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

АВТОРЕФЕРАТ
диссертации на соискание учёной степени
кандидата технических наук

Москва – 2018

Работа выполнена в ордена Трудового Красного Знамени федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования «Московский технический университет связи и информатики» (МТУСИ).

Научный руководитель: Крейнделин Виталий Борисович – доктор технических наук, профессор, зав. кафедрой теории электрических цепей МТУСИ

Официальные оппоненты: Овечкин Геннадий Владимирович – доктор технических наук, доцент, профессор кафедры вычислительной и прикладной математики федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Рязанский государственный радиотехнический университет» http://www.rsreu.ru/

Бакулин Михаил Германович – кандидат технических наук, начальник отдела Информационных технологий ООО «Радарные технологии – 2Т»

Ведущая организация: Акционерное общество «Концерн «Системпром», http://www.systemprom.ru

Защита состоится «24» января 2019 г. в 15:00 на заседании совета по защите докторских и кандидатских диссертаций Д 219.001.04 при МТУСИ по адресу: 111024, Москва, ул. Авиамоторная, д. 8а, ауд. А-448 (малый зал заседаний).

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке и на сайте МТУСИ (http://www.srd-mtuci.ru/images/Dis-BenRejeb/dis-BenRejeb.pdf).

Автореферат разослан « ___ » _____ 2018 г.

Учёный секретарь
диссертационного совета Терешонок Максим Валерьевич
Д.219.001.04, к.т.н., доцент

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

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. 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 MIMO подразумевает наличие нескольких антенн на передающей стороне и нескольких антенн на приёмной стороне для организации множества пространственных каналов связи.

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 в прекодерах 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.

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, K. Zu, M. 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 за счет 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.

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 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 многопользовательских 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 по дисциплине «Моделирование инфокоммуникационных систем». Издан лабораторный практикум «Моделирование инфокоммуникационных систем», содержащий 5 лабораторных работ, посвященных моделированию систем беспроводной связи с технологией MIMO.

Практическую ценность полученных результатов подтверждают соответствующие документы.

Методы исследований. Для решения поставленных в диссертации задач были использованы методы линейной алгебры, статистической радиотехники, теории связи, теории вероятностей, теории фильтрации, статистического моделирования.

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 А2 имеет выигрыш по помехоустойчивости 1-3 дБ по сравнению с известным алгоритмом прекодирования MMSE для многопользовательского канала с релеевскими коррелированными замираниями при антенной конфигурации 4x4x1. Для системы MU-MIMO 4x4x1 алгоритм А2 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 А3 имеет выигрыш по помехоустойчивости 1-3 дБ по сравнению с известным алгоритмом прекодирования MMSE для многопользовательского канала с релеевскими коррелированными замираниями при антенной конфигурации 4x2x2. Для системы MU-MIMO 4x2x2 алгоритм А3 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 "DSPA-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, индексируемых 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 иследований.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во **введении** обоснована актуальность темы, сформулированы цель и основные направления исследований.

В **первой главе** рассматривается математическая модель системы MIMO с прекодированием, анализируются известные алгоритмы прекодирования, предназначенные для многопользовательских систем MU-MIMO (Multiuser MIMO).

На рисунке 1 изображена функциональная схема многопользовательской системы MU-MIMO, состоящей из одной базовой станции, оснащенной несколькими антеннами, и нескольких абонентских терминалов, каждый из которых имеет одну антенну.

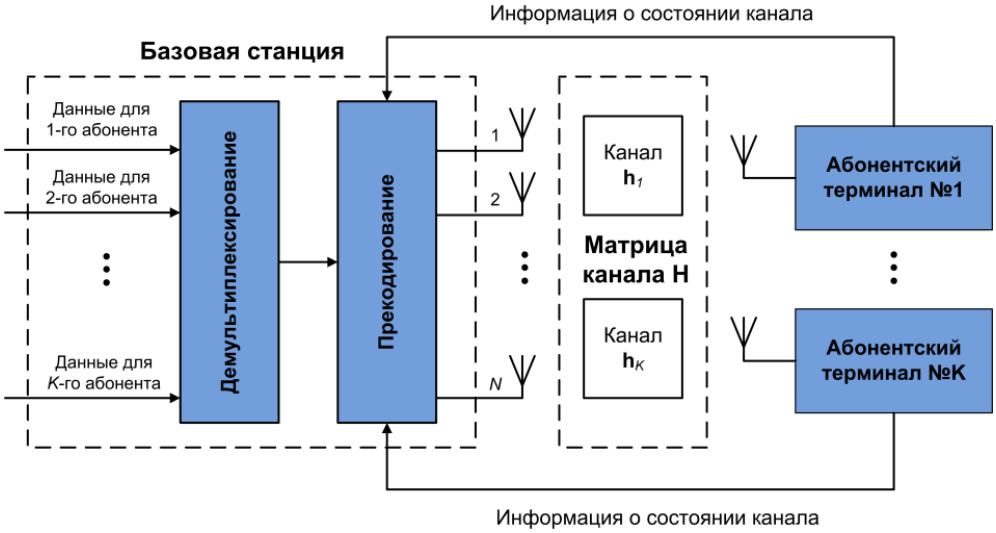


Рисунок 1. Функциональная схема системы MU-MIMO с прекодированием.

Введем следующие обозначения: N — количество антенн базовой станции; k — порядковый номер абонента системы (k = 1, 2, …, 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; $\mathbf{H} = \left[\mathbf{h}_1^T \quad \mathbf{h}_2^T \quad \ldots \quad \mathbf{h}_K^T\right]^T$ — 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; $\mathbf{T} = \left[\mathbf{t}_1 \quad \mathbf{t}_2 \quad \ldots \quad \mathbf{t}_K\right]$ — 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.

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

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

где $\mathbf{y}$ — сигнал в канале MU-MIMO, представленный вектором-столбцом размерности $N\times1$; $\mathbf{n}$ — вектор гауссовского шума размерности $K\times1$, имеющий нулевое математическое ожидание и дисперсию $2\sigma_{\mathbf{n}}^2$.

Сигнал на входе приемника k-го пользователя можно представить в виде:

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

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 $2\sigma_n^2$. Структура общей прекодирующей матрицы базовой станции отображена на рисунке 2.

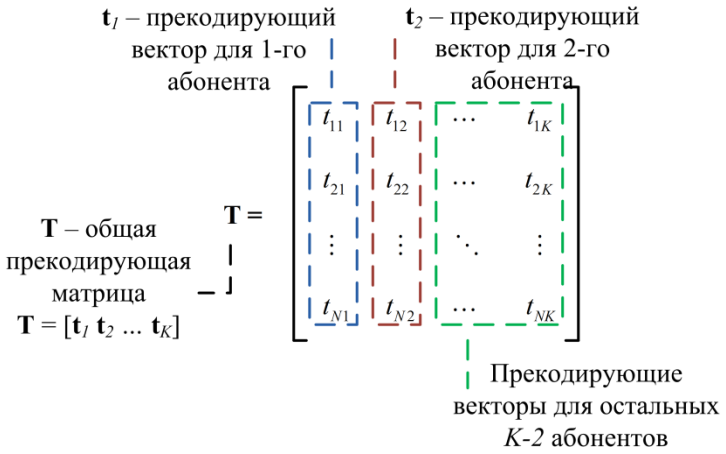
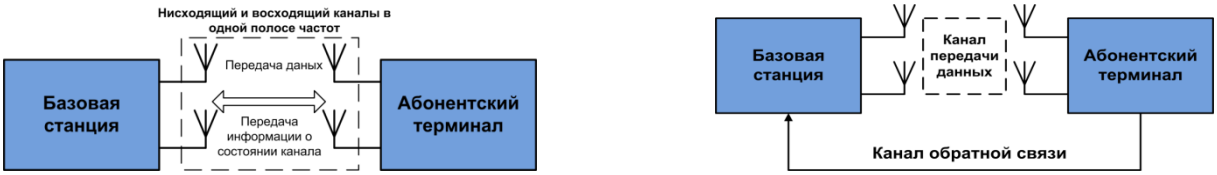


Рисунок 2. Структура прекодирующей матрицы базовой станции.

Для вычисления прекодирующей матрицы на передающей стороне необходима информация о состоянии канала от всех абонентских терминалов многопользовательской системы. Наличие информации о состоянии канала на передающей стороне может быть обеспечено двумя способами организации канала обратной связи.

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 3а).

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 таком случае необходима организация отдельного канала обратной связи от абонентских терминалов (рисунок 3б).



а) б)

Рисунок 3. Способы передачи информации о состоянии канала.

В стандартах мобильной связи LTE, LTE-Advanced используются алгоритмы прекодирования с кодовой книгой, называемые в англоязычной литературе Codebook-based precoding (Прекодирование по кодовой книге). 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.

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

Кодовая книга абонентского терминала представлена в виде матрицы $\mathbf{F}$ размерности $L \times N$, состоящей из L векторов, являющихся кодовыми словами:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_1 & \mathbf{f}_2 & \dots & \mathbf{f}_L \end{bmatrix}, L = 2^B, \tag{3}$$

где $L = 2^B$, B — количество бит для представления порядкового номера вектора, l — порядковый номер кодового слова. Последовательность процедуры квантования информации о состоянии канала показана на рисунке 4.

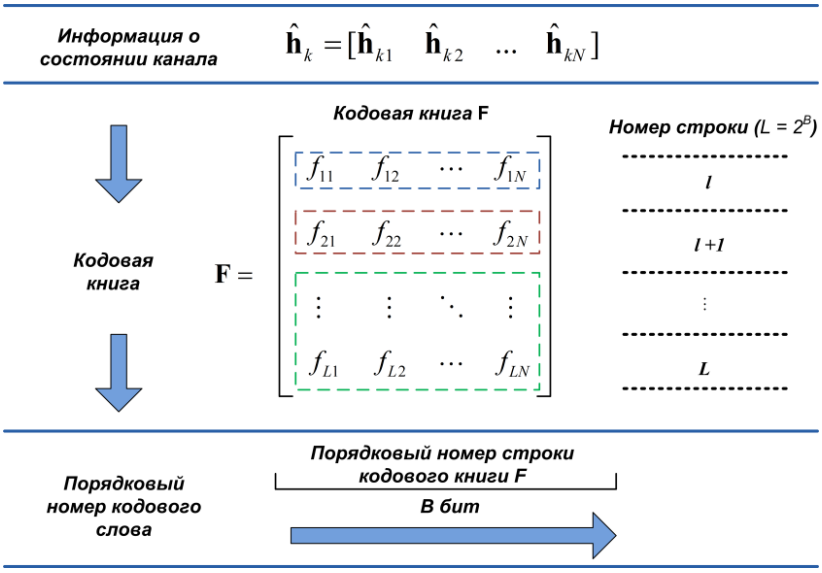


Рисунок 4. Строение кодовой книги абонентских терминалов.

Наиболее простым решением для подавления межпользовательской интерференции в многопользовательских системах является метод блочной диагонализации. Алгоритм вычисления прекодирующей матрицы с помощью метода блочной диагонализации описывается пошагово следующим образом:

Шаг 1. Составление интерферирующей матрицы для канала выбранного пользователя:

$$\hat{\mathbf{H}}_k = \left[\mathbf{h}_1^T, \ldots, \mathbf{h}_{k-1}^T, \mathbf{h}_{k+1}^T, \ldots, \mathbf{h}_K^T\right]. \quad (4)$$

Шаг 2. SVD-разложение интерферирующей матрицы $\hat{\mathbf{H}}_k$ и вычисление ее ранга $\hat{L}_k = rank\left(\hat{\mathbf{H}}_k\right)$:

$$\hat{\mathbf{H}}_k = \hat{\mathbf{U}}_k \hat{\mathbf{\Lambda}}_k \left[\hat{\mathbf{V}}_k^{(1)} \hat{\mathbf{V}}_k^{(0)}\right]^H, \quad (5)$$

где $[\ldots]^H$ — операция эрмитова сопряжения матрицы; $\hat{\mathbf{U}}_k$ — левая унитарная матрица размерности (M - 1)×(M - 1); $\hat{\mathbf{\Lambda}}_k$ — диагональная матрица размерности (M - 1)×(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)×(N - 1), формирующих ортогональный базис для нулевого пространства матрицы $\hat{\mathbf{H}}_k$.

Шаг 3. SVD-разложение произведения матрицы канала для k-го пользователя $\mathbf{H}_k$ и последних $N - \hat{L}_k$ правых векторов унитарной матрицы $\hat{\mathbf{V}}_k$:

$$\mathbf{H}_k \hat{\mathbf{V}}_k^{(0)} = \mathbf{U}_k \Lambda_k \left[\mathbf{V}_k^{(1)} \mathbf{V}_k^{(0)}\right]^H. \quad (6)$$

Шаг 4. Вычисление результирующей прекодирующей матрицы базовой станции:

$$\mathbf{T} = \left[\mathbf{T}_1, \mathbf{T}_2, \ldots, \mathbf{T}_K\right]\mathbf{P} = \left[\hat{\mathbf{V}}_1^{(0)} \mathbf{V}_1^{(1)}, \hat{\mathbf{V}}_2^{(0)} \mathbf{V}_2^{(1)}, \ldots, \hat{\mathbf{V}}_K^{(0)} \mathbf{V}_K^{(1)}\right]\mathbf{P}, \quad (7)$$

где $\mathbf{P}$ – диагональная матрица коэффициентов распределения выходной мощности передающего устройства базовой станции.

Шаг 5. Демодуляция сигналов, переданных базовой станцией, на стороне абонентских терминалов помощью декоррелятора или демодулятора по критерию минимального среднеквадратического отклонения вектора принятых информационных символов.

Для многопользовательских систем MU-MIMO с временны́м дуплексом известен алгоритм прекодирования с замкнутой петлей обратной связи CLTD (Closed Loop Transmit Diversity). Процедура вычисления прекодирующей матрицы с помощью алгоритма CLTD описывается пошагово следующим образом:

Шаг 1. SVD-разложение произведения матрицы канала для k-го пользователя $\mathbf{H}_k$:

$$\tilde{\mathbf{H}}_k = \tilde{\mathbf{U}}_k \tilde{\mathbf{\Lambda}}_k \tilde{\mathbf{V}}_k^H. \quad (8)$$

Шаг 2. Вычисление прекодирующей матрицы абонентских терминалов с учетом нормировки по выходной мощности передающего устройства абонентского терминала:

$$\tilde{\mathbf{T}}_k = \bar{\mathbf{V}}\mathbf{P}, \quad (9)$$

$$tr(\mathbf{PP'}) = \sum_{r=1}^{R_{ch,k}} \varphi_{rr}^2 = P_k. \quad (10)$$

Шаг 3. Оценка вектора принятых информационных символов на стороне базовой станции:

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \left(\tilde{\mathbf{H}}_{est} + \tilde{\mathbf{H}}_{err}\right)\tilde{\mathbf{T}}\tilde{\mathbf{S}} + \bar{\mathbf{n}}, \ \tilde{\mathbf{H}}_{\mathbf{T}} = \frac{1}{2\sigma_{\bar{\eta}}^2}\left(\tilde{\mathbf{H}}_{est} + \tilde{\mathbf{H}}_{err}\right)\tilde{\mathbf{T}}, \quad (11)$$

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \tilde{\mathbf{H}}_{\mathbf{T}}\tilde{\mathbf{S}} + \mathbf{n}, \tag{12}$$

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; $\tilde{\mathbf{T}} = [\tilde{\mathbf{T}}_1, \ \tilde{\mathbf{T}}_2, \ \ldots \ \tilde{\mathbf{T}}_K]$ — совокупность прекодирующих матриц абонентских терминалов, необходимых для передачи по «восходящему» каналу; $\tilde{\mathbf{S}} = \left[\tilde{s}_1, \ \tilde{s}_2, \ \ldots \ \tilde{s}_k\right]^T$ — R_{ch}-мерный вектор символов, переданных всеми абонентами; $\mathbf{n}$ — N-мерный комплексный гауссовский вектор шума в канале между абонентским терминалом и базовой станцией, имеющий нулевое математическое ожидание и корреляционную матрицу $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}} = 2\sigma_{\tilde{\mathbf{n}}}^2\mathbf{I}$, где $\mathbf{I}$ — единичная матрица.

Шаг 4. Демодуляция принятых от абонентов сигналов на стороне базовой станции посредством алгоритма демодуляции по критерию минимума среднеквадратической ошибки MMSE:

$$\tilde{\mathbf{G}}_{MMSE} = \left(\tilde{\mathbf{H}}'_{\mathbf{T}}\tilde{\mathbf{H}}_{\mathbf{T}} + \mathbf{I}\right)^{-1}\tilde{\mathbf{H}}'_{\mathbf{T}}. \tag{13}$$

Шаг 5. Вычисление результирующей прекодирующей матрицы базовой станции:

$$\mathbf{T} = \frac{(\tilde{\mathbf{G}}_{MMSE})^T}{\sqrt{tr\left(\tilde{\mathbf{G}}_{MMSE}'\tilde{\mathbf{G}}_{MMSE}\right)}}. \tag{14}$$

На рисунке 5 отображены результаты моделирования для сравнения эффективности рассмотренных выше алгоритмов со случаем отсутствия прекодера на стороне базовой станции. Эффективность прекодера можно оценить по обеспечиваемой им помехоустойчивости при заданном демодуляторе по критерию минимума среднеквадратической ошибки MMSE.

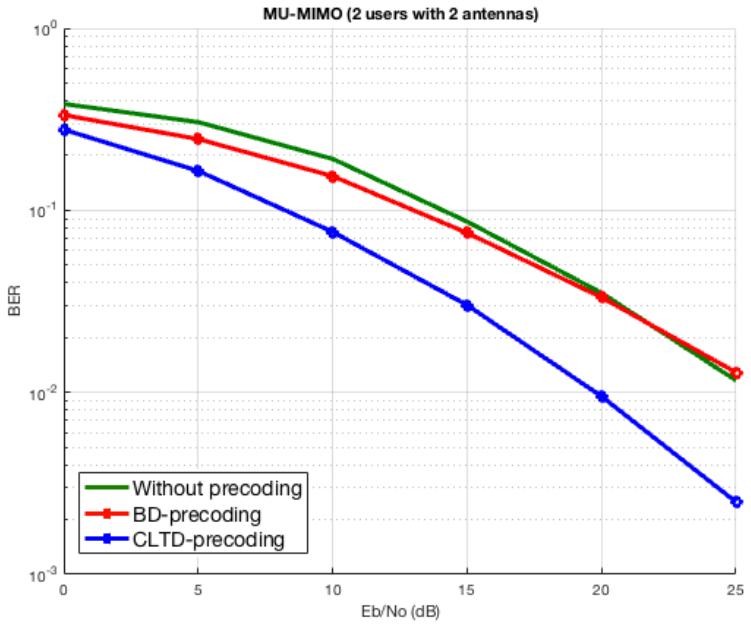


Рисунок 5. Сравнение помехоустойчивости алгоритмов BD, CLTD и случая отсутствия прекодера на стороне базовой станции.

Из результатов моделирования видно, что лучшей помехоустойчивостью обладает алгоритм CLTD (6)-(14), 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.

Во **второй главе** решается задача разработки улучшенного алгоритма прекодирования для многопользовательских систем беспроводной связи с временным дуплексом.

Оценку принятого сигнала на стороне базовой станции можно осуществить с помощью известного линейного алгоритма MMSE, однако точность оценки можно повысить, применив процедуру упорядоченного последовательного подавления интерференции OSIC (Ordered Successive Interference Cancellation). Процедура 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 $\tilde{\mathbf{G}}$:

$$\hat{\mathbf{S}} = \tilde{\mathbf{G}}\tilde{\mathbf{Y}} \tag{15}$$

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.

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

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{H}_k\mathbf{T}_k\mathbf{s}_k + \mathbf{H}_k \sum_{n=1, n\neq k}^{K} \mathbf{T}_n\mathbf{s}_n + \mathbf{n}_k,\ k = 1, 2, ..., K, \tag{16}$$

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

Разработанный алгоритм A1 (17) описан ниже виде 2-х этапов демодуляции и прекодирования на примере многопользовательской системы MIMO, состоящей из базовой станции, оснащенной 4-я приёмными антеннами, и двух абонентских терминалов, каждый из которых имеет по 2 передающих антенны:

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

1. Демодуляция

Начало цикла

1) *Вычисление первичной матрицы преобразования:*

$$\tilde{\mathbf{G}}(i) = \left(\tilde{\mathbf{H}}_{\mathbf{T}}(i)'\tilde{\mathbf{H}}_{\mathbf{T}}(i) + \mathbf{I}\right)^{-1}\tilde{\mathbf{H}}_{\mathbf{T}}(i)'$$

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:*

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

4) *Последовательное заполнение матрицы демодуляции:*

$$\tilde{\mathbf{G}}_{CLTD-OSIC} = \begin{bmatrix} \left(\tilde{\mathbf{G}}(1)\right)_{p(1)} \\ \left(\tilde{\mathbf{G}}(2)\right)_{p(2)} \\ \left(\tilde{\mathbf{G}}(3)\right)_{p(3)} \\ \left(\tilde{\mathbf{G}}(4)\right)_{p(4)} \end{bmatrix} . \qquad (17)$$

Конец цикла

2. Прекодирование

Вычисление результирующей матрицы прекодирования:

$$\mathbf{T} = \frac{\left(\tilde{\mathbf{G}}_{CLTD-OSIC}\right)^T}{\sqrt{tr\left(\tilde{\mathbf{G}}_{CLTD-OSIC}'\tilde{\mathbf{G}}_{CLTD-OSIC}\right)}} .$$

На рисунке 6 представлена функциональная схема процесса вычисления прекодирующей матрицы в канале множественного доступа.

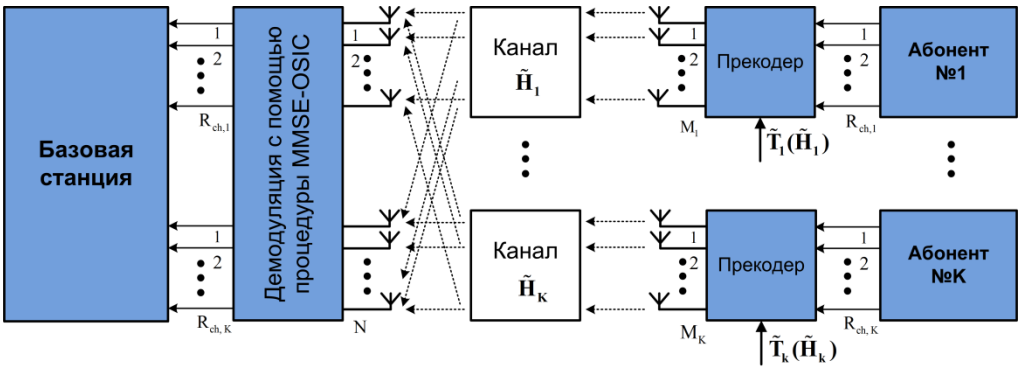


Рисунок 6. Функциональная схема процесса вычисления прекодирующей матрицы в канале множественного доступа.

Компьютерное моделирование позволяет сравнить помехоустойчивость разработанного алгоритма А1 (17) с известным алгоритмом прекодирования с замкнутой

петлей обратной связи CLTD (6)-(14). Из результатов моделирования видно, что в случае наличия коррелированных замираний в канале (рисунок 7) алгоритм A1 (17) позволяет получить выигрыш в помехоустойчиовсти 5-7 дБ по сравнению с известным алгоритмом CLTD (6)-(14). Алгоритм A1 (17) является первым научным результатом, вынесенным на защиту.

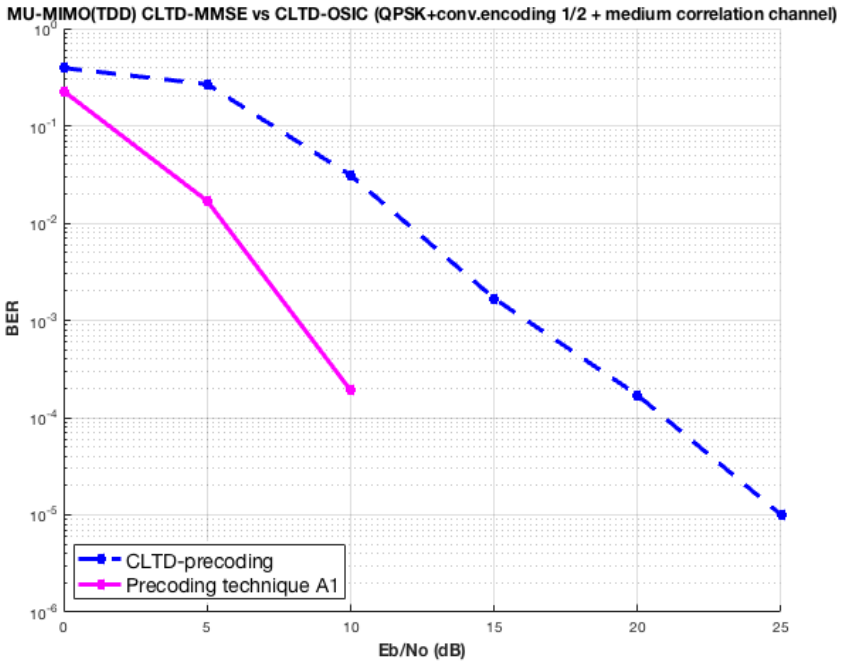


Рисунок 7. Сравнение помехоустойчивости алгоритма A1 (17) и известного алгоритма CLTD.

В **третьей главе** решается задача разработки алгоритмов прекодирования для многопользовательских систем с частотным дуплексом. В системах с частотным дуплексом невозможен полный отказ от канала обратной связи. Актуальным является вопрос о максимальном сжатии информации о состоянии канала, передаваемого по каналу обратной связи, для более экономного распределения частотных ресурсов в пользу «широковещательного» канала передачи данных. Предложены новые алгоритмы прекодирования для абонентских терминалов оснащенных одной и более антеннами.

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 8). Передача такого относительно большого объёма информации требует выделения ресурса для организации канала обратной связи, обеспечивающего пропускную способность, обусловленную необходимой периодичностью отправки информации о канале.

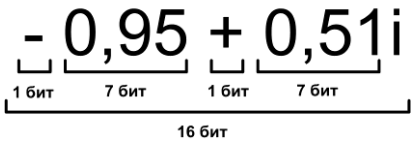


Рисунок 8. Количество бит, необходимых для передачи одного комплексного коэффициента канала.

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.

Для повышения эффективности квантования используется кодовая книга, представленная многообразием Грассмана или грассманианом. Использование грассманиана позволяет упорядочить кодовые слова кодовой книги, представляя их как векторные или матричные подпространства в N-мерном пространстве грассманиана.

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.

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 прекодироваиня $\mathbf{T}_{OSIC}$ происходит итерационно.

Разработанный алгоритм прекодирования А2, объединяющий все преобразования, необходимые для вычисления прекодирующей матрицы, представлен ниже:

Исходные данные: $\mathbf{h}_k = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & \dots & h_N \end{bmatrix}$ — 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:* $\dot{\mathbf{h}}_k = \mathbf{f}_l, i_{CQI,k} = \arg\max_{l=1,\dots,\mathbf{L}} \left\lvert \dot{\mathbf{h}}_k \tilde{\mathbf{f}}_l^H \right\rvert;$ *Конец цикла* **2. Прекодирование на стороне базовой станции** *Составление квантованной матрицы состояния канала на основе индикаторов $i_{CQI,k}$ пользователей:* $\dot{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{h}}_1 \\ \dot{\mathbf{h}}_2 \\ \\ \dot{\mathbf{h}}_K \end{bmatrix}$, где $\dot{\mathbf{h}}_1 = \begin{bmatrix} \dot{h}_1 & \dot{h}_2 & \dots & \dot{h}_N \end{bmatrix}$ *Начало цикла* *1) Вычисление первичной матрицы преобразования:*	(18)

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

2) *Упорядочивание сигналов абонентов*:

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

3) *Последовательная демодуляция принятых сигналов абонентов:*

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

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

4) *Последовательное вычисление результирующей прекодирующей матрицы*

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

$$\mathbf{T} = \frac{T_{OSIC}}{\sqrt{tr\left(T_{OSIC}'T_{OSIC}\right)}}.$$

Конец цикла

На рисунке 9 изображена функциональная схема процесса передачи данных по «нисходящему» каналу с помощью разработанного алгоритма (18).

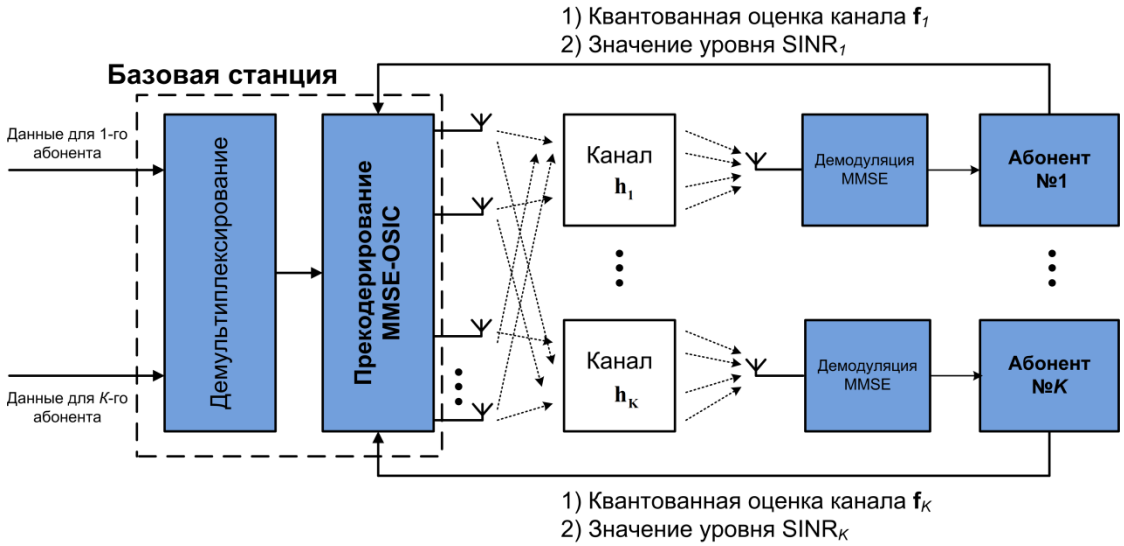


Рисунок 9. Передача по «нисходящему каналу» с помощью алгоритма (18).

Разработанный алгоритм прекодирования А2 (18) является вторым научным результатом, выносимым на защиту.

В случае многоантенных 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 (рисунок 10).

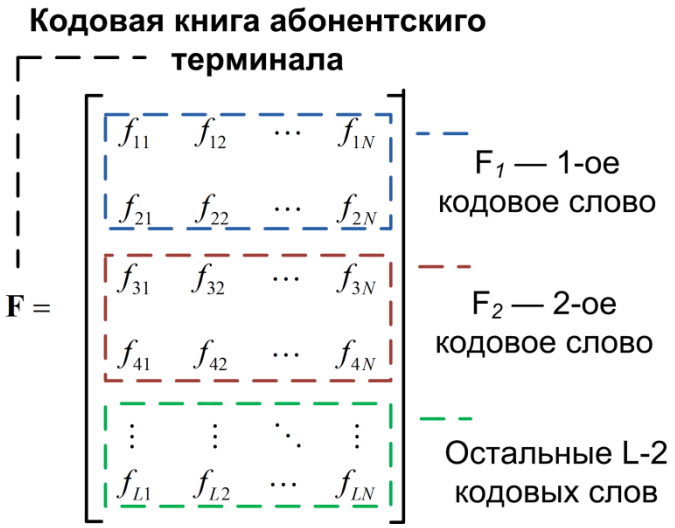


Рисунок 10. Структура кодовой книги абонентских терминалов.

Для многопользовательских систем с частотным дуплексом и многоантенными абонентскими терминалами разработан алгоритм прекодирования А3:

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 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:

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

Конец цикла

2. **Прекодирование на стороне базовой станции** (19)

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

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

Начало цикла

1) *Вычисление первичной матрицы преобразования:*

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

2) *Упорядочивание сигналов абонентов*:

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

3) *Последовательная демодуляция принятых сигналов абонентов:*

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

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

4) *Последовательное вычисление результирующей прекодирующей матрицы*

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

$$\mathbf{T} = \frac{T_{OSIC}}{\sqrt{tr\left(T_{OSIC}{}' T_{OSIC}\right)}}.$$

Конец цикла

На рисунке 11 изображен процесс передачи данных по «нисходящему» каналу с помощью предложенного алгоритма А3 (19).

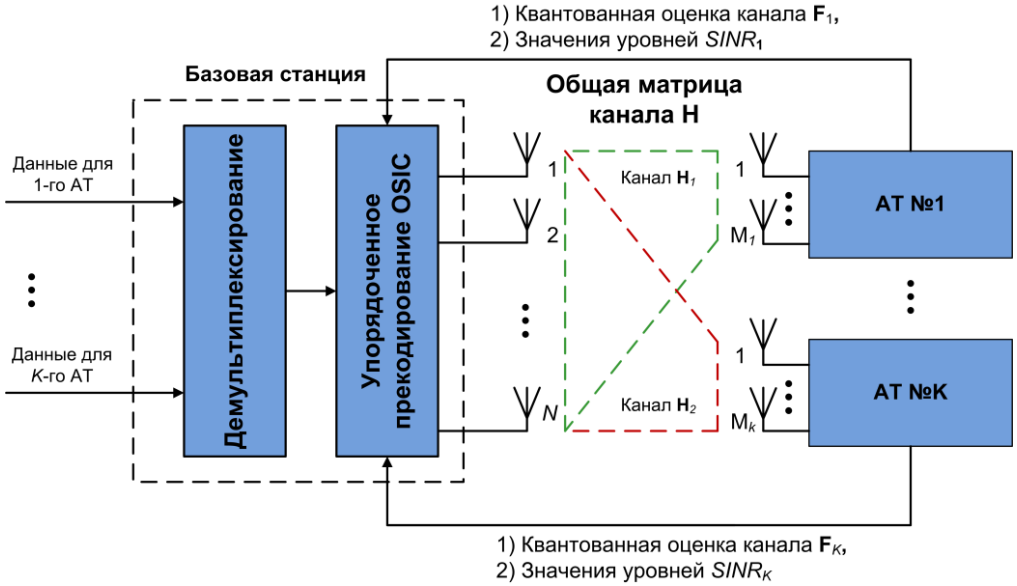


Рисунок 11. Функциональная схема упорядоченного прекодирования OSIC и квантованной обратной связью.

Разработанный алгоритм прекодирования А3 (19) является третьим результатом диссертационного исследования, выносимым на защиту.

На рисунках 12 и 13 представлено сравнение помехоустойчивости разработанных алгоритмов А2 (18) и А3 (19) и известного алгоритма прекодирования MMSE на основе

полной информации о состоянии канала для случаев систем MU-MIMO с одноантенными и многоантенными абонентскими терминалами.

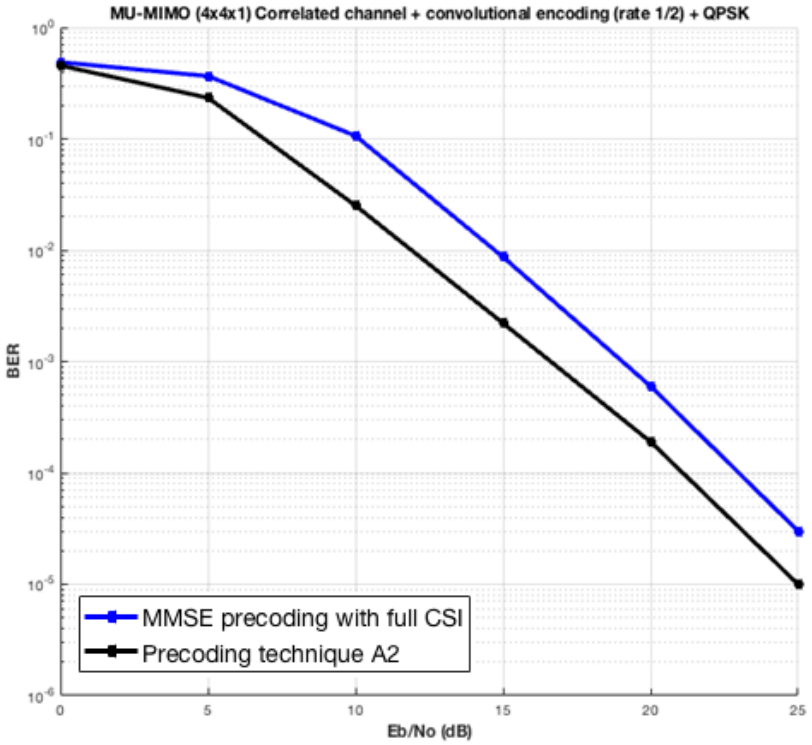


Рисунок 12. Сравнение помехоустойчивости алгоритмов для антенной конфигурации 4x4x1 с помехоустойчивым кодированием и учетом корреляции замираний в радиоканале (64 векторов грассманиана).

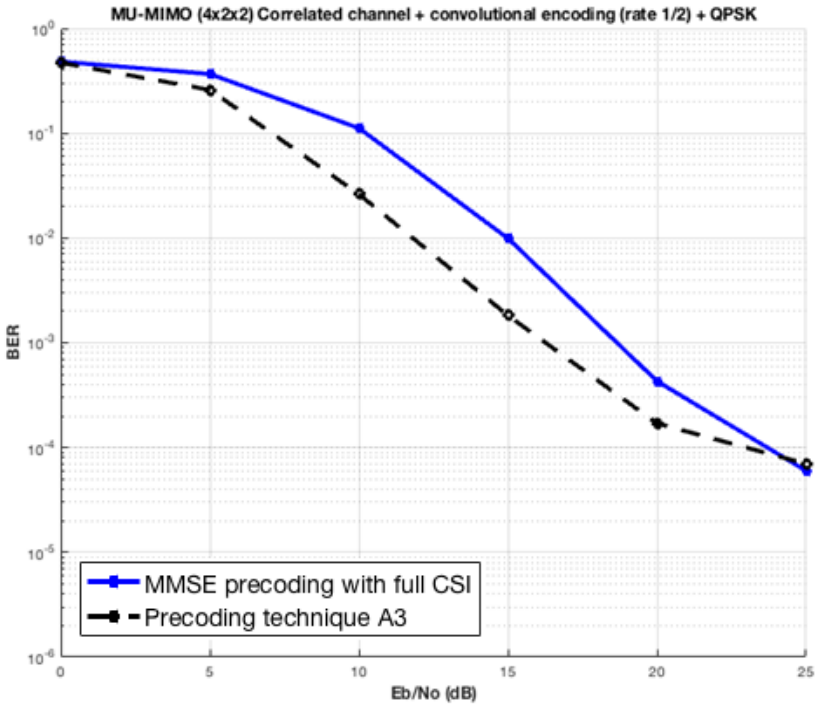


Рисунок 13. Сравнение помехоустойчивости алгоритмов для антенной конфигурации 4x2x2 с помехоустойчивым кодированием и учетом корреляции замираний в радиоканале (16 матриц грассманиана).

Из результатов моделирования видно, что в условиях коррелированных замираний в канале применение разработанного алгоритма А3 позволяет повысить помехоустойчивость на 2 – 3 дБ и при этом уменьшить объём данных, передаваемых по каналу обратной связи.

В **четвертой главе** диссертации приведены результаты исследования характеристик разработанных алгоритмов и оценка потенциального выигрыша от их применения.

Исходя из преимуществ разработанных алгоритмов А1 (17), А2 (18) и А3 (19), возможны два пути повышения пропускной способности в «нисходящем» канале передачи данных:

- использование полученного энергетического выигрыша от применения алгоритма А1 (17) для повышения пропускной способности при тех же показателях помехоустойчивости;
- применение алгоритмов А2 (18) и А3 (19) для увеличение полосы частот «нисходящего» канала передачи данных за счет уменьшения объёма информации, передаваемого по каналу обратной связи.

Используется известное выражение для общей пропускной способности системы MIMO, определяющее максимально возможную скорость передачи информации в канале связи MIMO.

$$C = W \max_{\mathrm{Tr}(\mathbf{R}_{ss})=N} \log_2 \det\left(\mathbf{1} + \frac{E_s}{N \cdot 2\sigma_\eta^2} \mathbf{H}_{\mathrm{eff}} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{H}_{\mathrm{eff}}^{'}\right) \text{ бит/ с}, \tag{20}$$

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

Воспользуемся выражением (20) и сравним среднюю величину пропускной способности в пользовательском канале передачи данных шириной 5 МГц. На рисунке 14 представлены результаты сравнения средней пропускной способности пользовательского канала для разработанного алгоритма А1 (17) и известного алгоритма прекодирования CLTD (6)-(14). При этом в условиях отсутствия корреляции замираний возможно повышение средней пропускной способности пользовательского канала на 16 Мбит/с. В случае среднего уровня корреляции замираний 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. С учетом максимальной средней пропускной способности пользовательского канала в 90 Мбит/с (для выбранных параметров моделирования) применение алгоритма А1 (17) позволяет повысить пропускную способность пользовательского канала в среднем на 20 %. При этом выигрыш в пропускной способности от применения алгоритма прекодирования А1 (17) проявляется наряду с выигрышем в помехоустойчивости системы связи.

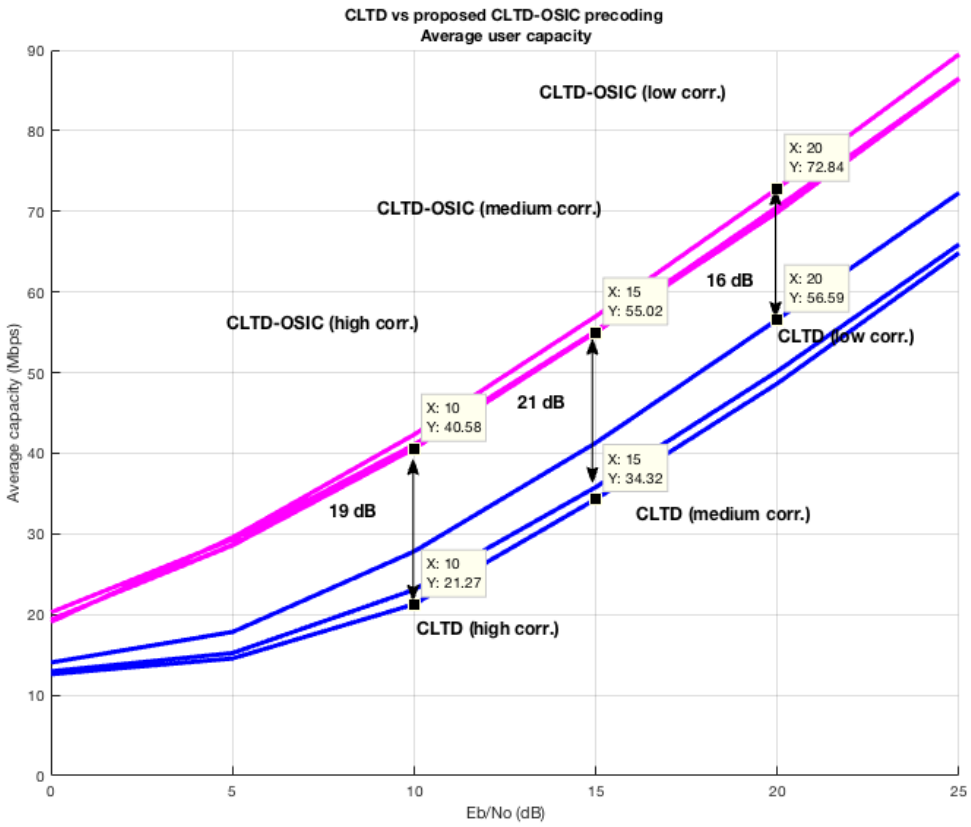


Рисунок 14. Сравнение средней пропускной способности в пользовательском канале.

Разработанные алгоритмы прекодирования A2 (18) и A3 (19) для многопользовательских систем с частотным дуплексом позволяют значительно уменьшить объём данных, передаваемых по каналу обратной связи. Пропускная способность *C* системы MIMO 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 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 ГГц:

$$f_d = f_0 \frac{v_{\text{абонента}}}{v_{\text{света}}} = 3 \cdot 10^9 \frac{33}{3 \cdot 10^8} = 330 \text{ Гц}. \qquad (21)$$

С учетом сверточного кодирования со скоростью R = 1/2 для представления полной информации о состоянии канала одного абонента, требуется $B_{1\,\text{Rx full encoded}}$ = 128 бит (антенная конфигурация 4x4x1) и $B_{2\,\text{Rx full encoded}}$ = 256 бит (антенная конфигурация 4x2x2), передача которых выполняется за интервал времени Δt, много меньший интервала корреляции замираний τ_{corr} (рисунок 15). Примем Δt =T/100 и рассчитаем необходимую скорость в выделенном канале обратной связи для периодической передачи на сторону базовой станции информации о текущем состоянии канала абонента:

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

$$C_{2\,\mathrm{Rx\,full\,encoded}} = B_{2\,\mathrm{Rx\,full\,encoded}} \cdot \frac{1}{\Delta t} \cdot f_d = 256 \cdot 100 \cdot 330 = \\ = 8,44 \cdot 10^6 \text{ бит} = 8,44 \text{ Мбит/ с}. \quad (23)$$

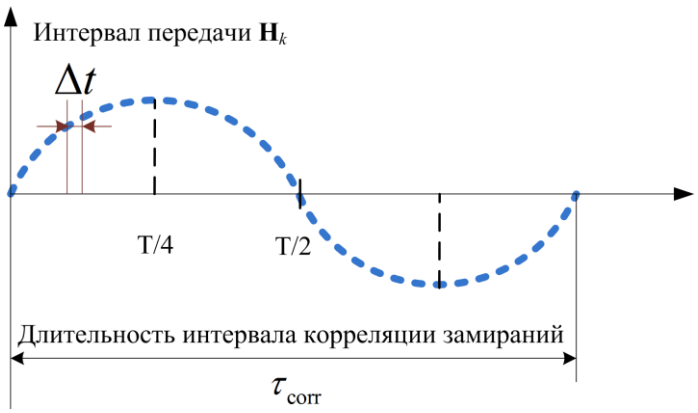


Рисунок 15. Интервал передачи информации о состоянии канала абонента.

При использовании кодовых книг для квантования информации о состоянии канала связи необходимо применение помехоустойчивых кодов с высокой избыточностью. Для повышения устойчивости к ошибкам при передаче информации о состоянии канала учтем высокую избыточность сверточного кода со скоростью R = 1/3.

С учетом сверточного кодирования со скоростью R = 1/3 для представления квантованной информации о состоянии канала одного абонента, требуется $B_{\mathrm{A\,2\,encoded}}$ = 18 бит (антенная конфигурация 4x4x1, алгоритм А2) и $B_{\mathrm{A\,3\,encoded}}$ = 12 бит (антенная конфигурация 4x2x2, алгоритм А3).

Повышенная избыточность, необходимая для коррекции ошибок, возможных при передаче индикаторов выбранного кодового слова, требует увеличения пропускной способности выделенного канала обратной связи:

$$C_{\mathrm{A\,2\,encoded}} = B_{\mathrm{A\,2\,encoded}} \cdot \frac{1}{\Delta t} \cdot f_d = 18 \cdot 100 \cdot 330 = \\ = 594 \cdot 10^3 \text{ бит} = 594 \text{ Кбит/ с}; \quad (24)$$

$$C_{\mathrm{A\,3\,encoded}} = B_{\mathrm{A\,3\,encoded}} \cdot \frac{1}{\Delta t} \cdot f_d = 12 \cdot 100 \cdot 330 = \\ = 396 \cdot 10^3 \text{ бит} = 396 \text{ Кбит/ с}.$$

Несмотря на повышенную избыточность помехоустойчивого кода, применение разработанных алгоритмов А2 (18) и А3 (19) позволяет снизить пропускную способность канала обратной связи с 4,22 Мбит/с до 594 Кбит/с (в 7 раз) для одноантенных абонентских терминалов с 8,44 Мбит/с до 396 Кбит/с (в 20 раз) для многоантенных абонентских терминалов. Снижение необходимой пропускной способность канала обратной связи от абонентского канала к базовой станции позволяет уменьшить полосу частот для организации канала обратной связи, что дает возможность расширения полосы частот «нисходящего» высокоскоростного канала передачи данных.

В **заключении** изложены основные результаты проведенных исследований и разработок, которые сводятся к следующему.

1) Алгоритм А1 (17) имеет выигрыш 6 дБ по помехоустойчивости по сравнению с известным алгоритмом CLTD (6)-(14) для многопользовательского канала с релеевскими коррелированными замираниями при антенной конфигурации 4x2x2.
2) Применение алгоритма А1 (17) позволяет повысить среднюю пропускную способность пользовательского канала на 20% по сравнению с известным алгоритмом CLTD (6)-(14).
3) Разработаны алгоритмы прекодирования А2 (18) и А3 (19), обладающие лучшей помехоустойчивостью (на 1-3 дБ) по сравнению с известным алгоритмом прекодирования MMSE для многопользовательского канала с релеевскими коррелированными замираниями.
4) Алгоритм А2 (18) 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 (19) 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 (18) 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 (19) 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 терминалов без потерь в помехоустойчивости по сравнению с известным алгоритмом прекодирования MMSE.

СПИСОК ПУБЛИКАЦИЙ

Статьи в научных изданиях, входящих в перечень ВАК

1. Крейнделин, В.Б. Исследование радиоинтерфейса 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.
2. 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.
3. 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.

Статьи в изданиях, индексируемых в международной базе данных Scopus

4. 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.
5. 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.

Публикации в сборниках трудов международных научно-технических конференций и форумов

6. 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.
7. 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.
8. 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.
9. 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.
10. 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.
11. Бен Режеб, Т.Б.К. Исследование эффективности прекодирования с помощью грассмановских 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.
12. 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.

Свидетельства о государственной регистрации программы для ЭВМ

13. 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.