

На правах рукописи

**Смирнов Алексей Эдуардович**

**ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА  
АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ  
БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ С БОЛЬШИМ КОЛИЧЕСТВОМ АНТЕНН**

Специальность 05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций

**АВТОРЕФЕРАТ**  
диссертация на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Москва, 2019

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, профессор кафедры информационной безопасности МТУСИ.
- Официальные оппоненты: Григорьев Владимир Александрович – доктор технических наук, профессор, федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики», профессор факультета Инфокоммуникационных технологий.
- Бакулин Михаил Германович – кандидат технических наук, ООО «Радарные технологии – 2Т», начальник отдела Информационных технологий.
- Ведущая организация: федеральное государственное бюджетное учреждение науки Институт радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова Российской академии наук (ИРЭ им. В.А.Котельникова РАН).

Защита состоится «27» июня 2019 г. в 15:00 часов 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.

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

Автореферат разослан «\_\_» \_\_\_\_\_ 2019 г.

Ученый секретарь  
диссертационного совета  
Д 219.001.04, к.т.н., доцент

Максим Валерьевич Терешонок

## ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

**Актуальность темы.** Развитие новых стандартов систем беспроводной связи определяет повышение скоростей передачи информации и увеличение количества обслуживаемых абонентов. Одним из способов увеличения скорости передачи информации является использование в системах беспроводной связи технологии MIMO (Multiple Input Multiple Output), которая подразумевает наличие нескольких антенн на передающей стороне и нескольких антенн на приёмной стороне. Использование технологии MIMO является неотъемлемой частью стандартов сотовой связи LTE и LTE-Advanced. Более того, данная технология рассматривается как основополагающая в системах беспроводного доступа пятого поколения 5G. Однако для разрабатываемого стандарта мобильной связи пятого поколения недостаточно потенциала существующей технологии MIMO, так как требуемая стандартом скорость передачи информации гораздо выше, чем у существующих стандартов. Поэтому для систем 5G будет использоваться несколько иная реализация технологии MIMO, так называемая massive MIMO, при использовании которой количество антенн на передающей и приёмной сторонах измеряется сотнями.

Технология MIMO позволяет осуществлять передачу нескольких сигналов с независимыми информационными символами, используя одни и те же частотно-временные ресурсы. Канал передачи каждого сигнала имеет собственные характеристики, которые описываются комплексным коэффициентом передачи между соответствующей передающей и приёмной антенной. Таким образом, знание коэффициентов передачи на приёмной стороне позволяет разделить сигналы, переданные по разным каналам. Для решения этой задачи на приёмной стороне используются известные алгоритмы демодуляции. Среди них наилучшими характеристиками помехоустойчивости приёма сигнала обладает метод максимального правдоподобия (МП), но требуемое им количество элементарных арифметических операций, называемое *вычислительной сложностью*, экспоненциально зависит от количества передающих антенн. Кроме того, вычислительная сложность метода МП также зависит от порядка модуляции. Поэтому область использования данного алгоритма ограничена системами с небольшим количеством передающих антенн и низким порядком модуляции.

Помимо метода МП для демодуляции сигнала в системах MIMO может быть использован алгоритм, оптимальный по критерию минимума среднеквадратической ошибки (МСКО). Данный алгоритм позволяет получить наилучшую помехоустойчивость приёма сигнала среди всех линейных алгоритмов демодуляции. Вычислительная сложность алгоритма МСКО зависит только от количества передающих и приёмных антенн, ввиду чего она ниже, чем у метода МП. Но использование данного алгоритма в системах massive MIMO становится невозможным из-за его возрастающей вычислительной сложности.

На данный момент задача снижения вычислительной сложности алгоритмов обработки сигналов на приёмной стороне является одной из приоритетных для

дальнейшего развития систем связи massive MIMO. Кроме того, использование помехоустойчивого кодирования с мягкими оценками на входе декодера в системах беспроводной связи дополнительно требует знания дисперсий ошибок демодуляции, вычисление которых предусмотрено известными алгоритмами демодуляции. При разработке новых алгоритмов демодуляции необходимо также разработать алгоритм вычисления дисперсий ошибок демодуляции для систем беспроводной связи с помехоустойчивым кодированием.

**Степень разработанности темы.** Вопросами изучения технологии MIMO, разработки и снижения вычислительной сложности алгоритмов цифровой обработки сигналов занимались многие российские ученые, в том числе А.М. Шлома, М.Г. Бакулин, А.Г. Флакман, В.И. Джиган, М.А. Быховский, Ю.С. Шинаков, М.С. Немировский. Также эта тематика была отражена в работах иностранных ученых: Vlahut R., Larsson E.G., Wuebben D., R. Ghods B., Fadlallah Y., Jeon Ch., Guo Q.

В основном, работы посвящены анализу помехоустойчивости систем MIMO, а также предлагаются различные варианты снижения вычислительной сложности алгоритмов обработки сигналов за счет потерь в помехоустойчивости.

**Целью настоящей работы** является снижение вычислительной сложности алгоритмов демодуляции сигнала для систем связи massive MIMO при допустимых потерях в помехоустойчивости приёма.

**Решаемые задачи.** Для достижения цели в настоящей работе решены следующие задачи:

1. Разработан модифицированный алгоритм демодуляции МСКО с меньшей вычислительной сложностью без потерь в помехоустойчивости.

2. Для систем связи massive MIMO разработан новый итерационный алгоритм демодуляции с меньшей вычислительной сложностью при допустимых потерях в помехоустойчивости по сравнению с известным алгоритмом демодуляции МСКО.

3. Разработан новый алгоритм вычисления дисперсий ошибок демодуляции, вычислительная сложность которого ниже, чем у известного алгоритма, для систем massive MIMO с «мягким» по входу декодером помехоустойчивого кода.

**Научная новизна работы** состоит в следующем:

1. Разработана модификация наилучшего линейного алгоритма демодуляции МСКО, снижающая его вычислительную сложность без потерь в помехоустойчивости приёма сигнала.

2. Разработан новый итерационный алгоритм демодуляции, вычислительная сложность которого в несколько раз меньше известного алгоритма МСКО при допустимых потерях в помехоустойчивости, для систем massive MIMO.

3. Разработан новый алгоритм вычисления дисперсий ошибок демодуляции для систем massive MIMO с «мягким» по входу декодером помехоустойчивого кода.

**Теоретическая значимость работы** заключается в разработке новых алгоритмов демодуляции для систем massive MIMO.

**Практическая значимость работы** заключается в разработке и программной реализации алгоритмов демодуляции для систем massive MIMO, которые обеспечивают снижение вычислительной сложности при допустимых потерях в помехоустойчивости приёма по сравнению с известными алгоритмами и могут быть использованы в технике связи.

**Использование и внедрение результатов работы.** Результаты диссертационной работы в части снижения вычислительной сложности алгоритмов демодуляции систем связи MIMO были использованы и внедрены в АО «Крафтвэй корпорэйшн ПЛС» при разработке материнских плат с Wi-Fi модулями, что подтверждено соответствующим актом о внедрении.

Результаты исследований в части анализа вычислительной сложности алгоритмов обработки сигналов на приёмной стороне для систем связи MIMO, а также в части разработки алгоритмов демодуляции сигнала использованы в учебном процессе МТУСИ и отражены в курсе лекций по дисциплине «Моделирование инфокоммуникационных систем», что подтверждено соответствующим актом. Издан лабораторный практикум по дисциплине «Моделирование инфокоммуникационных систем».

**Методы научного исследования.** Основные результаты были получены на основе использования методов статистической радиотехники, теории связи, теории вычислительной сложности алгоритмов, имитационного компьютерного моделирования.

**Апробация диссертации.** Основные результаты диссертационной работы обсуждались на следующих научных конференциях: Международный форум информатизации (МФИ-2014), Москва, 2014 г.; Международная научно-техническая конференция «Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения» (INTERMATIC-2015), Москва, 2015 г.; 70-я международная конференция «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий – РЭУС-2015», посвященная дню Радио, Москва, 2015 г.; 11-я международная научно-техническая конференция «Перспективные технологии в средствах передачи информации», Владимир, 2015г.; Международная научно-техническая конференция «Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения» (INTERMATIC-2016), Москва, 2016 г.; 20-я международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение», Москва, 2018 г; Международная научно-техническая конференция «Systems of signals generating and processing in the field of on board communications», Москва, 2018 г.; Международная научно-техническая конференция «Телекоммуникационные и вычислительные системы – 2018», Москва, 2018 г.

**Публикации.** Основные положения диссертации опубликованы в ведущих рецензируемых научно-технических журналах, входящих в Перечень ВАК Минобрнауки России (3 работы), в том числе индексируемых в международной базе данных Scopus (1 работа), а также в материалах международных конференций (7 работ), в том числе в издании, индексируемом в международной базе данных Web of Science (1 работа). Получено свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ. Всего опубликовано 11 работ.

### **Положения, выносимые на защиту:**

1. Использование разработанного алгоритма А4, включающего в себя алгоритмы А1, А2, А3, в системах massive MIMO позволяет снизить вычислительную сложность демодуляции сигнала в 2 раза без потерь в помехоустойчивости по сравнению с наилучшим среди линейных алгоритмов демодуляции МСКО.

2. Использование разработанных алгоритмов А7 и А8 для систем massive MIMO с модуляцией 4-ФМ и помехоустойчивым кодированием позволяет снизить вычислительную сложность демодуляции в 5 раз при антенных конфигурациях  $64 \times 64$  и  $128 \times 128$  с потерями в 0,05 дБ по уровню коэффициента ошибки по кадрам  $FER = 10^{-2}$  по сравнению с известным алгоритмом демодуляции МСКО. При этом потери в помехоустойчивости приёма по уровню  $BER = 10^{-5}$  не превышают 0,1 дБ.

3. Использование разработанных алгоритмов А7 и А8 для систем massive MIMO с модуляцией 16-КАМ и помехоустойчивым кодированием позволяет снизить вычислительную сложность демодуляции в 2,5 раза при антенной конфигурации  $64 \times 64$  и в 3,5 раза при антенной конфигурации  $128 \times 128$  с потерями в 1 дБ и 0,2 дБ по уровню коэффициента ошибки по кадрам  $FER = 10^{-2}$  по сравнению с известным алгоритмом демодуляции МСКО соответственно. При этом потери в помехоустойчивости приёма по уровню  $BER = 10^{-5}$  при антенной конфигурации  $128 \times 128$  не превышают 1 дБ.

**Структура и объем работы.** Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка сокращений и обозначений, списка литературы, а также 5 приложений. Общий объем диссертации составляет 159 страниц. Материал диссертации иллюстрируется 20 рисунками и 32 таблицей. Список литературы содержит 127 наименований.

## **ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ**

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

В **первой главе** приведен обзор и анализ систем связи с несколькими передающими и несколькими приёмными антеннами, показаны их отличия от традиционных систем связи с одной антенной, рассмотрены известные алгоритмы демодуляции сигнала в системах беспроводной связи, работающих в режиме пространственного мультиплексирования, согласно архитектуре V-BLAST, и реализованных с использованием технологии MIMO. Проведен сравнительный анализ помехоустойчивости известных алгоритмов демодуляции для систем связи с применением технологии MIMO различных конфигураций. Показана проблема отсутствия практически реализуемых демодуляторов для систем связи, использующих технологию massive MIMO.

Системы связи с  $M$  передающими антеннами и  $N$  приёмными антеннами в общем виде можно представить структурой, приведенной на рисунке 1.

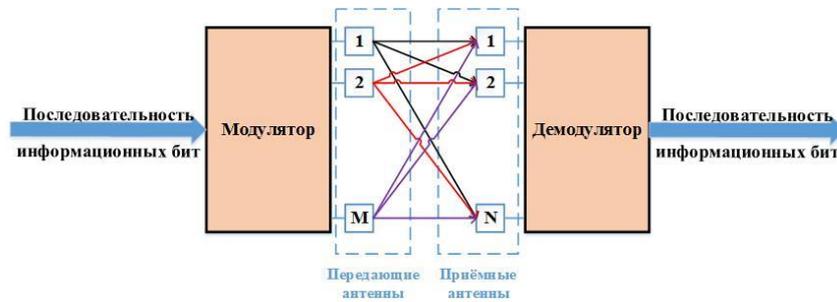


Рисунок 1. Структурная схема системы MIMO

Развитие многоантенных систем по пути увеличения числа антенн на передающей и приёмной сторонах привело к появлению технологии massive MIMO. Использование антенных конфигураций высоких порядков massive MIMO подразумевает размещение десятков приёмопередатчиков на базовых станциях.

При варианте реализации технологии MIMO в режиме пространственного мультиплексирования в один и тот же промежуток времени каждой антенной излучаются сигналы с независимыми информационными символами. На приёмной стороне необходимо восстановить вектор переданных информационных символов  $\mathbf{x}$  из наблюдаемого вектора принятых комплексных отсчётов  $\mathbf{y}$  размерности  $N$ :

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \boldsymbol{\eta}, \quad (1)$$

где  $\mathbf{H}$  – матрица комплексных коэффициентов передачи канала связи размерности  $N \times M$  (матрица канала),  $\mathbf{x}$  – вектор переданных символов размерности  $M$ ,  $\boldsymbol{\eta}$  –  $N$ -мерный комплексный гауссовский случайный вектор шума в канале связи.

В целом, математически процесс демодуляции сводится к решению системы уравнений (1); к сожалению, наличие гауссовского шума может привести к ошибкам при решении системы уравнений (1).

Существуют известные алгоритмы, используемые для демодуляции сигнала в многоантенных системах, каждый из которых имеет свои преимущества и недостатки. Использование некоторых из них позволяет получить высокую помехоустойчивость приёма, но при этом, как следствие, имеет место высокая сложность обработки сигнала. С учётом тенденции увеличения количества антенн возрастает и сложность всех известных алгоритмов демодуляции.

Для вычисления оценок переданных комплексных символов на приёмной стороне могут использоваться различные алгоритмы демодуляции, например:

- метод обнуления (ZF), часто называемый декоррелятором;
- алгоритм МСКО;
- метод последовательного исключения демодулированных компонент (SIC);
- метод МП.

Оценка с использованием метода МП минимизирует квадрат нормы невязки:

$$\hat{\mathbf{x}}_{ML} = \arg \min_{\mathbf{x} \in \mathbf{X}^M} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2, \quad (2)$$

где  $\mathbf{X}^M$  – дискретное множество значений  $M$ -мерного вектора  $\mathbf{x}$  комплексных информационных символов. Множество  $\mathbf{X}$  определяется типом модуляции, используемым в системе. Для нахождения минимума, согласно (2), необходимо

осуществить перебор по всем возможным комбинациям вектора комплексных информационных символов  $\mathbf{x}$ . В этом случае сложность вычисления оценки возрастает не только при увеличении количества антенн, и, как следствие, размерности матрицы  $\mathbf{H}$ , но и при увеличении порядка модуляции.

Выражение для оценки вектора переданных символов на приёмной стороне с использованием декоррелятора выглядит следующим образом:

$$\hat{\mathbf{x}}_{ZF} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{y}, \quad (3)$$

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

Вычисление оценки вектора переданных символов с использованием алгоритма МСКО математически выглядит следующим образом:

$$\hat{\mathbf{x}}_{MMSE} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + 2\sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{y}, \quad (4)$$

где  $\mathbf{I}$  – единичная матрица,  $2\sigma^2$  – дисперсия действительной и мнимой компоненты вектора гауссовского шума.

На основе оценки коэффициента битовой ошибки (BER) путем моделирования проведен анализ помехоустойчивости известных алгоритмов демодуляции в системе связи ММО с пространственным мультиплексированием (V-BLAST) в условиях некоррелированных рэлеевских замираний.

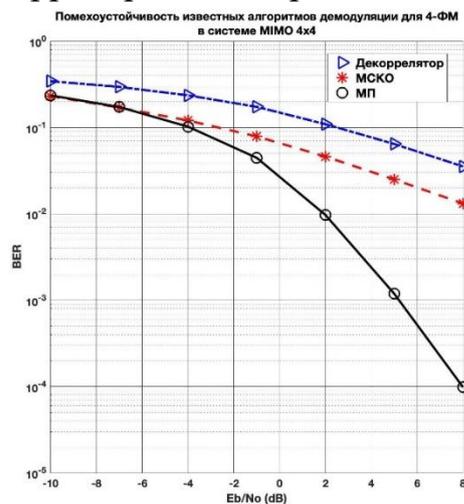


Рисунок 2. Помехоустойчивость известных алгоритмов демодуляции в системе ММО, модуляция 4-ФМ

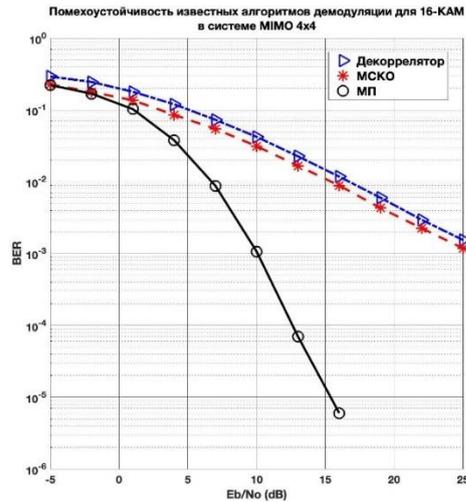


Рисунок 3. Помехоустойчивость известных алгоритмов демодуляции в системе MIMO, модуляция 16-QAM

По результатам моделирования, представленным на рисунке 2 и рисунке 3, видно, что использование метода МП позволяет получить самые высокие показатели помехоустойчивости приёма сигнала для разных видов модуляции. Другие алгоритмы уступают ему по помехоустойчивости, но при этом они обладают меньшей вычислительной сложностью.

Также произведено сравнение помехоустойчивости известных алгоритмов демодуляции декоррелятора (3) и МСКО (4) при антенных конфигурациях систем massive MIMO.

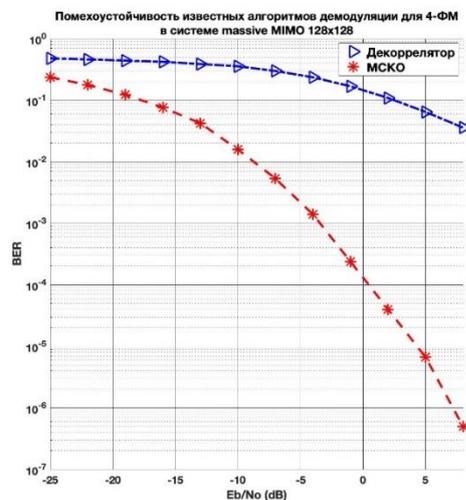


Рисунок 4. Помехоустойчивость известных алгоритмов демодуляции в системе massive MIMO, модуляция 4-FM

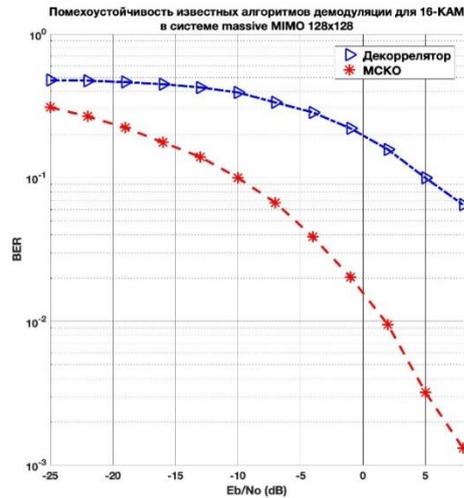


Рисунок 5. Помехоустойчивость известных алгоритмов демодуляции в системе massive MIMO, модуляция 16-QAM

По результатам моделирования, представленным на рисунке 4 и рисунке 5, видно, что выигрыш в помехоустойчивости алгоритма МСКО перед декоррелятором сохраняется и при антенных конфигурациях систем massive MIMO. Стоит отметить, что для данной модели метод МП становится не реализуем ввиду экспоненциального роста количества комбинаций, которые необходимо перебрать, при увеличении числа передающих антенн.

Ввиду того, что применение метода МП из-за высокой вычислительной сложности ограничено системами связи с малым количеством антенн, а декоррелятор обладает низкой помехоустойчивостью можно сделать вывод, что МСКО является основным алгоритмом демодуляции сигнала в многоантенных системах беспроводной связи. Но при переходе к антенным конфигурациям massive MIMO сложность данного алгоритма повышается, и в некоторых случаях его реализация может быть затруднительной.

Во **второй главе** проведен анализ вычислительной сложности известных линейных алгоритмов демодуляции, дано описание модификации известного алгоритма демодуляции МСКО.

Для оценки вычислительной сложности произведен подсчёт элементарных арифметических операций, требуемых для получения оценки вектора переданных символов по формулам (3) и (4).

Как показано в диссертации, требуемое количество элементарных арифметических операций вычисления оценки вектора переданных символов на приёмной стороне для систем беспроводной связи MIMO, применяя в качестве демодулятора декоррелятора, будет зависеть от количества передающих и приёмных антенн  $N$ , будет равно:

$$Z_{ZF}(N) = 8N^3 + 9N^2 - 4N. \quad (5)$$

Согласно формуле из диссертации, вычислительная сложность получения оценки  $\hat{\mathbf{x}}_{MMSE}$  на приёмной стороне будет равна:

$$Z_{MMSE}(N) = 8N^3 + 9N^2 - 3N. \quad (6)$$

По причине роста количества передающих и приёмных антенн использование алгоритма МСКО в системах связи massive MIMO может быть трудно реализуемо. В диссертации предложена модификация алгоритма МСКО, позволяющая снизить требуемое количество операций, необходимых для получения оценки  $\hat{\mathbf{x}}_{MMSE}$ , без потерь в помехоустойчивости. Она основана на применении рекурсивного алгоритма Штрассена и метода 3М к выражению (4) известного алгоритма демодуляции МСКО для снижения вычислительной сложности отдельных операций алгоритм

Для снижения сложности вычисления произведения двух матриц  $\mathbf{H}^H$  и  $\mathbf{H}$  предложен алгоритм A1 (7).

**Входные данные:** комплексная матрица  $\mathbf{H}$  размерности  $N \times N$ .

**Шаг 1.** Задать матрицу  $\mathbf{H}^H$ .

**Шаг 2.** Представить матрицы  $\mathbf{H}^H$  и  $\mathbf{H}$  в виде четырех матриц равной размерности  $\frac{N}{2} \times \frac{N}{2}$  следующим образом:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{00} & \mathbf{h}_{01} \\ \mathbf{h}_{10} & \mathbf{h}_{11} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}^H = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{00}^H & \mathbf{h}_{10}^H \\ \mathbf{h}_{01}^H & \mathbf{h}_{11}^H \end{bmatrix}.$$

Произведение матриц  $\mathbf{H}^H$  и  $\mathbf{H}$  представить:

$$\mathbf{H}^H \mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{00}^H \mathbf{h}_{00} + \mathbf{h}_{10}^H \mathbf{h}_{10} & \mathbf{h}_{00}^H \mathbf{h}_{01} + \mathbf{h}_{10}^H \mathbf{h}_{11} \\ \mathbf{h}_{01}^H \mathbf{h}_{00} + \mathbf{h}_{11}^H \mathbf{h}_{10} & \mathbf{h}_{01}^H \mathbf{h}_{01} + \mathbf{h}_{11}^H \mathbf{h}_{11} \end{bmatrix}.$$

**Шаг 3.** Вычислить  $\mathbf{h}_{00}^H \mathbf{h}_{00}$ ,  $\mathbf{h}_{10}^H \mathbf{h}_{10}$ ,  $\mathbf{h}_{01}^H \mathbf{h}_{01}$ ,  $\mathbf{h}_{11}^H \mathbf{h}_{11}$  с использованием метода 3М при  $c = 0, 1, \dots, \left(\frac{N}{2} - 1\right)$  следующим образом:

$$\mathbf{F}_1 = \mathbf{h}_{00}^H \mathbf{h}_{00} = \mathbf{h}_{00}^H [\mathbf{h}_{00}^{[c+1]}] = [\mathbf{f}_n^{[c+1]}]_1, \quad \mathbf{F}_2 = \mathbf{h}_{10}^H \mathbf{h}_{10} = \mathbf{h}_{10}^H [\mathbf{h}_{10}^{[c+1]}] = [\mathbf{f}_n^{[c+1]}]_2,$$

$$\mathbf{F}_3 = \mathbf{h}_{01}^H \mathbf{h}_{01} = \mathbf{h}_{01}^H [\mathbf{h}_{01}^{[c+1]}] = [\mathbf{f}_n^{[c+1]}]_3, \quad \mathbf{F}_4 = \mathbf{h}_{11}^H \mathbf{h}_{11} = \mathbf{h}_{11}^H [\mathbf{h}_{11}^{[c+1]}] = [\mathbf{f}_n^{[c+1]}]_4, \quad (7)$$

где  $n = \left[\frac{N}{2} - \left(\frac{N}{2} - c\right); \frac{N}{2}\right]$  – номер элемента в столбце.

**Шаг 4.** Представить каждую из матриц  $\mathbf{h}_{00}^H$ ,  $\mathbf{h}_{01}^H$ ,  $\mathbf{h}_{10}^H$  и  $\mathbf{h}_{11}^H$  в виде суммы двух матриц:

$$\mathbf{h}_{00}^H = (\mathbf{h}_{00}^H)_R + i(\mathbf{h}_{00}^H)_I, \quad \mathbf{h}_{01}^H = (\mathbf{h}_{01}^H)_R + i(\mathbf{h}_{01}^H)_I,$$

$$\mathbf{h}_{10}^H = (\mathbf{h}_{10}^H)_R + i(\mathbf{h}_{10}^H)_I, \quad \mathbf{h}_{11}^H = (\mathbf{h}_{11}^H)_R + i(\mathbf{h}_{11}^H)_I.$$

**Шаг 5.** Вычислить  $\mathbf{h}_{00}^H \mathbf{h}_{01}$  и  $\mathbf{h}_{10}^H \mathbf{h}_{11}$  с использованием метода 3М следующим образом:

$$\mathbf{h}_{00}^H \mathbf{h}_{01} = \left( (\mathbf{h}_{00}^H)_R (\mathbf{h}_{01})_R - (\mathbf{h}_{00}^H)_I (\mathbf{h}_{01})_I \right) +$$

$$+ i \left[ \left( (\mathbf{h}_{00}^H)_R + (\mathbf{h}_{00}^H)_I \right) \left( (\mathbf{h}_{01})_R + (\mathbf{h}_{01})_I \right) - (\mathbf{h}_{00}^H)_R (\mathbf{h}_{01})_R - (\mathbf{h}_{00}^H)_I (\mathbf{h}_{01})_I \right],$$

$$\mathbf{h}_{10}^H \mathbf{h}_{11} = \left( (\mathbf{h}_{10}^H)_R (\mathbf{h}_{11})_R - (\mathbf{h}_{10}^H)_I (\mathbf{h}_{11})_I \right) +$$

$$+ i \left[ \left( (\mathbf{h}_{10}^H)_R + (\mathbf{h}_{10}^H)_I \right) \left( (\mathbf{h}_{11})_R + (\mathbf{h}_{11})_I \right) - (\mathbf{h}_{10}^H)_R (\mathbf{h}_{11})_R - (\mathbf{h}_{10}^H)_I (\mathbf{h}_{11})_I \right].$$

При этом каждое из матричных произведений

$$(\mathbf{h}_{00}^H)_R (\mathbf{h}_{01})_R, (\mathbf{h}_{00}^H)_I (\mathbf{h}_{01})_I, \left( (\mathbf{h}_{00}^H)_R + (\mathbf{h}_{00}^H)_I \right) \left( (\mathbf{h}_{01})_R + (\mathbf{h}_{01})_I \right),$$

$$(\mathbf{h}_{10}^H)_R (\mathbf{h}_{11})_R, (\mathbf{h}_{10}^H)_I (\mathbf{h}_{11})_I, ((\mathbf{h}_{10}^H)_R + (\mathbf{h}_{10}^H)_I)((\mathbf{h}_{11})_R + (\mathbf{h}_{11})_I)$$

при  $\frac{N}{2} \geq 16$  вычислить с использованием алгоритма Штрассена.

При  $\frac{N}{2} < 16$  – традиционным методом.

**Выходные данные:** матрица размерности  $N \times N$ , содержащая комплексные числа и равная произведению матрицы на  $\mathbf{H}^H$  на матрицу  $\mathbf{H}$ .

В диссертации предложен алгоритм А2 (8) вычисления матрицы  $\mathbf{T}^{-1}$  размерности  $N \times N$ , обратной к матрице  $\mathbf{T} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + 2\sigma^2 \mathbf{I})$ .

**Входные данные:** комплексная матрица  $\mathbf{T}$  размерности  $N \times N$ .

**Шаг 1.** Представить матрицу  $\mathbf{T} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + 2\sigma^2 \mathbf{I})$  в виде матриц равной размерности  $\frac{N}{2} \times \frac{N}{2}$  следующим образом:

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \mathbf{t}_{00} & \mathbf{t}_{01} \\ \mathbf{t}_{10} & \mathbf{t}_{11} \end{bmatrix}.$$

**Шаг 2.** Задать  $\mathbf{t}_{01}^H$  и, используя рекурсивно формулу Фробениуса, вычислить  $\mathbf{t}_{00}^{-1}$ . Задать:  $\mathbf{W} = \mathbf{t}_{01}^H \mathbf{t}_{00}^{-1}$ ,  $\mathbf{G} = (\mathbf{t}_{11} - \mathbf{t}_{10} \mathbf{W}^H)$ .

**Шаг 3.** Вычислить  $\mathbf{W} = \mathbf{t}_{01}^H \mathbf{t}_{00}^{-1}$  с использованием метода 3М следующим образом:

$$\begin{aligned} \mathbf{W} = \mathbf{t}_{01}^H \mathbf{t}_{11}^{-1} = & ((\mathbf{t}_{01}^H)_R (\mathbf{t}_{11}^{-1})_R - (\mathbf{t}_{01}^H)_I (\mathbf{t}_{11}^{-1})_I) + \\ & + i \left[ ((\mathbf{t}_{01}^H)_R + (\mathbf{t}_{01}^H)_I)((\mathbf{t}_{11}^{-1})_R + (\mathbf{t}_{11}^{-1})_I) - (\mathbf{t}_{01}^H)_R (\mathbf{t}_{11}^{-1})_R - (\mathbf{t}_{01}^H)_I (\mathbf{t}_{11}^{-1})_I \right]. \end{aligned}$$

При этом каждое из матричных произведений

$$(\mathbf{t}_{01}^H)_R (\mathbf{t}_{11}^{-1})_R, (\mathbf{t}_{01}^H)_I (\mathbf{t}_{11}^{-1})_I, ((\mathbf{t}_{01}^H)_R + (\mathbf{t}_{01}^H)_I)((\mathbf{t}_{11}^{-1})_R + (\mathbf{t}_{11}^{-1})_I)$$

при  $\frac{N}{2} \geq 16$  вычислить с использованием алгоритма Штрассена.

При  $\frac{N}{2} < 16$  – традиционным методом.

**Шаг 4.** Задать  $\mathbf{W}^H$ .

**Шаг 5.** Представить каждую из матриц  $\mathbf{t}_{10}$ ,  $\mathbf{W}$  и  $\mathbf{W}^H$  в виде суммы двух матриц следующим образом:

$$\mathbf{t}_{10} = (\mathbf{t}_{10})_R + i(\mathbf{t}_{10})_I, \mathbf{W} = \mathbf{W}_R + i\mathbf{W}_I, \mathbf{W}^H = (\mathbf{W}^H)_R + i(\mathbf{W}^H)_I.$$

**Шаг 6.** Вычислить  $\mathbf{t}_{10} \mathbf{W}^H$  с использованием метода 3М следующим образом:

$$\begin{aligned} \mathbf{t}_{10} \mathbf{W}^H = & ((\mathbf{t}_{10})_R (\mathbf{W}^H)_R - (\mathbf{t}_{10})_I (\mathbf{W}^H)_I) + \\ & + i \left[ ((\mathbf{t}_{10})_R + (\mathbf{t}_{10})_I)((\mathbf{W}^H)_R + (\mathbf{W}^H)_I) - (\mathbf{t}_{10})_R (\mathbf{W}^H)_R - (\mathbf{t}_{10})_I (\mathbf{W}^H)_I \right]. \end{aligned}$$

При этом каждое из матричных произведений

$$(\mathbf{t}_{10})_R (\mathbf{W}^H)_R, (\mathbf{t}_{10})_I (\mathbf{W}^H)_I, ((\mathbf{t}_{10})_R + (\mathbf{t}_{10})_I)((\mathbf{W}^H)_R + (\mathbf{W}^H)_I)$$

при  $\frac{N}{2} \geq 16$  вычислить с использованием алгоритма Штрассена.

(8)

При  $\frac{N}{2} < 16$  – традиционным методом.

**Шаг 7.** Вычислить  $\mathbf{G} = (\mathbf{t}_{11} - \mathbf{t}_{10} \mathbf{W}^H)$ .

**Шаг 8.** Вычислить  $\mathbf{G}^{-1}$ , используя рекурсивно формулу Фробениуса.

**Шаг 9.** Представить матрицу  $\mathbf{G}^{-1}$  в виде суммы двух матриц следующим образом:

$$\mathbf{G}^{-1} = (\mathbf{G}^{-1})_R + i(\mathbf{G}^{-1})_I.$$

**Шаг 10.** Вычислить  $\mathbf{G}^{-1}\mathbf{W}$ ,  $\mathbf{W}^H(\mathbf{G}^{-1}\mathbf{W})$  с использованием метода 3М следующим образом:

$$\begin{aligned} \mathbf{U} = \mathbf{U}_R + i\mathbf{U}_I = \mathbf{G}^{-1}\mathbf{W} &= \left( (\mathbf{G}^{-1})_R \mathbf{W}_R - (\mathbf{G}^{-1})_I \mathbf{W}_I \right) + \\ &+ i \left[ \left( (\mathbf{G}^{-1})_R + (\mathbf{G}^{-1})_I \right) (\mathbf{W}_R + \mathbf{W}_I) - (\mathbf{G}^{-1})_R \mathbf{W}_R - (\mathbf{G}^{-1})_I \mathbf{W}_I \right], \\ \mathbf{W}^H(\mathbf{G}^{-1}\mathbf{W}) = \mathbf{W}^H\mathbf{U} &= \left( (\mathbf{W}^H)_R \mathbf{U}_R - (\mathbf{W}^H)_I \mathbf{U}_I \right) + \\ &+ i \left[ \left( (\mathbf{W}^H)_R + (\mathbf{W}^H)_I \right) (\mathbf{U}_R + \mathbf{U}_I) - (\mathbf{W}^H)_R \mathbf{U}_R - (\mathbf{W}^H)_I \mathbf{U}_I \right]. \end{aligned}$$

При этом каждое из матричных произведений

$$\begin{aligned} &(\mathbf{G}^{-1})_R \mathbf{W}_R, (\mathbf{G}^{-1})_I \mathbf{W}_I, \left( (\mathbf{G}^{-1})_R + (\mathbf{G}^{-1})_I \right) (\mathbf{W}_R + \mathbf{W}_I), \\ &(\mathbf{W}^H)_R \mathbf{U}_R, (\mathbf{W}^H)_I \mathbf{U}_I, \left( (\mathbf{W}^H)_R + (\mathbf{W}^H)_I \right) (\mathbf{U}_R + \mathbf{U}_I) \end{aligned}$$

при  $\frac{N}{2} \geq 16$  вычислить с использованием алгоритма Штрассена.

При  $\frac{N}{2} < 16$  – традиционным методом.

**Шаг 11.** Вычислить  $\mathbf{t}_{00}^{-1} + \mathbf{W}^H \mathbf{G}^{-1} \mathbf{W}$ .

**Шаг 12.** Присвоить  $\mathbf{T}^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{t}_{00}^{-1} + \mathbf{W}^H \mathbf{G}^{-1} \mathbf{W} & -(\mathbf{G}^{-1} \mathbf{W})^H \\ \mathbf{G}^{-1} \mathbf{W} & \mathbf{G}^{-1} \end{bmatrix}$ .

**Выходные данные:** комплексная матрица  $\mathbf{T}^{-1}$  размерности  $N \times N$ , обратная к матрице  $\mathbf{T}$ .

Также в работе предложен алгоритм АЗ (9) вычисления произведения квадратной матрицы на вектор.

**Входные данные:** комплексная матрица  $\mathbf{H}^H$  размерности  $N \times N$ , комплексный вектор  $\mathbf{y}$  размерности  $N$ .

**Шаг 1.** Представить матрицу  $\mathbf{H}^H$  в виде суммы двух матриц следующим образом:

$$\mathbf{H}^H = (\mathbf{H}^H)_R + i(\mathbf{H}^H)_I.$$

Представить вектор  $\mathbf{y}$  в виде суммы двух векторов следующим образом:

$$\mathbf{y} = \mathbf{y}_R + i\mathbf{y}_I.$$

**Шаг 2.** Вычислить  $\mathbf{H}^H \mathbf{y}$  с использованием метода 3М следующим образом:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}^H \mathbf{y} &= \left( (\mathbf{H}^H)_R (\mathbf{y})_R - (\mathbf{H}^H)_I (\mathbf{y})_I \right) + \\ &+ i \left[ \left( (\mathbf{H}^H)_R + (\mathbf{H}^H)_I \right) ((\mathbf{y})_R + (\mathbf{y})_I) - (\mathbf{H}^H)_R (\mathbf{y})_R - (\mathbf{H}^H)_I (\mathbf{y})_I \right]. \end{aligned}$$

(9)

**Выходные данные:** вектор размерности  $N$ , содержащий комплексные числа и равный произведению матрицы на  $\mathbf{H}^H$  на вектор  $\mathbf{y}$ .

Разработанная модификация демодулятора МСКО представлена в виде алгоритма А4 (10).

**Входные данные:** комплексная матрица  $\mathbf{H}$  размерности  $N \times N$ , комплексный вектор  $\mathbf{y}$  размерности  $N$ , диагональная матрица  $2\sigma^2\mathbf{I}$  размерности  $N \times N$ .

**Шаг 1.** Вычислить  $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$  с использованием алгоритма А1 (7).

**Шаг 2.** Вычислить  $\mathbf{H}^H\mathbf{H} + 2\sigma^2\mathbf{I}$ .

**Шаг 3.** Вычислить  $\mathbf{H}^H\mathbf{y}$  с использованием алгоритма А3 (9).

**Шаг 4.** Вычислить  $\mathbf{T}^{-1} = (\mathbf{H}^H\mathbf{H} + 2\sigma^2\mathbf{I})^{-1}$  с использованием алгоритма А2 (8).

**Шаг 5.** Вычислить  $\hat{\mathbf{x}}_{MMSE} = \mathbf{T}^{-1}(\mathbf{H}^H\mathbf{y})$ .

**Выходные данные:** вектор  $\hat{\mathbf{x}}_{MMSE}$  размерности  $N$ , содержащий комплексные числа.

В таблице 1 приведено сравнение количества операций, требуемых для вычисления оценки  $\hat{\mathbf{x}}_{MMSE}$  с использованием известного алгоритма (4) и разработанного алгоритма А4 (10).

Таблица 1. Вычислительная сложность алгоритмов демодуляции

Демодулятор	Количество операций для вычисления оценки $\hat{\mathbf{x}}_{MMSE}$		Отношение вычислительной сложности разработанного алгоритма к вычислительной сложности известного алгоритма
	Известный алгоритм МСКО (4)	Разработанный алгоритм А4 (10)	
Антенная конфигурация $N \times N$	Действ. умножений/делений и сложений/вычитаний	Действ. умножений/делений и сложений/вычитаний	
$2 \times 2$	92	96	1,04
$4 \times 4$	640	706	1,10
$8 \times 8$	4 640	5 068	1,09
$16 \times 16$	35 008	26 808	0,77
$32 \times 32$	271 232	192 912	0,64
$64 \times 64$	2 133 760	1 204 320	0,56
$128 \times 128$	16 924 160	8 659 264	0,51

Как видно из таблицы 1, использование разработанного алгоритма А4 (10) позволяет сократить количество требуемых арифметических операций для вычисления оценки вектора переданных символов в 1,4-2 раза по сравнению с известным алгоритмом демодуляции МСКО (4) в системах беспроводной связи, использующих многоэлементные антенны с антенными конфигурациями  $16 \times 16$  и более.

В третьей главе дано описание нового итерационного алгоритма демодуляции с низкой вычислительной сложностью, который может быть использован для систем беспроводной связи massive MIMO. Предложен новый алгоритм приближенного вычисления дисперсий ошибок демодуляции информационных символов для систем связи с помехоустойчивым кодированием

и мягкими оценками на входе декодера. Использование данного алгоритма позволяет не снижать выигрыш разработанного итерационного алгоритма в вычислительной сложности, исключив необходимость использовать известный алгоритм вычисления дисперсий ошибок демодуляции с высокой вычислительной сложностью.

Для снижения вычислительной сложности процедуры демодуляции предлагается отказаться от самой трудоемкой операции алгоритма МСКО (4) – обращение матрицы.

Разработанный итерационный алгоритм позволяет найти оценку вектора переданных символов как решение системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ), которая получена умножением обеих частей выражения (4) на матрицу  $\mathbf{H}^H \mathbf{H} + 2\sigma^2 \mathbf{I}$ :

$$(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + 2\sigma^2 \mathbf{I}) \hat{\mathbf{x}}_{MMSE} = \mathbf{Y}, \quad (11)$$

где  $\mathbf{Y} = \mathbf{H}^H \mathbf{y}$ .

В качестве метода решения для СЛАУ (11) предложено использовать итерационный стабилизированный метод бисопряжённых градиентов. Решение системы линейных алгебраических уравнений, полученное с помощью итерационного метода решения, приближенное, поэтому имеет место замена  $\hat{\mathbf{x}}_{MMSE}$  на  $\hat{\mathbf{x}}_{ITER}$  в выражении (11):

$$(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + 2\sigma^2 \mathbf{I}) \hat{\mathbf{x}}_{ITER} = \mathbf{Y}. \quad (12)$$

Для снижения вычислительной сложности решения СЛАУ (12) предложено отказаться от вычисления матрицы СЛАУ  $\mathbf{T}$ , чтобы исключить операцию вычисления произведения двух матриц  $\mathbf{H}^H$  и  $\mathbf{H}$ .

В диссертации описан измененный алгоритм А6 (13) стабилизированного метода бисопряжённых градиентов с учетом того, что матрица СЛАУ  $\mathbf{T}$  не вычисляется заранее.

**Входные данные:** матрица  $\mathbf{H}$  размерности  $N \times N$ , диагональная матрица  $2\sigma^2 \mathbf{I}$  размерности  $N \times N$ , вектор  $\mathbf{Y}$  размерности  $N$ .

**Шаг 1.** Выбор начального приближения к решению системы уравнений  $\hat{\mathbf{x}}_{ITER}^{(0)} = 0$ . Задать максимальное количество итераций  $L$ .

**Шаг 2.** Вычислить невязку:

$$\mathbf{r}^{(0)} = \mathbf{Y} - (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + 2\sigma^2 \mathbf{I}) \hat{\mathbf{x}}_{ITER}^{(0)} = \mathbf{Y} - \mathbf{H}^H (\mathbf{H} \hat{\mathbf{x}}_{ITER}^{(0)}) + 2\sigma^2 (\mathbf{I} \hat{\mathbf{x}}_{ITER}^{(0)}).$$

Так как  $\hat{\mathbf{x}}_{ITER}^{(0)} = 0$ , то  $\mathbf{r}^{(0)} = \mathbf{Y}$ .

**Шаг 3.** Задать вектор  $\bar{\mathbf{r}}^{(0)}$ , удовлетворяющий условию  $(\mathbf{r}^{(0)}, \bar{\mathbf{r}}^{(0)}) \neq 0$ :

$$\bar{\mathbf{r}}^{(0)} = \mathbf{r}^{(0)}.$$

**Шаг 4.** Задать базисный вектор  $\mathbf{p}^{(0)} = \mathbf{r}^{(0)}$ .

**Шаг 5.** Установить номер итерации  $l = 0$ .

**Шаг 6.** Вычислить:

$$\alpha^{(l)} = \frac{(\mathbf{r}^{(l)}, \bar{\mathbf{r}}^{(0)})}{([\mathbf{H}^H (\mathbf{H} \mathbf{p}^{(l)}) + 2\sigma^2 (\mathbf{I} \mathbf{p}^{(l)})], \bar{\mathbf{r}}^{(0)})}, \quad (13)$$

$$\mathbf{s}^{(l)} = \mathbf{r}^{(l)} - \alpha^{(l)} \left[ \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{p}^{(l)}) + 2\sigma^2 (\mathbf{I}\mathbf{p}^{(l)}) \right],$$

$$\omega^{(l)} = \frac{\left( \left[ \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{s}^{(l)}) + 2\sigma^2 (\mathbf{I}\mathbf{s}^{(l)}) \right], \mathbf{s}^{(l)} \right)}{\left( \left[ \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{s}^{(l)}) + 2\sigma^2 (\mathbf{I}\mathbf{s}^{(l)}) \right], \left[ \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{s}^{(l)}) + 2\sigma^2 (\mathbf{I}\mathbf{s}^{(l)}) \right] \right)},$$

$$\hat{\mathbf{x}}_{ITER}^{(l+1)} = \hat{\mathbf{x}}^{(l)} + \alpha^{(l)} \mathbf{p}^{(l)} + \omega^{(l)} \mathbf{s}^{(l)}.$$

Если  $(l+1) < L$ , то переход к Шагу 7.

Если  $(l+1) = L$ , то переход к Шагу 8.

**Шаг 7.** Вычислить:

$$\mathbf{r}^{(l+1)} = \mathbf{Y} - \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}^{(l+1)}) + 2\sigma^2 (\mathbf{I}\hat{\mathbf{x}}_{ITER}^{(l+1)}),$$

Или

$$\begin{aligned} \mathbf{r}^{(l+1)} &= \mathbf{Y} - (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + 2\sigma^2 \mathbf{I}) \hat{\mathbf{x}}_{ITER}^{(l+1)} = \\ &= \mathbf{Y} - (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + 2\sigma^2 \mathbf{I}) (\hat{\mathbf{x}}^{(l)} + \alpha^{(l)} \mathbf{p}^{(l)} + \omega^{(l)} \mathbf{s}^{(l)}) = \\ &= \mathbf{Y} - \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}^{(l)}) + 2\sigma^2 (\mathbf{I}\hat{\mathbf{x}}^{(l)}) + \alpha^{(l)} \left[ \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{p}^{(l)}) + 2\sigma^2 (\mathbf{I}\mathbf{p}^{(l)}) \right] + \\ &+ \omega^{(l)} \left[ \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{s}^{(l)}) + 2\sigma^2 (\mathbf{I}\mathbf{s}^{(l)}) \right] \\ \beta^{(l)} &= \frac{(\mathbf{r}^{(l+1)}, \bar{\mathbf{r}}^{(0)})}{(\mathbf{r}^{(l)}, \bar{\mathbf{r}}^{(0)})}, \\ \mathbf{p}^{(l+1)} &= \mathbf{r}^{(l+1)} + \beta^{(l)} \mathbf{p}^{(l)} + \omega^{(l)} \left[ \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{p}^{(l)}) + 2\sigma^2 (\mathbf{I}\mathbf{p}^{(l)}) \right]. \end{aligned}$$

Задать  $l = (l+1)$ .

**Шаг 8.** Принять  $\hat{\mathbf{x}}_{ITER} = \hat{\mathbf{x}}_{ITER}^{(l+1)}$  как решение.

**Выходные данные:** вектор  $\hat{\mathbf{x}}_{ITER}$  размерности  $N$ .

Для систем беспроводной передачи данных, использующих технологию massive MIMO, разработан итерационный алгоритм демодуляции А7 (14).

**Входные данные:** матрица  $\mathbf{H}$  размерности  $N \times N$ , диагональная матрица  $2\sigma^2 \mathbf{I}$  размерности  $N \times N$ , вектор  $\mathbf{y}$  размерности  $N$ .

**Шаг 1.** Вычислить  $\mathbf{H}^H$ .

**Шаг 2.** Вычислить  $\mathbf{Y} = \mathbf{H}^H \mathbf{y}$  с использованием алгоритма А3 (9).

**Шаг 3.** Задать  $L$ .

**Шаг 4.** Решить СЛАУ  $(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + 2\sigma^2 \mathbf{I}) \hat{\mathbf{x}}_{ITER} = \mathbf{Y}$  с использованием алгоритма А6 (13).

**Выходные данные:** оценка вектора переданных символов  $\hat{\mathbf{x}}_{ITER}$ .

В таблице 2 приведен анализ вычислительной сложности разработанного итерационного алгоритма А7 (14) при  $L = \frac{N}{32}$  и известного алгоритма МСКО (4).

(14)

Таблица 2. Вычислительная сложность известного и итерационного алгоритма демодуляции при  $L = \frac{N}{32}$

Демодулятор	Количество операций для вычисления оценки вектора переданных символов		Отношение вычислительной сложности разработанного алгоритма к вычислительной сложности известного алгоритма
	Известный алгоритм МСКО (4)	Разработанный алгоритм А7 (14)	
Антенная конфигурация $N \times N$	Действ. умножений/делений и сложений/вычитаний	Действ. умножений/делений и сложений/вычитаний	
128×128	16 924 160	2 335 700	0,14

Методом моделирования на основе коэффициента битовой ошибки BER произведена оценка помехоустойчивости разработанного итерационного алгоритма А7 (14) и сравнение с помехоустойчивостью известного алгоритма МСКО (4) при модуляции 4-ФМ для антенных конфигураций  $64 \times 64$  и  $128 \times 128$ .

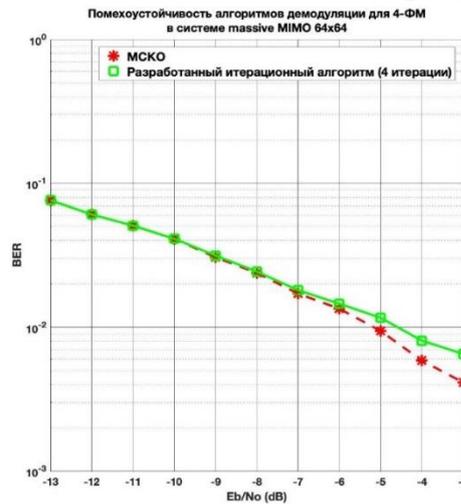


Рисунок 6. Помехоустойчивость в системе massive MIMO  $64 \times 64$ , модуляция 4-ФМ

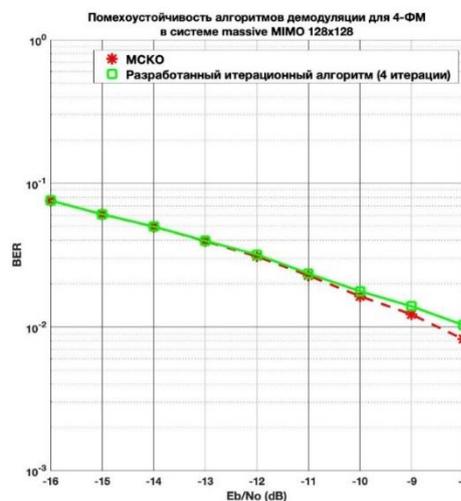


Рисунок 7. Помехоустойчивость в системе massive MIMO  $128 \times 128$ , модуляция 4-ФМ

В системах связи с помехоустойчивым кодированием и мягкими оценками на входе декодера при демодуляции сигнала на приёмной стороне необходимо учитывать дисперсию ошибок демодуляции.

В случае использования известного алгоритма демодуляции МСКО (4) корреляционная матрица ошибок демодуляции будет выглядеть следующим образом:

$$\mathbf{R}_{MMSE} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + 2\sigma^2 \mathbf{I})^{-1} 2\sigma^2. \quad (15)$$

Для снижения сложности операции вычисления элементов главной диагонали матрицы  $\mathbf{R}_{MMSE}$  в диссертации предложено использовать некоторые члены ряда Неймана для приближенного вычисления дисперсий ошибок демодуляции.

Для систем massive MIMO с помехоустойчивым кодированием разработан алгоритм А8 (16) приближенного вычисления дисперсий ошибок демодуляции, использование которого позволяет избежать повышения вычислительной сложности демодуляции, исключив использование известного алгоритма (15).

**Входные данные:** комплексная матрица  $\mathbf{H}$  размерности  $N \times N$ , суммарная дисперсия действительной и мнимой компоненты вектора гауссовского шума  $2\sigma^2$ , диагональная матрица  $2\sigma^2 \mathbf{I}$  размерности  $N \times N$ .

**Шаг 1.** Задать матрицу  $\mathbf{H}^H$ .

**Шаг 2.** Вычислить коэффициент  $f = \sqrt{\frac{N}{2\sigma^2}}$ .

**Шаг 3.** Вычислить вектор  $\mathbf{k}$ , состоящий из элементов главной диагонали матрицы  $(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + 2\sigma^2 \mathbf{I})$ .

Элементы вектора  $\mathbf{k}$  вычислить следующим образом при  $i = 1 \dots N$ :

$$\mathbf{k}_i = \sum_{m=1}^N h_{im}^H h_{mi} + 2\sigma^2, \quad (16)$$

где  $h_{ik}^H$  – элементы матрицы  $\mathbf{H}^H$ ,  $h_{ki}$  – элементы матрицы  $\mathbf{H}$ .

Задать матрицу  $\mathbf{K} = \text{diag}(\mathbf{k})$ ,  $\text{diag}(\mathbf{k})$  – операция формирования матрицы, на главной диагонали которой находятся элементы вектора  $\mathbf{k}$ , а остальные элементы нулевые.

**Шаг 4.** Вычислить  $\hat{\mathbf{T}} = (2\mathbf{K}^{-1} - 2\mathbf{K}^{-2}) f$ .

**Шаг 5.** Вычислить  $\tilde{\mathbf{R}} = \hat{\mathbf{T}} 2\sigma^2$ .

**Шаг 6.** Присвоить  $\tilde{r} = \text{diag}(\tilde{\mathbf{R}})$ .

**Выходные данные:** вектор дисперсий ошибок демодуляции  $\tilde{r}$  размерности  $N$ .

Произведен анализ помехоустойчивости приёма сигнала на основе коэффициента ошибок по кадрам (Frame Error Rate, FER) в системе massive MIMO с помехоустойчивым кодированием при использовании разработанных итерационного алгоритма демодуляции А7 (14) и алгоритма приближенного вычисления дисперсий ошибок демодуляции А8 (16) по сравнению с известными алгоритмами.

Графики зависимости коэффициента ошибок по кадрам от отношения сигнал-шум (ОСШ) в системе massive MIMO для антенной конфигурации  $64 \times 64$  и  $128 \times 128$  при модуляции 4-ФМ приведены на рисунке 8 и рисунке 9 соответственно.

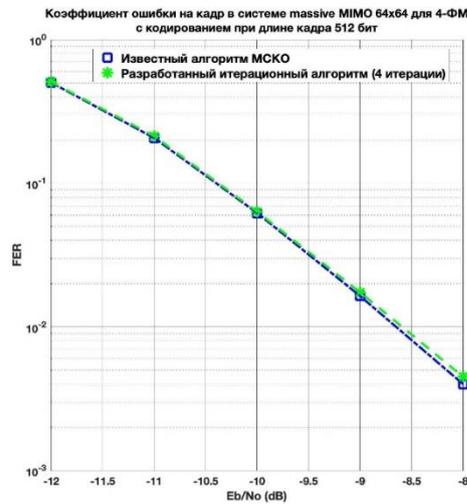


Рисунок 8. FER в системе massive MIMO  $64 \times 64$  с помехоустойчивым кодированием, модуляция 4-ФМ

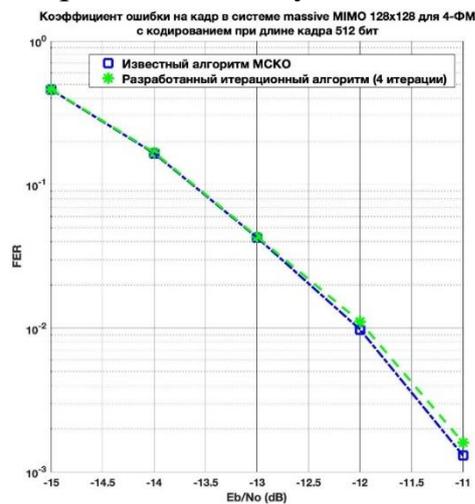


Рисунок 9. FER в системе massive MIMO  $128 \times 128$  с помехоустойчивым кодированием, модуляция 4-ФМ

Вычислительная сложность демодуляции сигнала при использовании алгоритма демодуляции A7 (14) с количеством итераций  $L = \frac{N}{16}$  и алгоритма приближенного вычисления дисперсий ошибок демодуляции A8 (16) в системе massive MIMO с антенной конфигурацией  $128 \times 128$  приведена в таблице 3.

Таблица 3. Вычислительная сложность известных и разработанных алгоритмов демодуляции при  $L = \frac{N}{16}$

Демодулятор	Количество операций для вычисления оценки вектора переданных символов		Отношение вычислительной сложности разработанного алгоритма к вычислительной сложности известного алгоритма
	Известные алгоритмы (4) и (15)	Разработанные алгоритмы А7 (14) и А8 (16)	
Антенная конфигурация $N \times N$	Действ. умножений/делений и сложений/вычитаний	Действ. умножений/делений и сложений/вычитаний	
64×64	2 141 888	433 279	0,2
128×128	16 956 800	3 304 703	0,2

Зависимость FER от ОСШ в системе связи massive MIMO с помехоустойчивым кодированием для антенных конфигураций 64×64 и 128×128 при модуляции 16-КАМ с различными алгоритмами демодуляции показана на рисунках 10 и 11 соответственно.

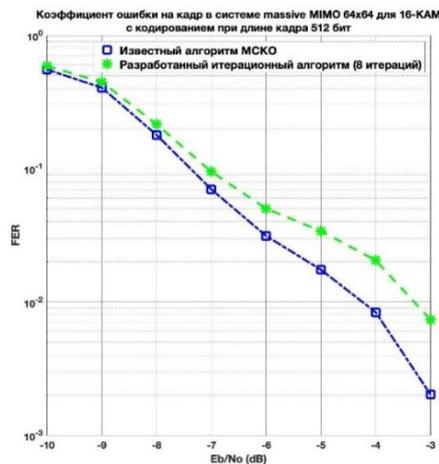


Рисунок 10. FER в системе massive MIMO 64×64 с помехоустойчивым кодированием, модуляция 16-КАМ

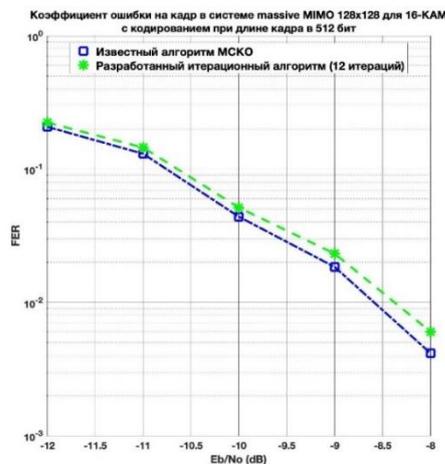


Рисунок 11. FER в системе massive MIMO 128×128 с помехоустойчивым кодированием, модуляция 16-КАМ

В таблице 4 приведены расчеты вычислительной сложности демодуляции сигнала при использовании разработанного алгоритма демодуляции А7 (14) с количеством итераций  $L = 8$  и алгоритма приближенного вычисления дисперсий ошибок демодуляции А8 (16) и при использовании известного алгоритма МСКО (4) и известного алгоритма вычисления дисперсий ошибок демодуляции (15) в системе massive MIMO с помехоустойчивым кодированием с антенной конфигурацией  $64 \times 64$ .

Таблица 4. Вычислительная сложность известных и разработанных алгоритмов демодуляции при  $L = 8$

Демодулятор	Количество операций для вычисления оценки вектора переданных символов		Отношение вычислительной сложности разработанных алгоритмов к вычислительной сложности известных алгоритмов
	Известные алгоритмы (4) и (15)	Разработанные алгоритмы А7 (14) и А8 (16)	
Антенная конфигурация $N \times N$	Действ. умножений/делений и сложений/вычитаний	Действ. умножений/делений и сложений/вычитаний	
$64 \times 64$	2 141 888	829 055	0,39

Расчет вычислительной сложности демодуляции сигнала при использовании разработанного алгоритма демодуляции А7 (14) с количеством итераций  $L = 12$  и алгоритма приближенного вычисления дисперсий ошибок демодуляции А8 (16) в системе massive MIMO с помехоустойчивым кодированием с антенной конфигурацией  $128 \times 128$  приведен в таблице 5.

Таблица 5. Вычислительная сложность известных и разработанных алгоритмов демодуляции при  $L = 12$

Демодулятор	Количество операций для вычисления оценки вектора переданных символов		Отношение вычислительной сложности разработанных алгоритмов к вычислительной сложности известных алгоритмов
	Известные алгоритмы (4) и (15)	Разработанные алгоритмы А7 (14) и А8 (16)	
Антенная конфигурация $N \times N$	Действ. умножений/делений и сложений/вычитаний	Действ. умножений/делений и сложений/вычитаний	
$128 \times 128$	16 956 800	4 882 687	0,29

В четвертой главе описаны варианты реализации алгоритмов обработки сигналов на приёмной стороне в системах связи с большим количеством передающих и приёмных антенн, дано описание основных характеристик сигнальных процессоров, применяемых для цифровой обработки сигнала. Произведены расчеты требуемого на обработку сигнала времени для систем беспроводной связи massive MIMO при использовании различных цифровых сигнальных процессоров.

Произведена оценка возможности реализации разработанных алгоритмов на цифровых сигнальных процессорах (ЦСП) и при использовании Field-Programmable Gate Array (FPGA).

Для оценки возможности реализации на ЦСП разработанных и известных алгоритмов произведено сравнение периодов времени, за которое будет произведена демодуляция сигнала на приёмной стороне различными ЦСП для случая использования разработанных алгоритмов А7 (14) и А8 (16) и для случая использования известных алгоритмов (4) и (15).

Показано, что при использовании известных алгоритмов выполнение демодуляции в системе massive MIMO на рассмотренных ЦСП за период времени, равный длительности передачи, невозможно как в системе с максимальной скоростью передачи информации в 1 Гбит/с, так и при максимальной скорости передачи информации 80 Мбит/с.

Использование разработанных алгоритмов А7 и А8 позволяет осуществить демодуляцию сигнала на FPGA модели Virtex-7 в системе massive MIMO с антенной конфигурацией  $128 \times 128$  как при модуляции 4-ФМ, так и при модуляции 16-КАМ.

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

1. Предложенная модификация алгоритма демодуляции МСКО позволяет сократить его вычислительную сложность в 2 раза без потерь в помехоустойчивости для систем massive MIMO.

2. Разработанный итерационный алгоритм демодуляции А7 (14) для систем massive MIMO позволяет снизить вычислительную сложность демодуляции сигнала в 4 раза для антенной конфигурации  $64 \times 64$  и в 7 раз для антенной конфигурации  $128 \times 128$  по сравнению с известным алгоритмом демодуляции МСКО при допустимых потерях в помехоустойчивости приёма.

3. Использование разработанных алгоритмов А7 (14) и А8 (16) для систем massive MIMO с модуляцией 4-ФМ и помехоустойчивым кодированием позволяет снизить вычислительную сложность демодуляции в 5 раз при антенных конфигурациях  $64 \times 64$  и  $128 \times 128$  с потерями в 0,05 дБ по уровню коэффициента ошибки по кадрам  $FER = 10^{-2}$  по сравнению с известным алгоритмом демодуляции МСКО (4) и (15).

4. Использование разработанных алгоритмов А7 (14) и А8 (16) для систем massive MIMO с модуляцией 16-КАМ и помехоустойчивым кодированием позволяет снизить вычислительную сложность демодуляции в 2,5 раза при антенной конфигурации  $64 \times 64$  и в 3,5 раза при антенной конфигурации  $128 \times 128$  с потерями в 1 дБ и 0,2 дБ по уровню коэффициента ошибки по кадрам  $FER = 10^{-2}$  по сравнению с известным алгоритмом демодуляции МСКО (4) и (15) соответственно.

5. Выполнение демодуляции сигнала на современных ЦСП в системах massive MIMO при использовании известного алгоритма МСКО практически не реализуемо.

6. Использование разработанных алгоритмов А7 (14) и А8 (16) позволяет осуществить демодуляцию сигнала на современных ЦСП в системе massive MIMO с антенной конфигурацией  $64 \times 64$  как при модуляции 4-ФМ, так и при модуляции 16-КАМ.

7. Используя разработанные алгоритмы А7 (14) и А8 (16), можно реализовать демодулятор на FPGA модели Virtex-7 в системе massive MIMO с антенной конфигурацией  $128 \times 128$  как при модуляции 4-ФМ, так и при модуляции 16-QAM.

## **СПИСОК РАБОТ, ОПУБЛИКОВАННЫХ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ**

### **Публикации в изданиях, рекомендуемых ВАК**

1. Крейнделин, В.Б. Исследование радиointерфейса беспроводных систем межмашинного взаимодействия M2M / В.Б. Крейнделин, А.Э. Смирнов, Т.Б.К. Бен Режеб // Т-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 // Т-Comm – Телекоммуникации и транспорт. – 2016. – №12. – С. 24-30.

### **В том числе, индексируемых в базе Scopus**

3. Kreyndelin, V.B. Decreasing of computational complexity of demodulation algorithms in multi-antenna systems due to application of fast algorithms / V.B. Kreyndelin, A.E. Smirnov // Telecommunications and Radio Engineering. – 2016. – Volume: 75, issue: 19. – pp. 1757-1773.

### **В том числе, индексируемых в базе Web of Science**

4. Kreyndelin, V. Effective precoding and demodulation techniques for 5G communication systems / V. Kreyndelin, A. Smirnov, T. Ben Rejeb // in proc. Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – 2018. – pp. 1-6.

### **Прочие публикации**

5. Крейнделин, В.Б. Сравнение алгоритмов демодуляции при увеличении количества антенн технологии Massive MIMO / В.Б. Крейнделин, А.Э. Смирнов // Международный форум информатизации (МФИ-2014). Труды конференции «Телекоммуникационные вычислительные системы». – М., МТУСИ, 2014. – С 141.

6. 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. – М.: Брис-М, 2015. – С. 251-255.

7. 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. – Владимир: ВлГУ, 2015. – С. 113-116.

8. Смирнов, А.Э. Снижение порядка вычислительной сложности алгоритмов детектирования в многоантенных системах за счёт использования

алгоритмов быстрого умножения матриц / А.Э. Смирнов // *Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения: материалы международной научно-технической конференции «INTERMATIC-2015»*. – М.: МИРЭА, 2015. – Т.: 15, №5. – С. 267-270.

9. Крейнделин, В.Б. Методы снижения вычислительной сложности алгоритмов демодуляции без потерь в помехоустойчивости в системах связи с большим количеством антенн / В.Б. Крейнделин, А.Э. Смирнов // *Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения: материалы международной научно-технической конференции «INTERMATIC-2016»*. – М.: Галлея-Принт, 2016. – Т.: 16, №5. – С. 305-308.

10. Смирнов, А.Э. Итерационный алгоритм демодуляции с низкой вычислительной сложностью для систем massive MIMO / А.Э. Смирнов // *20-я Международная конференция «DSPА-2018»*. Сборник докладов (Том 1). Серия: Цифровая обработка сигналов и её применение (выпуск XIX-1). – Москва, 2018. – С. 362-367.

11. Крейнделин, В.Б. Моделирование инфокоммуникационных систем [Электронный ресурс]: Лабораторный практикум для бакалавров очной формы обучения направления 11.03.02 / В.Б. Крейнделин, А.Э. Смирнов, Т.Б.К. Бен Режеб. – М.: МТУСИ, 2018. – ([http://www.mtuci.ru/structure/library/catalogue/download.php?book\\_id=1841](http://www.mtuci.ru/structure/library/catalogue/download.php?book_id=1841)).

12. Крейнделин, В.Б. Новый алгоритм демодуляции для систем беспроводной связи, использующих технологию Massive MIMO / В.Б. Крейнделин, А.Э. Смирнов / *Труды международной научно-технической конференции «Телекоммуникационные и вычислительные системы–2018»*. – М.: Горячая линия – Телеком, 2018. – 207-213 с.

### **Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ**

13. Крейнделин, В.Б. Программа для реализации итерационного алгоритма демодуляции с низкой вычислительной сложностью, предназначенного для систем связи с несколькими передающими и несколькими приемными антеннами / В.Б. Крейнделин, А.Э. Смирнов, Т.Б.К. Бен Режеб // *Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018617048 от 15 июня 2018.*