

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования
ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)
Радиотехнический факультет (РТФ)
Кафедра радиотехнических систем (РТС)

К ЗАЩИТЕ ДОПУСТИТЬ

Заведующий кафедрой РТС

д-р техн. наук, проф.

_____ С. В. Мелихов

**МНОЖЕСТВЕННЫЙ ДОСТУП НА ОСНОВЕ РАЗРЕЖЕННЫХ КОДОВ
В МНОГОАНТЕННЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ**

Бакалаврская выпускная квалификационная работа
по направлению 11.03.02

«Инфокоммуникационные технологии и системы связи»,
профиль «Системы мобильной связи»

Студент гр. 1В6

_____ Канатбекулы И.

«__» _____ 2020 г.

Руководитель:

Доцент кафедры ТОР, канд. техн. наук

_____ Покаместов Д.А.

«__» _____ 2020 г.

Томск 2020

Реферат

Бакалаврская выпускная квалификационная работа (ВКР), 64 страницы, 31 рисунок, 3 таблицы, 39 источников, 2 приложения

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ, MIMO, OFDM, SCMA, QAM, BER, АЛАМОУТИ, J4, QOSTBC-4

Объектом разработки является модель системы связи MIMO-SCMA.

Целью работы является разработка алгоритмов применения метода множественного доступа на основе разреженных кодов в многоантенных системах связи в Downlink канале.

В ходе выполнения работы были получены следующие результаты:

- изучена теория систем связи с SCMA и MIMO;
- разработаны модели MIMO-OFDM QAM-8 и MIMO-SCMA для схемы Аламоути, кода J4 и кода QOSTBC-4;
- произведено исследование помехоустойчивости системы связи с MIMO-SCMA для каналов с разными статистическими характеристиками.

Предложенные алгоритмы могут применяться в системах беспроводной связи для повышения скорости передачи и помехоустойчивости.

Пояснительная записка выполнена в текстовом редакторе Microsoft Office 2019. Моделирование проводилось в программной среде ПО Matlab R2018b.

THE ABSTRACT

Final qualifying work of the bachelor contains 64 pages, 31 figures, 3 tables, 39 sources, 2 appendixes

BER PERFORMANCE, MIMO, OFDM, SCMA, QAM, BER, ALAMOUTI, J4, QOSTBC-4

The object of development is a model of a communication system MIMO-SCMA.

The purpose of this work is to develop algorithms for applying the multiple access method based on sparse codes in Downlink multiple antenna communication systems.

In the course of the work, the following results were obtained:

- the theory of communication systems with SCMA and MIMO was studied;
- MIMO-OFDM QAM-8 and MIMO-SCMA models were developed for the Alamouti scheme, J4 code and QOSTBC-4 code;
- a research of the BER performance of the communication system with MIMO-SCMA for channels with different statistical characteristics was performed.

The proposed algorithms can be used in wireless communication systems to improve transmission speed and BER performance.

Final qualifying work was framed with using the text editor Microsoft Office 2019. The simulation was performed in a software environment Matlab R2018b.

Министерство науки и высшего образования РФ
Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования
**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)**

Радиотехнический факультет (РТФ)
Кафедра радиотехнических систем (РТС)

УТВЕРЖДАЮ
Заведующий кафедрой РТС
д-р техн. наук, проф.

_____ С.В. Мелихов

«_____» _____ 2020 г.

ТЕХНИЧЕСКОЕ ЗАДАНИЕ

на выпускную квалификационную работу (ВКР) бакалавра
студенту группы 1В6 Канатбекулы Исламу,
направление подготовки 11.03.02
«Инфокоммуникационные технологии и системы связи»,
профиль
«Системы мобильной связи»

1 Тема работы: Множественный доступ на основе разреженных кодов в многоантенных системах связи

(утверждена приказом по университету № _____ «_____» _____ 2020 г.).

2 Срок сдачи законченной работы на кафедру РТС: «09» 07.2020 г.

3 Цель работы, назначение и область применения результатов работы.

Цель: разработка алгоритмов применения метода множественного доступа на основе разреженных кодов Sparse Code Multiple Access (SCMA) в многоантенных системах Multiple-Input-Multiple-Output (MIMO).

Назначение и область применения: исследование помехоустойчивости систем MIMO; предложенные алгоритмы могут применяться в системах беспроводной связи для повышения скорости передачи и помехоустойчивости.

4 Исходные требования (исходные данные).

4.1 Общие требования: разработка модели системы связи, работающей с MIMO-SCMA с параметрами:

- 4.1.1 Число поднесущих – 4;
- 4.1.2 Число абонентов – 6;
- 4.1.3 Число передающих антенн – 2, 4;
- 4.1.4 Число приемных антенн – 1;
- 4.1.5 Спектральная эффективность 3 бит/с/Гц.

4.2 Теоретической проработке подлежат:

4.2.1 Теория метода множественного доступа на основе разреженных кодов, в том числе понимание принципов;

4.2.2 Теория пространственного временного-кодирования.

4.2.3 Построение и исследование Matlab моделей:

4.2.3.1. Системы связи, применяющей пространственно-временное кодирование;

4.2.3.2. Системы связи, применяющей пространственно-временное кодирование совместно с SCMA.

5 Источники информации.

5.1 Покаместов Д.А. Влияние формирующих матриц на помехозащищенность каналов связи с множественным доступом на основе разреженных кодов / Д.А. Покаместов, А.Я. Демидов, Я.В. Крюков // Доклады ТУСУР. – 2016. – Т. 19, № 3. – С. 65-69.

5.2 Покаместов Д.А. Формирование сигнальных конструкций для систем связи с множественным доступом на основе разреженных кодов: дис. канд. техн. наук: 05.12.04. – Томск, 2017. – 159 с.

5.3 Nikopour H. Sparse code multiple access / H. Nikopour, H. Baligh // 2013 IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC). – 2013. – pp. 332–336.

5.4 Nikopour H. SCMA for downlink multiple access of 5G wireless networks / H. Nikopour, E. Yi, A. Bayesteh, K. Au, M. Hawryluck, H. Baligh, J. Ma // 2014 IEEE Global Communications Conference. – 2014. – pp. 3940-3945.

5.5 Xiao K. Simplified multiuser detection for SCMA with sum-product algorithm / K. Xiao, B. Xiao, S. Zhang et al. // Wireless Communications & Signal Processing (WCSP). – 2015. – pp. 1–5.

5.6 Бакулин М.Г. Технология MIMO: принципы и алгоритмы / М.Г. Бакулин, Л.А. Варукина, В.Б. Крейнделин. – М.: Горячая линия – Телеком, 2014. – 244 с.

5.7 Jafarkhani H. Space-time coding. Theory and practice. – Cambridge, UK: University Press, 2005. – 302 p.

5.8 Jankiraman M. Space-Time Codes and MIMO systems. – USA, MA: Artech House, 2004. – 327 p.

5.9 Yong S. MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB / S.Yong, J. Kim, Y. Won, G. Chung. – М.: Wiley-IEEE Press, 2011 – 457 p.

5.10 Dama Y.A.S. A new Approach for OSTBC and QOSTBC / R. Abd-Alhameed, T. Ghazaany, S. Zhu // International Journal of Computer Applications. – 2013. – Vol. 67, № 6. – pp. 45-48.

5.11 Pan Z. Multi-Dimensional Space-Time Block Coding Aided Downlink MIMO-SCMA / Z. Pan, N. W. Liu, J. Lei, J Luo, L. Wen, C. Tang // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2019. – Vol.67, №7. – pp. 6657-6669.

5.12 Yuan W. Iterative Receivers for Downlink MIMO-SCMA: Message Passing and Distributed Cooperative Detection / W. Yuan, N. Wu, Q. Guo, Y. Li, C. Xing, J. Kuang. In: IEEE Transactions on Wireless Communications // IEEE. – 2018. – Vol. 17, № 5. – pp. 3444-3458.

6 Требования к пояснительной записке.

6.1 Структура пояснительной записки:

титульный лист;

реферат на русском языке;

реферат на иностранном языке;

техническое задание;

оглавление;

введение;

основная часть;

заключение;

список использованных источников;

приложения.

6.2 Пояснительная записка должна содержать приложение с результатами модельных исследований помехоустойчивости систем связи MIMO-SCMA.

6.3 Пояснительная записка должна быть оформлена в соответствии с образовательным стандартом вуза «ОС ТУСУР 01 - 2013».

7 Перечень иллюстративных материалов.

7.1 Компьютерная презентация к докладу перед ГЭК: не более 15 слайдов.

8 Календарный план-график подготовки ВКР.

№ п/п	Содержание этапа	Срок выполнения	Отметка о выполнении
1	Получение задания	15.06.20	
2	Обзор, формулировка задач работы	22.06.20	
3	Решение и исследование задач работы	29.06.20	
4	Подготовка пояснительной записки и иллюстративных материалов, проверка в системе антиплагиат	06.07.20	
5	Представление готовой ВКР на кафедру	09.07.20	

Задание принято к исполнению:

Студент гр.1В6

_____ И. Канатбекулы
«__» _____ 2020 г.

Руководитель:
Доцент кафедры ГОР

_____ Д.А. Покаместов
«__» _____ 2020 г.

Оглавление

Введение.....	9
1 Множественный метод на основе разреженных кодов.....	11
1.1 Структура кодовых книг и символов SCMA	11
1.2 Построение сигнальных созвездий	15
1.3 Алгоритм детектирования.....	16
2 Технология MIMO.....	19
2.1 Классификация систем MIMO.....	19
2.2 Пространственно-временные блочные коды	22
2.3 Ортогональные пространственно-временные блочные коды	23
2.4 Квазиортогональные пространственно-временные блочные коды	25
2.5 Методы декодирования	28
3 Моделирование системы MIMO-OFDM QAM-8	31
3.1 Описание модели	31
3.2 Структура фрейма и STBC	32
3.3 Характеристики канала и его оценка	35
3.4 Модель SISO	36
3.5 Моделирование каналов	37
3.6 Результаты моделирования и их анализ	40
4 Моделирование системы MIMO-SCMA.....	47
4.1 Модель SCMA	47
4.2 Модель MIMO-SCMA	47
4.3 Результаты моделирования и их анализ	48
Заключение	54
Список использованных источников	55
Приложение А (обязательное) Кодовая книга SCMA.....	60
Приложение Б (обязательное) Результаты модельных исследований помехоустойчивости систем связи с MIMO-SCMA	61

Введение

С развитием технологий ежегодно растет потребность в большей скорости передачи и объеме трафика. Сейчас идет активное развитие и развертывание беспроводных сетей пятого поколения (5G), которые должны будут обеспечить более высокое качество обслуживания, пропускную способность и низкие задержки.

Помимо услуг сверхширокополосной мобильной связи в сетях нового поколения рассматриваются сценарии массовой межмашинной связи для поддержки «Интернета вещей» (Internet of Things – IoT) [1]. В 2020 году прогнозируется наличие 20-30 миллиардов IoT-устройств [2]. Актуальной является проблема обеспечения высокоплотных соединений и поддержания корректной работы большого числа устройств.

В качестве технологии, призванной решить данную проблему, выбраны методы неортогонального множественного доступа (Non-Orthogonal Multiple Access – NOMA) [3]. Неортогональные методы множественного доступа можно разделить на две группы: с разделением каналов по мощности (Power-Domain NOMA – PD-NOMA) [4] и на основе разреженных кодов (Code Domain-NOMA – CD-NOMA), такие как: SCMA [5], Multi-User Shared Access (MUSA) [6], Pattern Division Multiple Access (PDMA) [7], Interleave Division Multiple Access (IDMA) [8]. SCMA обеспечивает большую помехоустойчивость по сравнению с другими существующими методами [9].

В сетях нового поколения предполагается использовать и другую технологию, повышающую спектральную эффективность, – massive MIMO [10]. MIMO позволяет повысить скорость передачи и/или помехоустойчивость. Объединение данной технологии с SCMA позволит улучшить характеристики систем связи с SCMA по сравнению с подобными одноантенными системами Single Input Single Output (SISO) [11, 12].

Первые статьи по технологии SCMA вышли в 2013 году. С тех пор проводятся активные исследования по развитию данной технологии в разных

направлениях. Часть исследований направлена на уменьшение вычислительной сложности алгоритмов детектирования и построение кодовых книг с разными характеристиками помехоустойчивости, другая – на комбинирование SCMA с уже известными технологиями. Так, к SCMA добавляются различные помехоустойчивые коды, в том числе полярное кодирование [13-15], технология MIMO и др.

Большинство статей по теме MIMO-SCMA направлены на увеличение спектральной эффективности за счет применения пространственного мультиплексирования, а также на улучшение алгоритмов детектирования таких систем с помощью совместного детектора или иных методов детектирования [16-19].

Целью данной выпускной квалификационной работы является разработка и исследование метода множественного доступа на основе разреженных кодов в многоантенных системах в нисходящем (Downlink) канале.

Для достижения цели были поставлены основные задачи:

- теоретический анализ литературы по темам SCMA и MIMO;
- разработка модели канала MIMO для квадратурной амплитудной модуляции (Quadrature Amplitude Modulation – QAM);
- разработка модели SCMA;
- разработка модели MIMO-SCMA;
- исследование помехоустойчивости разработанных моделей.

1 Множественный метод на основе разреженных кодов

Выигрыш в помехозащищенности систем связи с SCMA обеспечивается за счет использования многомерных комплексных кодовых слов. Достоинством данной технологии является возможность обеспечения корректной работы системы связи при коэффициенте перегрузки сети более 100%. Это достигается за счет неортогонального распределения данных пользователей по ортогональным физическим ресурсам (поднесущим). Коэффициент перегрузки сети определяется как [20]:

$$\lambda = \frac{J}{K} \cdot 100 \%,$$

где J – число абонентов (пользователей);

K – число ортогональных поднесущих.

1.1 Структура кодовых книг и символов SCMA

Для описания распределения абонентов по поднесущим используются трехмерные кодовые книги $\mathbf{CB} = [x_{jkm_j}]$ размерностью $J \times K \times M$. Здесь x_{jkm_j} – компонент кодовой книги, $j = 1, \dots, J$ – индекс абонента, $k = 1, \dots, K$ – индекс поднесущей, M – индекс модуляции SCMA, $\mathbf{b}_{m_j} = [b_1, b_2, \dots, b_{\log_2 M}]$ – битовые вектора, $m_j = 1, \dots, M$ – номер кодового слова j -го абонента, зависящий от битовой реализации.

Кодовая книга состоит из J кодовых книг пользователей (слоев) \mathbf{CB}_j – матриц размерностью $K \times M$:

$$\mathbf{CB}_j = \begin{bmatrix} x_{j11} & \dots & x_{j1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{jK1} & \dots & x_{jKM} \end{bmatrix}.$$

Кодовым словом j -го пользователя является комплексный вектор:

$$\mathbf{x}_{jm_j} = \begin{bmatrix} x_{j1m_j} \\ \vdots \\ x_{jKm_j} \end{bmatrix}.$$

Кодовая книга строится на основе разреженной матрицы \mathbf{B} с размерами $J \times K$. Ненулевым компонентам кодовой книги для всех m_j соответствуют единицы на позициях (j, k) матрицы \mathbf{B} . Данную матрицу можно также представить в виде графа Таннера. Разреженные матрицы могут формироваться известными алгоритмами генерирования LDPC матриц. На рисунке 1.1 представлена рассматриваемая матрица \mathbf{B} и соответствующий ей граф Таннера.

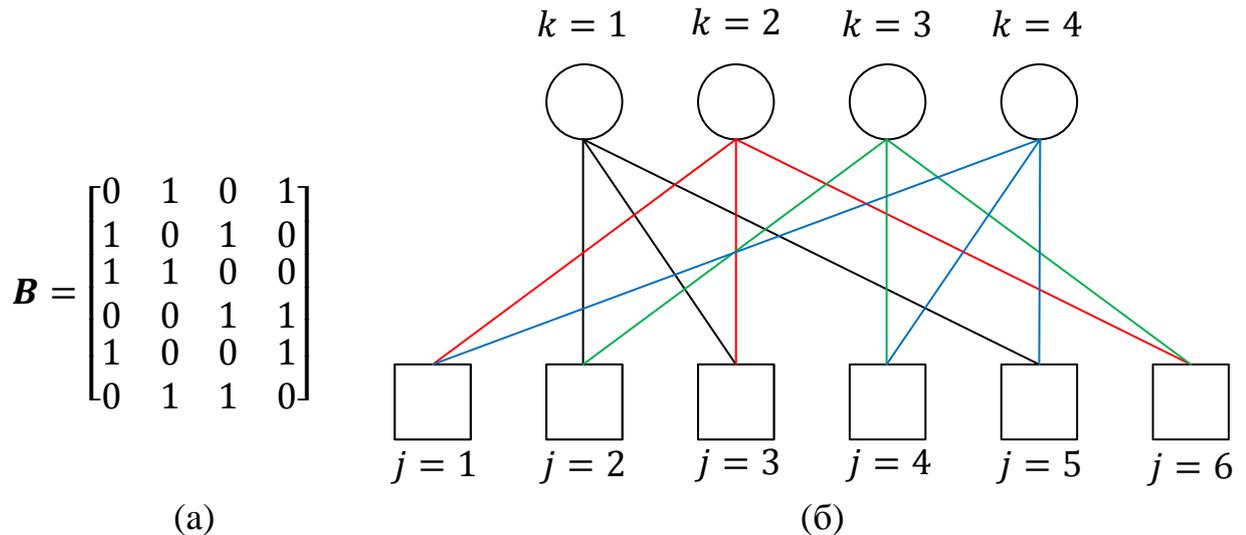


Рисунок 1.1 – Разреженная матрица (а) и соответствующий двудольный граф (б)

Кодовую книгу можно описать параметрами: J, K, M, df, dj . Параметр dj определяет количество поднесущих, на которых передаются данные абонента, df – число абонентов, одновременно передающих свои данные на одной поднесущей, или число ребер графа Таннера, исходящих из j -ой поднесущей (показаны цветными линиями на рисунке 1.1 (б)). Для матрицы на рисунке 1.1 (а) значения параметров: $df = 3, dj = 2, J = 6, K = 4$. Взаимосвязь параметров определяется выражением:

$$df \cdot K = dj \cdot J.$$

Спектральная эффективность систем связи с SCMA определяется данными параметрами следующим образом:

$$\frac{R_b}{B_{RF}} = \log_2 M \cdot \frac{J}{K}, \quad (1.1)$$

где R_b – битовая скорость, бит/с;

B_{RF} – полоса частот сигнала, Гц.

На рисунке 1.2 представлен пример кодовой книги (а), кодовые книги абонентов (б) и кодовые слова пятого абонента (в).

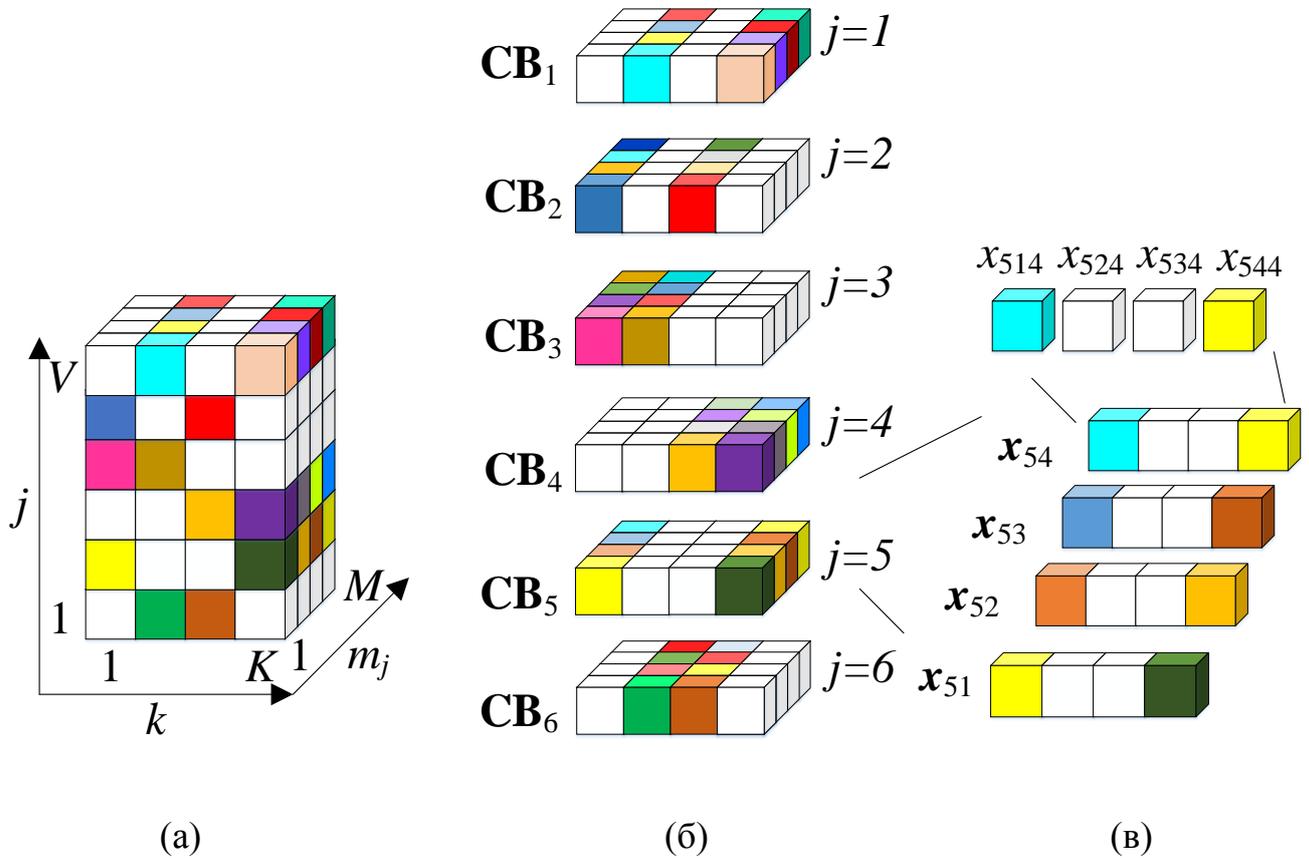


Рисунок 1.2 – Общая кодовая книга (а), кодовые книги пользователей (б) и кодовые слова кодовой книги пятого пользователя (в)

Схема формирования SCMA символов представлена на рисунке 1.3.

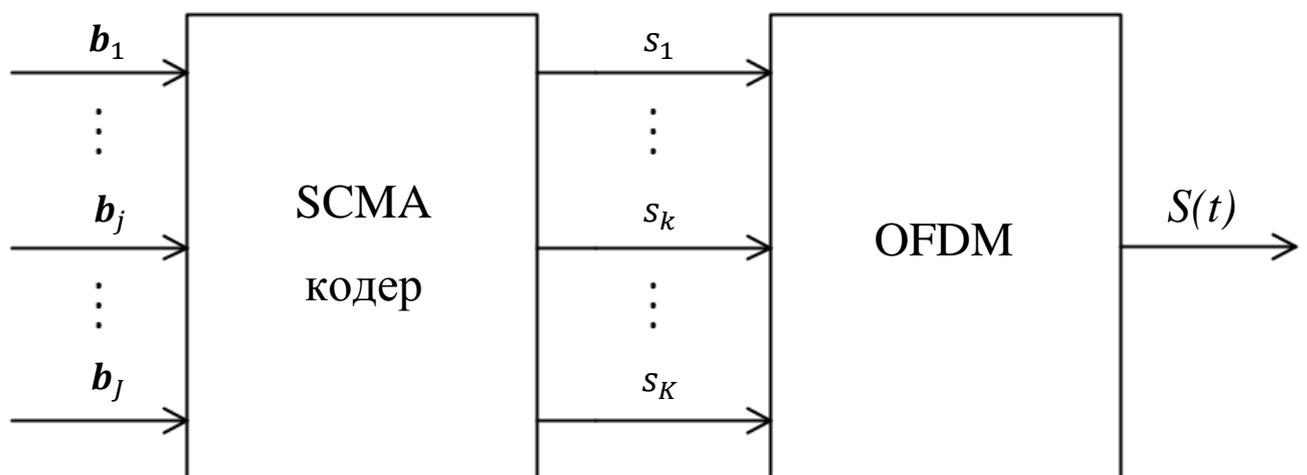


Рисунок 1.3 – Схема формирования SCMA символов

В данной схеме битовые вектора \mathbf{b}_j с помощью SCMA кодера (маппера) преобразуются в вектор $\mathbf{S} = [s_1, \dots, s_K]$, s_k – комплексная амплитуда k -ой поднесущей. Исходя из значения вектора \mathbf{b}_j выбирается кодовое слово \mathbf{x}_{jm_j} кодовой книги абонента. Комплексный сигнал в частотном домене (\mathbf{S}) является суперпозицией кодовых слов всех абонентов:

$$\mathbf{S} = \sum_{j=1}^J \mathbf{x}_{jm_j}, m_j \in [1, \dots, M]. \quad (1.2)$$

На рисунке 1.4 представлен пример получения результирующего кодового слова (\mathbf{S}).

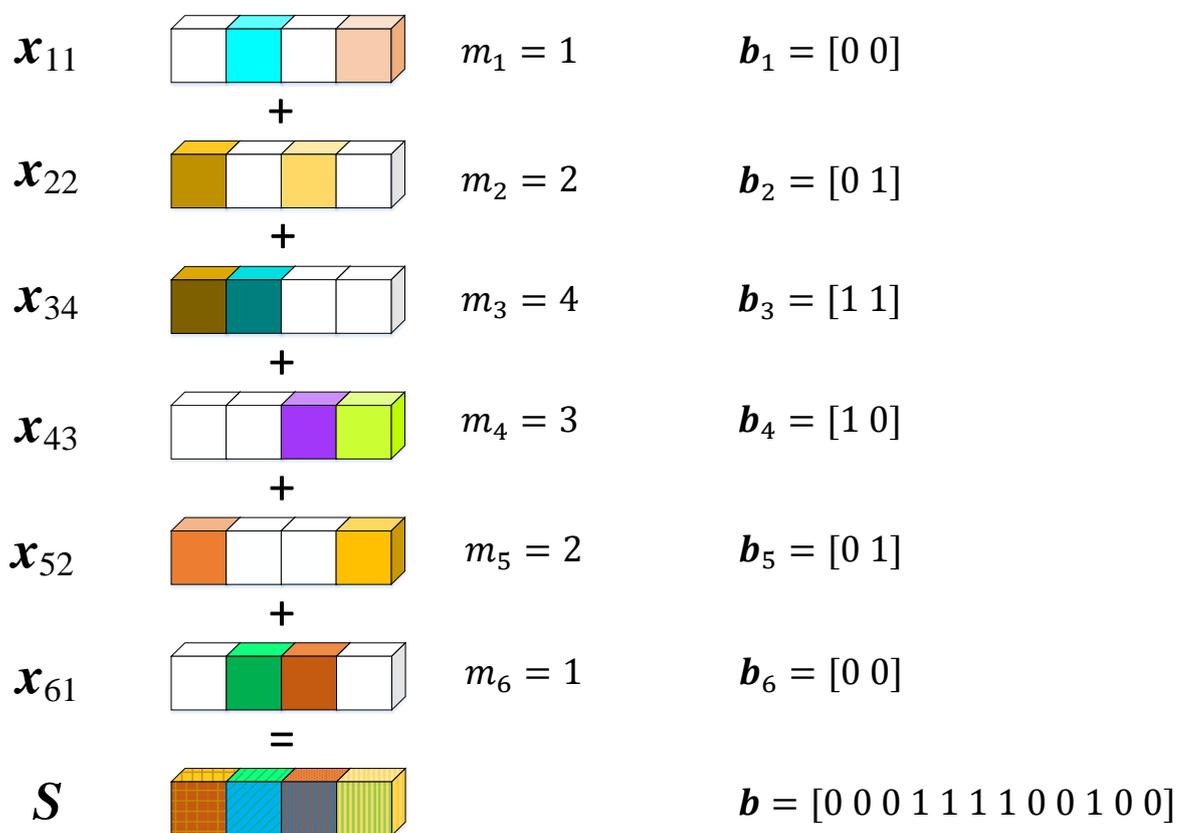


Рисунок 1.4 – Получение результирующего кодового слова

В работах [21, 22] изложены основные требования к формированию кодовых книг и формирующим разреженным матрицам.

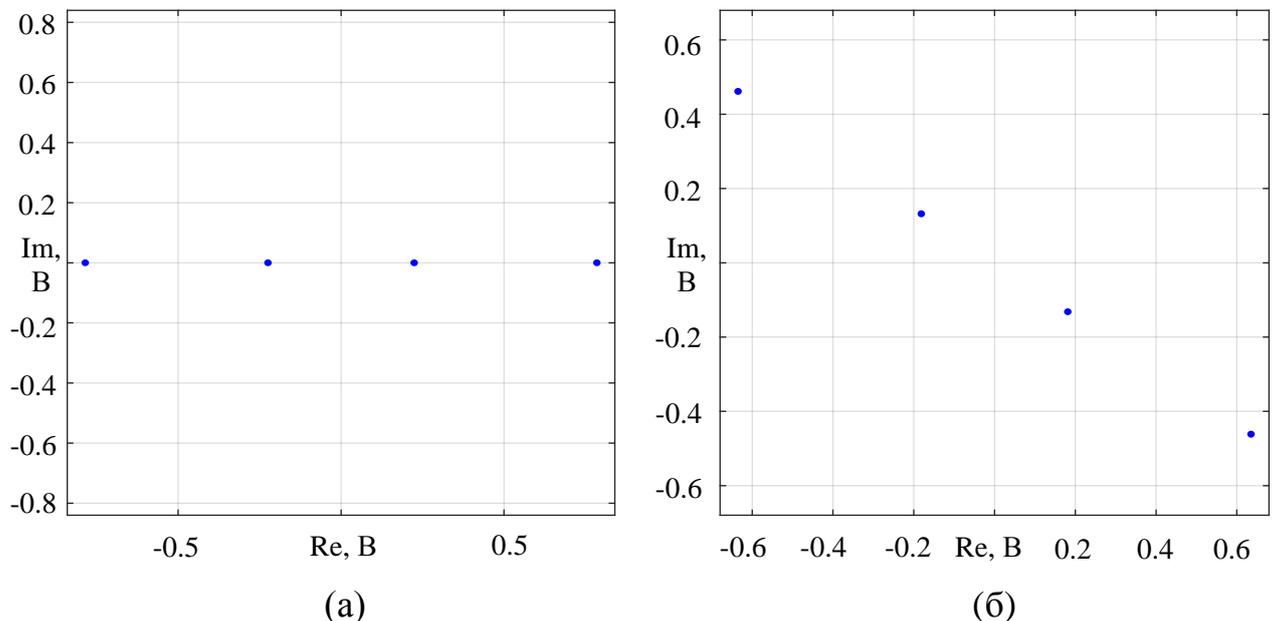
1.2 Построение сигнальных созвездий

Комплексные амплитуды поднесущих определяются на основе сигнальных созвездий кодовых книг. В [23, 24] выдвинуты основные требования, предъявляемые к созвездиям.

Построение сигнальных созвездий может производиться на основе решения систем уравнений, составленных на основе требований. Так, в [22] представлены результаты зависимости битовой вероятности ошибки (BER) от отношения энергии бита к спектральной плотности мощности шума (E_b/N_0) для сигнальных созвездий, сформированным путем решения двух разных систем уравнений.

Другим способом формирования сигнальных созвездий кодовых книг является манипуляции с базовым созвездием. В этом случае на всех поднесущих формируется одинаковое сигнальное созвездие. Для k -ой поднесущей кодовой книги первого слоя задается базовый вектор \mathbf{BC} с размерами $M \times 1$. На остальных слоях созвездия генерируются за счет поворота \mathbf{BC} на определенные углы $\varphi_j, j = 1, \dots, dj, \varphi_1 = 0^\circ$. Углы поворота определяются исходя из требований к сигнальным созвездиям.

На рисунке 1.5 для первой поднесущей представлены созвездия слоев кодовой книги, используемой в работе [25].



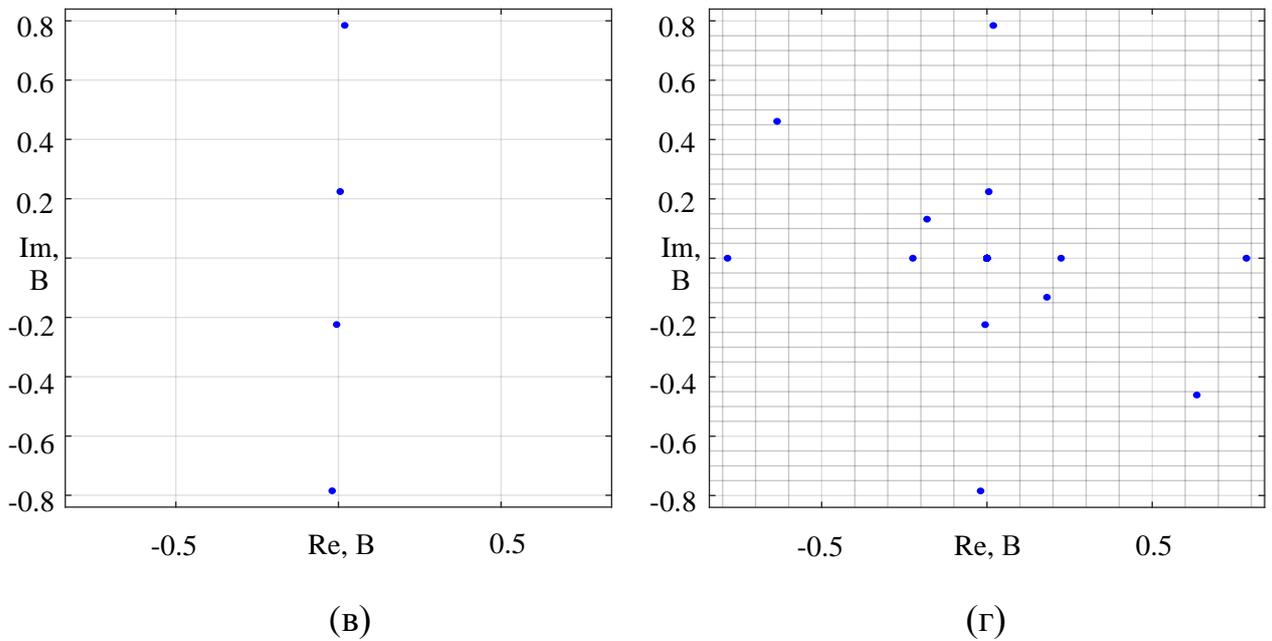


Рисунок 1.5 – Сигнальные созвездия второго (а), третьего (б), пятого (в) слоя кодовой книги и результирующее созвездие первой поднесущей (г)

Используемая в работе кодовая книга представлена в приложении А.

1.3 Алгоритм детектирования

Результирующее кодовое слово \mathbf{S} передается на K поднесущих в канале с частотно-селективными замираниями и аддитивным белым гауссовским шумом. В таком случае, с учетом (1.2) принимаемый сигнал в частотной области имеет вид:

$$\mathbf{Y} = \text{diag}(\mathbf{h}) \cdot \mathbf{S} + \mathbf{N},$$

где \mathbf{h} – вектор канальных коэффициентов;

\mathbf{N} – вектор шума в частотной области.

Традиционным способом детектирования переданных кодовых слов абонентов является алгоритм Maximum A Posteriori Probability (MAP). Оценка полученного кодового слова $\hat{\mathbf{S}}$ может быть получена как:

$$\hat{\mathbf{S}} = \arg \max_{\mathbf{S} \in \chi_{jm_j}^J} P(\mathbf{S}|\mathbf{Y}),$$

где $\chi_{jm_j}^J = [\mathbf{x}_{1m_1}, \dots, \mathbf{x}_{jm_j}]$ – множество переданных кодовых слов абонентов.

Данный способ детектирования предполагает сравнение принятого сигнала с M^J реализациями \mathbf{x}_{jkm_j} одновременно на K поднесущих. Ввиду большой вычислительной сложности данного алгоритма были разработаны различные варианты алгоритма передачи сообщений (Message Passing Algorithm – МРА).

Введем основные обозначения. Пусть VN_j – узел j -го абонента, а FN_k – узел k -го ресурса (поднесущей) на графе Таннера на рисунке 1.1 (б). $\chi_j = \{\mathbf{x}_{j1}, \dots, \mathbf{x}_{jm_j}, \dots, \mathbf{x}_{jM}\}$ – кодовая книга абонента j . $\{V_{j \rightarrow k}^{(t)}(\mathbf{x}_{jm_j})\}$ обозначает сообщение m_j -го кодового слова от VN_j к FN_k в t -й итерации. $\{U_{k \rightarrow j}^{(t)}(\mathbf{x}_{jm_j})\}$ обозначает то же самое, только в обратном направлении. $dj \setminus k$ – обозначает окрестность узла VN_j без FN_k , а $dk \setminus j$ – наоборот.

Каждую итерацию сообщения сначала передаются от VN_j к FN_k , затем каждый FN_k вычисляет внешнее сообщение и передает обратно в VN_j , исходя из ранее полученной информации. Сообщения от VN_j к FN_k используются для вычисления сообщений от FN_k к VN_j в следующей итерации. Детектирование МРА выполняется в несколько этапов [26, 27]:

1. Инициализация вероятностей передачи кодовых слов \mathbf{x}_{jm_j} и сообщений для $j = 1, \dots, J, k = 1, \dots, K, m_j = 1, \dots, M$:

$$P(\mathbf{x}_{jm_j}) = \frac{1}{M},$$

$$V_{j \rightarrow k}^{(0)}(\mathbf{x}_{jm_j}) = 0,$$

$$U_{k \rightarrow j}^{(0)}(\mathbf{x}_{jm_j}) = 1.$$

2. На каждой итерации $t = 1, \dots, T$ выполняется вычисление сообщений и последующая нормировка для всех j, k, m_j (если есть ребро (j, k)):

$$V_{j \rightarrow k}^{(t)}(\mathbf{x}_{jm_j}) = P(\mathbf{x}_{jm_j}) \prod_{l \in dj \setminus k} U_{l \rightarrow j}^{(t-1)}(\mathbf{x}_{jm_j}),$$

$$V_{j \rightarrow k}^{(t)}(\mathbf{x}_{jm_j}) = V_{j \rightarrow k}^{(t)}(\mathbf{x}_{jm_j}) / \sum_{m_j=1}^M V_{j \rightarrow k}^{(t)}(\mathbf{x}_{jm_j}),$$

$$U_{k \rightarrow j}^{(t)}(\mathbf{x}_{jm_j}) = \sum_{\mathbf{c} \in \text{com}} \frac{1}{\pi N_0} \cdot \exp \left[-\frac{1}{N_0} \left| y_k - h_{kj} x_{jkm_j} - \sum_{i \in dk \setminus j} h_{ki} c_{ik} \right|^2 \right] \times$$

$$\times \prod_{i \in dk \setminus j} V_{i \rightarrow k}^{(t-1)}(\mathbf{c}_i),$$

где $\text{com} = \chi_{i_1} \times \dots \times \chi_{i_{df-1}}$ – декартовы произведения кодовых книг остальных $df - 1$ VN , подключенных к FN_k ;

$i \in dk \setminus j$ – индекс слоев;

$\mathbf{c}_i = (c_{i_1}, \dots, c_{i_{df-1}})$ – элемент множества com , кодовое слово.

3. Вычисление итоговой вероятности передачи кодовых слов и нормировка:

$$V_j(\mathbf{x}_{jm_j}) = P(\mathbf{x}_{jm_j}) \prod_{k \in dj} U_{k \rightarrow j}^{(T)}(\mathbf{x}_{jm_j}),$$

$$V_j(\mathbf{x}_{jm_j}) = V_j(\mathbf{x}_{jm_j}) / \sum_{m_j=1}^M V_j(\mathbf{x}_{jm_j}).$$

4. Среди всех кодовых слов \mathbf{x}_{jm_j} в качестве переданного выбирается тот, который максимизирует $V_j(\mathbf{x}_{jm_j})$. По известному \mathbf{x}_{jm_j} выбирается переданная битовая реализация \mathbf{b}_{m_j} .

Вычислительная сложность оригинального алгоритма МРА является все еще высокой. В статьях [28-31] представлены варианты МРА с меньшей по сравнению с классическим МРА вычислительной сложностью.

2 Технология MIMO

Основная идея MIMO – применение нескольких передающих и приемных антенн. Данная технология позволяет расширить зону покрытия, увеличить дальность работы, помехоустойчивость и/или скорость передачи данных.

2.1 Классификация систем MIMO

В зависимости от конфигурации антенн системы MIMO делят на следующие виды [32, 33]:

- традиционные одноантенные системы – SISO;
- системы с одной передающей и несколькими приемными – Single-Input-Multiple-Output (SIMO);
- системы с несколькими передающими и одной приемной – Multiple-Input-Single-Output (MISO);
- системы с несколькими передающими и несколькими приемными – MIMO;
- многопользовательские системы – Multiuser-MIMO (MU-MIMO).

На рисунке 2.1 представлены примеры антенных конфигураций.

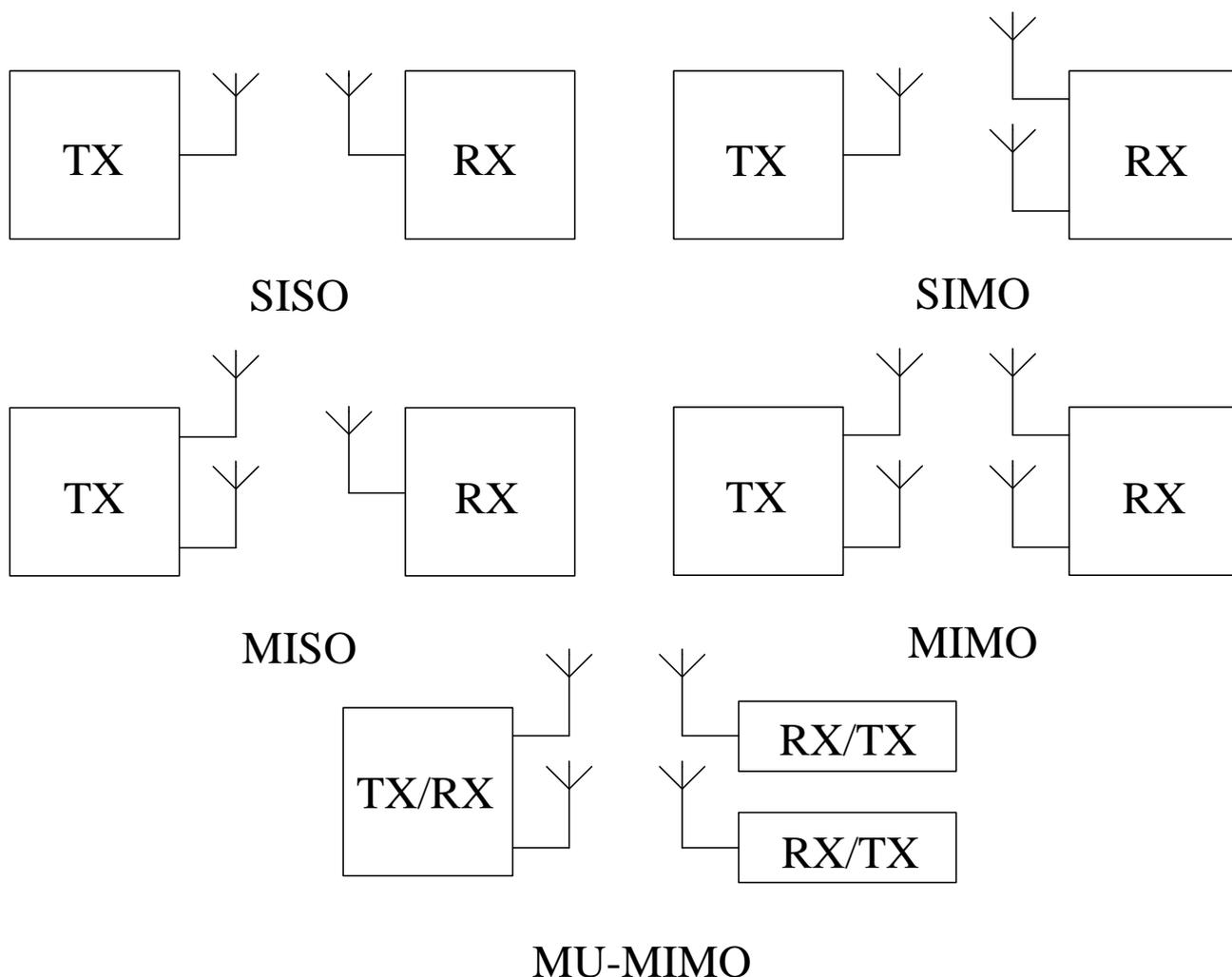


Рисунок 2.1 – Примеры антенных конфигураций

Также возможны разные способы работы антенных систем:

- пространственное разнесение;
- пространственное мультиплексирование;
- адаптивное формирование луча диаграммы направленности антенн.

За счет применения многоэлементных антенных решеток становится возможным формировать отдельные лучи диаграммы направленности для имитации канала MIMO и увеличить дальность связи, а также её качество.

При пространственном мультиплексировании информация передается параллельными потоками, что позволяет увеличить скорость передачи в несколько раз. Увеличение скорости передачи зависит от минимального числа антенн на передающей и приемной стороне. Примером пространственного мультиплексирования является технология Bell Labs Space-Time Transformation

(BLAST). Для пространственного мультиплексирования необходимо как минимум по две антенны на каждой стороне тракта передачи.

Пространственное разнесение позволяет бороться с замираниями, возникающими вследствие многолучевого распространения сигналов. Разнесение может быть как на передающей стороне (при нескольких передающих антеннах), так и на приемной стороне (при нескольких приемных антеннах).

В системах MIMO предполагается, что сигналы между соседними антеннами не коррелированы между собой, вследствие этого путь распространения от каждой антенны считается независимым, а значит и замирания в разных путях независимы. Разнесение характеризуется количеством таких независимых путей и называется порядком разнесения. Если число передающих антенн N_{tx} , а приемных – N_{rx} , то максимально возможное теоретическое разнесение равно $N_{tx} \cdot N_{rx}$.

Помимо этого, системы связи с MIMO можно разделить на системы без обратной связи и с обратной связью. В системах без обратной связи на приемной стороне производится оценка канала для декодирования принятых сигналов. В системах с обратной связью, кроме оценки канала, осуществляется передача информации о состоянии канала в обратную сторону [34].

Информация о канале позволяет осуществить прекодирование передаваемых сигналов, перераспределение мощности в антеннах, формирование диаграммы направленности антенны. В системах с обратной связью достигается большая пропускная способность, зона покрытия, снижается сложность приемника по сравнению с системами без обратной связи.

В данной работе рассматриваются системы MISO с пространственным разнесением без обратной связи. Такая модель может быть актуальна для IoT-устройств, поскольку, как правило, такие устройства предполагаются компактными и недорогими, а применение MIMO для них потребует некоторые дополнительные габариты для антенн и приемных трактов, а также сделает

устройство дорожке. Поэтому целесообразно в первую очередь увеличивать число антенн на базовой станции.

2.2 Пространственно-временные блочные коды

Пространственное разнесение на передающей стороне может быть получено с помощью пространственно-временных кодов, в которых передаваемые сигналы кодируются как в пространстве, так и во времени.

Существует несколько видов пространственно-временных кодов:

- пространственно-временные блочные коды – Space-Time Block Codes (STBC);
- относительные пространственно-временные коды – Differential Space-Time Codes (DSTC);
- пространственно-временные решетчатые коды – Space-Time Trellis Codes (STTC).

Пространственно-временные блочные коды обеспечивают максимально возможное разнесение при использовании простых методов декодирования [35]. В данной работе будет рассмотрен именно этот класс пространственно-временных кодов.

При быстрых изменениях состояния канала связи становится затруднительным оценивать канал. В таких случаях целесообразно использовать DSTC коды, не требующие для декодирования оценки канала.

STTC коды представляют собой комбинацию модуляции и пространственно-временного кодирования, обеспечивающую одновременно высокую спектральную эффективность, выигрыш в помехоустойчивости и полное разнесение в каналах с замираниями [35]. Однако, выигрыш в помехоустойчивости в данном случае достигается за счет применения помехоустойчивого кодирования.

Среди STBC можно выделить несколько подклассов:

- ортогональные пространственно-временные блочные коды – Orthogonal STBC (OSTBC);
- квазиортогональные пространственно-временные блочные коды – Quasi-Orthogonal STBC (QOSTBC);
- неортогональные пространственно-временные блочные коды – Non-Orthogonal STBC (NOSTBC).

2.3 Ортогональные пространственно-временные блочные коды

Наиболее простой и эффективной схемой ортогонального пространственно-временного блочного кодирования является схема Аламоути с двумя передающими антеннами [32-35].

Процесс передачи разделен на два временных интервала t_1 и t_2 , равных длительности T_{sym} комплексных символов. В первый момент времени t_1 передаются символы s_1 и s_2 через антенны N_1 и N_2 соответственно, во второй момент времени t_2 передаются символы $-s_2^*$ и s_1^* через антенны N_1 и N_2 соответственно. Кодирующая (OSTBC) матрица, соответствующая схеме Аламоути, выглядит следующим образом:

$$C = \begin{matrix} & N_1 & N_2 \\ \begin{matrix} t_1 \\ t_2 \end{matrix} & \begin{pmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{pmatrix}, \end{matrix} \quad (2.1)$$

где * – знак комплексного сопряжения.

Матрица (2.1) является ортогональной, поскольку скалярное произведение её столбцов равно нулю.

Комплексные канальные коэффициенты между передающими и приемными антеннами в общем случае изменяются во времени. Однако, предполагается, что за время передачи одного блока символов (2.1) состояние канала не меняется и канальные коэффициенты остаются постоянными. В таком случае канал можно назвать квази-статичным.

Согласно математическим моделям систем MIMO [32-36], предполагается, что мощность сигнала в каждой приемной антенне равна общей мощности сигналов, излучаемых каждой передающей антенной. Из этого следует, что в модели не учитывается ослабление сигнала в канале, тогда канальные коэффициенты должны удовлетворять следующему условию:

$$\sum_{b=1}^{N_{tx}} E\{|h_b|^2\} = N_{tx}, \quad (2.2)$$

где $E\{\cdot\}$ – математическое ожидание.

Тогда принятый сигнал для антенной конфигурации MISO можно описать следующими уравнениями:

$$\begin{aligned} t_1: \quad y_1 &= h_1 \cdot s_1 + h_2 \cdot s_2 + n_1, \\ t_2: \quad y_2 &= -h_1 \cdot s_2^* + h_2 \cdot s_1^* + n_2, \end{aligned} \quad (2.3)$$

где n_1 и n_2 – комплексные случайные гауссовские величины с нулевым математическим ожиданием и дисперсиями σ_n^2 .

В матричном виде уравнения (2.3) можно записать с помощью OSTBC матрицы (2.1) так:

$$\mathbf{y} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{h} + \mathbf{n}, \quad (2.4)$$

где $\mathbf{y} = [y_1, y_2]^T$ – вектор принятых сигналов;

$\mathbf{h} = [h_1, h_2]^T$ – вектор канальных коэффициентов;

$\mathbf{n} = [n_1, n_2]^T$ – вектор шума.

Уравнение (2.4) можно выразить через канальную матрицу H :

$$\mathbf{y}' = H \cdot \mathbf{s} + \mathbf{n}', \quad (2.5)$$

где $\mathbf{y}' = [y_1, y_2^*]^T$ – преобразованный вектор принятых сигналов;

$\mathbf{s} = [s_1, s_2]^T$ – вектор передаваемых символов;

$\mathbf{n}' = [n_1, n_2^*]^T$ – преобразованный вектор шума;

Канальная матрица H для схемы Аламоути имеет вид:

$$H = \begin{pmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{pmatrix}. \quad (2.6)$$

Методы декодирования и структурная схема будут рассмотрены ниже.

Помимо схемы Аламути, есть OSTBC для числа передающих антенн больше двух. Их можно обобщить следующим образом. Пусть T – число временных интервалов, за которые передается один блок символов, k – число символов, которых кодирует OSTBC матрица, m – число бит, которое передается каждым символом. Произвольная OSTBC матрица выглядит следующим образом:

$$C = \begin{matrix} & N_1 & \dots & N_{tx} \\ \begin{matrix} t_1 \\ \vdots \\ t_T \end{matrix} & \begin{pmatrix} S_{1,1} & \dots & S_{1,N_{tx}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{T,1} & \dots & S_{T,N_{tx}} \end{pmatrix} \end{matrix}. \quad (2.7)$$

Скорость пространственно-временных кодов определяется выражением:

$$R = \frac{k}{T}. \quad (2.8)$$

Спектральную эффективность можно выразить с помощью (2.8):

$$\vartheta = m \cdot R.$$

Для OSTBC кодовая скорость $R \leq 1$. Однако, полная скорость кода ($R = 1$) при произвольном числе передающих антенн присуща только для действительных символов, например, при двоичной фазовой манипуляции. Среди всех OSTBC для комплексных символов полную скорость обеспечивает только схема Аламути. Остальные же OSTBC для комплексных символов имеют кодовую скорость меньше единицы.

Достоинствами OSTBC является максимально возможное разнесение на передаче, равное N_{tx} , низкая вычислительная сложность декодирования. Данные преимущества достигаются за счет ортогональности кодовых матриц.

В [32, 33, 35] представлены ранговый и детерминантный критерии синтеза STBC в каналах с медленными релеевскими замираниями.

2.4 Квазиортогональные пространственно-временные блочные коды

Несмотря на все достоинства OSTBC, они не обеспечивают полной скорости передачи, что не позволяет получить высокую спектральную

эффективность. Решением данной проблемы стало создание нового подкласса STBC кодов – неортогональных кодов.

Данные коды используются в основном для пространственного мультиплексирования, позволяя увеличить кодовую скорость (2.8) в N_{tx} раз ($R = N_{tx}$). Однако, вычислительная сложность декодирования этих кодов намного больше, чем у OSTBC.

Частным случаем NOSTBC является QOSTBC, вычислительная сложность декодирования которых намного меньше, чем у неортогональных кодов. Это достигается за счет того, что возможно декодирование пар символов независимо [32].

Однако, несмотря на то что QOSTBC являются полноскоростными кодами, они не обеспечивают максимально возможного разнесения на передаче. Вследствие этого возникает интерференция между сигналами из разных передающих антенн, что приводит к ухудшению помехоустойчивости.

Кодовая матрица QOSTBC имеет такой же вид, что и (2.7). Рассмотрим код J4 [25, 26], полученный путем объединения кодовых матриц Аламоути (2.1):

$$C_{J4} = \begin{pmatrix} C_{12} & C_{34} \\ -C_{34}^* & C_{12}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_3^* \\ -s_3^* & -s_4^* & s_1^* & s_2^* \\ s_4 & -s_3 & -s_2 & s_1 \end{pmatrix}. \quad (2.9)$$

Пусть столбцы матрицы (2.7) обозначаются ζ_j , где j – номер столбца. Скалярное произведение столбцов:

$$\begin{aligned} \zeta_1 \cdot \zeta_2^* &= \zeta_1 \cdot \zeta_3^* = \zeta_4 \cdot \zeta_2^* = \zeta_3 \cdot \zeta_4^* = 0, \\ \zeta_1 \cdot \zeta_4^* &\neq 0, \\ \zeta_2 \cdot \zeta_3^* &\neq 0. \end{aligned}$$

Столбцы ζ_1 и ζ_4 , ζ_2 и ζ_3 образуют отдельные группы, столбцы внутри группы неортогональны между собой, но ортогональны столбцам другой группы. Поэтому данные коды называются квазиортогональными. Пары символов s_1, s_4 и s_2, s_3 декодируются независимо друг от друга.

Канальная матрица для кода J4 имеет вид:

$$H_{J^4} = \begin{pmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ h_2^* & -h_1^* & h_4^* & -h_3^* \\ h_3^* & h_4^* & -h_1^* & -h_2^* \\ h_4 & -h_3 & -h_2 & h_1 \end{pmatrix}. \quad (2.10)$$

Рассмотрим еще один QOSTBC, предложенный в [37]. Данный код примечателен тем, что, по заявлениям авторов, столбцы его канальной матрицы ортогональны между собой. Код QOSTBC-4 выглядит так:

$$C_{QOSTBC-4} = \begin{pmatrix} s_1 - s_3 & s_2 - s_4 & s_1 + s_3 & s_4 + s_2 \\ s_4^* - s_2^* & s_1^* - s_3^* & -s_4^* - s_2^* & s_3^* + s_1^* \\ s_1 + s_3 & s_2 + s_4 & s_1 - s_3 & s_2 - s_4 \\ -s_4^* - s_2^* & s_3^* + s_1^* & s_4^* - s_2^* & s_1^* - s_3^* \end{pmatrix}. \quad (2.11)$$

Канальная матрица данного кода:

$$H_{QOSTBC-4} = \begin{pmatrix} h_1 + h_3 & h_4 + h_2 & h_3 - h_1 & h_4 - h_2 \\ h_4^* + h_2^* & -h_1^* - h_3^* & h_4^* - h_2^* & h_1^* - h_3^* \\ h_1 + h_3 & h_2 + h_4 & h_1 - h_3 & h_2 - h_4 \\ h_4^* + h_2^* & -h_1^* - h_3^* & h_2^* - h_4^* & h_3^* - h_1^* \end{pmatrix}. \quad (2.12)$$

Группы здесь образуются столбцами ζ_1 и ζ_3 , ζ_2 и ζ_4 . Таким образом, пары символов s_1, s_3 и s_2, s_4 декодируются независимо.

Введем понятие разностной матрицы:

$$D(\mathbf{s}, \hat{\mathbf{s}}) = \begin{pmatrix} s_{1,1} - \hat{s}_{1,1} & \cdots & s_{1,N_{tx}} - \hat{s}_{1,N_{tx}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{T,1} - \hat{s}_{T,1} & \cdots & s_{T,N_{tx}} - \hat{s}_{T,N_{tx}} \end{pmatrix}. \quad (2.13)$$

где $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_k]^T$ – вектор переданных символов;

$\hat{\mathbf{s}} = [\hat{s}_1, \dots, \hat{s}_k]^T$ – вектор принятых символов, в которых возможны ошибки.

Пусть $(\cdot)^H$ обозначает эрмитово сопряжение. Тогда, согласно ранговому критерию, минимальный ранг матрицы $A(\mathbf{s}, \hat{\mathbf{s}}) = \{D(\mathbf{s}, \hat{\mathbf{s}}) \cdot D(\mathbf{s}, \hat{\mathbf{s}})^H\}$ при $\hat{\mathbf{s}} \neq \mathbf{s}$ определяет порядок разнесения на передающей стороне. Минимальный ранг разностных матриц для (2.9) и (2.11) равен двум. Следовательно, порядок разнесения данных кодов такой же, как у схемы Аламоути.

Достичь максимального порядка разнесения на передающей стороне, например, для многоуровневой фазовой манипуляции или квадратурной

амплитудной модуляции, возможно благодаря вращению точек созвездия на определенный угол [33].

В данной работе такие коды не рассматриваются, поскольку согласно подразделу 1.2 сигнальное созвездие систем с SCMA не является полностью симметричным и отличается от традиционных созвездий для QAM.

2.5 Методы декодирования

Классическим методом декодирования является метод максимального правдоподобия (Maximum-Likelihood – ML). Для схемы Аламоути ML-декодер минимизирует функцию:

$$f(s_1, s_2) = f(s_1) + f(s_2),$$

где $f(s_1)$ и $f(s_2)$ – метрика решения ML-декодера.

Функции $f(s_1)$ и $f(s_2)$ выглядят так:

$$f(s_1) = |s_1|^2 \sum_{n=1}^2 |h_n|^2 - [y_1 h_1^* s_1^* + y_1^* h_1 s_1 + y_2 h_2^* s_1 + y_2^* h_2 s_1^*],$$

$$f(s_2) = |s_2|^2 \sum_{n=1}^2 |h_n|^2 - [y_1 h_2^* s_2^* + y_1^* h_2 s_2 - y_2 h_1^* s_2 - y_2^* h_1 s_2^*].$$

При вычислении функций $f(s_1)$ и $f(s_2)$ производится перебор по всевозможным значениям s_1 и s_2 соответственно.

Для кода J4 ML-декодер минимизирует функцию:

$$f(s_1, s_2, s_3, s_4) = f(s_1, s_4) + f(s_2, s_3).$$

Функции $f(s_1, s_4)$ и $f(s_2, s_3)$ имеют вид:

$$f(s_1, s_4) = (|s_1|^2 + |s_4|^2) \left(\sum_{n=1}^4 |h_n|^2 \right) + 2 \cdot \text{Re}\{(-y_1^* h_1 - y_2 h_2^* - y_3 h_3^* - y_4^* h_4) s_1$$

$$+ (-y_1^* h_4 + y_2 h_3^* + y_3 h_2^* - y_4^* h_1) s_4\} + 4 \cdot \text{Re}\{h_1 h_4^* - h_2^* h_3\} \cdot \text{Re}\{s_1 s_4^*\},$$

$$f(s_2, s_3) = (|s_2|^2 + |s_3|^2) \left(\sum_{n=1}^4 |h_n|^2 \right) + 2 \cdot \text{Re}\{(-y_1^* h_2 + y_2 h_1^* - y_3 h_4^* + y_4^* h_3) s_2$$

$$+ (-y_1^* h_3 - y_2 h_4^* + y_3 h_1^* + y_4^* h_2) s_3\} + 4 \cdot \text{Re}\{h_2 h_3^* - h_1^* h_4\} \cdot \text{Re}\{s_2 s_3^*\},$$

где $Re\{\cdot\}$ – реальная часть комплексного числа.

При вычислении функций $f(s_1, s_4)$ и $f(s_2, s_3)$ производится перебор по всевозможным значениям пар символов s_1, s_4 и s_2, s_3 .

Ввиду необходимости перебора по всевозможным значениям символов ML-декодер обладает большой вычислительной сложностью по сравнению с другими методами декодирования.

Среди линейных методов декодирования широко распространены два метода: метод форсирования нуля (Zero Forcing – ZF) и метод минимальных среднеквадратических отклонений (Minimum Mean Square Error – MMSE).

Оценка символов по методу ZF определяется как:

$$\hat{\mathbf{s}}_{ZF} = (\mathbf{H}^H \cdot \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \cdot \mathbf{y}'. \quad (2.14)$$

Оценка символов по методу MMSE вычисляется по формуле:

$$\hat{\mathbf{s}}_{MMSE} = (\mathbf{H}^H \cdot \mathbf{H} + \sigma_n^2 \cdot \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \cdot \mathbf{y}', \quad (2.15)$$

где \mathbf{I} – единичная матрица.

Достоинством метода ZF является низкая вычислительная сложность, однако, его помехоустойчивость низкая. Мощность шума на выходе ZF-декодера может сильно превышать мощность шума на входе из-за эффекта усиления шума. Большей, по сравнению с ZF, помехоустойчивостью обладает MMSE-декодер, потому что он учитывает характеристики шума.

Эффект усиления шума возникает, когда число обусловленности канальной матрицы очень большое (минимальное сингулярное значение очень мало) [29]. Средняя мощность шума на выходе ZF- и MMSE-декодера выражается как:

$$E\{|n_{ZF}|^2\} = \sum_{i=1}^{N_{tx}} \frac{\sigma_n^2}{\sigma_i^2}, \quad (2.16)$$

$$E\{|n_{MMSE}|^2\} = \sum_{i=1}^{N_{tx}} \frac{\sigma_n^2 \sigma_i^2}{(\sigma_i^2 + \sigma_n^2)^2}, \quad (2.17)$$

где σ_i^2 – мощность сигнала i -й антенны.

Исходя из выражений (2.16) и (2.17) видно, что эффект усиления шума в MMSE-декодере менее критичен, чем в ZF. При высоких отношениях сигнал/шум (Signal-Noise Ratio – SNR) результаты оценок (2.14) и (2.15) дают схожий результат, эффект усиления шума оказывается одинаковым.

В данной работе будет использоваться ZF-декодер, поскольку он наиболее простой.

3 Моделирование системы MIMO-OFDM QAM-8

В этом разделе представлена модель системы с MIMO и модуляцией QAM-8. Для сравнения с SCMA реализуется метод доступа Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA), основанный на технологии Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). Технология OFDM широко применяется в современных системах ввиду того, что она позволяет бороться с последствиями многолучевого распространения.

Поскольку спектральная эффективность системы SCMA с параметрами рассматриваемой в работе кодовой книгой по формуле (1.1) равна 3 бит/с/Гц, то для дальнейшего сравнения была выбрана QAM с уровнем модуляции, равным восьми.

3.1 Описание модели

На рисунке 3.1 представлена структурная схема модели системы MIMO-OFDM QAM-8.

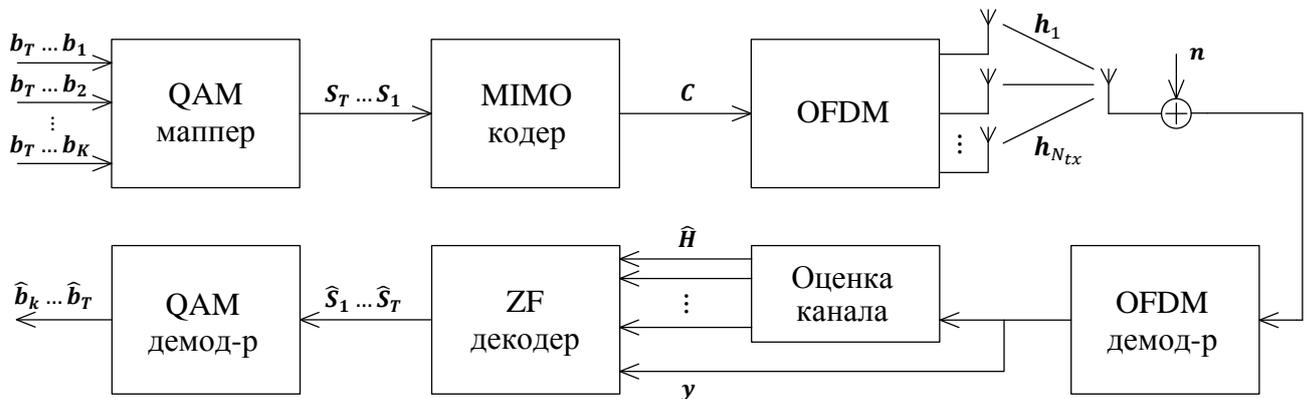


Рисунок 3.1 – Модель MIMO-OFDM QAM-8

В данной схеме вектора бит $\mathbf{b}_k = [b_1, \dots, b_m]^T$ поступают на маппер QAM, на выходе которого получается вектор комплексных символов $\mathbf{S} = [s_1, \dots, s_K]^T$, модулирующие K поднесущие. В OFDMA информация каждого пользователя распределяется на своей поднесущей. T векторов \mathbf{S} поступают в MIMO-кодер, где осуществляется пространственно-временное кодирование. Затем

кодирующая матрица поступает в блок OFDM, где производится операция обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ) и добавления преамбулы. Согласно кодирующей матрице, каждая антенна излучает определенный кадр в определенный момент времени.

Ввиду многолучевого распространения происходит искажение сигналов, описываемое канальными коэффициентами. В приемнике добавляется белый гауссовский шум \mathbf{n} , и итоговый сигнал поступает на OFDM демодулятор, где выполняется операция БПФ. Затем производится оценка канала. Принятый сигнал \mathbf{y} и оценки канала $\hat{\mathbf{h}} = [\hat{h}_1, \dots, \hat{h}_K]^T$ поступают на ZF-декодер. После получения оценок переданных символов $\hat{\mathbf{S}} = [\hat{s}_1, \dots, \hat{s}_K]^T$ производится их демодуляция для получения принятой битовой последовательности $\hat{\mathbf{b}}_k = [\hat{b}_1, \dots, \hat{b}_m]^T$.

3.2 Структура фрейма и STBC

В процессе распространения в беспроводных сетях информация подвергается искажению. При использовании OFDM приемник может оценить канал и компенсировать его влияние. Для этого используются пилотные поднесущие, которые расставляются на определенных позициях и заранее известны приемнику. Применение различных методов интерполяции позволяет оценить характеристики канала на всех остальных поднесущих. После получения информации о состоянии канала производится эквалайзирование – восстановление принятой информации.

Однако, для оценки канала используются не только пилот-сигналы. Состояние канала может быть определено с помощью специальной обучающей последовательности. В данном случае сначала передается известный приемнику сигнал (преамбула), по которой оценивается канал, а затем информация.

В данной модели рассматривается способ оценивания канала по преамбуле. В качестве опорной последовательности выбрана

последовательность Задова-Чу [22]. Комплексные символы данной последовательности формируются по формуле:

$$X(n) = e^{-i\frac{\pi \cdot q \cdot n \cdot (n-1)}{L}}, \quad (3.1)$$

где n – номер символа последовательности;

q – корень последовательности;

L – длина последовательности, равная числу поднесущих.

Поскольку в работе рассматривается кодовая книга с $K = 4$ поднесущими, то $L = 4$. Принято значение корня последовательности $q = 43$. На рисунке 3.2 представлена автокорреляционная функция (АКФ) преамбулы.

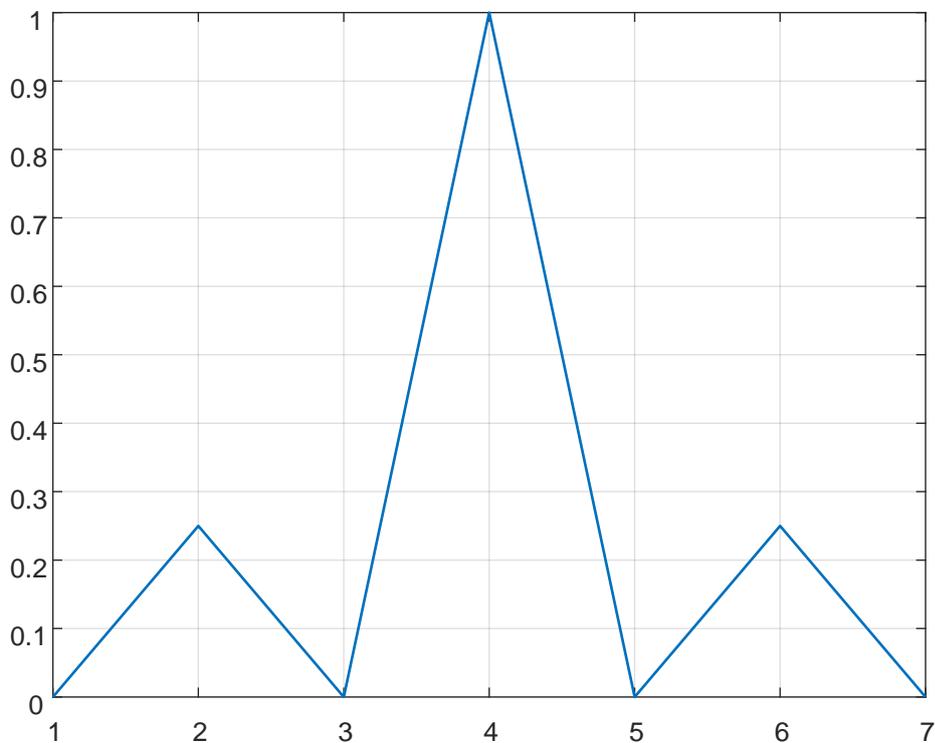


Рисунок 3.2 – АКФ преамбулы

По пику АКФ приемник определяет начало кадра. Структура передаваемого фрейма (кадра) показана на рисунке 3.3.



Рисунок 3.3 – Структура фрейма

В разделе 2 рассматривались кодирующие матрицы для передачи комплексных символов. Чтобы передавать OFDM символы вместо комплексных символов, необходимо преобразовать кодирующие матрицы.

В статье [38] представлена кодирующая матрица для систем связи ММО-SCMA для схемы Аламоути, которая получена путем замены символов s_k на итоговое результирующее кодовое слово (1.2). Таким образом, кодирующая матрица схемы Аламоути для OFDM символов имеет вид:

$$C = \begin{pmatrix} \mathbf{S}_1 & \mathbf{S}_2 \\ -\mathbf{S}_2^* & \mathbf{S}_1^* \end{pmatrix}.$$

Используя тот же подход, были получены матрицы для $J4$ и $QOSTBC-4$:

$$C_{J4} = \begin{pmatrix} \mathbf{S}_1 & \mathbf{S}_2 & \mathbf{S}_3 & \mathbf{S}_4 \\ -\mathbf{S}_2^* & \mathbf{S}_1^* & -\mathbf{S}_4^* & \mathbf{S}_3^* \\ -\mathbf{S}_3^* & -\mathbf{S}_4^* & \mathbf{S}_1^* & \mathbf{S}_2^* \\ \mathbf{S}_4 & -\mathbf{S}_3 & -\mathbf{S}_2 & \mathbf{S}_1 \end{pmatrix},$$

$$C_{QOSTBC-4} = \begin{pmatrix} \mathbf{S}_1 - \mathbf{S}_3 & \mathbf{S}_2 - \mathbf{S}_4 & \mathbf{S}_3 + \mathbf{S}_1 & \mathbf{S}_4 + \mathbf{S}_2 \\ \mathbf{S}_4^* - \mathbf{S}_2^* & \mathbf{S}_1^* - \mathbf{S}_3^* & -\mathbf{S}_4^* - \mathbf{S}_2^* & \mathbf{S}_3^* + \mathbf{S}_1^* \\ \mathbf{S}_3 + \mathbf{S}_1 & \mathbf{S}_4 + \mathbf{S}_2 & \mathbf{S}_1 - \mathbf{S}_3 & \mathbf{S}_2 - \mathbf{S}_4 \\ -\mathbf{S}_4^* - \mathbf{S}_2^* & \mathbf{S}_3^* + \mathbf{S}_1^* & \mathbf{S}_4^* - \mathbf{S}_2^* & \mathbf{S}_1^* - \mathbf{S}_3^* \end{pmatrix}.$$

Принимаемый сигнал для исследуемых STBC может быть представлен выражением (2.5) в следующем виде:

$$\mathbf{Y}' = \begin{pmatrix} \text{diag}(\mathbf{h}_1) & \text{diag}(\mathbf{h}_2) \\ \text{diag}(\mathbf{h}_2^*) & -\text{diag}(\mathbf{h}_1^*) \end{pmatrix} \cdot \mathbf{S} + \mathbf{N}',$$

$$\mathbf{Y}'_{J4} = \begin{pmatrix} \text{diag}(\mathbf{h}_1) & \text{diag}(\mathbf{h}_2) & \text{diag}(\mathbf{h}_3) & \text{diag}(\mathbf{h}_4) \\ \text{diag}(\mathbf{h}_2^*) & -\text{diag}(\mathbf{h}_1^*) & \text{diag}(\mathbf{h}_4^*) & -\text{diag}(\mathbf{h}_3^*) \\ \text{diag}(\mathbf{h}_3^*) & \text{diag}(\mathbf{h}_4^*) & -\text{diag}(\mathbf{h}_1^*) & -\text{diag}(\mathbf{h}_2^*) \\ \text{diag}(\mathbf{h}_4) & -\text{diag}(\mathbf{h}_3) & -\text{diag}(\mathbf{h}_2) & \text{diag}(\mathbf{h}_1) \end{pmatrix} \cdot \mathbf{S} + \mathbf{N}',$$

$$\mathbf{Y}'_{QOSTBC-4} =$$

$$= \begin{pmatrix} \text{diag}(\mathbf{h}_1 + \mathbf{h}_3) & \text{diag}(\mathbf{h}_2 + \mathbf{h}_4) & \text{diag}(\mathbf{h}_3 - \mathbf{h}_1) & \text{diag}(\mathbf{h}_4 - \mathbf{h}_2) \\ \text{diag}(\mathbf{h}_4^* + \mathbf{h}_2^*) & \text{diag}(-\mathbf{h}_1^* - \mathbf{h}_3^*) & \text{diag}(\mathbf{h}_4^* - \mathbf{h}_2^*) & \text{diag}(\mathbf{h}_1^* - \mathbf{h}_3^*) \\ \text{diag}(\mathbf{h}_1 + \mathbf{h}_3) & \text{diag}(\mathbf{h}_1 + \mathbf{h}_3) & \text{diag}(\mathbf{h}_1 - \mathbf{h}_3) & \text{diag}(\mathbf{h}_2 - \mathbf{h}_4) \\ \text{diag}(\mathbf{h}_4^* + \mathbf{h}_2^*) & \text{diag}(-\mathbf{h}_1^* - \mathbf{h}_3^*) & \text{diag}(\mathbf{h}_2^* - \mathbf{h}_4^*) & \text{diag}(\mathbf{h}_3^* - \mathbf{h}_1^*) \end{pmatrix} \cdot \mathbf{S} + \mathbf{N}',$$

где $\text{diag}(\cdot)$ – диагональная матрица, диагональные элементы которой равны элементам входного вектора.

3.3 Характеристики канала и его оценка

В подразделе 2.3 были выдвинуты требования к каналу для математической модели ММО. В соответствии с формулой (2.2) канальные коэффициенты генерируются, как:

$$h = \frac{1}{\sqrt{2}}(n + in), \quad (3.2)$$

где n – гауссовская случайная величина с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией.

Помимо данного канала, рассматриваются три модели релейевских каналов [39]: расширенная модель пешехода – Extended Pedestrian A (EPA), расширенная модель канала авто – Extended Vehicular A (EVA), расширенная модель обычного города – Extended Typical Urban (ETU). Их характеристики представлены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Характеристики моделей каналов

Номер луча	1	2	3	4	5	6	7	8	9
EPA									
Задержки, нс	0	30	70	90	110	190	410	–	–
Ослабление, дБ	0	-1	-2	-3	-8	-17.2	-20.8	–	–
Доплеровский сдвиг, Гц	5								
EVA									
Задержки, нс	0	30	150	310	370	710	1090	1730	2510
Ослабление, дБ	0	-1.5	-1.4	-3.6	-0.6	-9.7	-7	-12	-16.9
Доплеровский сдвиг, Гц	70								
ETU									
Задержки, нс	0	50	120	200	230	500	1600	2300	5000
Ослабление, дБ	-1	-1	-1	0	0	0	-3	-5	-7
Доплеровский сдвиг, Гц	300								

Оценка канала производится по принятому сигналу и известной кодирующей матрице для преамбулы исходя из формулы (2.4):

$$\begin{bmatrix} \hat{h}_1 \\ \vdots \\ \hat{h}_{N_{tx}} \end{bmatrix} = C^{-1} \cdot \mathbf{y}.$$

Как оговорено в подразделе 2.3, канал считается квази-статичным.

3.4 Модель SISO

На рисунке 3.4 представлена модель SISO-OFDM QAM-8.

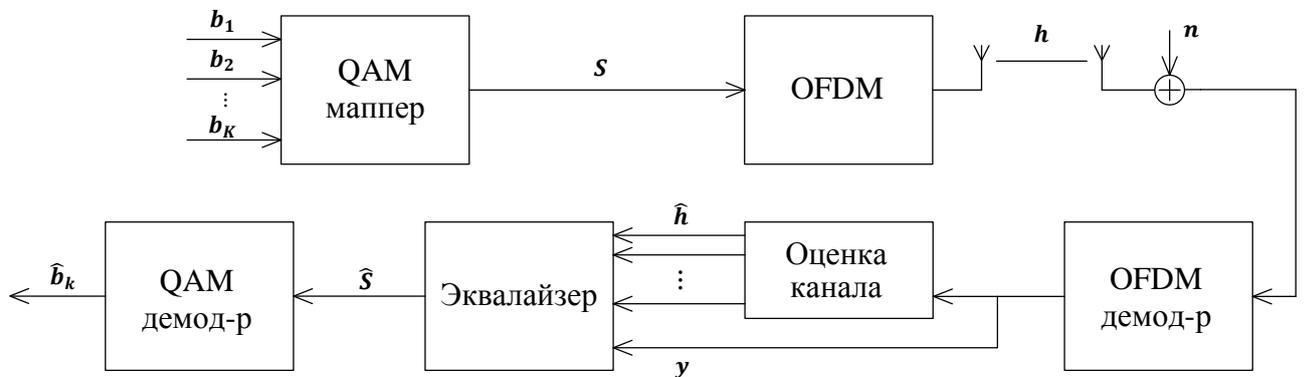


Рисунок 3.4 – Модель SISO-OFDM QAM-8

В одноантенной схеме вектора бит \mathbf{b}_k преобразуются QAM-маппером в вектор комплексных символов \mathbf{S} , который затем поступает в OFDM-модулятор и излучается антенной. Принятый сигнал после OFDM демодулятора записывается как:

$$\mathbf{y} = \text{diag}(\mathbf{h}) \cdot \mathbf{S} + \mathbf{n}. \quad (3.3)$$

Оценка канала производится по методу наименьших квадратов (МНК) [36] с помощью преамбулы и для каждой k -й поднесущей выглядит как:

$$\hat{h}_k = \frac{y_k}{S_k}.$$

Для получения оценок символов эквалайзер осуществляет операцию:

$$\hat{S}_k = \frac{y_k}{\hat{h}_k}.$$

Ввиду того, что канал в модели MIMO-OFDM QAM-8 квази-статичный, состояние канала для SISO модели не изменяется на протяжении T символьных интервалов.

3.5 Моделирование каналов

Моделирование простого канала с замираниями (3.2) производилось с помощью функции *randn*, а каналов EPA, EVA, ETU – системным объектом *comm.RayleighChannel* ПО Matlab. На рисунках 3.5-3.8 представлены примеры реализаций АЧХ каналов для 800 поднесущих.

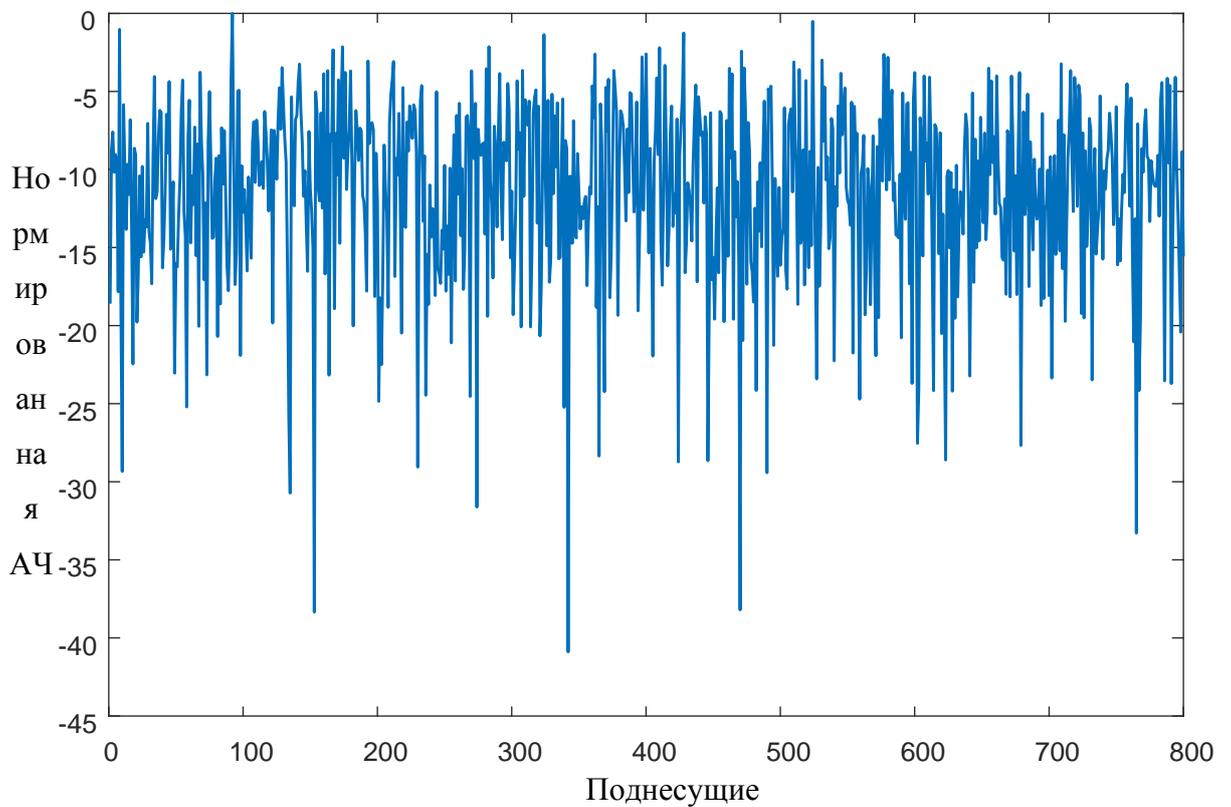


Рисунок 3.5 – АЧХ простого канала с замираниями

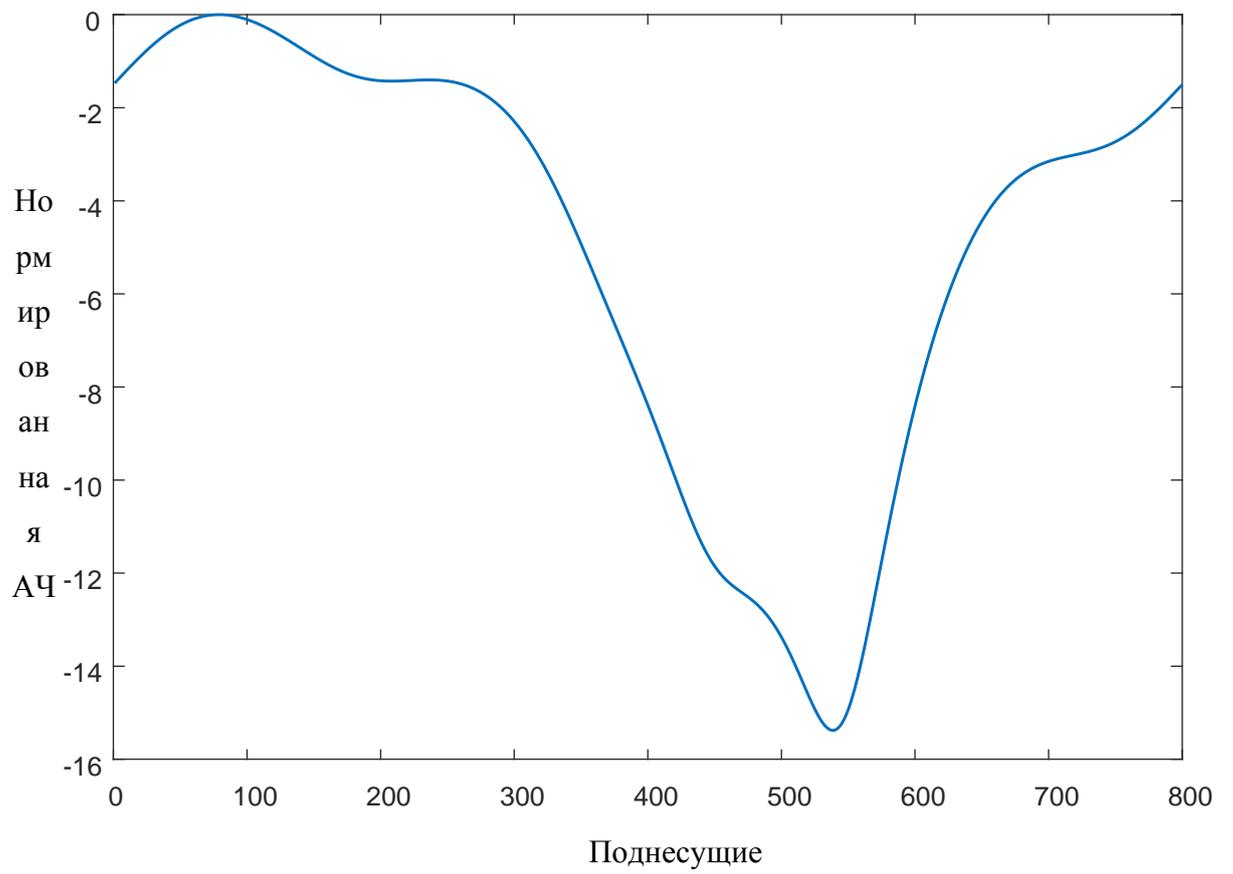


Рисунок 3.6 – АЧХ канала ERA

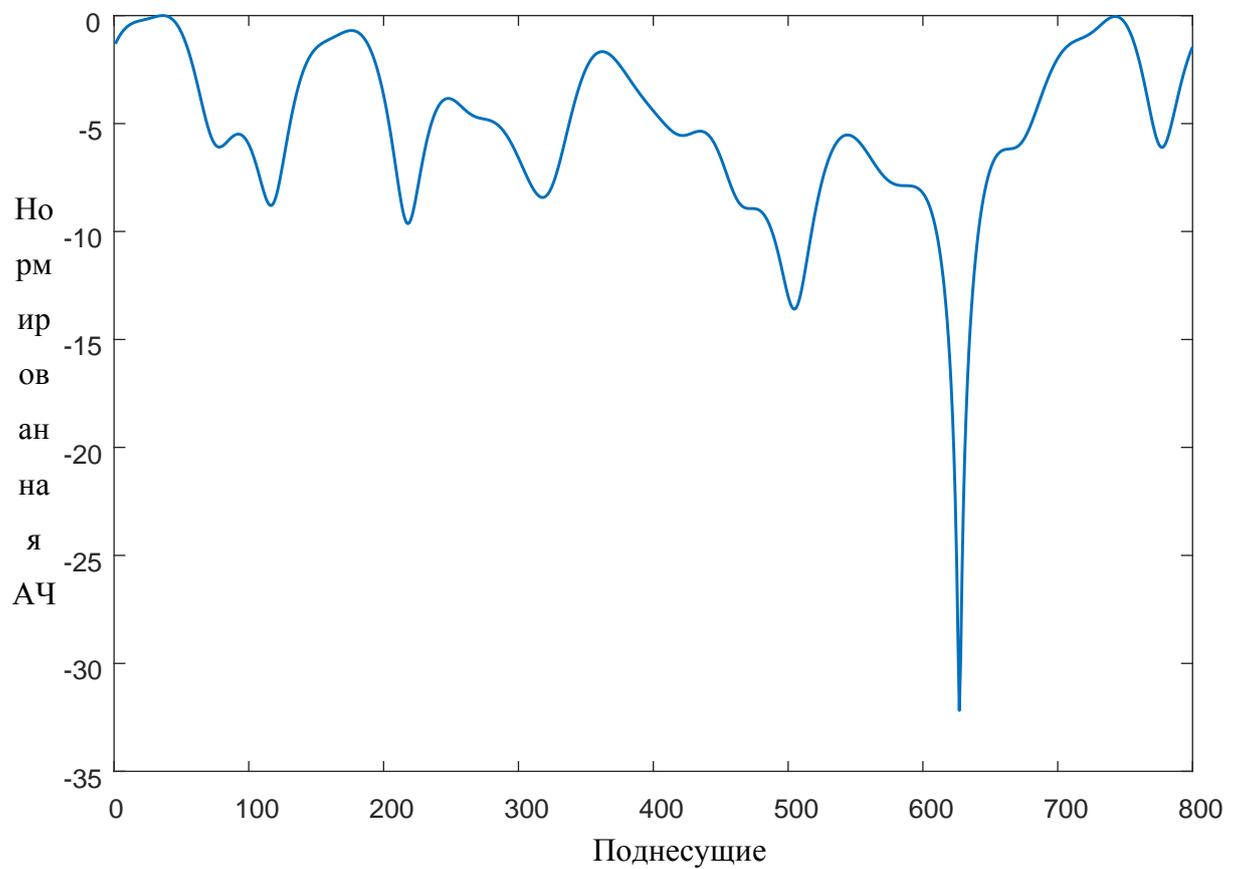


Рисунок 3.7 – АЧХ канала EVA

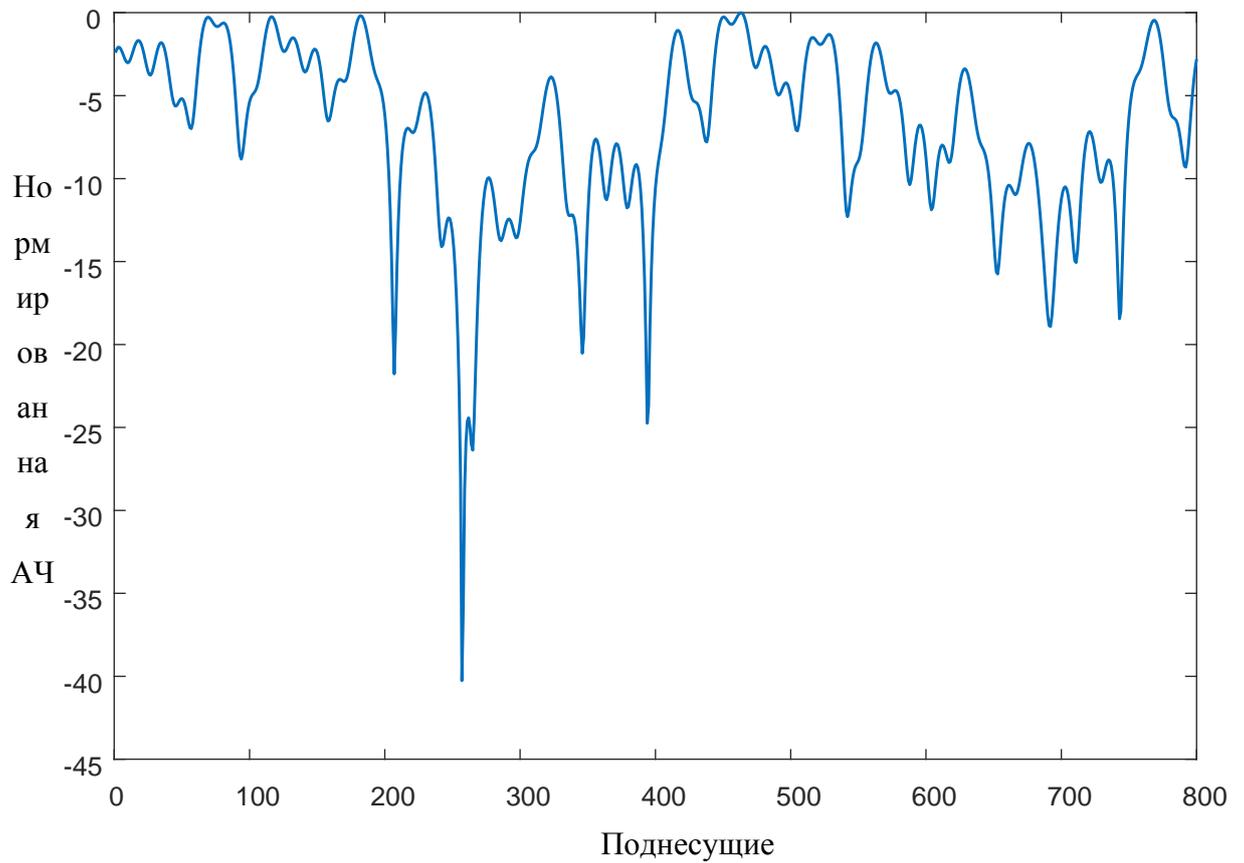


Рисунок 3.8 – АЧХ канала ETU

Как видно из рисунков 3.5-3.8, глубина замираний для простого канала с замираниями на некоторых поднесущих может достигать 40 дБ, для EPA – 16 дБ, для EVA – 33 дБ, для ETU – 40 дБ.

В таблице 3.2 представлены некоторые статистические характеристики (математическое ожидание – $E(|h_k|^2)$, коэффициент корреляции – ρ) моделируемых каналов. Данные получены по анализу выборки объемом 8000 отсчетов наблюдения.

Таблица 3.2 – Статистические характеристики каналов

k	Простой канал с замираниями		EPA		EVA		ETU	
	$E(h_k ^2)$	ρ	$E(h_k ^2)$	ρ	$E(h_k ^2)$	ρ	$E(h_k ^2)$	ρ
1	1,007	0,5337	0,0764	0,9994	0,1147	0,9566	0,0265	0,9658
2	0,9982		0,1471		0,1637		0,0609	
3	0,9926		0,9997		0,9926		0,9966	
4	0,9978		0,1467		0,1605		0,0612	

Коэффициенты корреляции для каналов EPA, EVA, ETU схожи и близки к единице, а разница между ними обусловлена глубиной замираний.

3.6 Результаты моделирования и их анализ

В таблице 3.3 представлены параметры моделирования.

Таблица 3.3 – Параметры моделирования

Параметр	Значение
Полоса сигнала	10 МГц
Частота дискретизации	10 МГц
Число поднесущих	4
Преамбула	Последовательность Задова-ЧУ
Число передаваемых OFDM символов	40000 – для простого канала с замираниями, 10000 – для EPA, EVA, ETU
Число передающих антенн	2, 4
Число приемных антенн	1
Тип канала	простой канал с замираниями, EPA, EVA, ETU
Количество итераций MPA	8

На рисунке 3.9 представлены результаты моделирования SISO-OFDM QAM-8 и MIMO-OFDM QAM-8 для простого канала с замираниями. Результатами моделирования являются графики зависимости $BER (E_b/N_0)$.

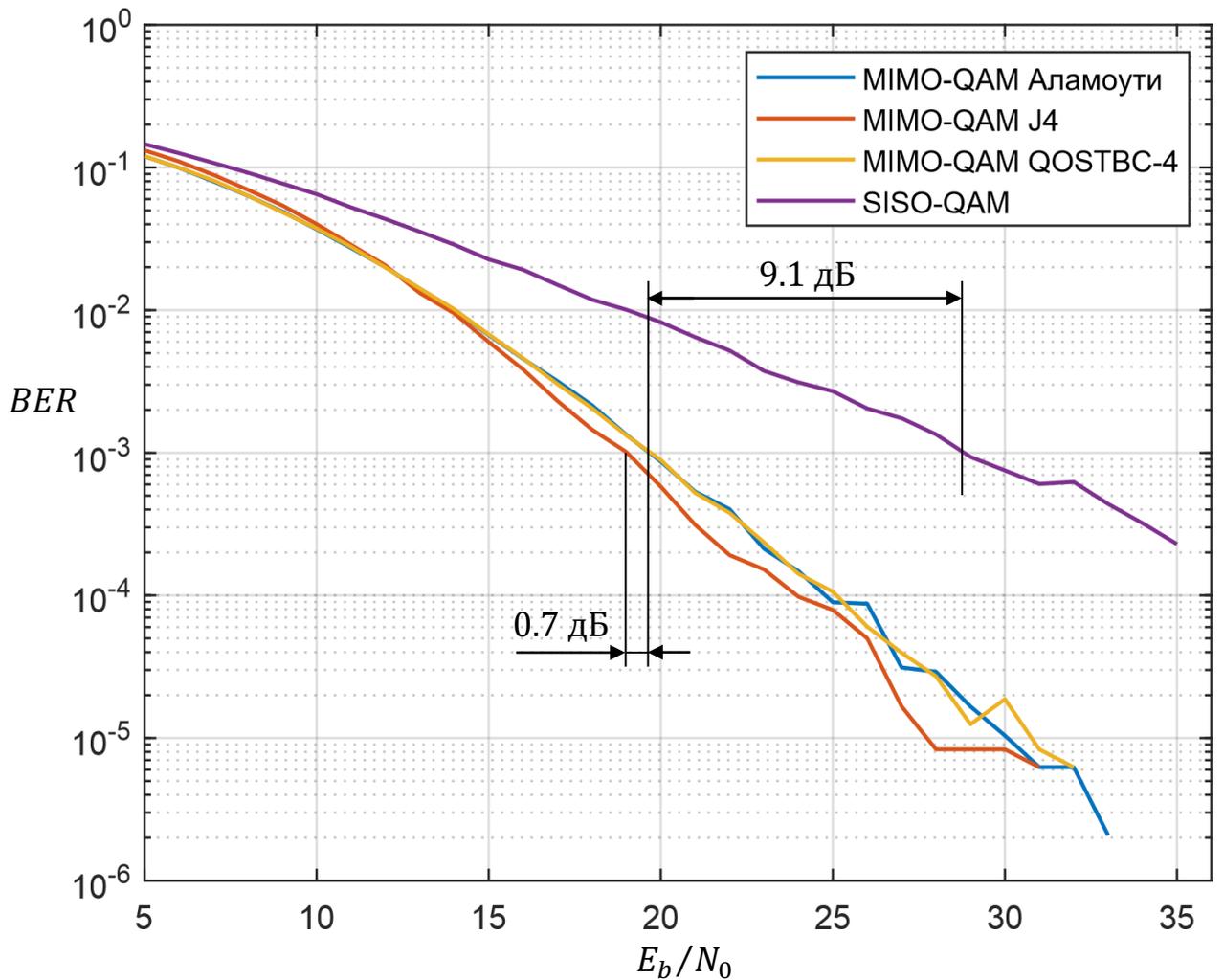


Рисунок 3.9 – Результаты моделирования SISO-OFDM QAM-8 и MIMO-OFDM QAM-8 для простого канала с замираниями

Как видно из рисунка 3.9, MIMO обеспечивает значительный выигрыш в помехоустойчивости. Для $BER = 10^{-3}$ выигрыш для схемы Аламоути и кода QOSTBC-4 составил 9,1 дБ, а для J4 – 9,8 дБ.

Код J4 незначительно уступает QOSTBC-4 при низких E_b/N_0 , но при $E_b/N_0 = 12$ дБ начинает превосходить его в помехоустойчивости. Так, для $BER = 10^{-3}$ выигрыш кода J4 составил 0,7 дБ относительно QOSTBC-4.

На рисунке 3.10 представлены результаты моделирования SISO-OFDM QAM-8 и MIMO-OFDM QAM-8 для простого канала с замираниями для нескольких пользователей для схемы Аламоути.

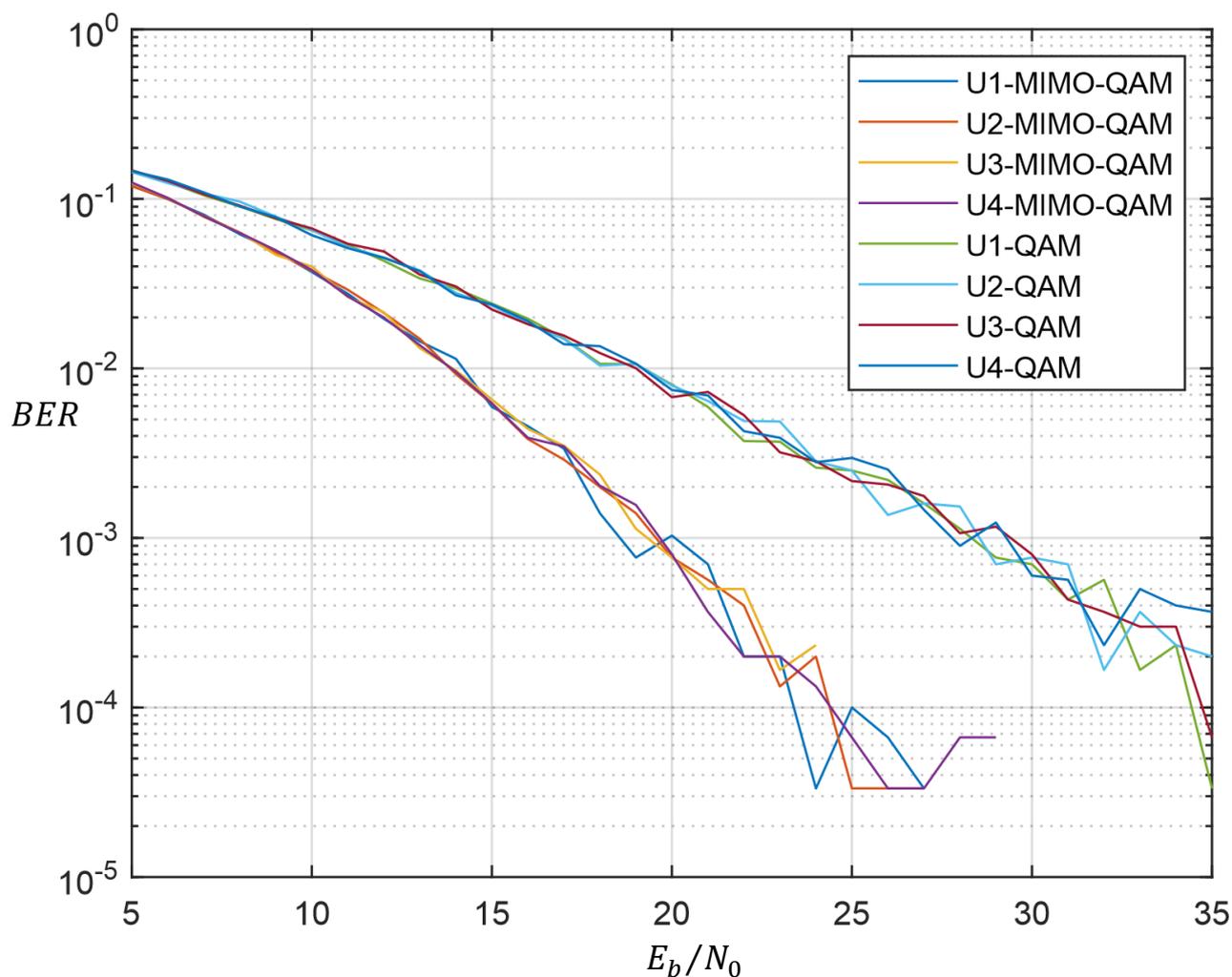


Рисунок 3.10 – Результаты моделирования SISO-OFDM QAM-8 и MIMO-OFDM QAM-8 для простого канала с замираниями для нескольких пользователей

Как видно из рисунка 3.10, для всех абонентов обеспечивается одинаковая помехоустойчивость, а разброс значений на графике обусловлен ограниченностью выборки.

На рисунке 3.11 представлены результаты моделирования SISO-OFDM QAM-8 и MIMO-OFDM QAM-8 для канала EPA.

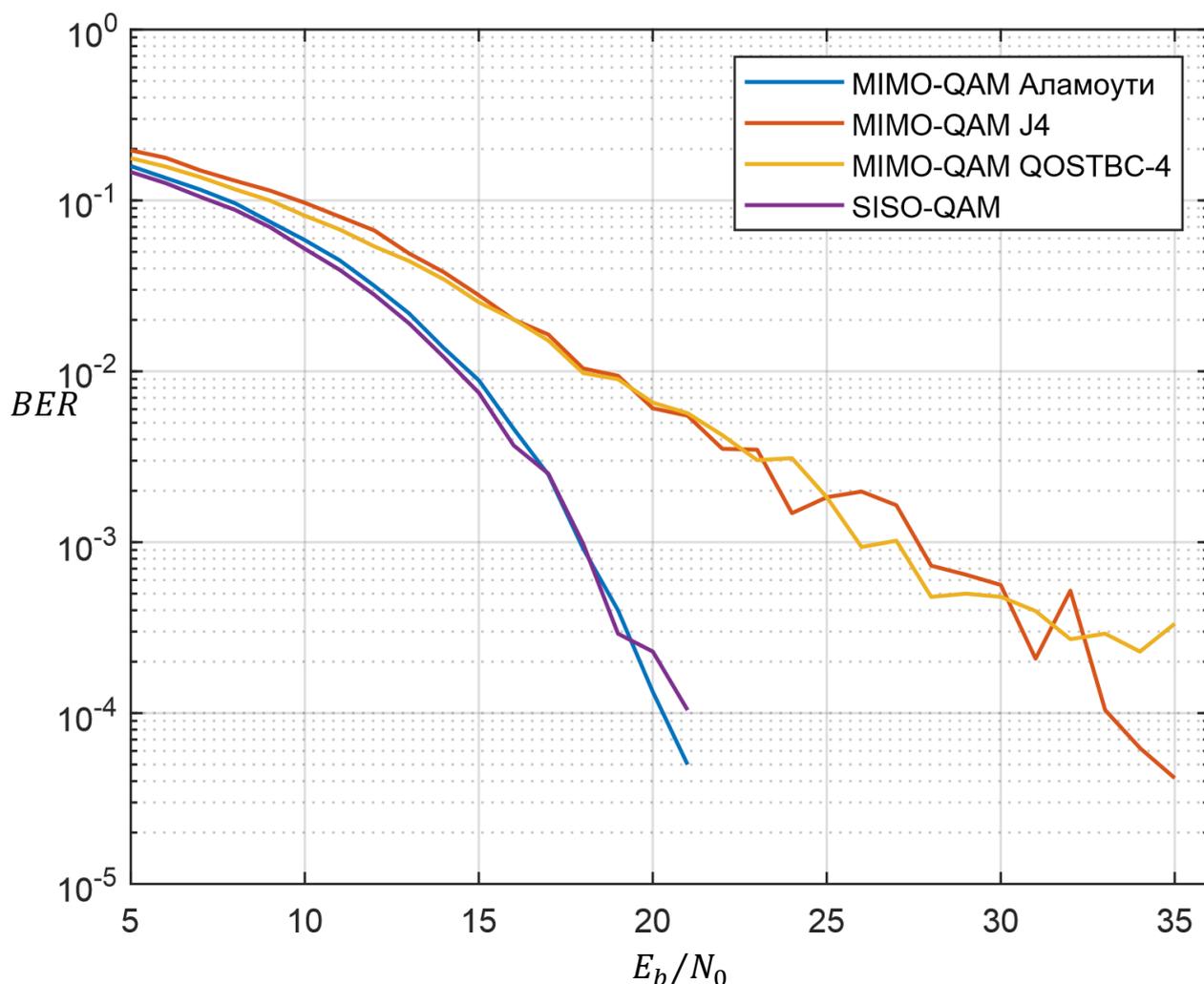


Рисунок 3.11 – Результаты моделирования SISO-OFDM QAM-8 и MIMO-OFDM QAM-8 для канала EPA

Как видно из рисунка 3.11, для схемы Аламоути выигрыш не наблюдается, а J4 и QOSTBC-4 оказались хуже в помехоустойчивости по сравнению с SISO. Это можно объяснить тем, что релейские каналы, генерируемые *comm.RayleighChannel*, являются коррелированными (таблица 3.2). Из-за того, что каналы для нескольких передающих антенн коррелированы, замирения в этих каналах также коррелированы, а достоинства MIMO проявляются тогда, когда лучи от каждой антенны не коррелированы.

На рисунке 3.12 представлен график зависимости $BER (E_b/N_0)$ для простого канала с замирениями, генерируемый по формуле (3.2), и простого канала с замирениями, имеющего характеристики математического ожидания, как у канала EPA.

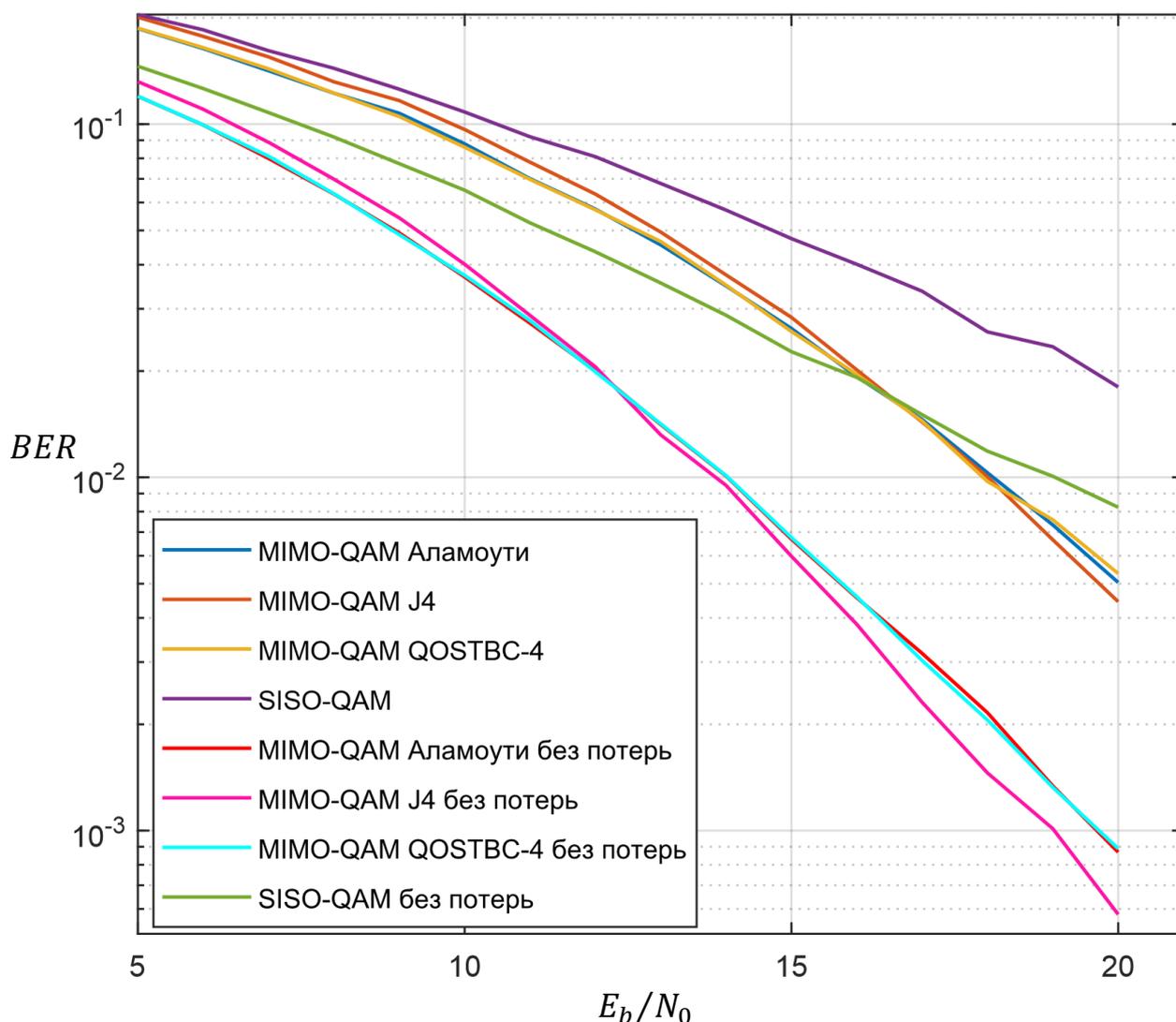


Рисунок 3.12 – Сравнение простого канала с замираниями с разными характеристиками

Как видно из рисунка 3.12, изменение математического ожидания канальных коэффициентов каждой поднесущей приводит лишь к ухудшению общей помехоустойчивости системы из-за ослабления сигнала. Это подтверждает вывод о том, что коррелированность каналов из каждой антенны ухудшает помехоустойчивость и не позволяет получить преимуществ, получаемых при применении MIMO.

На рисунке 3.13 представлены результаты моделирования SISO-OFDM QAM-8 и MIMO-OFDM QAM-8 для канала EVA.

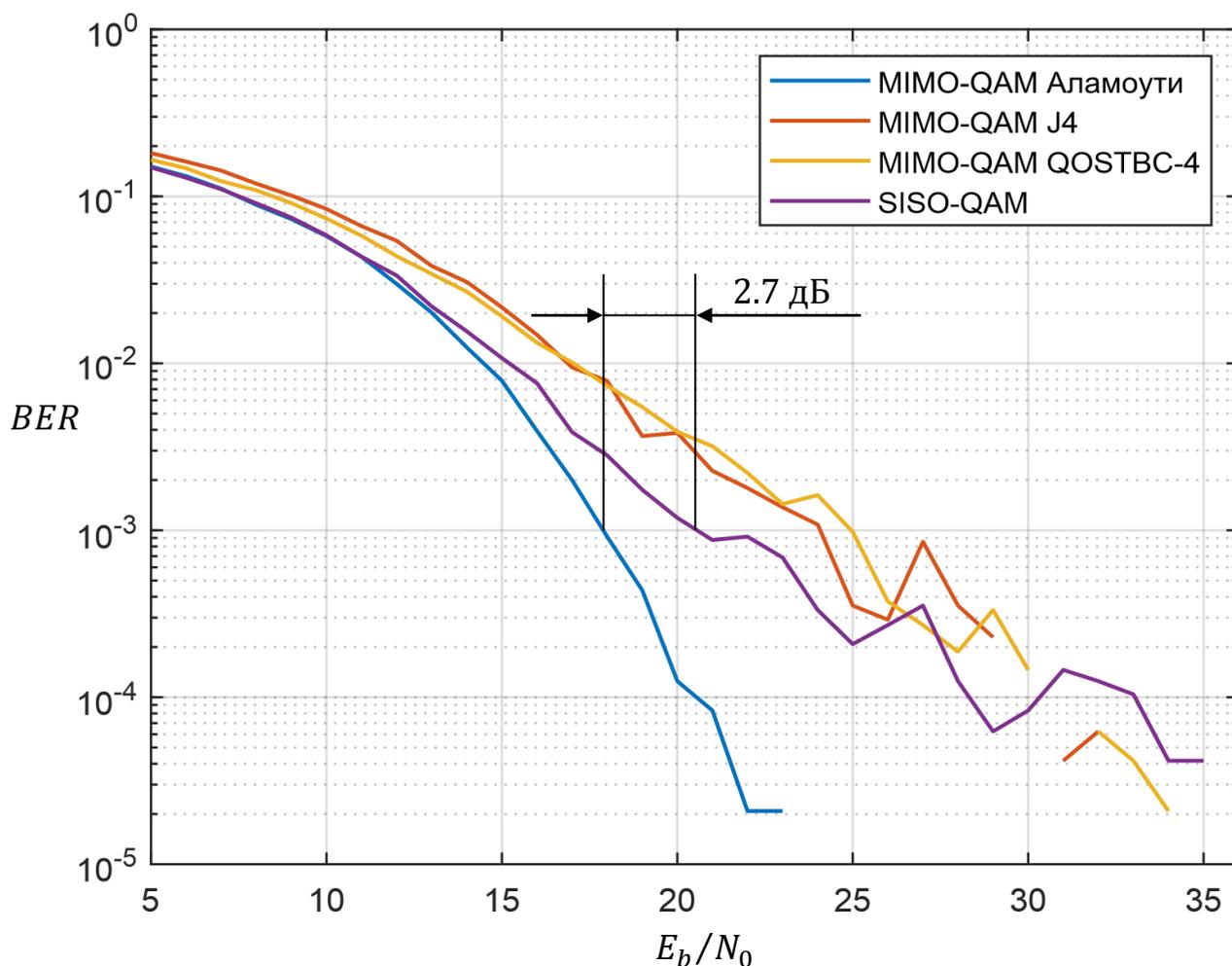


Рисунок 3.13 – Результаты моделирования SISO-OFDM QAM-8 и MIMO-OFDM QAM-8 для канала EVA

Как видно из рисунка 3.13, выигрыш при $BER = 10^{-3}$ для схемы Аламоути составил 2,7 дБ, STBC для четырех антенн показали помехоустойчивость хуже, чем у SISO модели.

На рисунке 3.14 представлены результаты моделирования SISO-OFDM QAM-8 и MIMO-OFDM QAM-8 для канала ETU.

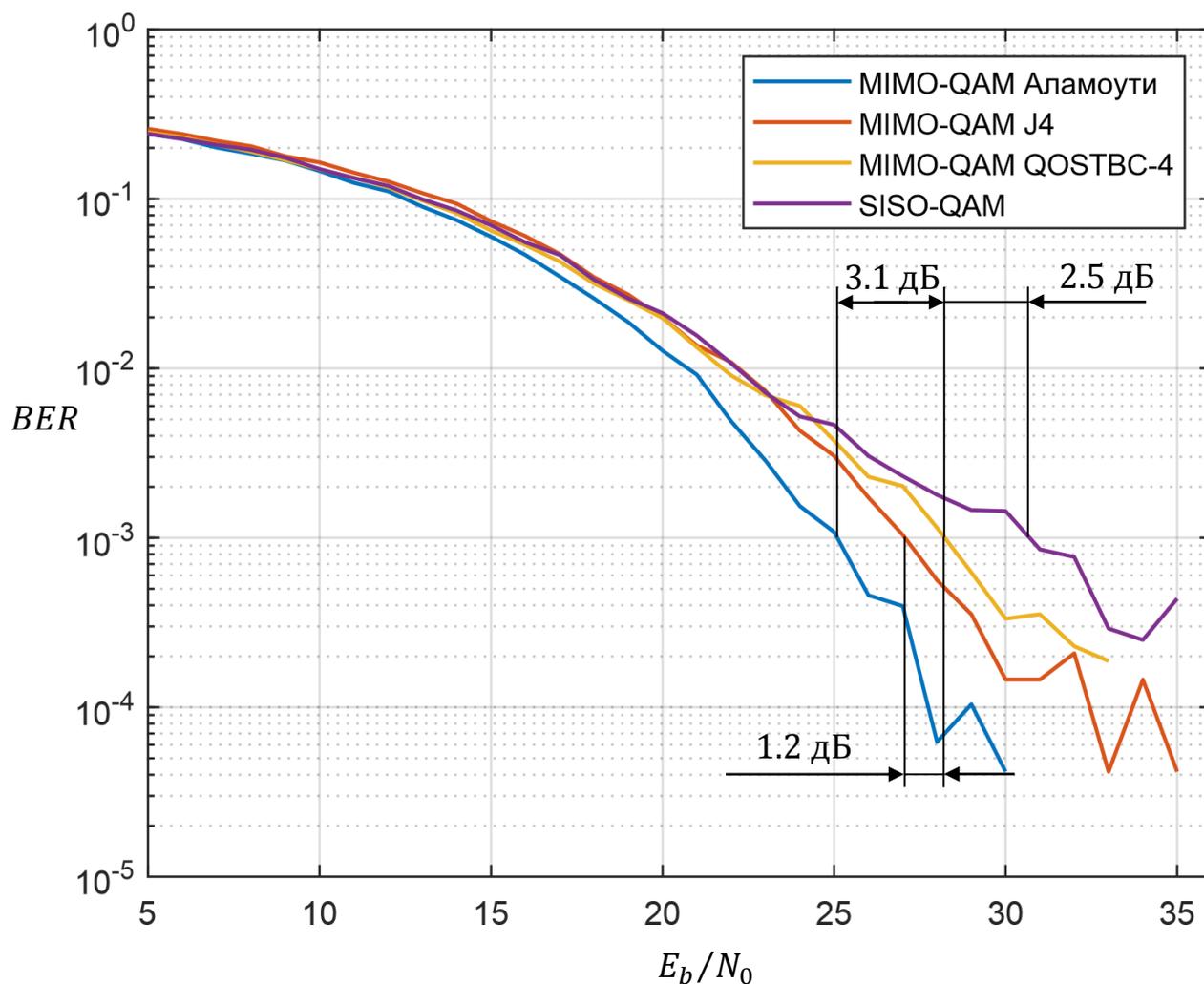


Рисунок 3.14 – Результаты моделирования SISO-OFDM QAM-8 и MIMO-OFDM QAM-8 для канала ETU

Как видно из рисунка 3.1, выигрыш при $BER = 10^{-3}$ для схемы Аламоути составил 5,6 дБ, для J4 – 3,7 дБ, для QOSTBC-4 – 2,5 дБ.

Сравнивая рисунки 3.11, 3.13, 3.14, можно сделать вывод, что лучше всего достоинства применения MIMO проявляются для канала ETU. Это можно объяснить тем, что релейские каналы EPA наиболее коррелированные, а ETU – наименее коррелированные.

Таким образом, технология MIMO позволяет получить выигрыш в помехоустойчивости по сравнению с SISO системами.

4 Моделирование системы MIMO-SCMA

В данном разделе приведены модели SCMA и MIMO-SCMA, также показано сравнение систем связи SCMA и OFDM QAM-8.

4.1 Модель SCMA

На рисунке 4.1 представлена модель SCMA.

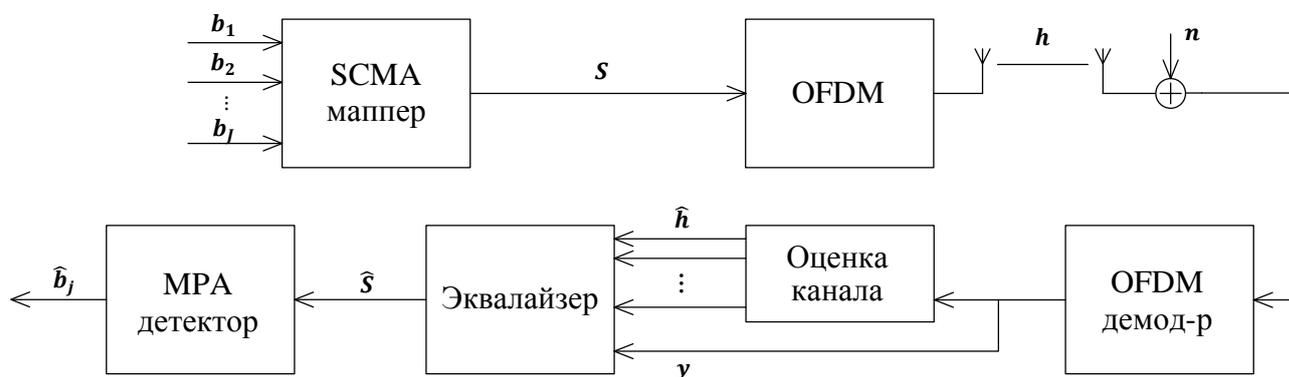


Рисунок 4.1 – Модель SCMA

В этой схеме битовые вектора абонентов $\mathbf{b}_1, \dots, \mathbf{b}_J$ поступают на SCMA кодер, на выходе которого получается вектор \mathbf{S} (1.2). Дальнейший процесс передачи и приема сигнала аналогичен тому, что описано в подразделе 3.4. Только в качестве QAM демодулятора стоит МРА детектор. На его выходе получают оценки битовых векторов $\hat{\mathbf{b}}_1, \dots, \hat{\mathbf{b}}_J$, из которых каждый абонент выделяет свой.

4.2 Модель MIMO-SCMA

На рисунке 4.2 представлена модель MIMO-SCMA.

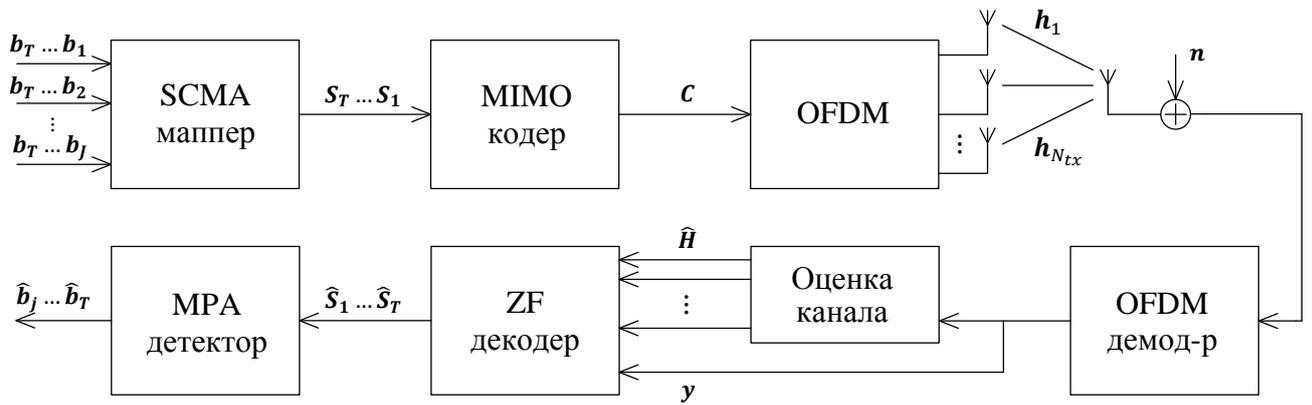


Рисунок 4.2 – Модель MIMO-SCMA

Принцип работы схемы аналогичен описанному в подразделе 3.1.

4.3 Результаты моделирования и их анализ

На рисунке 4.3 представлены результаты моделирования SISO-OFDM QAM-8, MIMO-OFDM QAM-8, SISO-SCMA и MIMO-SCMA для простого канала с замираниями.

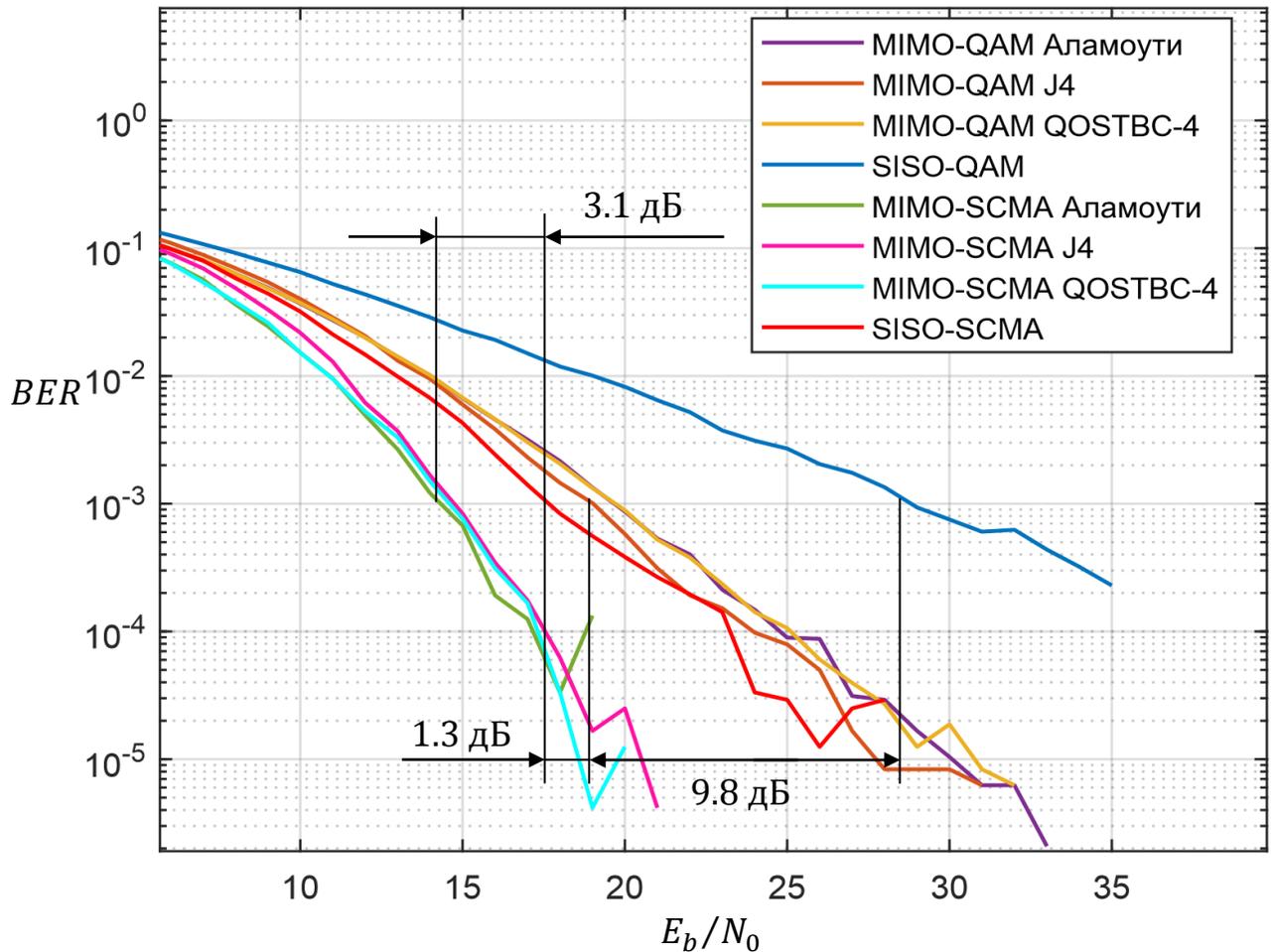


Рисунок 4.3 – Результаты моделирования SISO-OFDM QAM-8, MIMO-OFDM QAM-8, SISO-SCMA и MIMO-SCMA для простого канала с замираниями

Как видно из рисунка 4.3, выигрыш SISO-SCMA относительно SISO-OFDM QAM-8 для $BER = 10^{-3}$ составил 11,3 дБ. Даже использование MIMO для кода J4 схемы MIMO-OFDM QAM-8 уступает SISO-SCMA на 1,3 дБ. За счет использования MIMO для схемы Аламоути обеспечивается выигрыш 3,1 дБ по сравнению с SISO-SCMA. Разница между J4 и QOSTBC-4 незначительна и составляет около 0,15 дБ (на графике не представлено). Примерно такая же разница получилась для схемы Аламоути и QOSTBC-4.

На рисунке 4.4 представлены результаты моделирования SISO-OFDM QAM-8, MIMO-OFDM QAM-8, SISO-SCMA и MIMO-SCMA для простого канала с замираниями для нескольких пользователей.

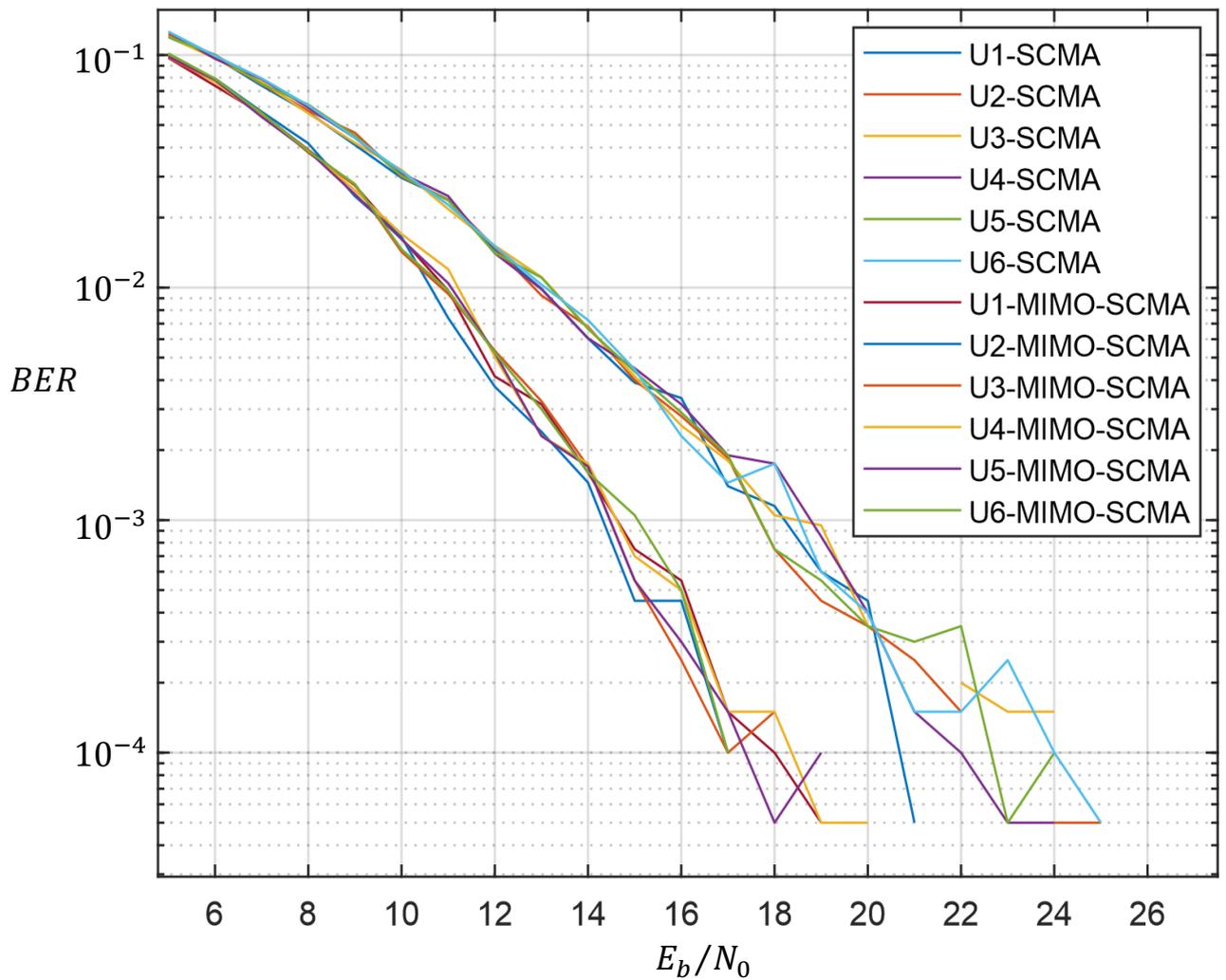


Рисунок 4.4 – Результаты моделирования SISO-OFDM QAM-8, MIMO-OFDM QAM-8, SISO-SCMA и MIMO-SCMA для простого канала с замираниями для нескольких пользователей

Как видно из рисунка 4.4, для всех абонентов обеспечивается одинаковая помехоустойчивость, а разброс значений на графике обоснован ограниченностью выборки.

На рисунке 4.5 представлены результаты моделирования SISO-OFDM QAM-8, MIMO-OFDM QAM-8, SISO-SCMA и MIMO-SCMA для канала EPA.

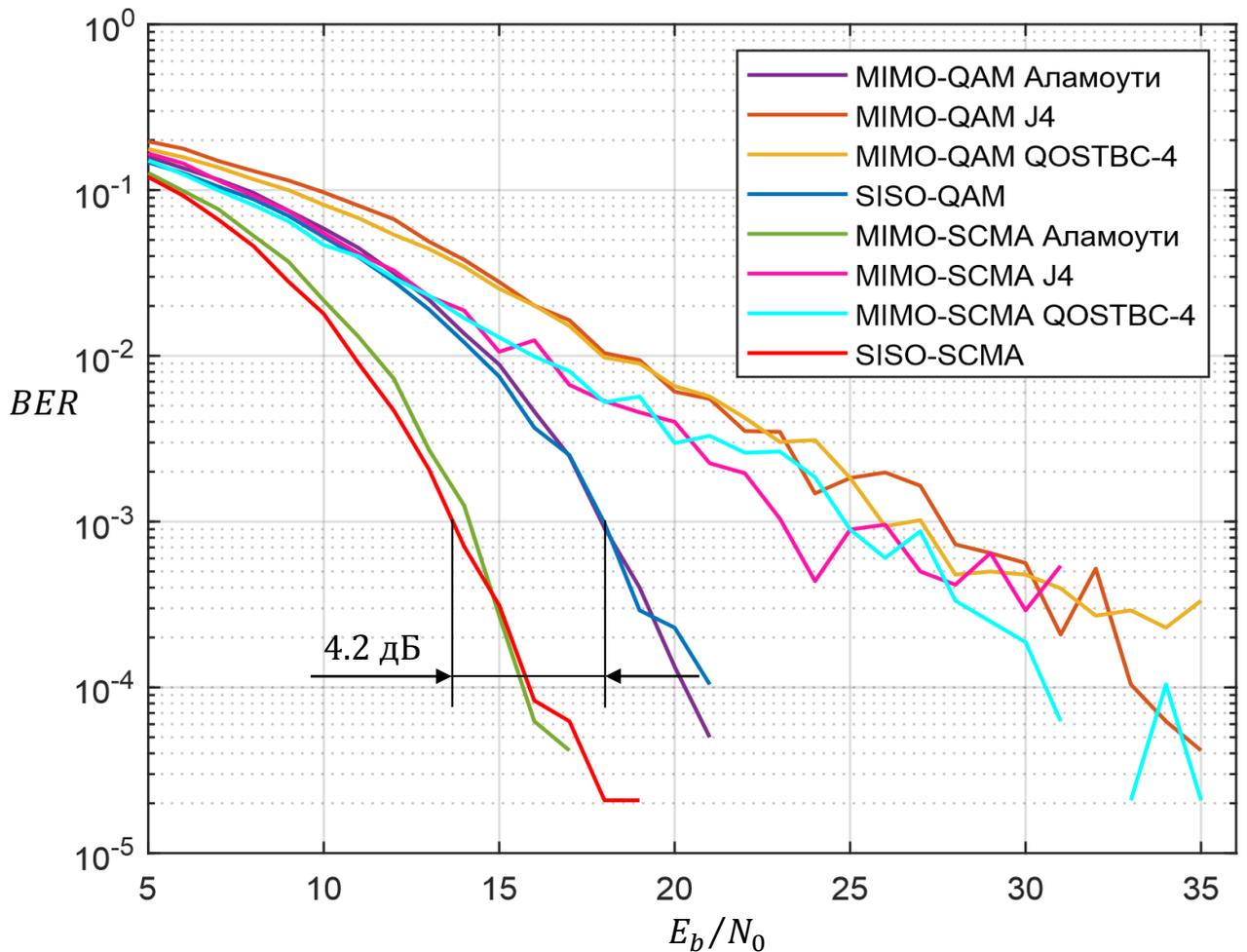


Рисунок 4.5 – Результаты моделирования SISO-OFDM QAM-8, MIMO-OFDM QAM-8, SISO-SCMA и MIMO-SCMA для канала EPA

Исходя из рисунка 4.5, можно сказать, что выигрыш от использования SCMA сохраняется и равен 4,2 дБ относительно SISO-OFDM QAM-8 при $BER = 10^{-3}$ для канала EPA. Выигрыш от применения MIMO для данного канала не наблюдается по тем же причинам, что и в подразделе 3.6.

На рисунке 4.6 представлены результаты моделирования SISO-OFDM QAM-8, MIMO-OFDM QAM-8, SISO-SCMA и MIMO-SCMA для канала EVA.

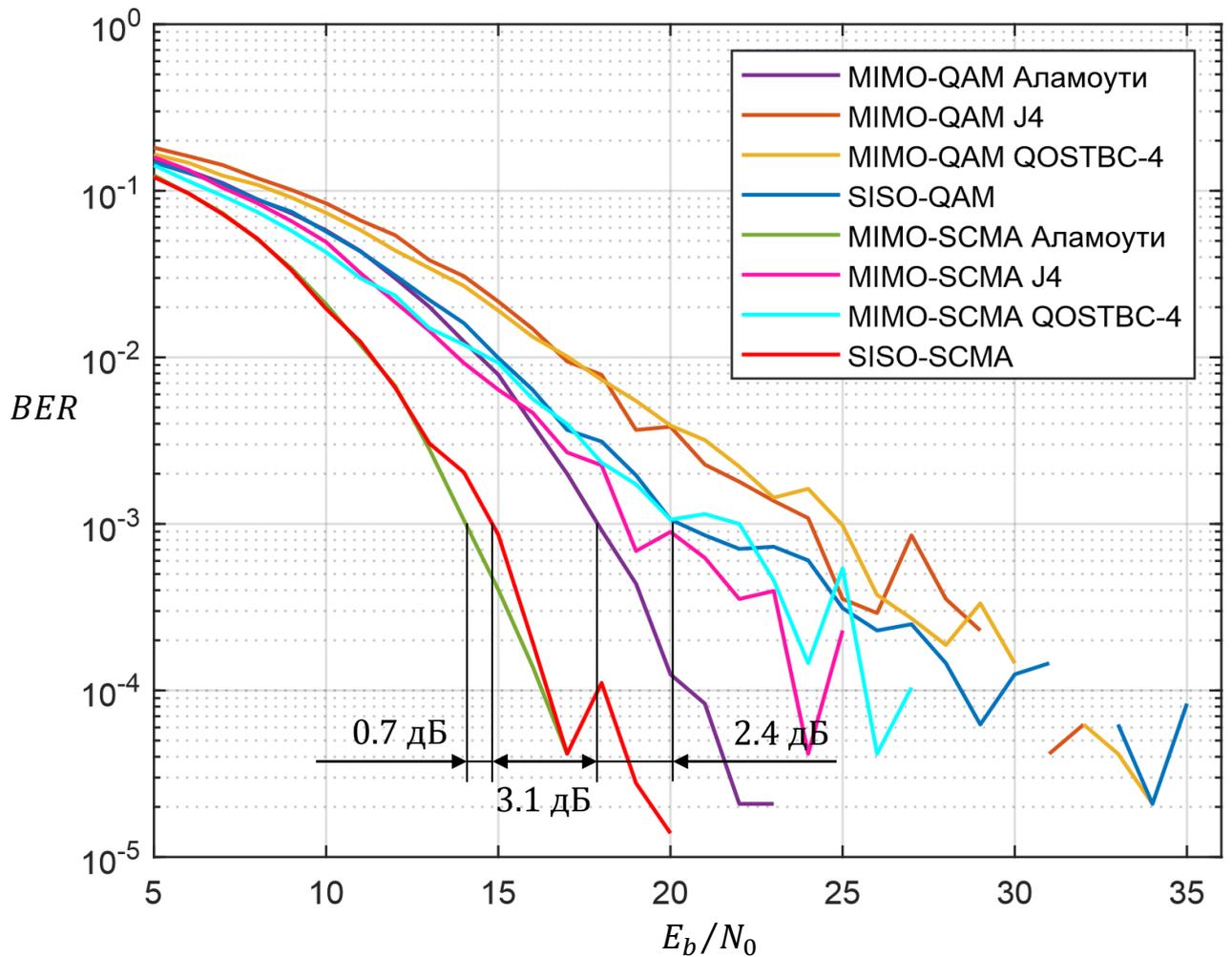


Рисунок 4.6 – Результаты моделирования SISO-OFDM QAM-8, MIMO-OFDM QAM-8, SISO-SCMA и MIMO-SCMA для канала EVA

Как видно из рисунка 4.6, для схемы Аламоути выигрыш от MIMO-SCMA составил 0,7 дБ для $BER = 10^{-3}$. SISO-SCMA превосходит в помехоустойчивости схему Аламоути для QAM-8 на 3,1 дБ, а SISO-QAM-8 – на 5,5 дБ.

На рисунке 4.7 представлены результаты моделирования SISO-OFDM QAM-8, MIMO-OFDM QAM-8, SISO-SCMA и MIMO-SCMA для канала ETU.

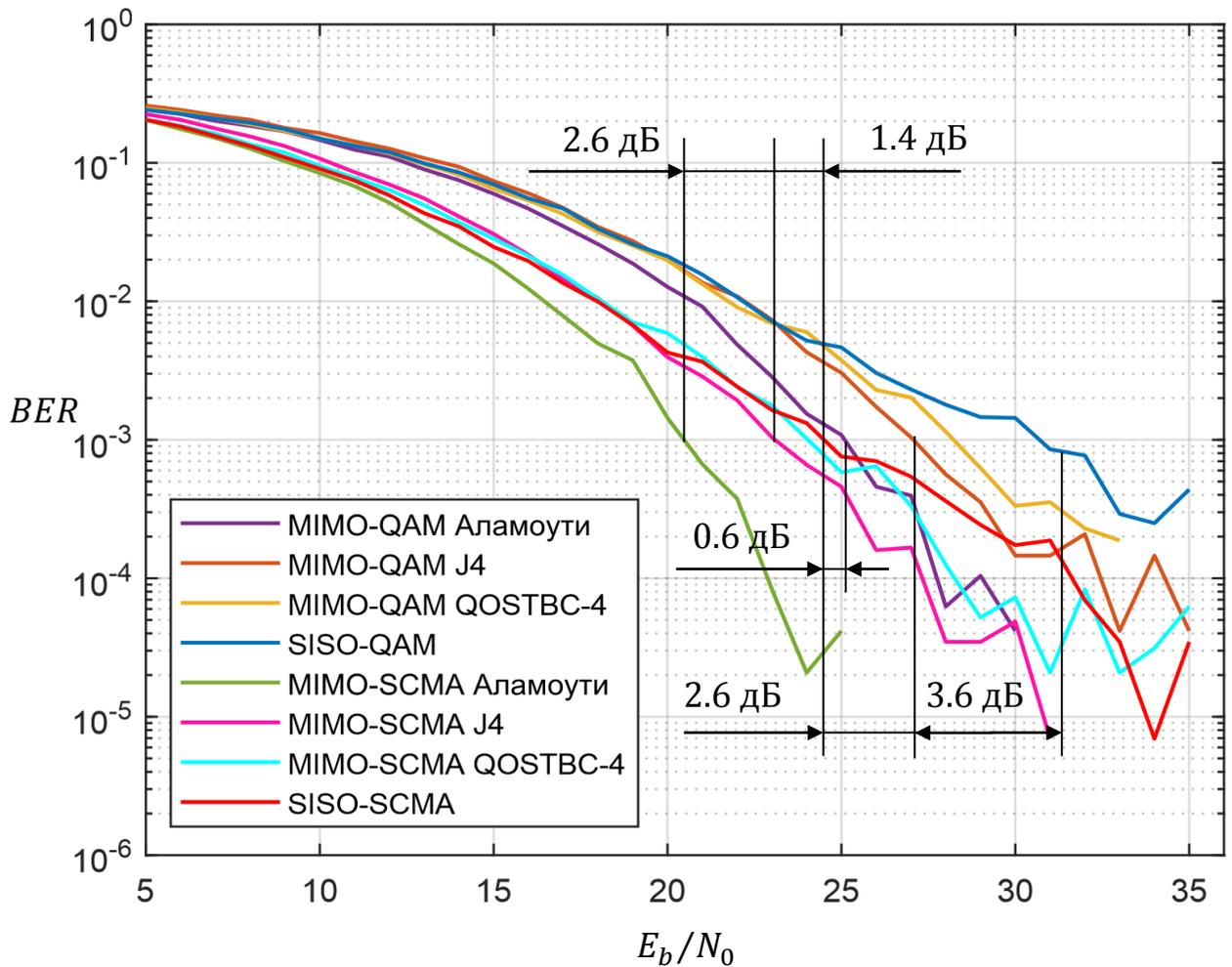


Рисунок 4.7 – Результаты моделирования SISO-OFDM QAM-8, MIMO-OFDM QAM-8, SISO-SCMA и MIMO-SCMA для канала ETU

Как видно из рисунка 4.7, выигрыш для схемы Аламути по сравнению с SISO-SCMA составляет 4 дБ для $BER = 10^{-3}$. При этом код J4 уступает схеме Аламути на 2,6 дБ. QOSTBC-4 дает выигрыш около 0,3 дБ (на графике не представлено). Разница между SISO-OFDM QAM-8 и SISO-SCMA составила 6,2 дБ, а между SISO-SCMA и схемой Аламути QAM-8 – 0,6 дБ.

Выигрыши для схемы MIMO-SCMA не аналогичны выигрышам MIMO-OFDM QAM-8 потому, что для работы МРА детектора необходима дополнительная информация о характеристиках шума. Также помехоустойчивость систем связи с SCMA зависит от структуры кодовой книги.

Таким образом, проанализировав рисунки 4.3-4.6, можно сделать вывод о том, что для каналов с разными статистическими характеристиками, используя технологию MIMO, можно получить дополнительный выигрыш до 4 дБ.

Заключение

В ходе выполнения ВКР были получены следующие результаты:

- изучена теория систем связи с SCMA и MIMO;
- разработаны модели MIMO-OFDM QAM-8 и MIMO-SCMA для схемы Аламоути, кода J4, кода QOSTBC-4;
- проведено исследование помехоустойчивости системы связи с MIMO-SCMA для каналов с разными статистическими характеристиками.

В результате исследования помехоустойчивости разработанных моделей был показан выигрыш MIMO-SCMA до 4 дБ для разных моделей каналов по сравнению с SISO-SCMA. Также было выявлено, что модель MIMO-OFDM QAM-8 уступает в помехоустойчивости SISO-SCMA.

Разработанные модели могут быть использованы в учебных целях для исследования помехоустойчивости систем связи с MIMO-OFDM QAM, SCMA, MIMO-SCMA. Помимо этого, полученные результаты могут лечь в основу дальнейших исследований по тематике MIMO-SCMA, стать базой для создания систем связи, имеющих высокие показатели помехоустойчивости и обеспечивающие стабильные высокоплотные соединения.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

- 1 Степутин, А.Н. Мобильная связь на пути к 6G / А.Н. Степутин, А.Д. Николаев. – М.: Инфра-Инженерия, 2017. – 796 с.
- 2 Navarro-Ortiz, J. Integration of LoRaWAN and 4G/5G for the industrial Internet of Things / J. Navarro-Ortiz, S. Sendra, P. Ameigeiras, J. M. Lopez-Soler // IEEE Communications Magazine. – 2018. – Vol. 56, № 2. – pp. 60-67.
- 3 Yuan, W. Iterative Receivers for Downlink MIMO-SCMA: Message Passing and Distributed Cooperative Detection / W. Yuan, N. Wu, Q. Guo, Y. Li, C. Xing, J. Kuang. In: IEEE Transactions on Wireless Communications // IEEE. – 2018. – Vol. 17, № 5. – pp. 3444-3458.
- 4 Крюков, Я.В. Формирование и обработка сигналов многоканальных систем связи с разделением каналов по мощности: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.12.04 / Крюков Яков Владимирович – Томск, 2017. – 26 с.
- 5 Nikopour, H. Sparse code multiple access / H. Nikopour, H. Baligh // 2013 IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC). – 2013. – pp. 332-336.
- 6 Z. Yuan, Z. Multi-user shared access for Internet of Things / Z. Yuan, W. Li, Y. Yuan, X. Wang, J. Xu // 2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring). – 2016. – pp. 1-5.
- 7 Chen, S. Pattern Division Multiple Access – A Novel Nonorthogonal Multiple Access for Fifth-Generation Radio Networks / B. Ren, Q. Gao, S. Kang, S. Sun, K. Niu // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2017. – Vol. 66, № 4. – pp. 3185-3196.
- 8 Xu, C. Massive MIMO, Non-Orthogonal Multiple Access and Interleave Division Multiple Access / C. Xu, Y. Hu, C. Liang, J. Ma, L. Ping // IEEE Access. – 2017. – Vol. 5. – pp. 14728-14748.
- 9 Nikopour, H. SCMA for downlink multiple access of 5G wireless networks / H. Nikopour, E. Yi, A. Bayesteh, K. Au, M. Hawryluck, H. Baligh, J. Ma // 2014 IEEE Global Communications Conference. – 2014. – pp. 3940-3945.

10 Larsson, E.G. Massive MIMO for next generation wireless systems / E.G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson, T.L. Marzetta // IEEE Communications Magazine. – 2014. – Vol. 52, № 2. – pp. 186-195.

11 Liu, T. Capacity for downlink massive MIMO MU-SCMA system / T. Liu, X. Li, L. Qiu // 2015 International Conference on Wireless Communications & Signal Processing (WCSP). – 2015. – pp. 1-5.

12 Yan, C. Downlink Multiple Input Multiple Output Mixed Sparse Code Multiple Access for 5G System // C. Yan, N. Zhang, G. Kang // IEEE Access. – 2018. – Vol. 6. – pp. 20837-20847.

13 Vameghestahbanati, M. Polar Codes for SCMA Systems / M. Vameghestahbanati, I. Marsland, R.H. Gohary, H. Yanikomeroglu // 2017 IEEE 86th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall). – 2017. – pp. 1-5.

14 Jing, S. Joint detection and decoding of polar-coded SCMA systems / S. Jing, C. Yang, J. Yang, X. You, C. Zhang // 2017 9th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP). – 2017. – pp. 1-6.

15 Pan, Z. Design and Optimization of Joint Iterative Detection and Decoding Receiver for Uplink Polar Coded SCMA System / Z. Pan, E. Li, L. Zhang, J. Lei, C. Tang // IEEE Access. – 2018. – Vol. 6. – pp. 52014-52026.

16 Du, Y. Joint Sparse Graph-Detector Design for Downlink MIMO-SCMA Systems // Y. Du, B. Dong, Z. Chen, P. Gao, J. Fang // IEEE Wireless Communications Letters. – 2017. – Vol. 6, № 1, – pp. 14-17.

17 Tang, S. Low Complexity Joint MPA Detection for Downlink MIMO-SCMA // 2016 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). – 2016. – pp. 1-4.

18 Dai, J. Partially Active Message Passing Receiver for MIMO-SCMA Systems / J. Dai, G. Chen, K. Niu, J. Lin // IEEE Wireless Communications Letters. – 2018. – Vol. 7, № 2. – pp. 222-225.

19 Dai, J. Iterative Gaussian-Approximated Message Passing Receiver for MIMO-SCMA System / J. Dai, K. Niu, J. Lin // IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing. – 2019. – Vol. 13, № 3. – pp. 753-765.

20 Taherzadeh, M. SCMA Codebook Design / M. Taherzadeh, H. Nikopour, A. Bayesteh, H. Bahig // 2014 IEEE 80th Vehicular Technology Conference (VTC2014-Fall). – 2014. – pp. 1-5.

21 Покаместов, Д.А. Влияние формирующих матриц на помехозащищенность каналов связи с множественным доступом на основе разреженных кодов / Д.А. Покаместов, А.Я. Демидов, Я.В. Крюков // Доклады ТУСУР. – 2016. – Т. 19, № 3. – с. 65-69.

22 Покаместов, Д.А. Формирование сигнальных конструкций для систем связи с множественным доступом на основе разреженных кодов: дис. канд. техн. наук: 05.12.04. – Томск, 2017. – 159 с.

23 Дворкович, В.П. Цифровые видеоинформационные системы (теория и практика) / В.П. Дворкович, А.В. Дворкович. – М.: Техносфера, 2012. – 1009 с.

24 Boutros, J. Signal space diversity: a power-and bandwidth-efficient diversity technique for the Rayleigh fading channel / J. Boutros, E. Viterbo // Information Theory, IEEE Transactions. – 1998. – Vol. 44, №. 4. – pp. 1453-1467.

25 Presentation «1st 5G Algorithm Innovation Competition-SCMA» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.innovateasia.com/5g/images/pdf/1st%205G%20Algorithm%20Innovation%20Competition-ENV1.0%20-%20SCMA.pdf> (дата обращения: 20.06.2020).

26 Xiao, K. Simplified multiuser detection for SCMA with sum-product algorithm / K. Xiao, B. Xiao, S. Zhang et al. // Wireless Communications & Signal Processing (WCSP). – 2015. – pp. 1–5.

27 Xiao, B. Iterative detection and decoding for SCMA systems with LDPC codes // B. Xiao, K. Xiao, S. Zhang, Z. Chen, B. Xia, H. Liu // 2015 international Conference on Wireless Communications & Signal Processing (WCSP). – 2015. – pp. 1-5.

28 Mu, H. A Fixed Low Complexity Message Pass Algorithm Detector for Uplink SCMA System / H. Mu, Z. Ma, M. Alhaji, P. Fan, D. Chen // IEEE Wireless Communications Letters. – 2015. –Vol. 4, №. 6. – pp. 585-588.

29 Du, Y. A Fast Convergence Multiuser Detection Scheme for Uplink SCMA Systems // Y. Du, B. Dong, Z. Chen, J. Chen, J. Fang, X. Wang // IEEE Wireless Communications Letters. – 2016. – Vol. 5, №. 4. – pp. 388-591.

30 Yang, L. Low Complexity Message Passing Algorithm for SCMA System / L. Yang, Y. Liu, Y. Siu // IEEE Communications Letters. – 2016. – Vol. 20, № 12. – pp. 2466-2469.

31 Du, Y. Shuffled Multiuser Detection Schemes for Uplink Sparse Code Multiple Access Systems / Y. Du, B. Dong, Z. Chen, J. Chen, J. Fang, L. Yang // IEEE Communications Letters. – 2016. – Vol. 20, № 6. –pp. 1231-1234.

32 Бакулин, М.Г. Технология ММО: принципы и алгоритмы / М.Г. Бакулин, Л.А. Варукина, В.Б. Крейнделин. – М.: Горячая линия – Телеком, 2014. – 244 с.

33 Jafarkhani, H. Space-time coding. Theory and practice. – Cambridge, UK: University Press, 2005. – 302 p.

34 ММО [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://ru.wikipedia.org/wiki/ММО> (дата обращения: 20.06.2020)

35 Jankiraman, M. Space-Time Codes and MIMO systems. – USA, MA: Artech House, 2004. – 327 p.

36 Yong, S. MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB / S. Yong, J. Kim, Y. Won, G. Chung. – М.: Wiley-IEEE Press, 2011 – 457 p.

37 Dama, Y.A.S. A new Approach for OSTBC and QOSTBC / Dama, Y.A.S, R. Abd-Alhameed, T. Ghazaany, S. Zhu // International Journal of Computer Applications. – 2013. – Vol. 67, № 6. – pp. 45-48.

38 Pan, Z. Multi-Dimensional Space-Time Block Coding Aided Downlink MIMO-SCMA / Z. Pan, N. W. Liu, J. Lei, J Luo, L. Wen, C. Tang // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2019. – Vol.67, №7. – pp. 6657-6669.

39 3GPP TS 136.104, version 9.4.0, Release 9, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA), Base station (BS) radio transmission and reception [Электронный ресурс]. – Режим доступа:

http://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/136100_136199/136104/09.04.00_60/ts_136104v090400p.pdf, свободный (дата обращения: 20.06.2020).

Приложение А
(обязательное)
Кодовая книга SCMA

В таблице А.1 представлена исследуемая в работе кодовая книга.

Таблица А.1 – Кодовая книга

k	m			
	1	2	3	4
	CB₁			
1	0	0	0	0
2	-0.1815-0.1318i	-0.6351-0.4615i	0.6351+0.4615i	0.1815+0.1318i
3	0	0	0	0
4	0.7851	-0.2243	0.2243	-0.7851
	CB₂			
1	0.7851	-0.2243	0.2243	-0.7851
2	0	0	0	0
3	-0.1815-0.1318i	-0.6351-0.4615i	0.6351+0.4615i	0.1815+0.1318i
4	0	0	0	0
	CB₃			
1	-0.6351+0.4615i	0.1815-0.1318i	-0.1815+0.1318i	0.6351-0.4615i
2	0.1392-0.1759i	0.4873-0.6156i	-0.4873+0.6156i	-0.1392+0.1759i
3	0	0	0	0
4	0	0	0	0
	CB₄			
1	0	0	0	0
2	0	0	0	0
3	0.7851	-0.2243	0.2243	-0.7851
4	-0.0055-0.2242i	-0.0193-0.7848i	0.0193+0.7848i	0.0055+0.2242i
	CB₅			
1	-0.55-0.2242i	-0.0193-0.7848i	0.0193+0.7848i	0.0055+0.2242i
2	0	0	0	0
3	0	0	0	0
4	-0.6351+0.4615i	0.1815-0.1318i	-0.4873+0.6156i	-0.1392+0.1759i
	CB₆			
1	0	0	0	0
2	0.7851	-0.2243	0.2243	-0.7851
3	0.1392-0.1759i	0.4873-0.6156i	-0.4873+0.6156i	-0.1392+0.1759i
4	0	0	0	0

Приложение Б
(обязательное)

Результаты модельных исследований помехоустойчивости систем связи с
MIMO-SCMA

На рисунках Б.1-Б.4 представлены графики зависимости $BER(E_b/N_0)$ для различных моделей каналов.

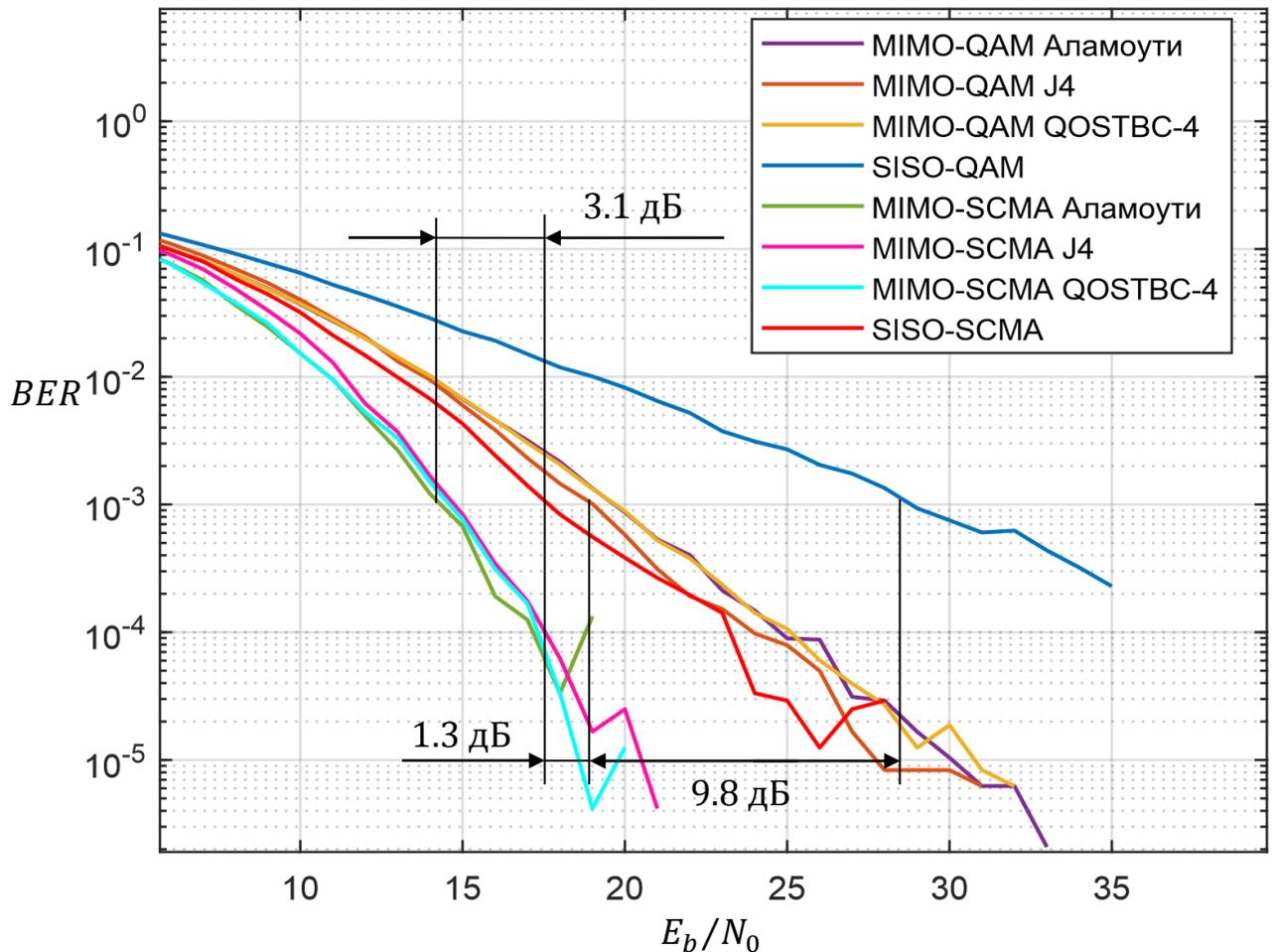


Рисунок Б.1 – Результаты моделирования SISO-OFDM QAM-8, MIMO-OFDM QAM-8, SISO-SCMA и MIMO-SCMA для простого канала с замираниями

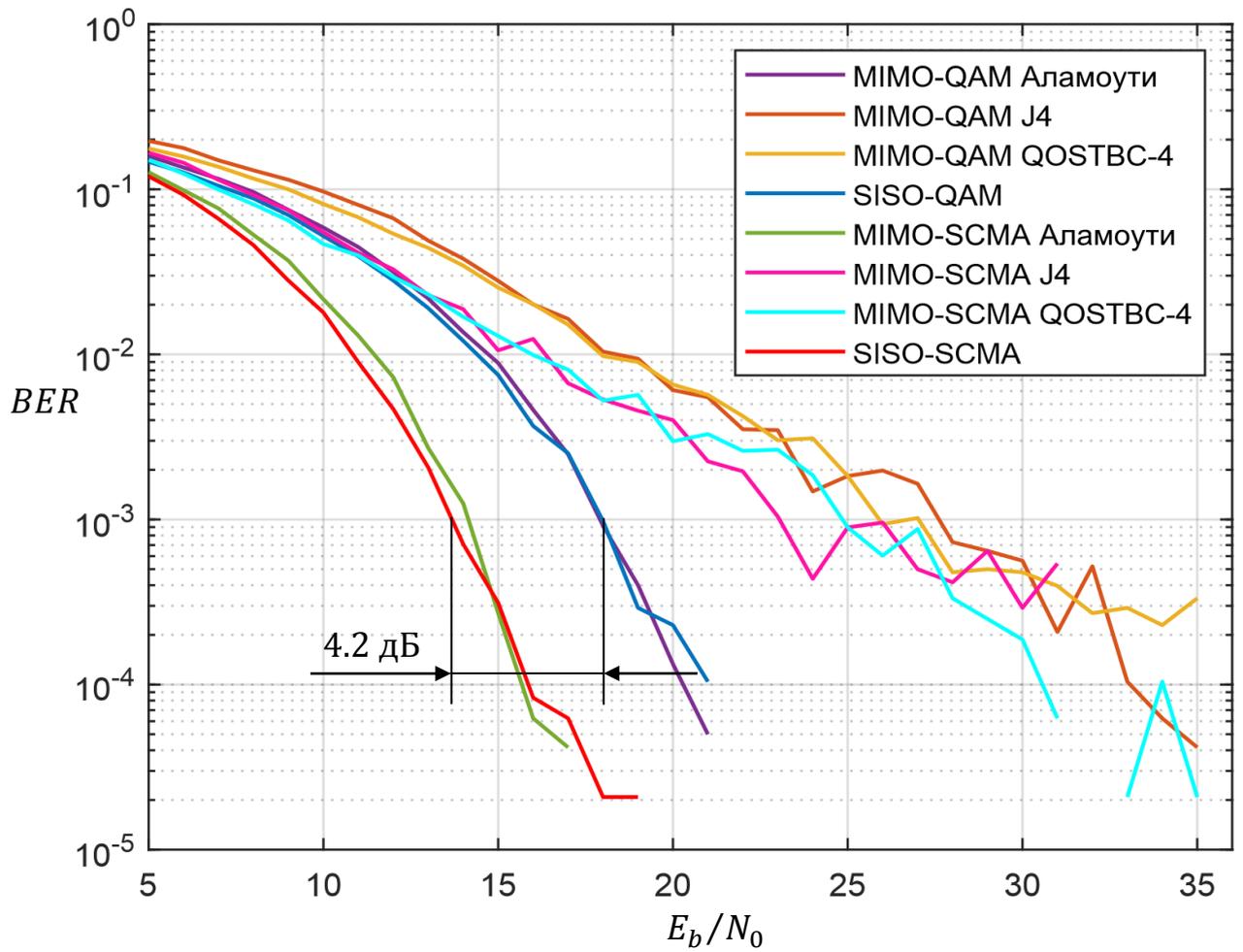


Рисунок Б.2 – Результаты моделирования SISO-OFDM QAM-8, MIMO-OFDM QAM-8, SISO-SCMA и MIMO-SCMA для канала EPA

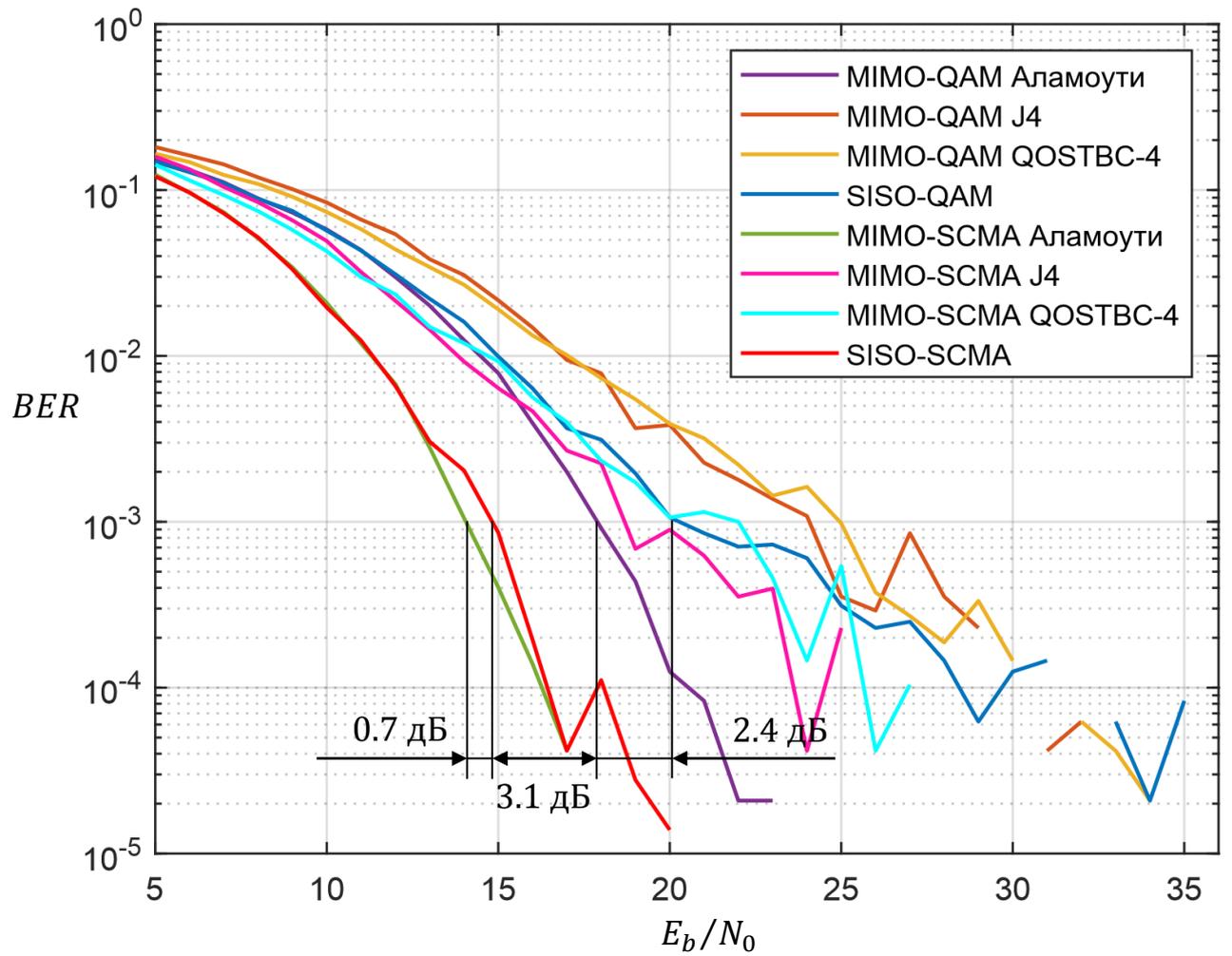


Рисунок Б.3 – Результаты моделирования SISO-OFDM QAM-8, MIMO-OFDM QAM-8, SISO-SCMA и MIMO-SCMA для канала EVA

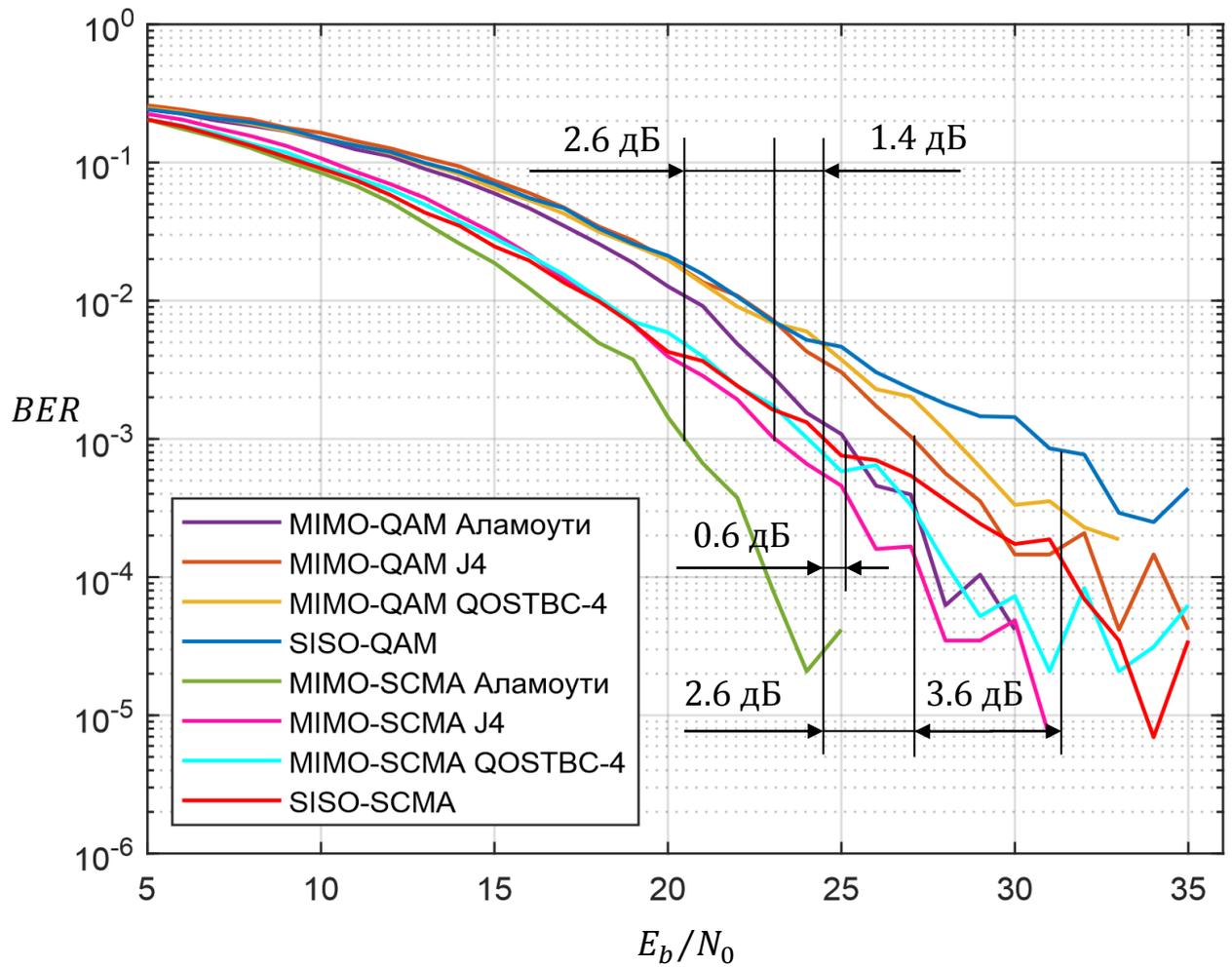


Рисунок Б.4 – Результаты моделирования SISO-OFDM QAM-8, MIMO-OFDM QAM-8, SISO-SCMA и MIMO-SCMA для канала ETU

Добрый день!

Результаты проверки работы: Канатбекулы Ислам
 Название файла и дата: ВКР Канатбекулы И 24_06_20.docx-24.06.2020
 Результат проверки. Процент оригинальности: 95,51%

Модуль проверки: {adilet}

Ссылка: {<http://adilet.zan.kz/rus/docs/V1500010660>} Доля: {0}

Ссылка: {<http://adilet.zan.kz/rus/docs/V1700014988>} Доля: {0}

Модуль проверки: {biblioparsing}

Ссылка: {} Доля: {14,53272}

Модуль проверки: {bundle_ebs}

Ссылка: {<http://ibooks.ru/reading.php?short=1&productid=344409>} Доля: {0}

Ссылка: {<http://www.studentlibrary.ru/doc/ISBN9785991204576-SCN0000.html>}

Доля: {0}

Ссылка: {<http://www.studentlibrary.ru/doc/5-98003-207-X-SCN0000.html>} Доля: {0}

Ссылка: {http://e.lanbook.com/books/element.php?pl1_id=63230} Доля: {0}

Ссылка: {http://e.lanbook.com/books/element.php?pl1_id=11102} Доля: {0,001535579}

Ссылка: {http://e.lanbook.com/books/element.php?pl1_id=11400} Доля: {0}

Ссылка: {http://e.lanbook.com/books/element.php?pl1_id=72477} Доля: {0}

Ссылка:

{http://e.lanbook.com/journal/issue.php?p_f_journal=2490&p_f_year=2013&p_f_issue=3} Доля: {0}

Ссылка: {http://biblioclub.ru/index.php?page=book_red&id=231281} Доля: {0}

Ссылка: {http://biblioclub.ru/index.php?page=book_red&id=275118} Доля: {0}

Модуль проверки: {bundle_internet}

Ссылка:

{http://www.comsoc.org/files/Publications/Digest/2015/Publications_Content_Digest_2015_Дец.pdf} Доля: {0}

Ссылка:

{<http://www.docme.ru/doc/1365317/1445.vypusknaya-kvalifikacionnaya-rabota-bakalavr-a-metodiche...>} Доля: {0,5359172}

Ссылка:

{<http://www.unn.ru/site/images/docs/monography/2010/ermolaev-flacksman.pdf>}

Доля: {0}

Ссылка:

{<http://i.uran.ru/webcab/system/files/journalspdf/ieee-communications-letters/ieee-communications-letters-2016-v-20-n-9/2016209.pdf>} Доля: {0}

Ссылка: {<http://arxiv.org/abs/1710.08590>} Доля: {0}

Ссылка: {https://doi.org/10.1007/978-3-319-61863-0_2} Доля: {0}

Ссылка: {<http://conf.krasu.ru/uploads/sbornik-spr-2017.pdf#1>} Доля: {0}

Ссылка:

{https://postgraduate.tusur.ru/system/file_copies/files/000/000/412/original/%D0%BA%D1%80%D1%8E%D0%BA%D0%BE%D0%B2_%D0%94%D0%B8%D1%81%D1%81%D0%B5%D1%80%D1%82%D0%B0%D1%86%D0%B8%D1%8F.pdf} Доля: {0,2886889}

Ссылка:

{https://postgraduate.tusur.ru/system/file_copies/files/000/000/401/original/%D0%9F%D0%BE%D0%BA%D0%B0%D0%BC%D0%B5%D1%81%D1%82%D0%BE%D0%B2_%D0%94%D0%B8%D1%81%D1%80%D1%82%D0%B0%D1%86%D0%B8%D1%8F.pdf}

Доля: {0}

Ссылка:

{http://www.eltech.ru/assets/files/nauka/dissertacii/2018/klimentev/dissertaciya_klimentyev.pdf} Доля: {0}

Ссылка: {<http://srd-mtuci.ru/images/Dis-Smirnov/dis-Smirnov.pdf>} Доля: {0}

Ссылка: {<http://arxiv.org/abs/1811.03681>} Доля: {0}

Ссылка:

{<https://nauchkor.ru/pubs/razrabotka-metoda-formirovaniya-ppsp-dlya-potochnogo-shifrovaniya-dannyh-5c1a5c117966e104f6f8550c>} Доля: {0,03378275}
 Ссылка: {<http://etheses.whiterose.ac.uk/22230/1/thesis.pdf>} Доля: {0,05681644}
 Ссылка:
 {http://shodhganga.inflibnet.ac.in:8080/jspui/bitstream/10603/11724/12/20_bibliography.pdf} Доля: {0}
 Ссылка: {<http://arxiv.org/abs/1812.04810>} Доля: {0,1320598}

Модуль проверки: {bundle_rsl}

Ссылка:

{<http://dlib.rsl.ru/rsl01003000000/rsl01003270000/rsl01003270793/rsl01003270793.pdf>} Доля: {0,135131}

Ссылка:

{<http://dlib.rsl.ru/rsl01004000000/rsl01004751000/rsl01004751343/rsl01004751343.pdf>} Доля: {0}

Ссылка:

{<http://dlib.rsl.ru/rsl01004000000/rsl01004823000/rsl01004823575/rsl01004823575.pdf>} Доля: {0}

Ссылка:

{<http://dlib.rsl.ru/rsl01006000000/rsl01006623000/rsl01006623924/rsl01006623924.pdf>} Доля: {0}

Ссылка:

{<http://dlib.rsl.ru/rsl01009000000/rsl01009881000/rsl01009881052/rsl01009881052.pdf>} Доля: {0}

Ссылка:

{<http://dlib.rsl.ru/rsl01010000000/rsl01010046000/rsl01010046130/rsl01010046130.pdf>} Доля: {0,06295875}

Ссылка:

{<http://dlib.rsl.ru/rsl01010000000/rsl01010021000/rsl01010021872/rsl01010021872.pdf>} Доля: {0}

Ссылка:

{<http://dlib.rsl.ru/rsl01008000000/rsl01008643000/rsl01008643988/rsl01008643988.pdf>} Доля: {0}

Ссылка:

{<http://dlib.rsl.ru/rsl01009000000/rsl01009535000/rsl01009535142/rsl01009535142.pdf>} Доля: {0}

Ссылка:

{<http://dlib.rsl.ru/rsl01009000000/rsl01009541000/rsl01009541354/rsl01009541354.pdf>} Доля: {0}

Ссылка:

{<http://dlib.rsl.ru/rsl01009000000/rsl01009862000/rsl01009862178/rsl01009862178.pdf>} Доля: {0}

Ссылка:

{<http://dlib.rsl.ru/rsl01010000000/rsl01010173000/rsl01010173067/rsl01010173067.pdf>} Доля: {0}

Ссылка:

{<http://dlib.rsl.ru/rsl01008000000/rsl01008590000/rsl01008590655/rsl01008590655.pdf>} Доля: {0}

Ссылка:

{<http://dlib.rsl.ru/rsl01008000000/rsl01008712000/rsl01008712324/rsl01008712324.pdf>} Доля: {0,1289887}

Модуль проверки: {citations}

Ссылка: {} Доля: {0}

Модуль проверки: {crosslang}

Модуль проверки: {crosslang_elibrary_enru}

Модуль проверки: {crosslang_internet_enru}

Ссылка:

{<http://www.docme.ru/doc/1365317/1445.vypusknaya-kvalifikacionnaya-rabota-bakalavra-metodiche...>} Доля: {0}

Модуль проверки: {elibrary}

Ссылка: {<http://elibrary.ru/item.asp?id=325012>} Доля: {0}
 Ссылка: {<http://elibrary.ru/item.asp?id=5009845>} Доля: {0}
 Ссылка: {<http://elibrary.ru/item.asp?id=5019200>} Доля: {0}
 Ссылка: {<http://elibrary.ru/item.asp?id=11743443>} Доля: {0}
 Ссылка: {<http://elibrary.ru/item.asp?id=16436452>} Доля: {0}
 Ссылка: {<http://elibrary.ru/item.asp?id=23411057>} Доля: {0}
 Ссылка: {<http://elibrary.ru/item.asp?id=25066533>} Доля: {0}
 Ссылка: {<http://elibrary.ru/item.asp?id=25188758>} Доля: {0}
 Ссылка: {<http://elibrary.ru/item.asp?id=42478739>} Доля: {0}

Модуль проверки: {garant_col}

Модуль проверки: {medicine}

Ссылка: {<http://www.studentlibrary.ru/doc/5-98003-207-X-SCN0000.html>} Доля: {0}
 Ссылка: {<http://www.studentlibrary.ru/doc/ISBN598003207-SCN0000.html>} Доля: {0}
 Ссылка: {<http://www.studentlibrary.ru/doc/ISBN9785394019470-SCN0000.html>} Доля: {0}
 Ссылка: {<http://www.studentlibrary.ru/doc/ISBN9785432301239-SCN0000.html>} Доля: {0}
 Ссылка: {<http://www.studentlibrary.ru/doc/ISBN9785987043336-SCN0000.html>} Доля: {0}
 Ссылка: {<http://www.studentlibrary.ru/doc/ISBN9785991202572-SCN0000.html>} Доля: {0}
 Ссылка: {<http://www.studentlibrary.ru/doc/ISBN9785991204576-SCN0000.html>} Доля: {0}

Модуль проверки: {nbb}

Ссылка: {<http://dep.nlb.by/jspui/handle/nlb/26198>} Доля: {0}
 Ссылка: {<http://dep.nlb.by/jspui/handle/nlb/51619>} Доля: {0}
 Ссылка: {<http://dep.nlb.by/jspui/handle/nlb/52579>} Доля: {0}
 Ссылка: {<http://dep.nlb.by/jspui/handle/nlb/54126>} Доля: {0}
 Ссылка: {<http://dep.nlb.by/jspui/handle/nlb/52579>} Доля: {0}
 Ссылка: {<http://dep.nlb.by/jspui/handle/nlb/54901>} Доля: {0}
 Ссылка: {<http://dep.nlb.by/jspui/handle/nlb/54961>} Доля: {0}
 Ссылка: {<http://dep.nlb.by/jspui/handle/nlb/55170>} Доля: {0}

Модуль проверки: {paraphrase_elibrary}

Ссылка: {<http://elibrary.ru/item.asp?id=27382499>} Доля: {0,1673782}
 Ссылка: {<http://elibrary.ru/item.asp?id=39543822>} Доля: {0,03531833}

Модуль проверки: {paraphrase_internet}

Ссылка: {<http://cyberleninka.ru/article/n/metod-povysheniya-tochnosti-otsenki-peredatochno-funktsii-kanala-rasprostraneniya-radiovoln>} Доля: {0,2395504}
 Ссылка: {<http://www.docme.ru/doc/1365317/1445.vypusknaya-kvalifikacionnaya-rabota-bakalavra-metodiche...>} Доля: {2,063819}
 Ссылка: {http://rts-md.com/docs/archives/RTS_13_3/5_2%20Konyaeva.pdf} Доля: {0,5466663}

Модуль проверки: {patent}

Ссылка: {<http://www.freepatentsonline.com/8125886.html>} Доля: {0}
 Ссылка: {<http://www.freepatentsonline.com/y2009/0268693.html>} Доля: {0}
 Ссылка: {<http://www.freepatentsonline.com/y2015/0215887.html#1>} Доля: {0}
 Ссылка: {<http://www.freepatentsonline.com/y2015/0245308.html>} Доля: {0}

Модуль проверки: {stockphrase}

Ссылка: {} Доля: {1,116366}

Модуль проверки: {tusun}

Ссылка: {} Доля: {0}

Модуль проверки: {vuzring}

Ссылка: {} Доля: {0}

Данное письмо создано
Агентом автоматической
обработки корреспонденции
ИС "Лоцман.edu" ФДО ТУСУР