПОТЕНЦИАЛЬНОГО ВЫИГРЫША ОТ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ

Разработанные в главах 2 и 3 алгоритмы для многопользовательских систем MU-MIMO, направлены на повышение пропускной способности в «нисходящем» канале передачи данных за счет получения выигрыша в помехоустойчивости и спектральной эффективности от разработанных процедур вычисления прекодирующей матрицы и организации канала обратной связи. Основными преимуществами разработанных алгоритмов по сравнению с известными линейными алгоритмами прекодирования [5, 6, 7, 9, 15, 21, 38, 41, 42, 44, 48, 52, 68, 71, 98, 99, 100] являются:

- повышение точности вычисления прекодирующей матрицы за счет применения процедуры упорядоченного последовательного подавления помех OSIC;
- отсутствие выделенного канала обратной связи для передачи информации о состоянии канала абонентами в многопользовательских системах MU-MIMO с временным дуплексом;
- сокращение полосы частот канала обратной связи для передачи информации о состоянии канала абонентами в многопользовательских системах MU-MIMO с частотным дуплексом.

Исходя из преимуществ разработанных алгоритмов A1 (54), A2 (65) и A3 (71), возможны два пути достижения цели повышения пропускной способности в «нисходящем» канале передачи данных:

- использование полученного энергетического выигрыша от применения алгоритма A1 (54) для повышения пропускной способности при тех же показателях помехоустойчивости;

- применение алгоритмов А2 (65) и А3 (71) для увеличения полосы частот «нисходящего» канала передачи данных за счет уменьшения объема информации, передаваемого по каналу обратной связи.

4.1 Применение полученного выигрыша в помехоустойчивости для повышения средней пропускной способности

Известно выражение для общей пропускной способности системы ММО, определяющее максимально возможную скорость передачи информации в канале связи ММО [1, 2, 15, 21, 64]:

$$C = W \max_{\text{Tr}(\mathbf{R}_{ss})=N} \log_2 \det \left(\mathbf{1} + \frac{E_s}{N \cdot 2\sigma_\eta^2} \mathbf{H}_{\text{eff}} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{H}'_{\text{eff}} \right) \text{ бит/с}, \quad (73)$$

где W — ширина полосы, \mathbf{R}_{ss} — корреляционная матрица передаваемых сигналов, $\mathbf{H}_{\text{eff}} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{F}$ — эффективная матрица канала с учетом выбранной прекодирующей матрицы на стороне базовой станции.

В многопользовательском случае выходная мощность передающего устройства базовой станции P_{BC} разделена между пользователями системы с помощью весовых коэффициентов p_k ($k = 1, \dots, K$).

Для оценки потенциального выигрыша в пропускной способности рассмотрим простейший случай многопользовательской системы, состоящей из двух абонентов, где сигналы пользователей будут подвержены межпользовательской интерференции.

В случае двух абонентов пропускная способность пользовательского канала может быть выражена с учетом весовых коэффициентов: $p_1 P_T$ для 1-го абонента, $p_2 P_T$ для 2-го абонента:

$$C_1 = \log \left(\mathbf{1} + \|\mathbf{H}_1\|_2 \frac{p_1 P_T}{2\sigma_\eta^2} \right); C_2 = \log \left(\mathbf{1} + \|\mathbf{H}_2\|_2 \frac{p_2 P_T}{2\sigma_\eta^2} \right); \quad (74)$$

Воспользуемся выражением (73) и сравним среднюю величину пропускной способности в пользовательском канале передачи данных шириной 5 МГц. На Ри-

сунок 35. представлены результаты сравнения средней пропускной способности пользовательского канала для разработанного алгоритма A1 (54) и известного алгоритма прекодирования CLTD (34)-(41).

Параметры моделирования приведены в таблице 15.

Таблица. 15. Параметры моделирования.

Режим работы системы MU-MIMO	Пространственное мультиплексирование
Антенная конфигурация	4x2x2
Кодирование в радиоканале	Сверточное со скоростью 1/2
Ширина полосы «нисходящего» широкополосного канала	5 МГц
Замирания в канале	Некоррелированные: $\rho_t = 0$, $\rho_r = 0$. Средний уровень корреляции замираний: $\rho_t = 0,3$, $\rho_r = 0,9$. Высокий уровень корреляции замираний: $\rho_t = 0,9$, $\rho_r = 0,9$.

На рисунке 35 сравниваются результаты увеличения средней пропускной способности пользовательского канала с увеличением отношения сигнал/шум при отсутствии корреляции замираний в канале. При этом в условиях отсутствия корреляции замираний возможно повышение средней пропускной способности пользовательского канала на 16 Мбит/с. В случае среднего уровня корреляции замираний [10, 11] в многопользовательском канале прирост в средней пропускной способности пользовательского канала составляет 21 Мбит/с. Для случая высоких коэффициентов корреляции на передающей и на приёмной стороне прирост в средней пропускной способности пользовательского канала составляет 19 Мбит/с.

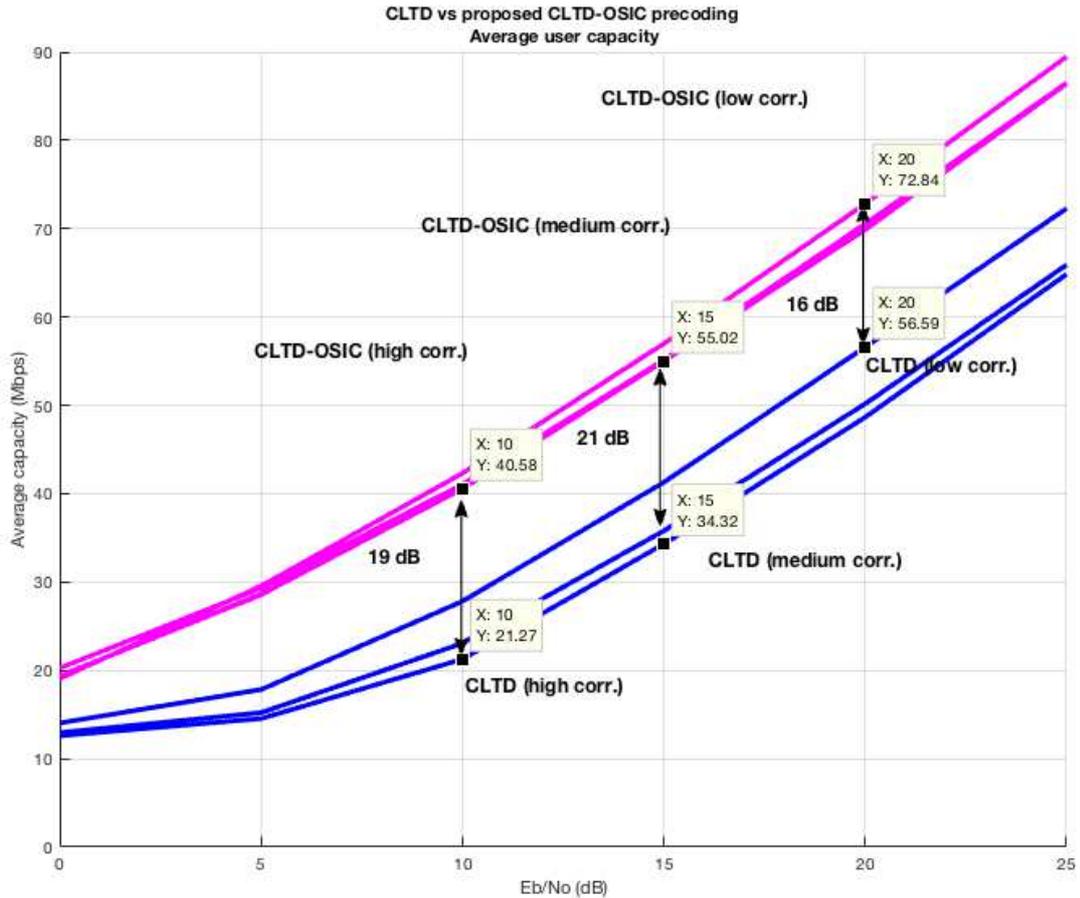


Рисунок 35. Сравнение средней пропускной способности в пользовательском канале.

С учетом максимальной средней пропускной способности пользовательского канала в 90 Мбит/с (для выбранных параметров моделирования) применение алгоритма A1 (54) позволяет повысить пропускную способность пользовательского канала в среднем на 20 %. При этом выигрыш в пропускной способности от применения алгоритма прекодирования A1 (54) проявляется наряду с выигрышем в помехоустойчивости системы связи.

4.2 Применение полученного выигрыша в спектральной области для повышения пропускной способности

Разработанные алгоритмы прекодирования A2 (65) и A3 (71) для многопользовательских систем с частотным дуплексом позволяют значительно уменьшить объём данных, передаваемых по каналу обратной связи. Пропускная способность

С системы ММО напрямую зависит от ширины полосы частот «нисходящего» канала B , которая может быть увеличена за счет уменьшения объёма информации о состоянии канала.

Проанализирован типовой сценарий абонента в транспортном средстве, движущимся со скоростью $v_{\text{абонента}} = 120 \text{ км/ч}$ (33 м/с), что соответствует сценарию абонента, находящегося в транспортном средстве (Extended Typical Urban model - ETU). Учитывая высокую скорость перемещения абонента, вычислим величину доплеровского сдвига по частоте f_d с учетом несущей частоты $f_0 = 3 \text{ ГГц}$:

$$f_d = f_0 \frac{v_{\text{абонента}}}{v_{\text{света}}} = 3 \cdot 10^9 \frac{33}{3 \cdot 10^8} = 330 \text{ Гц}. \quad (75)$$

В главе 3 результаты компьютерного моделирования отражают эффективность предложенного алгоритма (65) на примере многопользовательской системы, состоящей из базовой станции, оснащенной 4-мя передающими антеннами, и 4 абонентов, каждый из которых оснащен одной антенной (конфигурация 4x4x1). При такой антенной конфигурации полная информация о состоянии канала одного абонента представлена вектором-строкой размерности 1×4 , для представления каждого элемента которого требуется 16 бит.

Для представления полной информации о состоянии канала одного абонента, оснащенного одной антенной, требуется $B_{1\text{Rx full}} = 64$ бита, передача которых выполняется за интервал времени Δt , много меньший интервала корреляции замираний $\tau_{\text{сог}}$ (рисунок 36).

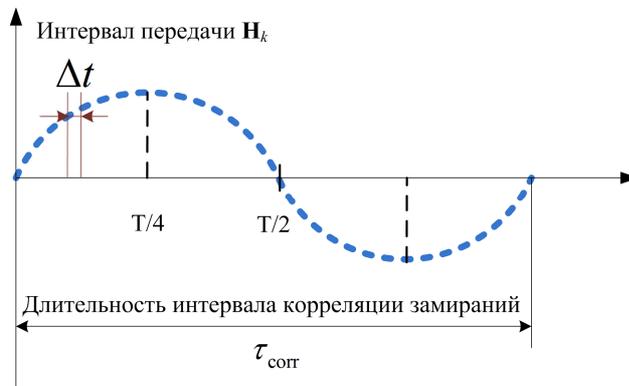


Рисунок 36. Интервал передачи информации о состоянии канала абонента.

Примем интервал $\Delta t = T/100$ и рассчитаем необходимую скорость в выделенном канале обратной связи для периодической передачи на сторону базовой станции полной информации о текущем состоянии канала абонента:

$$C_{1\text{Rx full}} = B_{1\text{Rx full}} \cdot \frac{1}{\Delta t} \cdot f_d = 64 \cdot 100 \cdot 330 = 2,11 \cdot 10^6 \text{ бит} = 2,11 \text{ Мбит/с}. \quad (76)$$

Разработанный в 3-й главе алгоритм прекодирования A2 (65) для систем с одноантенными абонентскими терминалами и частотным дуплексом позволяет уменьшить объём информации, необходимой для представления информации о состоянии канала связи, до $B_{A2} = 6$ бит. Вычислим необходимую скорость передачи в выделенном канале обратной связи для алгоритма A2 (65):

$$C_{A2} = B_{A2} \cdot \frac{1}{\Delta t} \cdot f_d = 6 \cdot 100 \cdot 330 = 198 \text{ Кбит/с}. \quad (77)$$

Алгоритм прекодирования A2 (65) позволяет снизить требуемую скорость передачи данных в выделенном канале обратной связи в 10 раз по сравнению со случаем передачи полной информации о состоянии канала.

В случае многопользовательской системы, состоящей из базовой станции, оснащенной четырьмя передающими антеннами и двух абонентских терминалов, каждый из которых оснащен двумя антеннами, для представления полной информации о состоянии канала многоантенного абонентского терминала требуется $M_k \times N \times 16$ бит. Для антенной конфигурации 4x2x2 полная информация о состоянии канала абонентского терминала представлена $B_{2\text{Rx full}} = 128$ битами. Для периодической передачи информации на сторону базовой станции информации о текущем состоянии канала абонента требуется пропускная способность:

$$C_{2\text{Rx full}} = B_{2\text{Rx full}} \cdot \frac{1}{\Delta t} \cdot f_d = 128 \cdot 100 \cdot 330 = 4,22 \cdot 10^6 \text{ бит} = 4,22 \text{ Мбит/с}. \quad (78)$$

Разработанный в 3-й главе алгоритм прекодирования A3 (71) для систем с многоантенными абонентскими терминалами и частотным дуплексом позволяет уменьшить объём информации, необходимой для представления информации о состоянии канала связи, до $B_{A3} = 4$ бит. Вычислим необходимую скорость передачи в выделенном канале обратной связи для алгоритма A3 (71):

$$C_{A3} = B_{A3} \cdot \frac{1}{\Delta t} \cdot f_d = 4 \cdot 100 \cdot 330 = 132 \text{ Кбит/с}. \quad (79)$$

Алгоритм прекодирования А3 (71) позволяет снизить требуемую скорость передачи данных в выделенном канале обратной связи более чем в 30 раз по сравнению со случаем передачи полной информации о состоянии канала (для антенной конфигурации 4x2x2).

Приведенное сравнение необходимой пропускной способности канала обратной связи справедливо для случая отсутствия помехоустойчивого кодирования в радиоканале. Наличие ошибок в информации о состоянии канала, переданной с абонентского терминала, приведет к ошибкам при вычислении прекодирующей матрицы на передающей стороне базовой станции, что, в свою очередь, вызовет падение средней пропускной способности пользовательского канала. Исходя из этого, требуется применение помехоустойчивых кодов и при передаче информации о состоянии канала.

Так как информация о состоянии канала представлена небольшим количеством бит, то для предотвращения возможных ошибок при дальнейшей процедуре прекодирования требуется применение помехоустойчивого кодирования информации о состоянии канала с достаточной избыточностью. Для дальнейшего сравнения необходимых скоростей передачи информации о состоянии канала учтем процедуру помехоустойчивого кодирования со скоростью 1/2 [23].

Алгоритм прекодирования А1 (54), использует принцип взаимности передающего и приемного тракта для передачи на сторону базовой станции информации о состоянии канала. Информация о состоянии канала передается одновременно с данными, передаваемыми абонентским терминалом на сторону базовой станции по каналу множественного доступа.

В алгоритмах А2 (65) и А3 (71) для вычисления прекодирующей матрицы на передающей стороне используется канал обратной связи с квантованной информацией о состоянии канала. В таком случае пользователь передает на сторону базовой станции только порядковый номер выбранного кодового слова для квантования информации о состоянии канала. Возникновение ошибки при передаче по-

рядкового номера кодового слова квантования повлечет за собой выбор другой матрицы квантования, на основании которой будет выбрана неподходящая прекодирующая матрица. Неправильный выбор прекодирующей матрицы на стороне базовой станции приведет к резкому уменьшению отношения сигнал/(шум+помеха) в пользовательском канале, что отрицательно скажется на пропускной способности.

При моделировании работы алгоритма прекодирования А2 (65) в главе 3 было использовано сверточное помехоустойчивое кодирование со скоростью $R = 1/2$, скорость кодирования выбрана исходя из [10, 11, 39]. С учетом избыточности сверточного помехоустойчивого кодирования количество бит для представления полной информации о состоянии канала увеличится вдвое $B_{1Rx\ full\ encoded} = \frac{1}{R} \cdot B_{1Rx\ full} = 128$ бит, что повлечет за собой увеличение необходимой пропускной способности канала обратной связи:

$$\begin{aligned} C_{1Rx\ full\ encoded} &= B_{1Rx\ full\ encoded} \cdot \frac{1}{\Delta t} \cdot f_d = 128 \cdot 100 \cdot 330 = \\ &= 4,22 \cdot 10^6 \text{ бит} = 4,22 \text{ Мбит/с} \end{aligned} \quad (80)$$

Алгоритмы А2 (65) и А3 (71) требуют наличие выделенного канала обратной связи, то становится возможным применение помехоустойчивых кодов с повышенной избыточностью независимо от выбранных скоростей помехоустойчивого кодирования в канале передачи данных. С учетом повышенной избыточности сверточного кода со скоростью $R = 1/3$ [23] для представления информации о состоянии канала одноантенного абонентского терминала потребуется

$B_{A2\ encoded} = \frac{1}{R} \cdot B_{A2} = 18$ бит и пропускная способность канала обратной связи:

$$\begin{aligned} C_{A2\ encoded} &= B_{A2\ encoded} \cdot \frac{1}{\Delta t} \cdot f_d = 18 \cdot 100 \cdot 330 = \\ &= 594 \cdot 10^3 \text{ бит} = 594 \text{ Кбит/с} \end{aligned} \quad (81)$$

С учетом сверточного кодирования с повышенной избыточностью применение алгоритма А2 (65) позволяет снизить необходимую пропускную способность канала обратной связи в 7 раз.

В случае многопользовательских систем с многоантенными абонентскими терминалами (конфигурация 4x2x2) требуется $B_{2\text{Rx full encoded}} = \frac{1}{R} \cdot B_{2\text{Rx full}} = 256$ бит для представления полной информации о состоянии канала и пропускная способность канала обратной связи:

$$\begin{aligned} C_{2\text{Rx full encoded}} &= B_{2\text{Rx full encoded}} \cdot \frac{1}{\Delta t} \cdot f_d = 256 \cdot 100 \cdot 330 = \\ &= 8,44 \cdot 10^6 \text{ бит} = 8,44 \text{ Мбит/с} \end{aligned} \quad (82)$$

При применении алгоритма А3 (71) для многоантенных абонентских терминалов для представления информации о состоянии канала абонента (антенная конфигурация 4x2x2) потребуется $B_{\text{A3 encoded}} = \frac{1}{R} \cdot B_{\text{A3}} = 12$ бит и пропускная способность канала обратной связи:

$$\begin{aligned} C_{\text{A3 encoded}} &= B_{\text{A3 encoded}} \cdot \frac{1}{\Delta t} \cdot f_d = 12 \cdot 100 \cdot 330 = \\ &= 396 \cdot 10^3 \text{ бит} = 396 \text{ Кбит/с} \end{aligned} \quad (83)$$

Несмотря на повышенную избыточность необходимого помехоустойчивого кода, применение алгоритма А3 (71) позволяет снизить необходимую пропускную способность канала обратной связи с 8,44 Мбит/с до 396 Кбит/с (в 20 раз).

4.3 Выводы

Разработанные алгоритмы прекодирования А1 (54), А2 (65) и А3 (71) позволяют значительно повысить пропускную способность и спектральную эффективность многопользовательских систем беспроводной связи с технологией ММО:

- 1) Разработанный алгоритм А1 (54) позволяет повысить среднюю пользовательскую пропускную способность на 18 Мбит/с (20 %) по сравнению с известным алгоритмом CLTD (34)-(41).
- 2) Показано, что разработанный алгоритм А2 (65) с квантованной информацией о состоянии канала для систем с частотным дуплексом позволяет значительно снизить необходимую пропускную способность канала обратной связи. Применение предложенного алгоритма прекодирования А2 (65) по-

зволяет снизить пропускную способность канала обратной связи с 4,22 Мбит/с до 594 Кбит/с (в 7 раз) для предварительной обработки сигналов на передающей стороне без потерь в помехоустойчивости по сравнению с известными алгоритмами на основе полной информации о состоянии канала.

- 3) Показано, что разработанный алгоритм АЗ (71) для многоантенных абонентских терминалов позволяет значительно снизить необходимую пропускную способность канала обратной связи. Применение алгоритма АЗ (71) позволяет снизить пропускную способность канала обратной связи с 8,44 Мбит/с до 396 Кбит/с (в 20 раз) для предварительной обработки сигналов на передающей стороне без потерь в помехоустойчивости по сравнению с известными алгоритмами на основе полной информации о состоянии канала.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные результаты проведенных исследований и разработок заключаются в следующем.

- 1) Алгоритм А1 (54) имеет выигрыш 6 дБ по помехоустойчивости по сравнению с известным алгоритмом CLTD (34)-(41) для многопользовательского канала с релейскими коррелированными замираниями при антенной конфигурации 4x2x2.
- 2) Применение алгоритма А1 (54) позволяет повысить среднюю пропускную способность пользовательского канала на 20% по сравнению с известным алгоритмом CLTD (34)-(41).
- 3) Разработаны алгоритмы прекодирования А2 (65) и А3 (71), обладающие лучшей помехоустойчивостью (на 1-3 дБ) по сравнению с известным алгоритмом прекодирования MMSE для многопользовательского канала с релейскими коррелированными замираниями.
- 4) Алгоритм А2 (65) позволяет снизить количество бит для представления информации о состоянии канала в 10 раз по сравнению со случаем передачи полной информации о состоянии канала. Алгоритм прекодирования А3 (71) позволяет снизить количество бит для представления информации о состоянии канала многоантенного абонентского терминала в 32 раза по сравнению со случаем передачи полной информации о состоянии канала.
- 5) Алгоритм прекодирования А2 (65) для антенной конфигурации 4x1x1 позволяет снизить пропускную способность канала обратной связи с 4,22 Мбит/с до 594 Кбит/с (в 7 раз) для одноантенных абонентских терминалов. Алгоритм прекодирования А3 (71) для антенной конфигурации 4x2x2 позволяет снизить пропускную способность канала обратной связи с 8,44 Мбит/с до 396 Кбит/с (в 20 раз) для многоантенных абонентских термина-

лов без потерь в помехоустойчивости по сравнению с известным алгоритмом прекодирования MMSE.

СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ

A1	—	Алгоритм прекодирования 1
A2	—	Алгоритм прекодирования 2
A3	—	Алгоритм прекодирования 3
AT	—	Абонентский терминал
БС	—	Базовая станция
BD	—	Block diagonalization (Метод блочной диагонализации)
BER	—	Bit Error Rate (Вероятность битовой ошибки)
CLTD	—	Closed-loop transmit diversity (Прекодирование с замкнутой петлей обратной связи)
CSIT	—	Channel state information on transmitter (Информация о состоянии канала на стороне передающего устройства)
CQI	—	Channel quality indicator (Индикатор отношения сигнал/шум+помеха)
DPC	—	Dirty paper coding (Принцип «письма на грязной бумаге»)
ETU	—	Extended Typical Urban model (Сценарий абонента в движущемся транспортном средстве)
LTE	—	Long-term evolution (Сети беспроводного доступа в долгосрочной перспективе)
MIMO	—	Multiple-Input Multiple-Output (Системы с несколькими антеннами на передающей и приемной сторонах)
MMSE	—	Minimum mean square error (Метод минимума среднеквадратической ошибки)
MU-MIMO	—	Multiuser Multiple-Input Multiple-Output (Многопользовательские системы MIMO)
OSIC	—	Ordered successive interference cancellation (Процедура упоря-

	—	доченного последовательного подавления помех)
PMI	—	Precoding matrix indicator (Индикатор порядкового номера прекодирующей матрицы)
QAM	—	Quadrature Amplitude Modulation (Квадратурная амплитудная модуляция)
QPSK	—	Quadrature Phase Shift Keying (Квадратурная фазовая манипуляция)
RVQ	—	Random vector quantization (Случайное векторное квантование)
RI	—	Rank indicator (Индикатор ранга матрицы)
SC-MSV	—	Selection Criterion Minimum Singular Value (Критерий минимальных собственных значений)
SC-MSE	—	Selection Criterion Minimum Mean Squared Error (Критерий минимума среднеквадратической ошибки)
SC-Capacity	—	Selection Criterion Capacity (Критерий максимальной пропускной способности)
SDMA	—	Spatial Division Multiple Access (Множественный доступ с пространственным разделением каналов)
SINR	—	Signal Interference + Noise Ratio (Отношение сигнал/шум+помеха)
SISO	—	Single-Input Single-Output (Система с одной передающей и одной приемной антенной)
SVD	—	Singular value decomposition (Сингулярное разложение матрицы)
TDD	—	Time Division Duplex (Временное разделение каналов)
THP	—	Tomlinson-Harashima Precoding (Прекодер Томлинсона-Харашимы)
V-BLAST	—	Vertical-Bell Labs Layered Space Time Architecture (Многоуровневая архитектура системы MIMO)
WF	—	Water-filling (Метод «заполнения водой»)

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Telatar, E. Capacity of multi-antenna gaussian channels / E. Telatar // *European Transactions on Telecommunications*. – 1999. – № 10. – P. 585-595.
2. Бакулин, М.Г. Технология ММО: принципы и алгоритмы. М.Г. Бакулин, Л.А. Варукина, В.Б. Крейнделин — М.: Горячая линия – Телеком, 2014. — 244 с.
3. Sibille, A. MIMO: From Theory to Implementation. / A. Sibille, C. Oestges, A. Zanella. – UK: Elsevier Ltd., 2011. – 360 p.
4. Нечаев, Ю.Б. Нелинейные алгоритмы внесения предсказаний для компенсации многолучевого характера каналов связи / Ю.Б. Нечаев, А.А. Малютин // *Нелинейный мир*. – 2012, – № 7. – С. 425-439.
5. Международный патент (PCT) № WO 2005/046081. Method to determine Precoding weights based on Channel State Information in a MIMO Communication Systems / W. Tong, P. Zhu, M. Jia, A. Chloma, M. Bakouline, V. Kreindeline. 04 November 2004.
6. Spencer, Q.H. Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in Multi-user MIMO channels / Q.H. Spencer, A.L. Swindlehurst, M. Haardt // *IEEE transactions on signal processing*. – 2004. – vol. 52. – № 2, – P. 461-471.
7. Wang, F. Performance of Block Diagonalization Scheme for Downlink Multiuser MIMO System with Estimated Channel State Information / F. Wang, M.E. Bialkowski // *Int. J. Communications, Network and System Sciences*. – 2011. – №4. – P. 82-87.
8. Priya, B.L. Optimal power allocation for MIMO cognitive network using water-filling algorithm / B.L. Priya, P. Dhivya // *International Journal of Latest Research in Science and Technology*. – 2014. – Volume 3, Issue 2, March-April. – P. 106-109.

9. Cattoni, A.F. Zero-Forcing Pre-coding for MIMO WiMAX Transceivers: Performance Analysis and Implementation Issues / A.F. Cattoni, Y. Le Moullec, C. Sacchi // Proceedings of the IEEE Aerospace Conference. IEEE, I E E E Aerospace Conference. Proceedings. – 2013. – P. 1–7.
10. 3rd Generation Partnership Project, Technical Specification Group Radio Access Network, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA), Base Station (BS) radio transmission and reception, Release 10, 2009–2010, 3GPP TS 36.104, Vol. 10.0.0.
11. 3rd Generation Partnership Project, Technical Specification Group Radio Access Network, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA), User Equipment (UE) radio transmission and reception, Release 10, 2010, 3GPP TS 36.101, Vol. 10.0.0.
12. Prasher, K. Performance evaluation of V-BLAST MIMO system using Rayleigh & Rician channels / K. Prasher, A. Seehra // International Journal of Information & Computation Technology. – 2014. – Volume 4, Number 15 (2014). – P. 1549-1558
13. Fang, S. Optimal multiuser MIMO linear precoding with LMMSE receiver / S. Fang, G. Wu // Eurasip journal on wireless communications and networking. – 2016. – Volume 2009, March 2009. – P. 1-10.
14. Mehana, A.H. Diversity of MIMO linear precoding / A.H. Mehana, A.A. Nosratinia // IEEE transactions on information theory. – 2014. – Vol. 60, No. 2, February 2014. – P. 1019-1038.
15. Zu, K. Novel Efficient Precoding Techniques for Multiuser MIMO Systems: PhD thesis / K. Zu. ; University of York. – 2013. – 142 p.
<http://etheses.whiterose.ac.uk/4458/>
16. Kumari, P.R. Ordered Successive Interference Cancellation for Maximum Throughput in Multi Stream MIMO using different Modulation Schemes / P.R. Kumari, C.K. Reddy, K.S. Ramesh // Indian Journal of Science and Technology. – 2016. – Vol 9(9). – P. 1-5.

17. Yoo, T. Multi-Antenna Downlink Channels with Limited Feedback and User Selection / T. Yoo, N. Jindal, A. Goldsmith // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 2007. – Volume: 25, Issue: 7, September 2007. – P.1478-1491.
18. Brown III, D.R. MIMO Nullforming with RVQ Limited Feedback and Channel Estimation Errors / D.R. Brown III, D.J. Love // Proceedings of the 48th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers. – 2014, P. 983-987.
19. Love, D. J. Grassmannian Beamforming for Multiple-Input Multiple-Output Wireless Systems / D. J. Love, R. W. Heath, Jr., and T. Strohmer., IEEE Trans. on Info. Theory special issue on MIMO Communication. – 2003. – Vol. 49. – P. 2735-2747.
20. Medra, A. Flexible codebook design for limited feedback downlink systems via smooth optimization on the grassmannian manifold / A. Medra, T. Davidson // IEEE 13th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC). – 2012. – P. 50–54.
21. Tsoulos, G. MIMO System Technology for Wireless Communications / G. Tsoulos.: Boca Raton: CRC Press, 2006. – 400 p.
22. Куликов, В.С. Геометрия Грассманиана $G(2,4)$ / В.С. Куликов // Московский государственный университет печати имени Ивана Федорова. Вестник МГУП им. Ивана Федорова. – 2013. – №2. – С. 7-31.
23. Крейнделин, В.Б. Исследование радиointерфейса беспроводных систем межмашинного взаимодействия M2M / В.Б. Крейнделин, А.Э. Смирнов, Т.Б.К. Бен Режеб // T-Comm – Телекоммуникации и транспорт. – 2014. — №6. – С. 71-74.
24. Крейнделин, В.Б. Алгоритмы многостанционного доступа в системах MU-MIMO / В.Б. Крейнделин, Т.Б.К. Бен Режеб // Международный форум информатизации (МФИ-2014). Труды конференции «Телекоммуникационные вычислительные системы». – Москва, 2014. – С. 140.
25. Смирнов, А.Э. Исследование эффективности методов демодуляции сигналов в системах связи с большим количеством антенн / А.Э. Смирнов, Т.Б.К.

- Бен Режеб // Труды 70-й международной конференции "Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий – РЭУС-2015", посвященной дню Радио. Выпуск LXX. – Москва, 2015. – С. 251-255.
26. Бен Режеб, Т.Б.К. Исследование эффективности прекодирования с помощью метода блочной диагонализации в системах MU-MIMO / Т.Б.К. Бен Режеб // Международная научно-техническая конференция «Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения «INTERMATIC-2015». – Москва, 2015. – С. 30-34.
27. Крейнделин, В.Б. Нелинейный итерационный алгоритм прекодирования для многопользовательских систем MIMO / В.Б. Крейнделин, Т.Б.К. Бен Режеб // Известия ВУЗов. Радиоэлектроника. – 2017. – №10. – С. 581–591.
28. Kreyndelin, V.B. Nonlinear iterative precoding algorithm for MIMO multiuser systems / V.B. Kreyndelin, T.B.K. Ben Rejeb // Radioelectronics and Communications Systems. – 2017. – Vol. 60, № 10. – P. 449-457.
29. Крейнделин, В.Б. Эффективность методов обработки сигналов в системах MU-MIMO высоких порядков / В.Б. Крейнделин, А.Э. Смирнов, Т.Б.К. Бен Режеб // T-Comm – Телекоммуникации и транспорт. – 2016. – №12. – С. 24-30.
30. Бен Режеб, Т.Б.К. Анализ эффективности методов дискретного прекодирования в многопользовательских системах связи с технологией MIMO / Т.Б.К. Бен Режеб // 19-я Международная конференция "DSPA-2017". Сборник докладов (Том 1). Серия: Цифровая обработка сигналов и её применение (выпуск XIX-1). – Москва, 2017, С. 212-218.
31. Бен Режеб, Т.Б.К. Исследование эффективности прекодирования с помощью грасмановских кодовых книг в многопользовательских системах MU-MIMO / Т.Б.К. Бен Режеб // 20-я Международная конференция "DSPA-2018". Сборник докладов (Том 1). Серия: Цифровая обработка сигналов и её применение (выпуск XIX-1). – Москва, 2018. – С. 283-288.

32. Kreyndelin, V.B. CLTD-OSIC nonlinear precoding algorithm for MU-MIMO TDD multiuser systems / V.B. Kreyndelin, T.B.K. Ben Rejeb // *Telecommunications and Radio Engineering*. – 2017. – Vol. 77, Issue 7. – P. 591-602.
33. Крейнделин, В.Б. Перспективы использования систем Massive MIMO в системах беспроводной связи / В.Б. Крейнделин, А.Э. Смирнов, Т.Б.К. Бен Режеб // *Перспективные технологии в средствах передачи информации: материалы 11-ой международной научно-технической конференции / Владим. гос. Университет*. – Владимир, 2015. – С. 113-116.
34. Шафаревич, И.Р. *Линейная алгебра и геометрия* / И.Р. Шафаревич, А.О. Ремизов – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2009. – 512 с.
35. Foluwasu, T. Receiver architectures for MIMO wireless communication systems based on VBLAST and sphere decoding algorithms. A thesis submitted in partial fulfilment of the requirements of the University of Hertfordshire for the degree of Doctor of Philosophy / T. Foluwasu.; University of Hertfordshire, Hatfield, 2011. – 144 p.
<https://pdfs.semanticscholar.org/6c1a/5777b67a596b3386dde0e65896da57248972.pdf>
36. Моисеев, Н.Н. *Методы оптимизации* / Н.Н. Моисеев, Ю.П. Иванилов, Е.М. Столярова – М.: Наука, 1978. – 352 с.
37. Васильев, Ф.П. *Численные методы решения экстремальных задач* / Ф.П. Васильев. – М.: Наука, 1988. – 522 с.
38. Bala, E. J. Zero-forcing beamforming codebook design for MU-MIMO OFDM systems / E. Bala, J.L. Pan, R. Olessen, D. Grieco // *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.* – 2008 Fall. – P. 1-5.
39. Sesia, S. *LTE – The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice* / S. Sesia, I. Toufik, M. Baker.: John Wiley & Sons Ltd., 2009. – 583 p.
40. Tiwari, K. ASEP of MIMO System with MMSE-OSIC Detection over Weibull-Gamma Fading Channel Subject to AWGN / K. Tiwari, S.S. Davinder, S.V. Bhooshan // *Journal of Computer Networks and Communications*, – 2016. – vol. 2016, Article ID 7918456, 7 p.

41. Nguyen, D.H.N. Block-diagonalization precoding in a multiuser multicell MIMO system: Competition and coordination / D.H.N. Nguyen, H. Nguyen-Le, T. Le-Ngoc // IEEE Trans. Wireless Commun. – 2014. – vol. 13, No. 2. – P. 968-981.
42. Domene Oltra, F. Evaluation of precoding and feedback quantization schemes for multiuser communications systems. Doctoral thesis / Domene Oltra F.; Valencia, Spain, December 2014. – 223 p.
<https://riunet.upv.es/bitstream/handle/10251/46971/DOMENE%20-%20Evaluation%20of%20precoding%20and%20feedback%20quantization%20schemes%20for%20multiuser%20communications%20s....pdf?sequence=16>
43. Roche, G. LTE-Advanced and next generation wireless networks. Channel modeling and propagation / G. Roche, A.A. Glazunov, B. Allen. – Chichester: John Wiley & Sons Ltd, The Atrium, Southern Gate, 2012. – 566 p.
44. Hidekazu, M. Performance improvement of ZF-precoded MU-MIMO transmission by collaborative interference cancellation / M. Hidekazu, S. Ryo // IEICE Communication Express. – 2015. – Vol. 4, No.5. – P. 155-160.
45. Hampton, J.R. Introduction to MIMO communications / J.R. Hampton. – United States of America, New York.: Cambridge University Press., 2014. – 288 p.
46. Kumari, P.R. Ordered successive interference cancellation for maximum throughput in multi stream MIMO using different modulation schemes / P.R. Kumari, C.K. Reddy, K.S. Ramesh // Indian Journal of Science and Technology. – 2016, Vol. 9(9), March. – P.1-5.
47. Ben Zid. M. Recent Trends in Multi-user MIMO Communications / Edited by Maha Ben Zid.: AvE4EvA MuViMix Records, December 04, 2013. – 182 p.
48. Khan, M.H. A simple block diagonal precoding for multi-user MIMO broadcast channels / M. H. Khan, K. M. Cho, M. Lee, J.-G. Chung // EURASIP J. Wirel Commun. Netw. – 2014. – No. 1. – P. 95-101.
49. Dietl, G. Channel Vector Quantization for Multiuser MIMO Systems Aiming at Maximum Sum Rate / G. Dietl, O. Labreche, W. Utschick // GLOBECOM 2009 - 2009 IEEE Global Telecommunications Conference, Honolulu, HI. – 2009. – P. 1-5.

50. Pitaval, R.A. Coding on flag manifolds for limited feedback MIMO systems. doctoral dissertations / Pitaval R.A.; Aalto University publication series, 2013. – 161 p.
<https://aaltodoc.aalto.fi/handle/123456789/12109>
51. Ahmadi, S. LTE-Advanced : A practical systems approach to understanding the 3GPP LTE Releases 10 and 11 radio access technologies / S. Ahmadi. – UK.: Elsevier, 2014. – 1152 p.
52. Agnihotri, A. Performance evaluation of linear/non-linear precoding schemes for downlink multi-user MIMO systems / A. Agnihotri, B. Gupta // 2015 International Conference on Industrial Instrumentation and Control (ICIC), Pune. – 2015. – P. 484-489.
53. Константинов, А.С. Анализ фундаментальных ограничений максимальной скорости передачи информации в сети LTE-Advanced / А.С. Константинов, А.В. Пестряков // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2017. – Том 11. №12. – С. 60-63.
54. Быховский, М.А. Оптимальная линейная коррекция многолучевого канала связи при разнесенном приеме сигналов / М.А. Быховский // Электросвязь. – 2011. – №12. – С. 36-41.
55. Волчков, В.П. Исследование эффективности алгоритмов линейного прекодирования в системах MIMO / В.П. Волчков, А.А. Шурахов // Электросвязь. – 2012. – №5, – С.15-16.
56. Волчков, В.П. Синтез двуступенчатых линейных прекодеров для системы MIMO / В.П. Волчков, А.А. Шурахов // Электросвязь. – 2013. – №5, – С.16-19.
57. Волчков, В.П. Анализ характеристик линейных прекодеров для систем MIMO и оценка возможных областей их применения - 2014 / В.П. Волчков, А.А. Шурахов // Материалы VIII Всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь». – 2014. – С. 290-294.
58. Сакалема, Д.Ж. Подвижная радиосвязь / Сакалема Д.Ж.; под ред. О.И.Шелухина. – М.: Горячая – Телеком, 2012 г. – 512 с.

- 59.Одинцов, М.О. Методы моделирования матриц передачи ММО-каналов и исследование помехоустойчивости передачи данных / М.О. Одинцов, Ю.С. Шинаков // Радиотехника. – 2016. – №6, – С. 130-136.
- 60.Одинцов, М.О. Исследование эффективности систем ММО с коррелированными элементами матрицы канала передачи / М.О. Одинцов, Ю.С. Шинаков // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. – 2016. – Т. 6. №1. – С. 108-112.
- 61.Одинцов, М.О. Анализ помехоустойчивости систем ММО с коррелированными элементами матрицы канала передачи / М.О. Одинцов, Ю.С. Шинаков // REDS: Телекоммуникационные устройства и системы. – 2016. – Т. 6. №2. – С. 218-223.
- 62.Аджемов, С.С. Методы распознавания видов цифровой модуляции сигналов в когнитивных радиосистемах / С.С. Аджемов, Н.В. Кленов, М.В. Терешонок, Д.С. Чиров // Вестник Московского университета. Серия 3: Физика, астрономия. – 2015. – №6. – С. 19-27.
- 63.Татарчук, И.А. Прямой цифровой синтез сигналов GFSK с малой базой / И.А. Татарчук, С.С. Шаврин // Проектирование и технология электронных средств. – 2015. – №3. – С. 7-11.
- 64.Foschini, G.J. On limits of wireless Communications in a fading environment when using multiple antennas / G.J. Foschini, M.J. Gans.// Wireless Personal Communications. – 1998. – P. 311-335.
- 65.Goldsmith, A. Capacity limits of MIMO channels / A. Goldsmith, S. A. Jafar, N. Jindal, S. Vishwanath // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 2003. – Vol. 21, No. 5. – P. 684-702.
- 66.Deshmukh, H. Capacity Analysis of MIMO OFDM System using Water filling Algorithm / H. Deshmukh, H. Goud // International journal of advanced research in computer engineering & technology (IJARCET). – 2012. – Volume 1, Issue 8, October, P. 329-333.
- 67.Björnson, E. Channel quantization design in multiuser MIMO systems: Asymptotic versus practical conclusions / E. Björnson, K. Ntontin and B.

- Ottersten // 2011 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Prague. – 2011. – P. 3072-3075.
68. Karaa, H. Linear Precoding for Multiuser MIMO-OFDM Systems / H. Karaa, R.S. Adve and A.J. Tenenbaum // 2007 IEEE International Conference on Communications, Glasgow. – 2007. – P. 2797-2802.
69. Moldovan, A. Different Criteria of Selection for Quantized Feedback of Minimum-Distance Based MIMO Precoder / A. Moldovan, G. Madi, B. Vrigneau, T. Palade, R. Vauzelle // ICWMC, Italy. – 2012. – P. 254-258.
70. Jay Kuo, C.C. Precoding techniques for digital communication systems / S.H. Tsai, L. Tadjpour, Y.H. Chang. – US.: Springer. – 2008. – XII. – 320 p.
71. Kaltenberger, F. Capacity of linear multi-user MIMO precoding schemes with measured channel data / Kaltenberger, M. Kountouris, L. Cardoso, R. Knopp and D. Gesbert // 2008 IEEE 9th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, Recife. – 2008. – P. 580-584.
72. Liang, L. Practical precoding design for modern multiuser MIMO communication: A thesis submitted in partial fulfillment of the requirements for the degree of master of applied science / Liang, L. B.Eng., Southeast University, 2012, – 75 p.
<https://dspace.library.uvic.ca/handle/1828/6910>
73. Quoc-Tuong, N. Généralisation des précodeurs MIMO basés sur la distance euclidienne minimale / N. Quoc-Tuong // Signal and Image processing. Université Rennes 1. – 2012. – 176 p.
74. Левин, Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. - 3-е изд. перераб. и доп. / Б.Р. Левин. - М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.
75. Тихонов, В. И. Статистическая радиотехника / В.И. Тихонов // 2-е изд. перераб. и доп. – М. : Сов. радио, 1982. – 624 с.
76. Тихонов, В.И., Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем: Учеб. пособие для вузов. / В.И. Тихонов, В.Н. Харисов. - М.: Радио и связь, 1991. – 608 с.

77. Аджемов А.С., Санников В.Г. Общая теория связи: Учебник для вузов. – М.: Горячая — Телеком, 2018. – 624 с.: ил.
78. Тихонов, В.И. Оптимальный прием сигналов / В.И. Тихонов. - М.: Радио и Связь, 1983. - 320 с.
79. Шлома, А.М. Новые алгоритмы формирования и обработки сигналов в системах подвижной связи / А.М. Шлома, М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин, А.П. Шумов. Под редакцией профессора А.М. Шломы. – М.: Горячая — Телеком. – 2008. – 344 с.: ил.
80. Волков, Л.Н. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: Учебное пособие / Л.Н. Волков, М.С. Немировский, Ю.С. Шинаков. — М.: Эко-Трендз, 2005. — 392 с.: ил.
81. Шелухин, О.И. Моделирование инфокоммуникационных систем. Учебное пособие для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. / О.И. Шелухин . – М.: Горячая линия – Телеком, 2011. – 536 с.: ил.
82. Солонина, А.И. Цифровая обработка сигналов. Моделирование в Simulink / А.И Солонина. — СПб.: БХВ-Петербург, 2012. — 432 с.: ил. — (Учебное пособие)
83. Тихвинский, В.О. Сети мобильной связи LTE: технологии и архитектура / В.О. Тихвинский, С.В. Терентьев, А.Б. Юрчук — М.: Эко-Трендз, 2010. — 284 с.: ил.
84. Немировский, М.С. Беспроводные технологии от последней мили до последнего дюйма / М.С. Немировский, О.А. Шорин, А.И. Бабин, А.Л. Сартаков — М.: Эко-Трендз, 2009. — 400 с.: ил.
85. Быховский, М.А. Создание современных систем радиосвязи и телерадиовещания в России. В 2 частях. Часть 1. Разработки и исследования Научно-исследовательского института радио/ М.А.Быховский. — М.: ЛКИ, 2008. — 328 с.: ил.
86. Тыртышников, Е.Е. Матричный анализ и линейная алгебра/ Е.Е. Тыртышников — М.: Физматлит, 2007. — 480 с.

87. Антонов, В.И. Линейная алгебра и аналитическая геометрия. Опорный конспект: учебное пособие / В.И. Антонов, М.В. Лагунова, Н.И. Лобкова, Ю.Д. Максимов, В.М. Семёнов, Ю.А. Хватов. — Москва: Проспект, 2011. — 144 с.
88. Босс, В. Лекции по математике: линейная алгебра. Т. 3. / В. Босс — М.: КомКнига, 2005. — 224 с.
89. Письменный, Д.Т. Конспект лекций по высшей математике. 1 часть / Д.Т. Письменный. — 5-е изд. — М.: Айрис-пресс, 2005. — 288 с.: ил.
90. В.Е. Гмурман. Теория вероятностей и математическая статистика : Учебн. Пособие для вузов / В.Е. Гмурман. — 9-е изд., стер. — М.: Высш. шк., 2003. — 479 с.: ил.
91. Письменный, Д.Т. Конспект лекций по теории вероятностей, математической статистике и случайным процессам / Д.Т. Письменный. — 3-е изд. — М.: Айрис-пресс, 2008, — 288 с. — (Высшее образование).
92. Гнеденко, Б.В. Курс теории вероятностей: Учебник — Изд. 6-е, перераб. и доп./ Б.В. Гнеденко — М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1988. — 448 с.
93. Васильев, К.К. Математическое моделирование систем связи / К.К. Васильев — Ульяновск: УлГТУ, 2008. — 170 с.
94. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, 2-е изд.: Пер. с англ. / Б. Скляр — М.: Издат. дом «Вильямс», 2003. — 1104 с.
95. Прокис, Дж. Цифровая связь / Пер. с англ. под. ред. Д.Д. Кловского. — М.: Радио и связь, 2000. — 797 с.
96. Kreyndelin, V. Effective precoding and demodulation techniques for 5G communication systems / V. Kreyndelin, A. Smirnov, T. Ben Rejeb // Proc. Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. — 2018. — P. 1-6.
97. Huang, H. MIMO Communication for Cellular Networks / H. Huang, C.B. Papadias, S. Venkatesan — US.: Springer, 2012, XVI. — 316 p.

98. Dabbagh, A. Multiple antenna MMSE based downlink precoding with quantized feedback or channel mismatch / A. Dabbagh and D. Love // IEEE Trans. Commun. – 2008. – Vol. 56, No. 11. – P. 1859–1868. [Online].
Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=4686268>
99. Bandemer, A. Linear MMSE multi-user MIMO downlink precoding for users with multiple antennas / B. Bandemer, M. Haardt, S. Visuri // Proc. IEEE Int. Symp. Pers. Indoor Mobile Radio Commun, Dec. – 2006. – P. 1-5.
100. Gao, X. Linear pre-coding performance in measured very-large MIMO channels / X. Gao, O. Edfors, F. Rusek, F. Tufvesson // Proc. of the 74th IEEE Vehicular Technology Conference. IEEE--Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., IEEE Vehicular Technology Conference VTC. – 2011. – P. 1-5.
101. Крейнделин, В.Б. Программа для реализации нелинейного итерационного алгоритма прекодирования с замкнутой петлей обратной связи, предназначенного для систем связи с несколькими передающими и несколькими приемными антеннами и временным дуплексом / В.Б. Крейнделин, А.Э. Смирнов, Т.Б.К. Бен Режеб // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018616783 от 6 июня 2018 г.

Приложение 1. Дополнительные сведения из линейной алгебры

Аффинное пространство

Определение. Аффинным пространством называется пара, состоящая из некоторого множества точек V и векторного пространства L . Двум точкам $A, B \in V$ может быть сопоставим вектор пространства L , обозначаемый \overrightarrow{AB} [34]. При этом должны быть выполнены следующие условия:

$$1) \overrightarrow{AB} + \overrightarrow{BC} = \overrightarrow{AC}$$

2) Для любых трех точек $A, B, C \in V$ существует единственная точка $D \in V$, что

$$\overrightarrow{AB} = \overrightarrow{CD}.$$

3) Для любых двух точек $A, B \in V$ и числа α существует единственная точка $C \in V$, что

$$\overrightarrow{AC} = \alpha \overrightarrow{AB}.$$

Размерностью аффинного пространства (V, L) называется размерность соответствующего ему пространства векторов L .

Подмножеством $V' \subset V$ аффинного пространства (V, L) называется аффинным подпространством, если множество векторов \overrightarrow{AB} для всех $A, B \in V'$ образует векторное подпространство L' векторного пространства L .

Координаты Плюккера и грассманианы

Грассманиан или многообразие Грассмана является алгебраическим многообразием векторных подпространств M фиксированной размерности m в заданном векторном пространстве L размерности $n \geq m$, обозначаемое $\mathbb{G}(m, n)$ [22, 34].

Так как m -мерные подпространства $M \subset L$ находятся во взаимно однозначном соответствии с $(m-1)$ -мерными проективными подпространствами $\mathbb{P}(M) \subset \mathbb{P}(L)$, то тем самым можно получить описание проективных подпространств фиксированной размерности проективного пространства с помощью «координат» [34].

Определение. Пусть L — произвольное векторное пространство конечной размерности. Совокупность всех прямых $\langle \mathbf{x} \rangle$, где \mathbf{x} — ненулевой вектор пространства L , называется проективизацией L или проективным пространством $\mathbb{P}(L)$. Прямые $\langle \mathbf{x} \rangle$ называются точками проективного пространства $\mathbb{P}(L)$. Размерностью пространства $\mathbb{P}(L)$ называется число $\text{Dim } \mathbb{P}(L) = \dim L - 1$ [34].

Случай множества проективных прямых в трехмерном проективном пространстве может быть описан с помощью пюккеровых координат. Предположим, что в векторном пространстве L выбран некоторый базис. Так как $\dim L = n$, то любой вектор $\mathbf{a} \in L$ в этом базисе имеет n координат.

Рассмотрим некоторое подпространство $M \subset L$ размерности $m \leq n$. Для этого выберем произвольный базис $\mathbf{a}_1, \dots, \mathbf{a}_m$ в подпространстве M , тогда $M = \langle \mathbf{a}_1, \dots, \mathbf{a}_m \rangle$, причем векторы $\mathbf{a}_1, \dots, \mathbf{a}_m$ линейно независимы. Вектор \mathbf{a}_i имеет в выбранном базисе пространства L координаты a_{i1}, \dots, a_{in} ($i = 1, \dots, m$), которые можно расположить в виде матрицы \mathbf{M} размерности $m \times n$, записывая их в виде строк:

$$\mathbf{M} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \cdots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{m1} & a_{m2} & \cdots & a_{mn} \end{pmatrix}. \quad (84)$$

Обозначим минор, состоящий из столбцов с номерами i_1, \dots, i_m , как M_{i_1, \dots, i_m} . Все миноры M_{i_1, \dots, i_m} не могут быть равны нулю одновременно. Если в подпространстве M выбрать другой базис, то:

$$\mathbf{b}_i = b_{i1} \mathbf{a}_1 + \cdots + b_{im} \mathbf{a}_m, \quad i = 1, \dots, m.$$

Так как ранг матрицы \mathbf{M} равен m , то числа $p_{i_1, \dots, i_m} = M_{i_1, \dots, i_m}$ не могут обращаться в ноль одновременно. При замене базиса $\mathbf{a}_1, \dots, \mathbf{a}_m$ подпространства M другим базисом $\mathbf{b}_1, \dots, \mathbf{b}_m$ этого подпространства все эти числа одновременно умножаются на некоторое число $c \neq 0$.

Определение. Совокупность чисел p_{i_1, \dots, i_m} при $i_1 < i_2 < \cdots < i_m$ могут быть приняты за однородные координаты точки проективного пространства $\mathbb{P}^{v-1} =$

$\mathbb{P}(N)$, где $\dim N = v$, $\dim \mathbb{P}(N) = v - 1$, называемые плюккеровыми координатами m -мерного подпространства $M \subset L$. Такие координаты однозначно определяют подпространства $M \subset L$.

Соотношения Плюккера и грассманианы

Введем обозначения: p_{i_1, \dots, i_m} — плюккеровы координаты подпространства M , (j_1, \dots, j_m) — произвольный набор m индексов, принимающих значения $1, \dots, n$. Если среди j_1, \dots, j_m есть равные числа, то положим:

$$p_{j_1, \dots, j_m} = 0. \quad (85)$$

Если числа j_1, \dots, j_m различны и (i_1, \dots, i_m) — их расположение в порядке возрастания, то положим:

$$p_{j_1, \dots, j_m} = \pm p_{i_1, \dots, i_m}, \quad (86)$$

где знак «+» или «-» используется в зависимости от четности или нечетности перестановки (т.е. числа транспозиций), переводящей набор (j_1, \dots, j_m) в (i_1, \dots, i_m) .

Для m -мерного подпространства M пространства L и для любых двух наборов (j_1, \dots, j_{m-1}) и (k_1, \dots, k_{m+1}) индексов, принимающих значения $1, \dots, n$, выполнены соотношения Плюккера следующего вида:

$$\sum_{r=1}^{m+1} (-1)^r p_{j_1, \dots, j_{m-1}, k_r} \cdot p_{k_1, \dots, \check{k}_r, \dots, k_{m+1}} = 0, \quad (87)$$

где $k_1, \dots, \check{k}_r, \dots, k_{m+1}$ обозначает, что из последовательности опущен элемент k_r .

Соотношения (85) и (86) определяют проективное алгебраическое многообразие в проективном пространстве \mathbb{P}^{v-1} , называемое грассманианом. Пространство \mathbb{P}^{v-1} является объединением аффинных подмножеств U_{i_1, \dots, i_m} , каждое из которых определено условием $p_{i_1, \dots, i_m} \neq 0$ при некотором выборе индексов i_1, \dots, i_m .

Свойства грассманиана:

- 1) Для любой точки из множества $\mathbb{G}(m, n) \cap U_{1, \dots, m}$ все плюккеровы координаты являются многочленами от координат $\bar{p}_{rl} = p_{1, \dots, \check{r}, \dots, m, l}$, $r \leq m, l \geq m$.

- 2) Всякая точка грассманиана $\mathbb{G}(m, n)$ соответствует некоторому m -мерному подпространству $M \subset L$.

Приложение 2. Режимы работы систем многоантенных систем

Рассмотрим два различных способа применения нескольких антенн на передающей и приемной стороне. Первым и распространенным способом применения нескольких антенн являются системы с фазированной антенной решеткой (ФАР), применение которых возможно как на стороне базовой станции, так и на стороне абонентских терминалов. В системах с ФАР единый информационный поток данных передается с помощью нескольких антенн, каждая из которых оснащена фазовращателем. Фазовращатели антенной решетки позволяют проводить настройку диаграммы направленности. Системы связи с ФАР используют несколько антенн для формирования единого луча, строго направленного на приемник.

На рисунке 37 изображена система с ФАР, состоящая из абонентских терминалов, оснащенных M передающих антенн и формирующих диаграмму направленности по направлению к базовой станции.

На приемной стороне базовая станция производит формирование диаграммы направленности для приема сигналов абонентских терминалов. В случае многопользовательских систем с ФАР с несколькими абонентскими терминалами главным параметром является расстояние между абонентскими терминалами d . От расстояния между абонентскими терминалами зависит угол прихода сигнала. В случае если расстояние d между абонентами мало, то уменьшается и угол между лучами антенн абонентских терминалов, что затрудняет для базовой станции задачу разделения сигналов пользователей и отрицательно сказывается на помехоустойчивости [54]. Для повышения разрешающей способности базовой станции требуется увеличение количества приемных антенн базовой станции для вычисления угла прихода лучей отдельных абонентов.

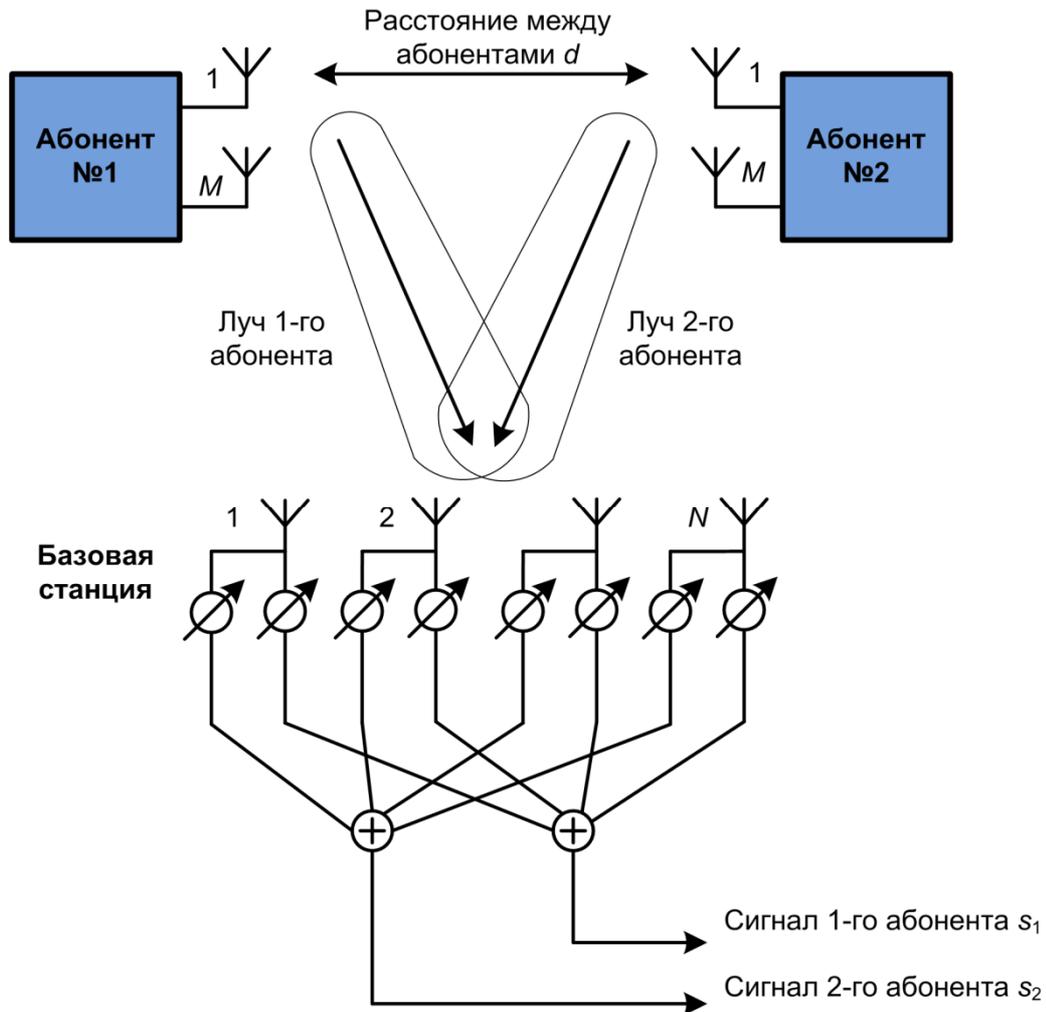


Рисунок 37. Иллюстрация принципа работы ФАР на приемной стороне.

Рассмотрим второй способ обработки сигналов в многоантенных системах ММО. Многопользовательская система ММО или сокращенно MU-MIMO состоит также из базовой станции с несколькими приёмо-передающими антеннами и нескольких абонентских терминалов, каждый из которых может иметь одну и более приёмопередающих антенн.

Главным отличием системы MU-MIMO от ФАР является использование пространственного мультиплексирования SM (Spatial multiplexing) как на стороне базовой станции, так и на стороне абонентских терминалов. В системах с пространственным мультиплексированием каждая передающая антенна базовой станции имеет свою диаграмму направленности. При этом одновременно происходит передача сигналов, предназначенных разным абонентам.

В отличие от систем с ФАР, где с помощью нескольких передающих антенн формируется единый луч с заданной диаграммой направленности, в системах ММО единый поток информационных бит подвергается последовательно-параллельному преобразованию с помощью демультиплексора. Далее несколько параллельных потоков информации преобразованных в сигналы излучаются с помощью N передающих антенн базовой станции, каждая из которых имеет свою диаграмму направленности. Рассмотрим простейший многопользовательской системы ММО с пространственным мультиплексированием [12] и двумя абонентами (рисунок 38).

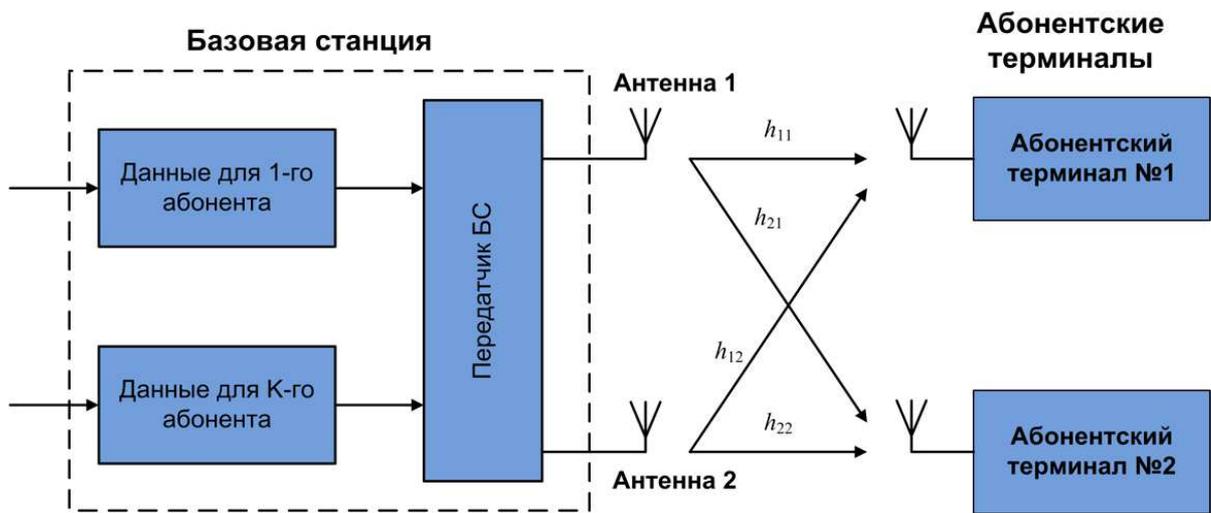


Рисунок 38. Многопользовательская система ММО с двумя абонентами.

Канал связи между передающими и приемными антеннами в системах ММО может быть описана матрицей комплексных множителей канала, каждый из которых является передаточным коэффициентом между j -ой передающей антенной и i -ой приемной антенной. Матрица комплексных коэффициентов канала выглядит следующим образом:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}. \quad (88)$$

Упрощенную математическую модель сигналов на входе приёмника базовой станции без учета влияния шумов канала можно записать в виде системы линейных уравнений:

$$\begin{cases} y_1 = h_{11}s_1 + h_{12}s_2 \\ y_2 = h_{21}s_1 + h_{22}s_2 \end{cases}, \quad (89)$$

или в векторно-матричной форме:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{HS} \text{ или } \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix}, \quad (90)$$

где $\mathbf{Y} = [y_1 \ y_2]^T$ — сигнал на входе приемного устройства, представленный комплексным вектором-столбцом размерности $M \times 1$, $\mathbf{S} = [s_1 \ s_2]^T$ — вектор символов, передаваемых абонентами системы, представленный комплексным вектором-столбцом размерности $M \times 1$.

Как и в случае ФАР рассмотрим случай, когда базовая станция принимает сигналы разных абонентов систем. В качестве примера рассмотрим простейший случай двух абонентов. Сфокусируемся на модели сигнала ММО, представленной в виде системы линейных уравнений, и рассмотрим процесс детектирования сигналов на приёмной стороне на примере многопользовательской системы МУ-ММО с двумя абонентами (рисунок 39).

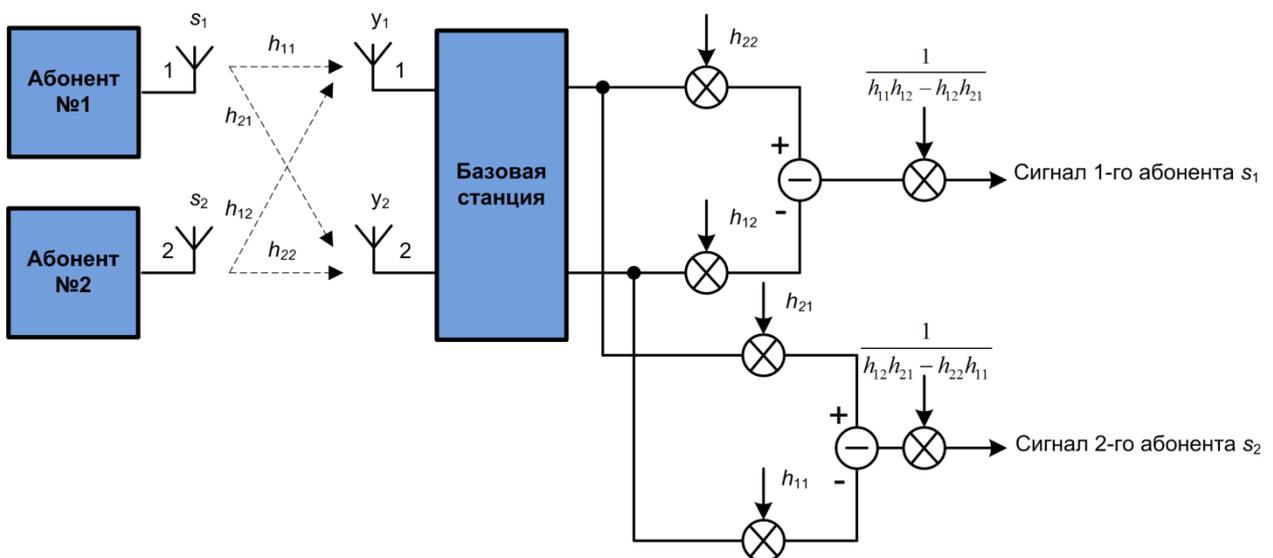


Рисунок 39. Иллюстрация принципа работы системы ММО с пространственным мультиплексированием на приемной стороне.

Решим систему линейных уравнений с несколькими неизвестными, домножив, первую и вторую строки на множители h_{22} и h_{12} соответственно и выразим сигнал первого абонента системы:

$$\begin{cases} y_1 h_{22} = h_{11} h_{22} s_1 + h_{12} h_{22} s_2 \\ y_2 h_{12} = h_{12} h_{21} s_1 + h_{12} h_{22} s_2 \end{cases} \quad (91)$$

После чего решим систему уравнений, вычитая вторую строку системы уравнений из первой:

$$y_1 h_{22} - y_2 h_{12} = (h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}) s_1 \quad (92)$$

Отсюда выразим символ первого абонента s_1 .

$$s_1 = \frac{y_1 h_{22} - y_2 h_{12}}{h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}} \quad (93)$$

Для детектирования сигнала второго абонента, домножим первую и вторую строки исходной системы линейных уравнений (84) на коэффициенты h_{21} и h_{11} соответственно:

$$\begin{cases} y_1 h_{21} = h_{11} h_{21} s_1 + h_{12} h_{21} s_2 \\ y_2 h_{11} = h_{11} h_{21} s_1 + h_{22} h_{11} s_2 \end{cases} \quad (94)$$

$$y_1 h_{21} - y_2 h_{11} = (h_{12} h_{21} - h_{22} h_{11}) s_2 \quad (95)$$

После чего выразим символ второго абонента s_2 :

$$s_2 = \frac{y_1 h_{21} - y_2 h_{11}}{(h_{12} h_{21} - h_{22} h_{11})} \quad (96)$$

Исходя из приведенного выше решения системы линейных уравнений, необходимо отметить, что для разделения сигналов 1-го и 2-го абонентских терминалов необходимо выполнение условия:

$$h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21} \neq 0 \quad (97)$$

Исходя из (92) можно сделать вывод, что разделение сигналов различных пользователей на приемном устройстве базовой станции возможно при выполнении следующего условия:

$$\det(\mathbf{H}) \neq 0 \quad (98)$$

Приложение 3. Акты о внедрении и использовании результатов диссертационной работы

«УТВЕРЖДАЮ»

Проректор по учебной работе ордена Трудового Красного Знамени федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Московский технический университет связи и информатики»,
к.т.н., доцент


Е.В. Титов
«24» мая 2018 г.

Акт об использовании в учебном процессе научных результатов диссертационной работы Бен Режеб Т.Б.К.
«Исследование и разработка алгоритмов обработки сигналов для многопользовательских систем беспроводной связи с несколькими передающими и несколькими приемными антеннами»

Комиссия в составе:

- директора Департамента организации и управления учебным процессом МТУСИ Карпушиной Н.Д.;
- заведующей Центром планирования и сопровождения учебного процесса МТУСИ Патенченковой Е.К.;
- заведующего кафедрой ИБ Шелухина О.И. удостоверяет, что в учебном процессе кафедры ИБ при чтении курса лекций по дисциплине «Моделирование инфокоммуникационных систем» используются результаты диссертационного исследования Бен Режеб Т.Б.К., а именно: проведенный диссертантом анализ алгоритмов обработки сигналов для многопользовательских систем беспроводной связи с несколькими передающими и несколькими приемными антеннами, а также разработанные диссертантом алгоритмы, полученные в диссертационном исследовании.

Директор департамента организации и управления учебным процессом МТУСИ  Н.Д. Карпушина

Зав. центром планирования и сопровождения учебного процесса МТУСИ  Е.К. Патенченкова

Заведующий кафедрой «Информационная безопасность», д.т.н., профессор  О.И. Шелухин

«Утверждаю»

Проректор по учебной работе
 Московского технического
 университета связи и информатики
 к.т.н., доцент


 _____ Е.В. Титов
 «31» 08 2018 г.



Акт об использовании в учебном процессе научных
 результатов диссертационной работы Бен Режеб Т.Б.К
 «Исследование и разработка алгоритмов обработки сигналов для много-
 пользовательских систем беспроводной связи с несколькими передающими
 и несколькими приемными антеннами»

Настоящим актом подтверждается, что результаты исследований и
 разработки алгоритмов обработки сигналов для многопользовательских
 систем беспроводной связи с несколькими передающими и несколькими
 приемными антеннами, выполненных Бен Режеб Т.Б.К. в диссертационной
 работе, используются в учебном процессе кафедры «Информационная без-
 опасность» и отражены в лабораторном практикуме:

— Крейнделин В.Б., Смирнов А.Э., Бен Режеб Т.Б.К. Моделирование ин-
 фокоммуникационных систем (для бакалавров очной формы обучения
 направления 11.03.02): Лабораторный практикум. – М.: МТУСИ, 2018. – 27
 с. — ЭБС МТУСИ.

Заведующий кафедрой
 «Информационная безопасность»,
 д.т.н., профессор



Шелухин О.И.

«Утверждаю»
 Временный генеральный директор
 АО «Концерн «Системпром»


 А.П. Мурзин
 «11» апреля 2018 г.

Акт о внедрении результатов диссертационной работы
 Бен Режеб Тауфик Бен Камель
 «Исследование и разработка алгоритмов обработки сигналов для
 многопользовательских систем беспроводной связи с несколькими
 передающими и несколькими приемными антеннами»

Научно-техническая комиссия в составе Фомин М.Д., Кузнецов А.М.,
 и Коперин И.В. составила настоящий акт о том, что результаты
 диссертационной работы Бен Режеб Т.Б.К.:

- разработка алгоритма прекодирования для многопользовательских систем беспроводной связи с временным дуплексом;
- разработка алгоритма прекодирования для многопользовательских систем с дискретным каналом обратной связи и абонентскими станциями с одной антенной;

в части исследования алгоритмов предварительной обработки сигналов в системах связи с технологией ММО (Multiple-Input Multiple-Output) были использованы и внедрены при доработке системы связи АСУ «Акация-Э» под структуру управления заказчика в рамках контракта от 18.11.2015 г. № Р/1201202251184, выполняемого АО «Концерн «Системпром». Применение разработанных алгоритмов позволяет повысить

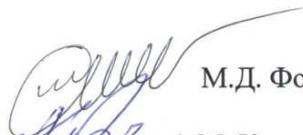
энергетическую эффективность системы связи на 1,5 – 2,5 дБ что позволило:

- увеличить среднюю пропускную способность для всех абонентов многопользовательской системы;
- повысить помехоустойчивость при приеме сигналов на стороне и базовой станции и абонентов.

Первый заместитель начальника НИУ-2.
Доктор технических наук, профессор

Начальник центра телекоммуникаций и
средств связи НПУ

Заместитель начальника системного
отдела

 М.Д. Фомин
 А.М. Кузнецов
 И.В. Коперин

Приложение 4. Свидетельство о государственной регистрации программы
для ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО
о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2018616783

«Программа для реализации нелинейного итерационного алгоритма прекодирования с замкнутой петлей обратной связи, предназначенного для систем связи с несколькими передающими и несколькими приемными антеннами и временным дуплексом»

Правообладатель: *Ордена Трудового Красного Знамени федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Московский технический университет связи и информатики» (МТУСИ) (RU)*

Авторы: *Крейнделин Виталий Борисович (RU), Смирнов Алексей Эдуардович (RU), Бен Режеб Тауфик Бен Камель (RU)*

Заявка № **2018612199**
Дата поступления **06 марта 2018 г.**
Дата государственной регистрации
в Реестре программ для ЭВМ **06 июня 2018 г.**



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

 Г.П. Иванов