

**Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования**

**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ**

На правах рукописи



Покаместов Дмитрий Алексеевич

**ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛЬНЫХ КОНСТРУКЦИЙ ДЛЯ СИСТЕМ
СВЯЗИ С МНОЖЕСТВЕННЫМ ДОСТУПОМ НА ОСНОВЕ
РАЗРЕЖЕННЫХ КОДОВ**

Специальность:

05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель
к. ф.-м. н. Демидов А.Я.

Томск
2017

Оглавление

Введение.....	4
1. Применение разреженных кодов в системах связи.....	10
1.1 Разреженные матрицы и соответствующие им графы	10
1.2 Помехоустойчивое кодирование. Блочные коды.....	13
1.3 Коды с малой плотностью проверок на четность	18
1.3.1 Алгоритмы кодирования LDPC кодов. Формирование разреженных матриц.....	19
1.3.2 Алгоритмы декодирования LDPC кодов	23
1.4 Использование разреженных кодов для разделения абонентов.....	29
1.4.1 Методы множественного доступа	29
1.4.2 Множественный доступ с ортогональным частотным разделением каналов OFDMA.....	31
1.4.3 Методы неортогонального множественного доступа	36
1.4.4 Методы множественного доступа, использующие для распределения абонентов разреженные матрицы	38
1.5 Выводы	41
2. Множественный доступ на основе разреженных кодов SCMA.....	43
2.1 Формирование SCMA символов	43
2.2 Алгоритмы детектирования SCMA	48
2.2.1 Алгоритм MPA	49
2.2.2 Оценка вычислительной сложности MPA.....	53
2.3 Кодовые книги SCMA.....	56
2.3.1 Принципы построения формирующих разреженных матриц	56
2.3.2 Формирование сигнальных созвездий кодовых книг.....	60
2.3.3 Формирование сигнальных созвездий путем поворота базовых сигнальных векторов	69
2.3.4 Формирование кодовых книг.....	71
2.4 Сравнение предлагаемых кодовых книг с известными ранее книгами	78
2.5 Выводы.....	82

3. Работа системы связи с SCMA в каналах с частотными замираниями.....	84
3.1 Оценка дисперсии шума на входе детектора SCMA	85
3.1.1 Оценка дисперсии шума по известной преамбуле	86
3.1.2 Оценка по регенерированным символам.....	88
3.2 Моделирование системы связи с SCMA при оценке дисперсии шума различными методами	89
3.2.1 Канал с постоянной амплитудой и случайными фазами	91
3.2.2 Канал EPA	94
3.2.3 Канал EVA	95
3.2.4 Канал ETU	96
3.3 Способ уменьшение влияния ошибок оценки АЧХ канала и дисперсии шума	98
3.4 Сравнение с известной кодовой книгой при передаче сигналов в многолучевом канале.....	103
3.5 Выводы	108
4. Экспериментальное исследование передачи сигналов с множественным доступом на основе разреженных кодов	109
4.1 Описание экспериментальной установки	109
4.2 Структура и параметры передаваемых сигналов.....	111
4.3 Передача сигналов по проводному каналу	117
4.4 Передача сигналов по беспроводному каналу	126
4.5 Выводы	141
Заключение	142
Список используемых источников.....	145
ПРИЛОЖЕНИЕ А	158
ПРИЛОЖЕНИЕ Б.....	159

Введение

Актуальность исследования. Объем передаваемого трафика в сетях беспроводной цифровой связи год от года значительно растет. Увеличение пропускной способности каналов передачи требует внедрения новых технологий. В настоящий момент сменилось четыре поколения систем сотовой связи и идет работа над системами следующего поколения 5G (5 Generation) [1, 2]. Ключевую роль в увеличении спектральной эффективности систем связи, а соответственно, скорости передачи играет выбор технологии множественного доступа. В рамках обсуждения концепции 5G был предложен ряд новых методов множественного доступа, которые объединяет единый подход – неортогональное уплотнение сигналов пользователей в едином частотно-временном ресурсе [3 - 7].

Диссертационная работа посвящена алгоритмам формирования сигналов множественного доступа на основе разреженных кодов SCMA (Sparse Code Multiple Access, SCMA), который относится к неортогональным методам множественного доступа. Традиционно, задачей, стоящей при разработке систем связи, является повышение эффективности использования частотно временного ресурса. SCMA – метод множественного доступа, предложенный в 2013 г. [8], обладающий большей помехоустойчивостью по сравнению с существующими методами, в том числе ортогональным частотным разделением каналов (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) [9]. При использовании SCMA пользователи (слои) ведут передачу кодовых слов (символов модуляции), которые содержатся в трехмерных кодовых книгах. Каждое кодовое слово состоит из нескольких комплексных амплитуд, модулирующих поднесущие. Количество ненулевых значений в кодовом слове значительно меньше общего числа поднесущих. Таким образом, код каждого абонента, и общая кодовая книга являются разреженными. Каждая поднесущая модулируется суперпозицией амплитуд, формируемых несколькими абонентами, т.е. нарушается ортогональность

канальных сигналов. Благодаря такому подходу количество абонентов может превосходить количество доступных поднесущих. В то же время все используемые поднесущие взаимно ортогональны и формируются в соответствии с технологией OFDMA, или технологиями, основанными на OFDMA [5, 6, 8, 9].

Детектирование (демодуляция) символов SCMA осуществляется методами, основанными на алгоритме передачи сообщений (Message Passing Algorithm, MPA) [8]. Схожие алгоритмы применяются при декодировании кодов с малой плотностью проверок на четность (Low-density parity-check code, LDPC). Таким образом, технология SCMA объединяет подходы, применяемые в OFDMA, LDPC кодах и методе кодового разделения каналов (Code Division Multiple Access, CDMA). Высокая вычислительная сложность алгоритма детектирования MPA является основным недостатком этой технологии. Достаточно большое количество публикаций посвященных SCMA направлено на решение этой проблемы [10 - 13].

Помехоустойчивость SCMA зависит от способов заполнения кодовых книг. Использование различных кодовых книг приводит к абсолютно разной вероятности битовой ошибки в системе связи. Тема формирования кодовых книг недостаточно освещена в литературе. Авторы, как правило, предлагают кодовые книги с фиксированной, обычно не высокой размерностью, на основе которых затруднительно создать систему связи с большим числом абонентов и приемлемой помехоустойчивостью [13 - 15].

Таким образом, актуальность диссертационной работы обусловлена необходимостью создания методов и подходов формирования кодовых книг с произвольной размерностью для систем связи, работающих в каналах с различными параметрами.

Цель диссертационной работы – разработка методов формирования сигнальных конструкций SCMA на основе кодовых книг с произвольным числом поднесущих для достижения более высокой помехоустойчивости, по сравнению с существующими системами связи.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

- Анализ существующих методов и алгоритмов формирования и обработки сигналов с SCMA.
- Разработка программной модели системы связи с SCMA на основании существующих алгоритмов.
- Разработка методов и алгоритмов формирования кодовых книг SCMA, обеспечивающих более высокую помехоустойчивость по сравнению с существующими системами.
- Исследование помехоустойчивости системы связи с SCMA при передаче сигналов в разных моделях каналов передачи (канал с белым гауссовым шумом, многолучевые каналы с частотными замираниями).
- Математическое моделирование и экспериментальное исследование разработанных методов для подтверждения их работоспособности и соответствия заявленной цели.

Методы исследования. Для решения поставленных задач были применены методы линейной алгебры, теории вероятности, статистической радиотехники, основы теории графов, имитационное моделирование, экспериментальные исследования передачи сигналов с SCMA с использованием сертифицированного измерительного оборудования.

Научная новизна работы:

1) Разработаны методы и алгоритмы формирования сигнальных конструкций (кодовых книг) SCMA для произвольного числа поднесущих. Системы связи, построенные на основе таких алгоритмов, обладают большей помехоустойчивостью по сравнению с существующими системами связи. Теоретически и экспериментально было установлено, что система связи с SCMA при спектральной эффективности 3 бит/с/Гц достигает вероятности битовой ошибки в 10^{-4} при отношении сигнал-шум на 1.5 дБ меньшем по сравнению с OFDM с QAM-8 и 8-PSK.

2) Показано, что вычислительная сложность алгоритма детектирования МРА растет линейно с ростом количества поднесущих в системе связи. Таким образом, применение кодовых книг большой размерности не приводит к усложнению детектирования.

3) Показано, что для детектирования алгоритмом МРА целесообразно проводить не менее 7 итераций, вне зависимости от размерности кодовой книги.

4) Разработан способ изменения сигнальных созвездий кодовых книг для многолучевых каналов с неглубокими замираниями. При передаче сигналов в таких каналах передатчик формирует кодовую книгу, применение которой позволяет снизить вероятность битовой ошибки по сравнению с существующими системами на основе OFDM с QAM-8 и 8-8PSK, а также по сравнению с системами SCMA с известными книгами.

5) Предложены алгоритмы оценки уровня шума на входе детектора МРА. Показано, что в реальных условиях система SCMA имеет преимущество перед OFDMA, что подтверждает работоспособность и корректность разработанных методов и алгоритмов.

Теоретическая и практическая значимость полученных результатов. Результаты диссертационной работы позволяют обеспечить мультиплексирование в многоканальных системах связи с высокими показателями помехоустойчивости. Полученные методы формирования кодовых книг могут быть использованы при формировании сигналов с SCMA для передачи на произвольном количестве поднесущих. Показано, что применение SCMA с предложенными алгоритмами обеспечивает лучшую помехоустойчивость систем связи по сравнению с системами на основе OFDM.

Результаты работы внедрены на предприятии АО «НПФ «Микран» (г.Томск), при создании при создании системы формирования и обработки сложных сигналов систем связи (х/д 20/17). Результаты работы используются в учебном процессе кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники

ТУСУРа при проведении лекционных и практических занятий по дисциплинам «Многоканальные цифровые системы передачи» и «Системы и сети цифровой радиосвязи и радиодоступа».

Достоверность. Достоверность результатов диссертационной работы подтверждается согласованностью с результатами экспериментального исследования, проведенного с применением калиброванной и поверенной аппаратуры.

Личный вклад автора. Основные результаты диссертации получены автором лично или при непосредственном его участии. Экспериментальные исследования проведены совместно с сотрудниками кафедры ТОР ТУСУР Я.В. Крюковым, Е.В. Рогожниковым, результаты обработаны лично автором. Совместно с научным руководителем обсуждались цели работы и пути их достижения, результаты работы. Все математические модели и программы разработаны автором.

Апробация результатов работы. Результаты работы были апробированы на международных и всероссийских конференциях:

- «Научная сессия ТУСУР–2014», г. Томск, 2014г.
- «Научная сессия ТУСУР–2015», г. Томск, 2015г.
- «Научная сессия ТУСУР–2016», г. Томск, 2016г.
- «Научная сессия ТУСУР–2017», г. Томск, 2017г.
- Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (COMCAS), 2015 IEEE International Conference, г. Тель-Авив, Израиль, 2015г.
- «Приборостроение, Электроника и Телекоммуникации – 2015», г. Ижевск, 2015г.
- 26-ая международной Крымская микроволновая конференция (КрыМиКо), г. Севастополь, 2016
- SIBCON 2017. International Siberian Conference, г. Астана, 2017г.

Научные положения, выносимые на защиту:

1. Метод формирования сигнальных конструкций (кодовых книг) для систем связи с множественным доступом на основе разреженных кодов, в которых вероятность битовой ошибки 10^{-4} достигается при отношении сигнал шум на 1.5 дБ меньше, чем при использовании модуляционной схемы OFDM QAM-8, для каналов с белым гауссовским шумом при спектральной эффективности 3 бит/с/Гц и передаче на произвольном числе поднесущих.

2. В каналах с белым гауссовским шумом в многоканальных системах связи с множественным доступом на основе разреженных кодов использование кодовых книг с размерностью, совпадающей с количеством поднесущих позволяет добиться вероятности битовой ошибки 10^{-4} при отношении сигнал шум на 2 дБ меньше, чем при использовании известных кодовых книг малых размеров, без существенного увеличения вычислительной сложности алгоритма детектирования МРА.

3. Способ изменения сигнальных созвездий для систем связи с множественным доступом на основе разреженных кодов при передаче сигналов в каналах с неглубокими замираниями (модель канала пешехода ЕРА и канала со случайными фазами) позволяет добиться вероятности битовой ошибки 10^{-4} при отношении сигнал шум на 2.5 дБ меньше, чем при использовании кодовых книг малых размеров при тех же условиях передачи.

Публикации. По материалам диссертационного исследования опубликована 21 работа, в том числе 7 статей в журналах, входящих в перечень ВАК, 5 работ в изданиях, индексируемых в Scopus из которых 4 работы в изданиях, индексируемых в Web of Science, 9 работ в иных изданиях.

1. Применение разреженных кодов в системах связи

В основе методов формирования и обработки SCMA символов лежит идея использования разреженных матриц. Основные подходы по работе с матрицами в SCMA совпадают с подходами теории LDPC кодов. В частности, алгоритмы детектирования SCMA символов основаны на алгоритме распространения доверия, используемом при декодировании LDPC кодов.

В первой части этого раздела приводятся краткие теоретические сведения о матрицах и соответствующих им двудольных графах. Во второй части рассмотрены некоторые положения теории помехоустойчивого кодирования, необходимые для описания методов работы с LDPC кодами. Третий раздел содержит описание LDPC кодов, включая методы создания проверочных разреженных матриц и алгоритмов декодирования, основанных на работе с двудольными графами. В четвертом разделе описаны некоторые из существующих методов множественного доступа, в том числе неортогональные методы (Non Orthogonal Multiple Access, NOMA) и методы, использующие для разделения абонентов разреженные матрицы.

1.1 Разреженные матрицы и соответствующие им графы

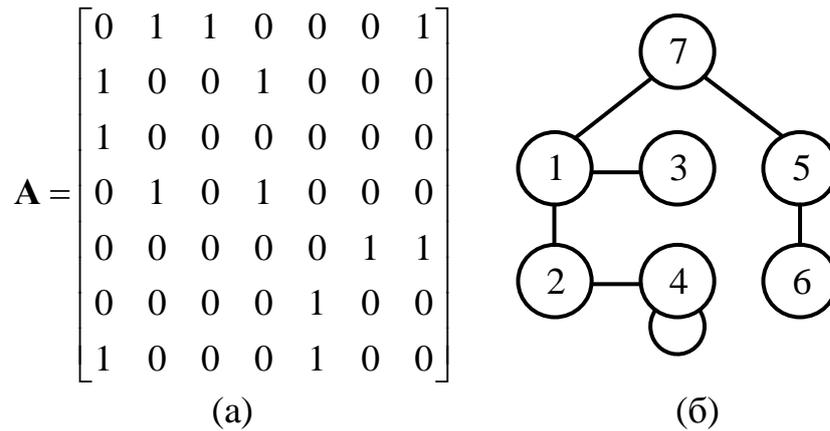
В литературе имеется несколько определений разреженной матрицы. Суть их состоит в том, что матрица разрежена, если в ней «мало» ненулевых элементов [16], при этом, относительно их местоположения никаких требований не выдвигается: они могут быть расположены случайным образом [17]. Альварадо, например, вводит следующее определение. Чтобы квадратная матрица была разреженной, количество ненулевых элементов должно выражаться как $n^{1+\gamma}$, где $\gamma < 1$, а чаще всего $\gamma < 0.5$ или даже $\gamma < 0.2$, n – порядок матрицы [18]. Более практичный подход вводится в [16], матрица

может считаться разреженной, если наличие в ней большого числа нулей дает какой-то выигрыш. Иными словами, матрица разрежена, если к ней выгодно применять специальные алгоритмы обработки разреженных матриц для уменьшения сложности вычислений или экономии памяти компьютера при хранении [16].

Свойство разреженности позволяет хранить в памяти не всю матрицу, а только индексы ненулевых элементов, или закон их распределения. Это существенно экономит память и упрощает обращение к элементам этой матрицы [16]. Существует большое количество различных форматов хранения разреженных матриц: координатный формат, линейный связанный список [1], схема Кнута [19], разреженный строчный CSR (Compressed Sparse Rows), разреженный столбцовый CSC (Compressed Sparse Column) [20], форматы Рейнболдта и Местеньи [21], Шермана [22] и др.

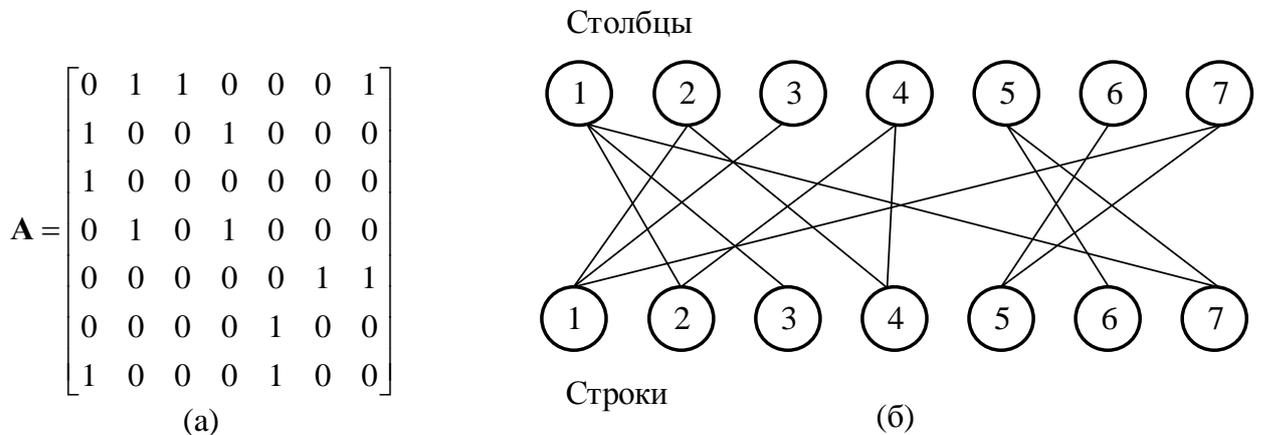
Алгоритмы вычислений строятся таким образом, чтобы обрабатывались только ненулевые элементы, и на основании предварительного знания о расположении ненулевых элементов избегались операции типа сложения с нулем или умножения на ноль. Таким образом, число операций, производимых машиной при исполнении алгоритма пропорционально числу ненулевых элементов, а не числу всех элементов матрицы [16].

Разреженные матрицы представляют в виде графов. Так, на рисунке 1.1 приведена матрица **A** и пример возможного построения соответствующего ей графа. Пусть элементы матрицы **A** обозначены как a_{ij} , где i – индекс строки, j – индекс столбца, $i=1 \dots n$, $j=1 \dots n$, где n -порядок матрицы (в рассматриваемом примере матрица квадратная). Тогда в графе присутствуют вершины с индексами i или j , если в i -ой строке, или j -ом столбце матрицы **A** есть ненулевые элементы. Значение элемента a_{ij} равно количеству ребер из вершины i в вершину j . В этой главе рассматриваются матрицы, в которых ненулевые элементы равны «1» (единице).

Рисунок 1.1 – Матрица \mathbf{A} (а) и соответствующий ей граф (б)

Интерес вызывает представление разреженных матриц в виде двудольных графов (биграфов). Граф считается двудольным, если множество его вершин можно разбить на две группы таким образом, что концы каждого ребра принадлежат разным группам [23]. В теории связи такие графы получили название графов Таннера [24].

На рисунке 1.2 приведен пример построения двудольного графа для матрицы \mathbf{A} . Первая группа вершин соответствует столбцам, вторая группа вершин соответствует строкам. Вершину i из первой группы (группы строк) и вершину j из второй группы (группы столбцов) соединяет ребро, если элемент a_{ij} равен единице. Вершины пронумерованы по порядку. В дальнейшем мы будем рассматривать именно такое представление матриц в виде графа.

Рисунок 1.2 – Матрица \mathbf{A} (а) и соответствующий ей двудольный граф (б)

1.2 Помехоустойчивое кодирование. Блочные коды

На рисунке 1.3 показана схема канонической системы передачи или хранения информации [25], \mathbf{V}_t – вектор информационных бит, \mathbf{T} – вектор бит кодера, \mathbf{X} – вектор модуляционных символов (фактически сигнал), \mathbf{Y} – принятый сигнал, \mathbf{R} – вектор бит, получившийся в результате демодуляции сигнала, \mathbf{V}_r – вектор декодированных бит. При прохождении сигнала через канал передачи, он может искажаться под воздействием собственных шумов приемника, сторонних помех, частотно-селективных замираний и других факторов. В результате этого после демодуляции принятого сигнала могут возникать ошибки.

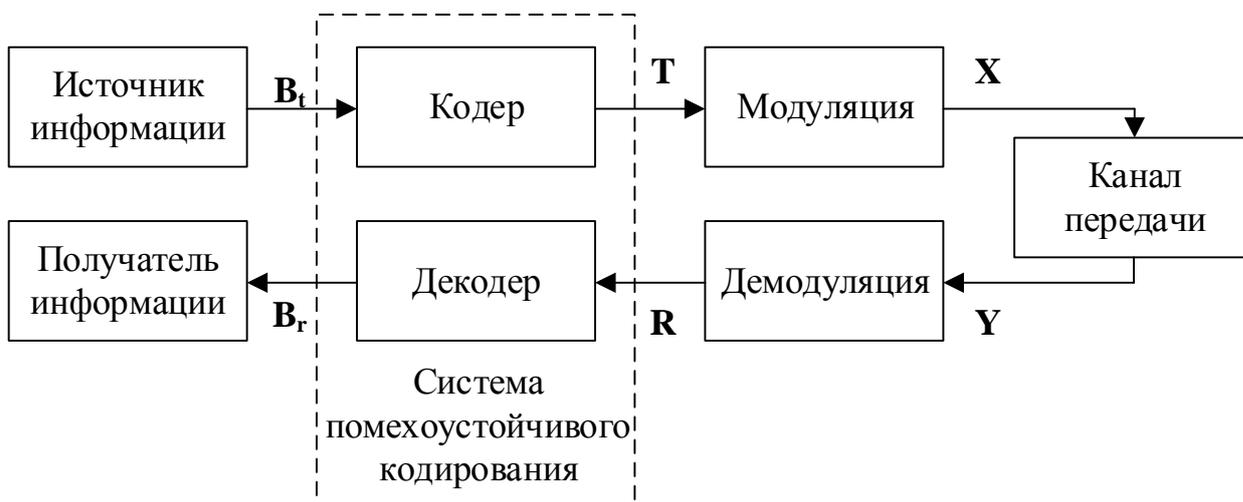


Рисунок 1.3 – Структурная схема цифровой системы передачи информации

Кодирующее устройство (кодер канала) системы помехоустойчивого кодирования добавляет к информационным символам \mathbf{V}_t некоторые избыточные символы. Это делается для того, чтобы приемник с помощью декодера мог исправить ошибки, возникающие в процессе передачи и демодуляции сигнала. Фактически, на этой идее строятся все методы помехоустойчивого кодирования [25].

На сегодняшний день существует много различных классов помехоустойчивых кодов, на рисунке 1.4 приведена обобщенная схема их классификации [26].

Все коды можно разделить на две большие группы – блочные (блочные) и сверточные, которые также называют древовидными. В блочных кодах кодирование и декодирование проводится над вектором символов (битов) конечной длины, в древовидных эти процессы происходят непрерывно. Блочный кодер является устройством без памяти, т.е. формируемый код зависит только от поступающего на вход вектора сообщения. Сверточный кодер является устройством с памятью.

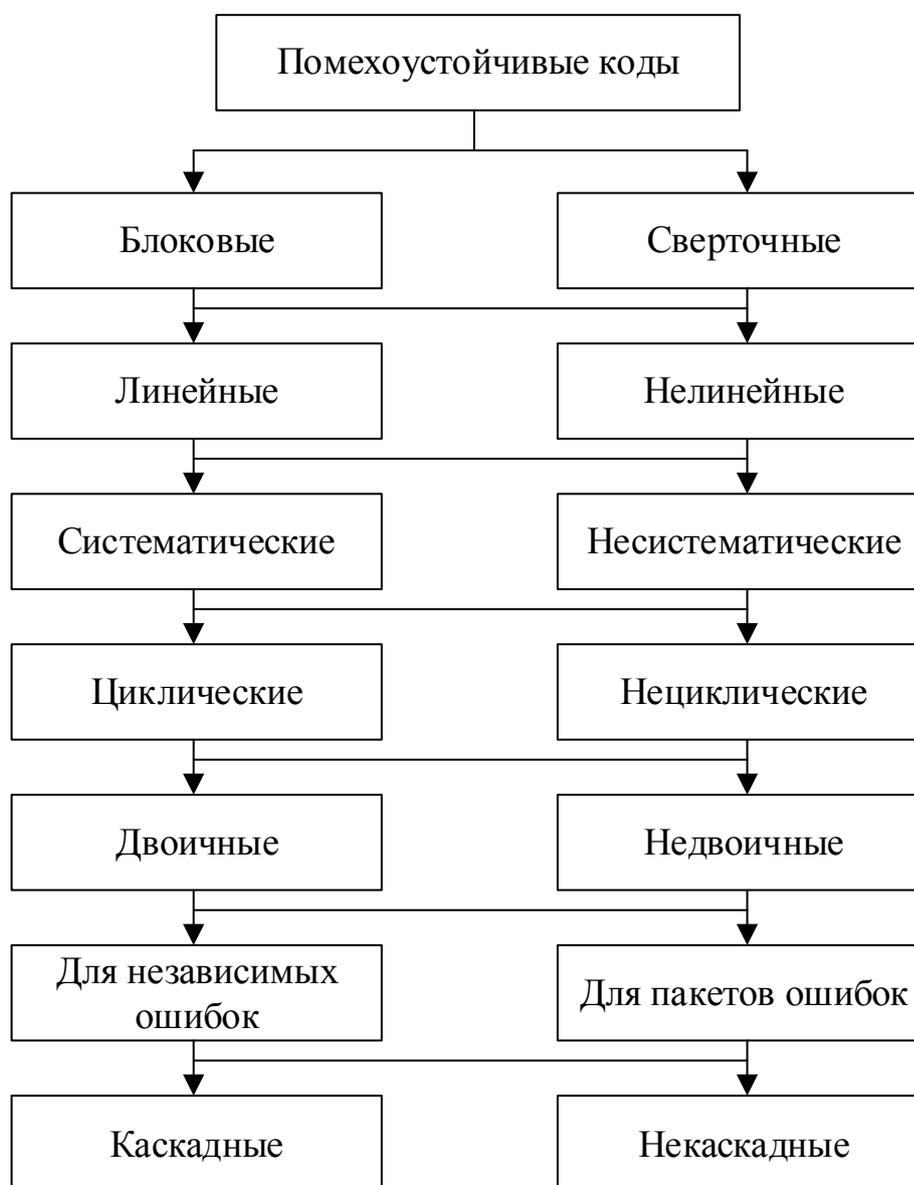


Рисунок 1.4 – Классификация помехоустойчивых кодов.

В зависимости от комбинаций параметров, приведенных на рисунке 1.4, можно привести большое число примеров схем кодирования, работающих в системах связи. В настоящий момент наиболее часто применяются коды Голея [27], Рида-Маллера [28], Боуза-Чоудхури-Хоквингема (БЧХ) [29] и входящие в этот класс коды Рида-Соломона [30], различные сверточные коды, турбокоды [25] и коды с малой плотностью проверок на четность LDPC (Low Density Parity Check) [31] и др. Наиболее эффективными с точки зрения приближения к границе Шеннона считаются турбокоды и LDPC, однако, основные схемы реализации турбокодов защищены патентами [25]. По этой причине для разработчиков особый интерес представляют LDPC коды. Конечный выбор кода обусловлен и рядом других факторов, например, необходимой пропускной способностью канала, сложностью реализации алгоритма кодирования и декодирования (или их стоимостью), вычислительная сложность и т.д. Также следует отметить, что часто применяют сразу несколько видов помехоустойчивого кодирования.

Рассмотрим подробнее принципы работы блочных кодов, рисунок 1.5. Информационная последовательность разбивается на блоки из k символов. Кодирование заключается в отображении этого блока в блок длиной $n > k$, который называется кодовым словом. Величина $n-k$ является избыточностью кода. Такое отображение можно представить в матричном виде:

$$\mathbf{UG} = \mathbf{C}, \quad (1.1)$$

где \mathbf{U} – блок кодируемых символов длиной k , \mathbf{G} – порождающая матрица размерностью $k \times n$, \mathbf{C} – кодовое слово длиной n .



Рисунок 1.5 – Добавление избыточности в блочный код (n, k)

Блочный код длины n с 2^k кодовыми словами является линейным, если его кодовые слова образуют k -мерное векторное пространство, которое порождается базисом из k линейно независимых векторов. При этом эти векторы образуют строки порождающей матрицы \mathbf{G} [26]. Часто кодовые слова представляют в систематической форме $\mathbf{C} = (\mathbf{U}, \mathbf{V})$, где \mathbf{V} – вектор с добавленной избыточной информацией. В этом случае генераторная матрица должна иметь вид:

$$\mathbf{G} = [\mathbf{I}\mathbf{P}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & g_{1,1} & \dots & g_{1,n-k} \\ 0 & 1 & \dots & 0 & g_{2,1} & \dots & g_{2,n-k} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & g_{k,1} & \dots & g_{k,n-k} \end{bmatrix}, \quad (1.2)$$

где \mathbf{I} – единичная матрица размером $k \times k$, матрица \mathbf{P} формирует проверочные символы.

Обнаружение ошибок может быть осуществлено путем вычисления синдромов декодером:

$$\mathbf{S} = \mathbf{C}\mathbf{H}^T, \quad (1.3)$$

где \mathbf{S} – вектор синдромов длиной $n - k$, \mathbf{H} – проверочная матрица размерностью $n - k \times n$ такая, что выполняется свойство ортогональности:

$$\mathbf{G}\mathbf{H}^T = 0. \quad (1.4)$$

Такую матрицу можно получить из порождающей вида 1.2 как

$$\mathbf{H}^T = \begin{bmatrix} \mathbf{P} \\ \mathbf{I}_{n-k} \end{bmatrix}.$$

Если при прохождении сигнала через канал и его демодуляции, было принято сообщение без ошибок, то каждый блок этого сообщения по-прежнему является кодовым словом и значит, в соответствии с 1.1, 1.3 и 1.4 выполняется условие

$$\mathbf{S} = \mathbf{C}\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{G}\mathbf{H} = 0. \quad (1.5)$$

Это важное свойство позволяет обнаружить и исправить ошибки. Так, если вектор синдромов \mathbf{S} отличен от нуля (поэтому также вычисление

синдромов называют проверками на четность), то принятый блок не является кодовым словом, и по значению \mathbf{S} мы можем определить какой бит был определен неверно. На этом основано исправление ошибок по таблице синдромов. Такой подход хорош для двоичного симметричного канала (ДСК), в котором принимается жесткое решение, о приеме «0» или «1», а длина кода достаточно мала. Также стоит отметить, что данный метод позволяет обнаружить и устранить весьма ограниченное количество ошибок [32].

Важной характеристикой помехоустойчивых кодов является их минимальное Хеммингово расстояние (если код двоичный, в противном случае следует рассматривать иную метрику). Для заданного кода минимальное Хеммингово расстояние d_{min} определяется как минимальное расстояние между всевозможными парами его кодовых слов:

$$d_{min} = \min_{C_1=1..2^k, C_2=1..2^k} \{ \text{sum}(\text{abs}(C_1 - C_2)) \mid C_1 \neq C_2 \}, \quad (1.6)$$

где abs – модуль, sum – сумма элементов вектора.

Тогда корректирующая способность кода, т.е. количество бит в кодовом слове, которое декодер способен исправить, равна [25]:

$$t = \lfloor (d_{min} - 1) / 2 \rfloor. \quad (1.7)$$

Теорема кодирования для канала с шумами К. Шеннона [31, 33] утверждает, что для широкого класса моделей каналов существуют такие кодер и декодер, для которых вероятность P_e того, что декодер воспроизведет символ источника информации ошибочно, оценивается как:

$$e^{-n[E_L(R)+o(n)]} \leq P_e \leq e^{-nE(R)}, \quad (1.8)$$

где R – скорость источника информации, n – длина блока кода, функции $E(R)$ и $E_L(R)$ зависят от типа канала, и не зависят от n , они положительны при $R=0$, убывают с ростом R и обращаются в ноль при $R = C$, где C – пропускная способность канала:

$$C = F \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_{ш}} \right), \quad (1.9)$$

где F – полоса частот сигнала, P_c – мощность сигнала, $P_{ш}$ – мощность шума.

Таким образом, из 1.8 следует, что вероятность битовой ошибки напрямую связана с размером блока (или кодового ограничения) кода n . Для повышения эффективности использования канала связи, т.е. для приближения R к C , необходимо выбирать достаточно большие блоки кода [31].

1.3 Коды с малой плотностью проверок на четность

LDPC коды относятся к классу линейных блочных кодов, основные принципы построения которых мы рассмотрели выше. Эти коды были предложены Р. Галлагером в 1963 году. В своей монографии [31] он подробно рассмотрел возможность построения таких кодов: ввел способ формирования разреженных проверочных матриц, предложил способы реализации алгоритмов декодирования, обосновал высокие корректирующие свойства таких кодов. Однако, для вычислительной техники в те годы алгоритмы кодирования и декодирования оказались слишком сложны. Интерес к LDPC кодам со стороны разработчиков систем связи проявился в последние 20 лет. Это связано, с одной стороны, с увеличением вычислительной мощности микропроцессоров и, с другой стороны, с появлением ряда публикаций, в которых приведены новые подходы и более быстрые алгоритмы формирования матриц и декодирования кодов, кроме того, было обосновано, что LDPC коды подходят к границе Шеннона [33] ближе, чем турбокоды. Среди этих работ можно выделить работы Р. М. Таннера [24], Д. Дж. МакКея [34, 35] и Т. Дж. Ричардсона [36].

Идея создания LDPC кодов основана на теореме Шеннона о кодировании для канала с шумами (в соответствии с выражением 1.8). Для повышения помехоустойчивости, следует увеличивать длину блока кода. Однако, используя классические подходы, описанные в разделе 1.2, для

реализации такого кода необходима проверочная (порождающую можно получить из нее) матрица огромного размера. Так, длина кода в тысячу бит, приведет к необходимости хранить матрицу объемом в один мегабит. Кроме этого, классические алгоритмы декодирования будут иметь значительную вычислительную сложность. Для решения этих проблем Галлагер предложил в качестве проверочной матрицы использовать матрицу с разреженным кодом [31]. Благодаря этому, становится возможным хранить в памяти устройства матрицы размером в десятки и даже сотни тысяч бит.

1.3.1 Алгоритмы кодирования LDPC кодов. Формирование разреженных матриц

Вопрос реализации кодирования напрямую связан со структурой проверочной (порождающей) разреженной матрицы. Для экономии ресурсов, такую матрицу можно создать, используя какую-то упорядоченную структуру, например, циклический сдвиг строк или подматриц. При этом становится возможным использовать подходы, применяемые в циклических кодах. Однако, это приводит к увеличению веса строк и усложнению алгоритмов декодирования [37].

К разреженным матрицам выдвигается ряд требований. Так, уже упоминалась степень разреженности, которая влияет на объем хранимых данных и сложность декодирования. Пусть имеется разреженная матрица размерностью $n \times k$ и dn – вес ее строк (количество единиц в строках), тогда вес столбцов:

$$dk = \frac{ndn}{k}. \quad (1.10)$$

Общее количество ненулевых элементов матрицы:

$$N = ndn = ndk. \quad (1.11)$$

Также, дополнительным важным свойством матриц является наличие в соответствующих им графах циклов определенной кратности. Цикл определяется как замкнутая последовательность ребер графа, начинающаяся

и заканчивающаяся в одной вершине. Наименьшим возможным циклом является цикл кратности 4, именно такие циклы хуже всего влияют на исправляющие свойства LDPC кодов [37]. На рисунке 1.6 приведен пример двух таких циклов для графа Таннера и соответствующей ему матрицы при $n=6, k=4$, круги соответствуют столбцам, квадраты строкам.

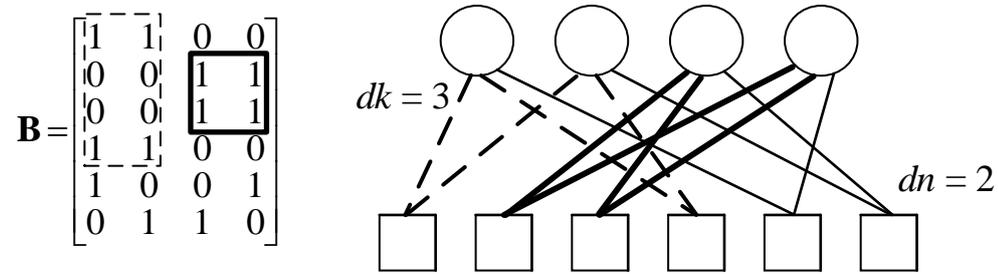


Рисунок 1.6 – Пример двух циклов кратности 4 в графе Таннера и соответствующей ему матрице

Рассмотрим подробнее алгоритмы формирования матриц предложенные Галлагером [31], МакКеем [34, 35, 38] и коды повторения накопления, реализованные в стандарте цифрового спутникового вещания DVB-S2 [39].

Структура матрицы \mathbf{B} , полученной алгоритмом Галлагера приведена на рисунке 1.7, где $\mathbf{B}_0 \dots \mathbf{B}_N$ – подматрицы. Элементы строки i подматрицы \mathbf{B}_0 с индексами $(i-1)dn+1 \dots i \cdot dn$ равны единицам, остальные элементы нули. Подматрица \mathbf{B}_0 для $k = 9, dn = 3$ приведена на рисунке 1.8. Матрица с такой структурой не содержит циклы. Размерность \mathbf{B}_0 равна $k/dn \times k$. Для формирования \mathbf{B} необходимо T подматриц, где $T = n/(k/dn) = n \cdot dn/k$.

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_0 \\ \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{B}_2 \\ \dots \\ \mathbf{B}_{T-1} \end{bmatrix}$$

Рисунок 1.7 – Структура матрицы \mathbf{B} , полученной с помощью алгоритма Галлагера

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

Рисунок 1.8 – Подматрица \mathbf{B}_0 для $k = 9, dn = 3$

Подматрицы $\mathbf{B}_1 \dots \mathbf{B}_{T-1}$ получаются путем случайных перестановок столбцов в подматрице \mathbf{B}_0 . В результате перестановок в получившихся подматрицах должны отсутствовать циклы. Проверка на циклы может быть произведена путем нахождения попарного скалярного произведения между столбцами (проверку пройдут подматрицы, чье скалярное произведение не превышает 1) [37]. Подматрицы, содержащие циклы отбрасываются. Подматрицы формируются до тех пор, пока количество строк результирующей матрицы не достигнет n . На рисунке 1.9 приведена матрица \mathbf{B} , получившаяся в результате выполнения алгоритма Галлагера для $k = 9, n = 12, dn = 3, dk = 4$.

$$\begin{array}{l} \mathbf{B}_0 \\ \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{B}_2 \\ \mathbf{B}_3 \end{array} \begin{array}{|ccccccccc|} \hline 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ \hline 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ \hline 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ \hline 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ \hline \end{array}$$

Рисунок 1.9 – Матрица \mathbf{B} , полученная в результате выполнения алгоритма Галлагера для $k = 9, n = 12, dn = 3, dk = 4$

Для хранения такой матрицы достаточно знать индексы переставленных столбцов в подматрицах. Однако сам процесс создания

подобных матриц и проверка на циклы для больших блоков кода весьма трудоемко.

Методы формирования разреженных матриц, предложенные Маккеем основаны на случайном формировании матриц с заданным весом строк и столбцов, с последующим устранением циклов [34, 37, 38]. С помощью такого подхода создать матрицы большого порядка значительно проще, чем с помощью алгоритма Галлагера. К недостаткам стоит отнести отсутствие какой-либо структуры, из-за чего такие матрицы требуют большего объема для хранения и усложняют процесс кодирования. Для упрощения процесса кодирования Маккей предложил формировать генераторную матрицу в систематической форме (формула 1.2) [38]. Однако правая часть генераторной матрицы становится менее разреженной, и для нее по-прежнему не определена структура, облегчающая хранение и обращение к ее элементам [37].

В стандарте спутникового цифрового вещания DVB-S2 используются коды с нерегулярным повторением накопления IRA (Irregular Repeat Accumulate) [39]. Проверочные матрицы таких кодов имеют систематический нерегулярный вид, рисунок 1.10 [40].

$$\mathbf{H} = \begin{array}{c} \left[\begin{array}{cccccc|cccc} h_{11} & h_{12} & h_{13} & \dots & \dots & h_{1T} & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & \dots & \dots & h_{2T} & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} & \dots & \dots & h_{3T} & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ \dots & \dots \\ h_{(n-k)1} & h_{(n-k)2} & h_{(n-k)3} & \dots & \dots & h_{(n-k)T} & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{array} \right] \end{array}$$

Π
 Γ

Рисунок 1.10 – Проверочная матрица \mathbf{H} , LDPC-IRA, используемая в стандарте DVB-S2

Матрица \mathbf{H} состоит из подматриц \mathbf{P} и \mathbf{T} , где \mathbf{T} – ступенчатая матрица, матрица \mathbf{P} фактически осуществляет внутреннее перемежение элементов исходной битовой последовательности. В стандарте [39] задан алгоритм такого перемежения, поэтому хранить всю матрицу в памяти не нужно. Максимальная длина блока LDPC кода (а соответственно и размерность разреженной матрицы), используемого в стандарте DVB-S2, составляет 64800 [39].

1.3.2 Алгоритмы декодирования LDPC кодов

Классические алгоритмы декодирования, основанные на оценке правдоподобия путем сравнения со всеми возможными реализациями, мало применимы для LDPC кодов, поскольку количество возможных кодовых слов растет экспоненциально с длиной блока кода. Поэтому, для декодирования в основном применяются различные итерационные алгоритмы [41]. При этом, с одной стороны, уменьшается вычислительная сложность, с другой, несколько увеличивается вероятность ошибки [31].

Галлагер предложил два варианта декодирования LDPC кодов – метод инверсии бит BF (Bit Flip) и метод с распространением доверия BF (belief propagation) [31].

Метод BF применим для ДСК каналов с жестким выходом демодулятора и относительно прост. Декодирование производится в течении N итераций. Каждая итерация включает два шага:

- 1) Вычисление проверок на четность в соответствии с проверочной матрицей.
- 2) Инверсия бита, который участвует в наибольшем числе непрошедших проверок.

Если в какой-то итерации все проверки оказываются равными нулю, то цикл прекращается и принимается решение о верном декодировании. Если по

прошествии N итераций проверки по-прежнему не проходит, принимается решение о невозможности корректного декодирования.

Этот процесс можно проиллюстрировать с помощью графа Таннера. В качестве примера, для уменьшения размера графа приведен не LDPC, а код Хэмминга, $k = 4$, $n = 7$. На рисунке 1.11 приведены его генераторная (а), проверочная (б) матрицы и граф Таннера (в), соответствующий проверочной матрице.

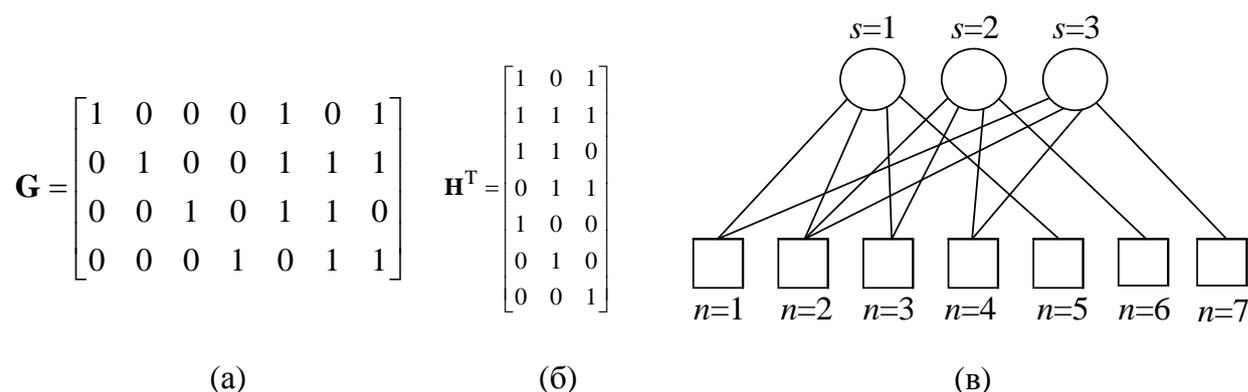


Рисунок 1.11 – Генераторная (а) и проверочная (б) матрицы кода Хэмминга (4,7), граф Таннера (в), соответствующий проверочной матрице

Предположим, что на вход кодера поступает битовое сообщение $[1 \ 1 \ 0 \ 1]$, на выходе кодера ему соответствует кодовое слово $[1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1]$, которое поступает на вход ДСК. В канале произошла ошибка во втором бите (вектор ошибок $[0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$). Таким образом, на выходе ДСК имеется вектор $[1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1]$. Процесс декодирования приведен на рисунке 1.12.

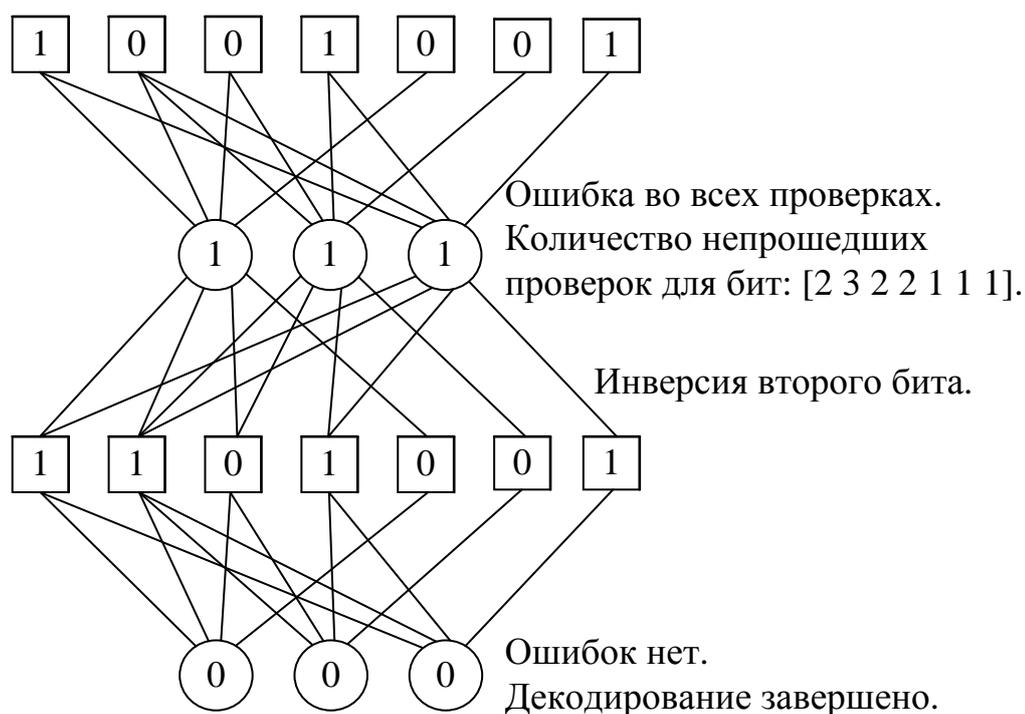


Рисунок 1.12 – Иллюстрация метода ВФ на графе Таннера

Фактически, первый шаг алгоритма сводится к расчету суммы значений бит, соответствующих информационным (символьным) узлам (квадратам), которые соединены ребрами с проверочными узлами (кругами). На втором шаге вычисляется сумма значений проверок, которые соединены ребрами с символьными узлами. Значения бита в той вершине, где сумма максимальна, инвертируется.

Алгоритм ВР схож с ВФ, но более сложен, он оперирует не с жесткими решениями демодулятора, а с вероятностями, или с логарифмическими отношениями правдоподобия (\log likelihood ratio, LLR). В настоящее время существует большое количество разновидностей этого алгоритма, они также известны под названиями алгоритм сумма-произведение SPA (Sum-Product Algorithm) и алгоритм передачи сообщения МРА (Message Passing Algorithm). Они отличаются друг от друга прежде всего вычислительной сложностью. Алгоритм предложенный Галлагером требует серьезных вычислительных затрат и в изначальном виде практически не применяется [37].

Рассмотрим одну из версий алгоритма, работающую с LLR. Она более экономна в вычислительных затратах, по сравнению с классической версией, оперирующей с вероятностями [41]. Алгоритм удобнее рассматривать в виде операций, производимых на графе. В течении N итераций проверочные и информационные узлы обмениваются информацией о правдоподобии передачи бит. Также этот процесс называют распространением, или передачей сообщений, в связи с чем и появились соответствующие названия. Пусть q_{ij} - сообщение от символьного узла i проверочному j , r_{ji} - сообщения от проверочного узла j к битовому i .

1) На первом этапе работы алгоритма (инициация) вычисляются LLR на выходе демодулятора с мягким решением для каждого бита v_i вектора \mathbf{V} :

$$\text{LLR}(v_i) = \ln\left(\frac{P(y_i | v_i = 1)}{P(y_i | v_i = 0)}\right), \quad (1.12)$$

где y_i - компонент принятого сигнала \mathbf{Y} . Значение $\text{LLR}(v_i)$ присваивается символьным узлам графа, рисунок 1.13. На графе это рассматривается как сообщение q_i от битового узла v_i к проверочным узлам c_j .

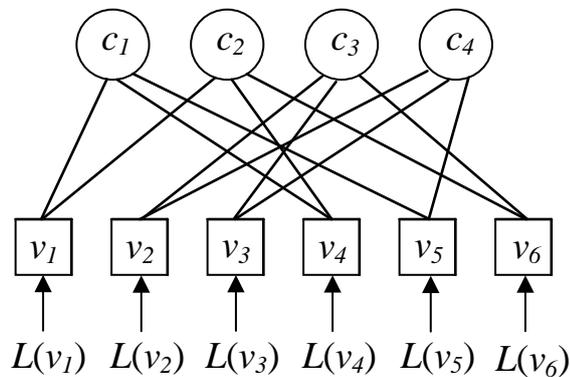


Рисунок 1.13 – Инициация алгоритма BP

2) На этом этапе проверочный узел j отправляет сообщение (пересчитанное LLR) r_{ji} битовому узлу i , при условии принятия от других символьных узлов сообщений q_{ij} , $t = 1 \dots dc$, $t \neq i$, dc - количество ребер графа, соединяющих данный проверочный узел с символьными узлами (вес столбцов проверочной матрицы).

$$r_{ji} = LLR(q_{1j} \oplus \dots \oplus q_{(i-1)j} \oplus q_{(i+1)j} \oplus \dots \oplus q_{dcj}). \quad (1.13)$$

Такие сообщения рассчитываются для всех узлов и для всех ребер.

Эту запись можно интерпретировать следующим образом. Согласно выражению 1.5 все проверки, в случае безошибочной передачи, равны нулю. Если сумма всех элементов проверки кроме i -го равна «1», значит i -ый элемент равен «1», и наоборот, если сумма равна «0», то i -ый элемент также равен «0». В случае с демодуляцией с мягким решением, мы рассматриваем не значения бит, а LLR.

Для вычисления можно считать, что [41]:

$$LLR(a \oplus b) = \ln\left(\frac{1 + e^{LLR(a)} e^{LLR(b)}}{e^{LLR(a)} + e^{LLR(b)}}\right). \quad (1.14)$$

Для снижения вычислительной сложности (1.14) можно записать в следующем виде (это упрощение применяется в разновидности алгоритма ВР, получившей название UMP ВР (Uniformly Most Powerful, равномерно более мощный) [43]):

$$LLR(a \oplus b) \approx \text{sign}(LLR(a))\text{sign}(LLR(b))\min(|LLR(a)|, |LLR(b)|). \quad (1.15)$$

Шаг 2 на примере сообщения первого проверочного узла первому символьному узлу иллюстрирует рисунок 1.14.

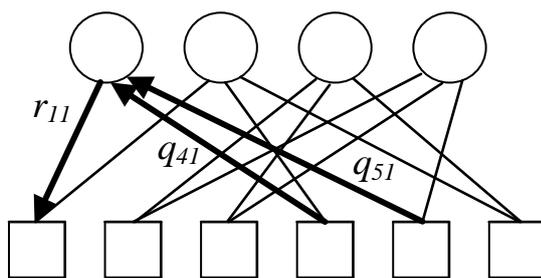


Рисунок 1.14 – Отправка сообщения проверочным узлом

3) На этом этапе формируется сообщение q_{ij} , которое символьный узел i отправляет проверочному узлу j , при условии принятия этим узлом сообщений r_{ji} от смежных проверочных узлов:

$$q_{ij} = q_i + \sum_{t \neq j}^{dv} r_{ti}, \quad (1.16)$$

где t – индексы проверочных узлов, соединенных ребрами с узлом i . Такие сообщения рассчитываются для всех информационных узлов и для всех ребер. Этот процесс на примере сообщения первого символического узла первому проверочному узлу иллюстрирует рисунок 1.15

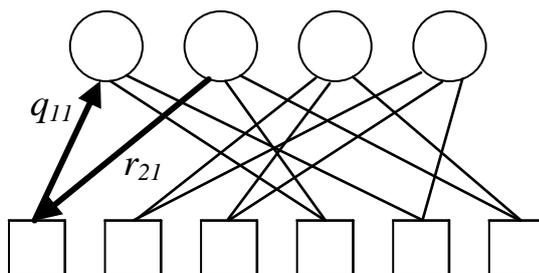


Рисунок 1.15 – Отправка сообщения символическим узлом

После этого происходит обновление общей информации (сообщения) этого узла:

$$q_i = q_i + \sum_t^{dv} r_{ti}. \quad (1.17)$$

4) Принятие жестких решений и их проверка. Жесткие решения принимаются по знаку q_i для всех символических узлов:

$$\hat{v}_i = \begin{cases} 1, & q_i \geq 0 \\ 0, & q_i < 0 \end{cases}. \quad (1.18)$$

Если в результате проверки (выражение 1.19) все синдромы равны нулю, принимается решение о верном декодировании, в противном случае алгоритм возвращается к шагу 2.

$$\mathbf{S} = \hat{\mathbf{V}}\mathbf{H}^T. \quad (1.19)$$

Если в течении N итераций проверки по-прежнему не проходятся, принимается решение о невозможности успешного декодирования.

На рисунке 1.16 приведены графики зависимостей вероятностей битовых ошибок от отношения энергии, приходящейся на бит сообщения к спектральной плотности мощности шума для системы связи с LDPC кодом

(параметры $n = 6400$, $k = 4800$, систематический код, проверочная матрица получена алгоритмом Галлагера с добавлением единичной матрицы) [42]. Как видно из рисунка 1.16, алгоритм BP дает существенный выигрыш по сравнению с алгоритмом BF (более 2 дБ).

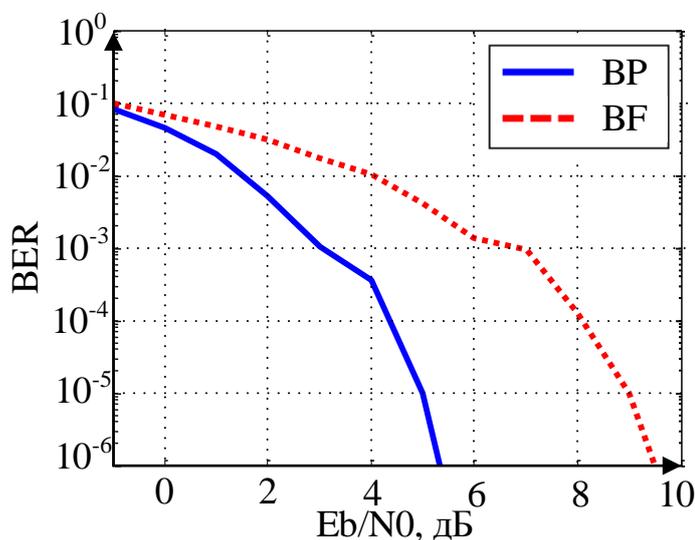


Рисунок 1.16 – Зависимости вероятности битовых ошибок от отношения энергии, приходящейся на бит сообщения к спектральной плотности мощности шума для системы связи с LDPC кодами при декодировании методами BP и BF

При увеличении длины кода можно получить более впечатляющий результат, так, например в [36] показано, что LDPC код с длиной блока в 10^7 приближается к пределу Шеннона на 0.0045 дБ.

1.4 Использование разреженных кодов для разделения абонентов

1.4.1 Методы множественного доступа

Проблема организации множественного доступа (мультиплексирования, разделения абонентов) является ключевой при разработке систем многоканальной связи. Выбор того или иного метода мультиплексирования напрямую влияет на эффективность использования частотно-временного ресурса, предоставляемого для передачи данных.

Применяемые методы множественного доступа менялись по мере выхода документов, регламентирующих работу систем связи. Традиционно, эти методы классифицируют следующим образом [32]:

- Множественный доступ с частотным разделением FDMA (Frequency Division Multiple Access). Для организации канала связи пользователю выделяется определенный частотный диапазон. В оригинальном виде применялся в системах связи первого поколения.

- Множественный доступ с временным разделением TDMA (Time Division Multiple Access). Пользователям выделяются разные временные интервалы, каналы могут работать в общей полосе частот. Этот метод использовался в системах связи второго поколения.

- Множественный доступ с кодовым разделением CDMA (Code Division Multiple Access). Пользователи ведут передачу в одной полосе частот одновременно. Для разделения используется набор ортогональных (квазиортогональных) кодов. На основе этого принципа построены сети связи третьего поколения

- Множественный доступ с ортогональным частотным разделением OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access), разновидность FDMA. Пользователи ведут передачу на ортогональных поднесущих. Сигнал формируется в частотной области и переводится во временную с помощью обратного быстрого преобразования Фурье. OFDMA получил применение в сетях связи четвертого поколения. Далее OFDMA будет рассмотрен более подробно.

- Множественный доступ с пространственным разделением SDMA (Space Division Multiple Access). Разделение абонентов достигается за счет пространственного разнесения приемных устройств. Для реализации этого подхода можно использовать антенные решетки, формирующие узкие лучи, направленные на мобильные абонентские станции. При таком подходе абоненты, находящиеся на некотором удалении друг от друга могут работать

в общей полосе частот одновременно, что существенно экономит частотно-временной ресурс. Рассматривается возможность реализации этой технологии в следующем поколении сетей сотовой связи 5G [44].

- Множественный доступ с поляризационным разделением PDMA (Polarization Division Multiple Access). Абонентские каналы формируются за счет использования антенн с различной поляризацией, сигналы передаются в одной полосе частот одновременно. Существует ряд ограничений на применение этого метода, прежде всего они связаны с особенностями распространения радиоволн (переотражение, рефракция, дифракция), которые приводят к деполяризации. На практике этот метод применяется в спутниковых и радиорелейных системах связи в условиях прямой видимости [45].

1.4.2 Множественный доступ с ортогональным частотным разделением каналов OFDMA

В настоящее время наиболее широкое распространение получил метод множественного доступа OFDMA. Он используется в сетях LTE, WiMAX, Wi-Fi, DVB и др.

В документах, описывающих возможные технологии 5G, большинство рассматриваемых методов так или иначе основаны на принципах OFDMA, поэтому в этом разделе OFDMA рассмотрен более подробно.

На рисунке 1.17 приведена обобщенная схема формирования OFDM символов [46]. Битовые потоки \mathbf{b}_i отображаются в комплексные коэффициенты C_i , каждый из которых является символом цифровой квадратурной модуляции (например, PSK, или QAM). Каждый коэффициент модулирует соответствующую ему поднесущую (гармоническое колебание), что достигается выполнением обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ) размерностью N над вектором коэффициентов. OFDM символ формируется как суперпозиция модулированных таким образом поднесущих. После этого поток параллельных отсчетов переводится в последовательный

вид и к нему добавляется защитный интервал в виде циклического префикса (ЦП). Символ с ЦП подается на квадратурный модулятор (КМ) и отправляется в канал передачи.

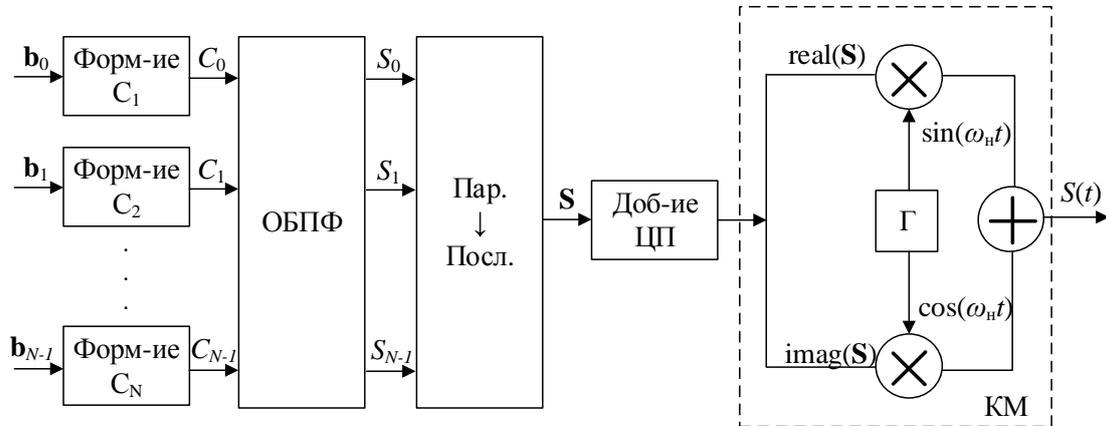


Рисунок 1.17 – Структурная схема формирователя OFDM символов

Поднесущие, на которых идет передача ортогональны, период каждой из них равен $T_n = T_{\text{OFDM}}/n$, где $n = 0 \dots N-1$, а коэффициент взаимной корреляции равен нулю. Спектры соседних поднесущих на интервале одного OFDM символа накладываются друг на друга, но благодаря своему расположению, их боковые лепестки компенсируются и ортогональность сохраняется

Длительность OFDM символа в N раз превосходит длительность символа QAM модуляции при аналогичной занимаемой полосе и общей скорости передачи, рисунок 1.18 (тоже справедливо и для других видов квадратурной модуляции).

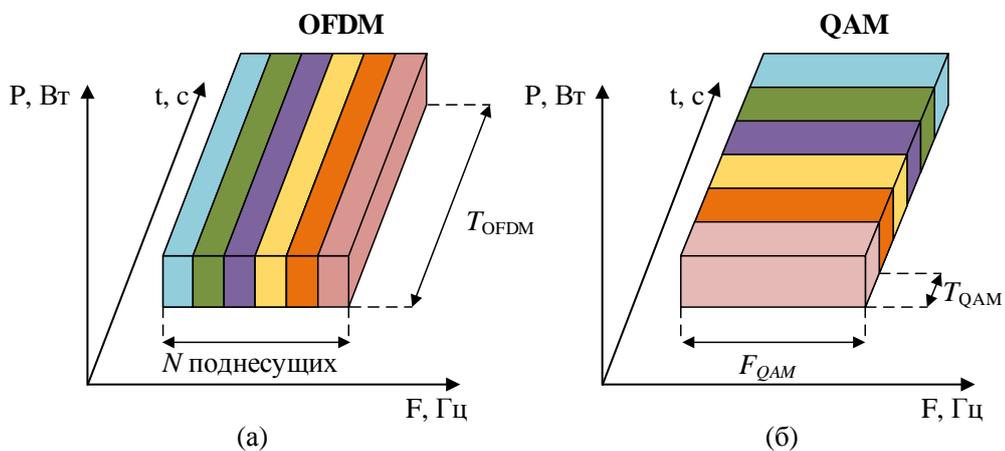


Рисунок 1.18 – Спектрограмма OFDM символа (а) и QAM символов (б)

Для борьбы с межсимвольной интерференцией (МСИ) вводят защитный интервал в виде циклического префикса, рисунок 1.19. Потери в скорости будут значительно меньше, чем при добавлении защитных интервалов к отдельным, последовательно идущим QAM символам. Циклический префикс является копией конца символа, длительность определяется максимальной задержкой τ_{max} в многолучевом канале передачи [47, 48].

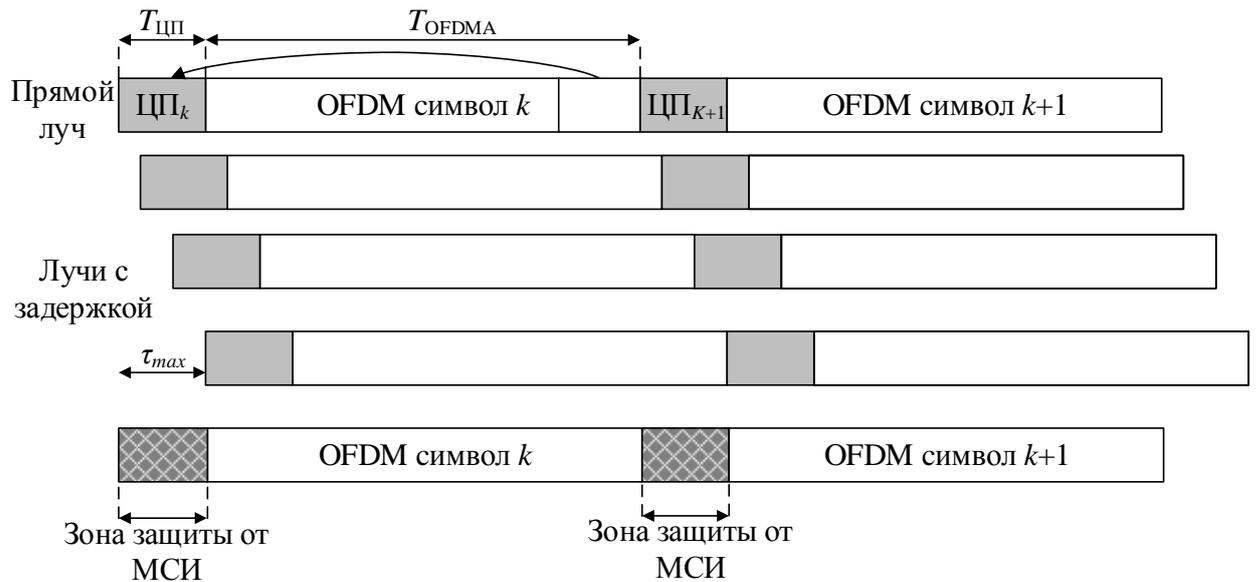


Рисунок 1.19 – Добавление ЦП к OFDM символу

Передача символов на группе ортогональных поднесущих позволяет эффективно бороться с частотно-селективными замираниями используя оценку передаточной характеристики канала по пилот-сигналам и последующее эквалайзирование, рисунок 1.20 [49].

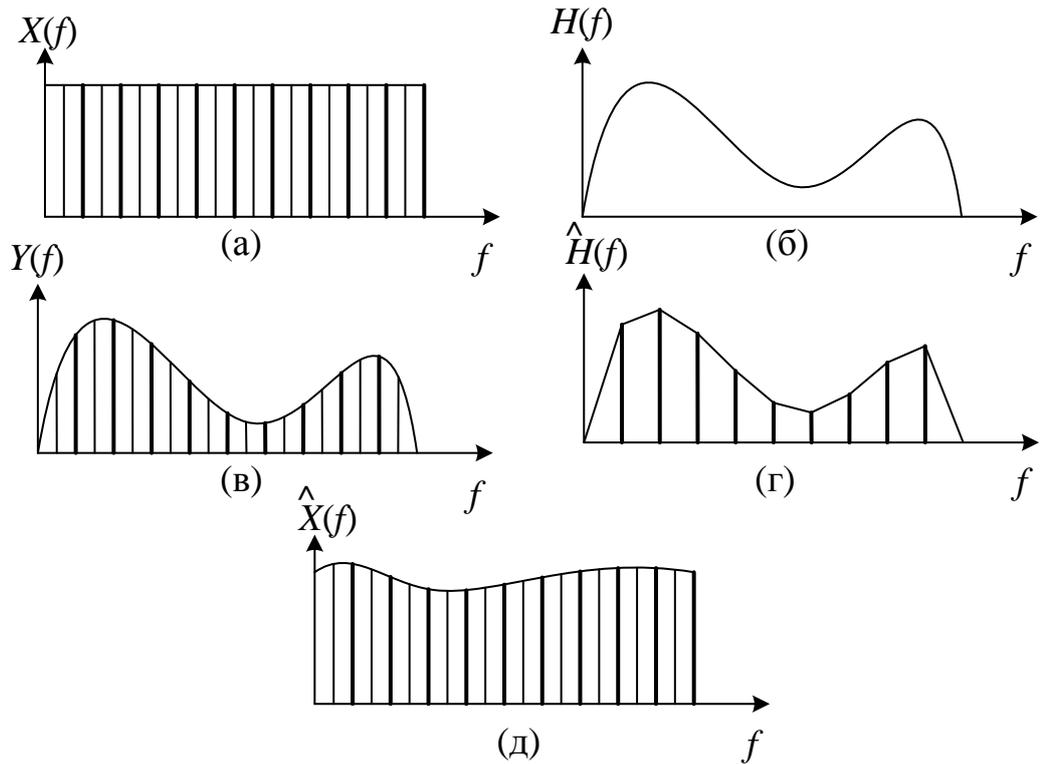


Рисунок 1.20 – Эквалайзирование OFDM символов

В пределах OFDM символа часть поднесущих переносит опорные сигналы (пилот-сигналы), в общем случае комплексные, рисунок 1.20 (а) – жирные прямые. При передаче сигнала через канал с частотно-селективными замираниями (АЧХ канала $H(f)$ на рисунке 1.20 (б)) спектр принятого сигнала $Y(f)$ искажен, рисунок 1.20 (в). Приемник, зная переданные значения пилотных сигналов, может оценить искажения вносимые каналом и интерполируя, оценить АЧХ $\hat{H}(f)$ [50], рисунок 1.20 (г). Зная АЧХ становится возможным восстановить искаженный символ $X(f)$, рисунок 1.20 (д).

Сигналы с OFDM модуляцией также имеют ряд недостатков:

1) Высокое значение пик-фактора сигнала [51]. Этот недостаток повышает требования к линейности усилителей и трактов передачи и разрядности АЦП/ЦАП [33]. Для его снижения применяется ряд методов, таких как использование блочного кодирования, ограничение амплитуды

сигнала (clipping), вероятностные методы, усилители мощности с цифровыми предискажениями и др. [53].

2) Высокий уровень внеполосного излучения [54]. При классической реализации OFDM символов, спектр сигнала имеет высокий уровень боковых лепестков. Для его снижения крайние поднесущие обнуляются и таким образом, выступают в роли защитного интервала [55]. С одной стороны, это уменьшает уровень боковых лепестков вне полосы, а с другой сокращает количество информационных поднесущих и общую скорость передачи бит в системе связи. Существуют решения по снижению внеполосного излучения, основанные на использовании фильтрующих оконных функций, например, фильтров Найквиста типа приподнятый косинус [55]. Кроме того, в последнее время появились схемы OFDM с более сложной фильтрацией сигнала, такие как частотное мультиплексирование с множеством поднесущих, использующих банк гребенчатых фильтров FBMC (Filter-Bank Multi-Carrier Modulation) [5, 56].

3) Чувствительность к межчастотной интерференции. При рассогласовании частоты несущей сигнала и опорной частоты гетеродина приемника (например, в результате доплеровского рассеяния) нарушается ортогональность поднесущих, из-за чего возникают помехи. Для борьбы с этим эффектом применяют специфические алгоритмы оценки ухода частоты и его последующей компенсации [52].

4) Ограниченное количество ресурсов. Минимальным ресурсом передачи, который система может предоставить пользователю, является одна поднесущая на интервале одного OFDM символа. Количество доступных для передачи информации поднесущих в общем случае меньше размерности преобразования Фурье, а для динамического распределения ресурсов необходимо отправлять большое количество служебной информации. По этой причине затруднительно построить системы связи с большим количеством подключений (которые характерны, например, для интернета вещей). Для увеличения количества доступных ресурсов и повышения

эффективности использования частотно-временного ресурса применяют методы неортогонального множественного доступа.

1.4.3 Методы неортогонального множественного доступа

Существует две группы методов, которые в литературе принято называть неортогональным множественным доступом (неортогональным уплотнением). Идея, положенная в основу первого метода N-OFDM (Non-Orthogonal Frequency Division Multiplexing) заключается в более плотном расположении поднесущих, чем в OFDM [57, 58]. В результате этого, поднесущие перекрываются и теряют ортогональность, которую в дальнейшем предлагается восстановить, например, с помощью процедур ортогонализации Грама-Шмидта или Левдина [57], или использовать для демодуляции метод Коши [59].

Второй метод NOMA (Non Orthogonal Multiple Access) подразумевает передачу сигналов нескольких абонентов в одном частотно-временном ресурсе, и различающихся уровнем мощности [60, 61]. Разделить такие сигналы абонентов можно, например, методом последовательного подавления помех SIC (Serial Interference Cancellation) [4]. Если в системе передача ведется на нескольких поднесущих, они могут быть как ортогональными (формируемые по методу OFDMA или FBMC), так и неортогональными (N-OFDMA). В дальнейшем, в этой работе под неортогональным множественным доступом подразумевается именно метод NOMA.

Рассмотрим более подробно природу энергетического выигрыша, который обеспечивает применение метода NOMA. Пользовательские каналы располагаются в едином частотно-временном ресурсе, но имеют отличную друг от друга мощность. В следствии этого появляется межканальная интерференция. Предположим, что в зоне обслуживания базовой станции находится K абонентских устройств. Каждому пользовательскому каналу

выделяется парциальная мощность p_k , которая определяется исходя из требований к пропускной способности канала и уровня его помехоустойчивости. Наиболее удаленному от базовой станции абоненту с наименьшим отношением сигнал-шум выделяется наибольшая мощность сигнала. Сигнал, передаваемый пользователям базовой станцией, является суммой канальных символов:

$$\mathbf{S} = \sum_{k=1}^K \sqrt{p_k} \mathbf{x}_k,$$

где k – номер абонента, \mathbf{x}_k – передаваемый вектор символов модуляции k -го абонента.

При обработке такого сигнала методом SIC производится последовательная демодуляция [62]. Наиболее отдаленный от базовой станции абонент демодулирует символ с максимальной мощностью, остальные символы выступают для него в качестве системной помехи. Следующий абонент демодулирует символ с максимальной мощностью (первого абонента), после чего осуществляет его регенерацию (восстанавливается переданный символ). Восстановленный символ вычитается из принятого сигнала, таким образом системная помеха предыдущего абонента компенсируется. Таким же образом, путем последовательной демодуляции, регенерации и компенсации символов предыдущих абонентов производится обработка сигнала для всех пользователей.

Выигрыш NOMA зависит от количества абонентов, их расположения внутри соты и состояния канала распространения радиоволн. Алгоритм расчета мощности, учитывающий эти параметры, и обеспечивающий выигрыш NOMA по сравнению с OFDMA описан в [63].

На основе идеи NOMA для использования в сетях пятого поколения были предложены методы неортогонального множественного доступа MUSA (Multi-User Shared Access) [64], PDMA (Pattern Division Multiple Access) [65] и SCMA (Sparse Code Multiple Access) [8].

Объединение подходов CDMA и OFDMA получило название MC-CDMA (Multi Carrier CDMA) [67]. Сигналы MC-CDMA вначале получают расширение и формируются как CDMA, а затем создается многочастотный сигнал по схеме OFDM. Такая схема совмещает преимущества обоих подходов, однако алгоритмы детектирования MUD (Multi User Detection) имеет достаточно высокую вычислительную сложность [66].

1.4.4 Методы множественного доступа, использующие для распределения абонентов разреженные матрицы

Для снижения вычислительной сложности алгоритмов детектирования MC-CDMA предложены методы LDS-OFDM (Low Density Signature OFDM) [68] и LDS-CDMA [69]. Рассмотрим систему LDS - OFDM. Расширение в этом методе осуществляется последовательностями с малым количеством единиц – разреженными кодами. Единицы в заданной последовательности соответствуют тем поднесущим, на которых пользователь будет вести передачу.

На рисунке 1.21 приведена схема формирования LDS - OFDM символов. Вектор бит b_v v -го абонента отображается в комплексный символ d_v по правилу цифровой квадратурной манипуляции. Далее, символ подвергается расширению разреженной последовательностью \mathbf{P}_v , содержащей малое число единиц:

$$\mathbf{L}_v = \mathbf{P}_v d_v.$$

Векторы \mathbf{P}_v и \mathbf{L}_v имеют длину F , где F -количество поднесущих, в системе. Вектор комплексных амплитуд поднесущих $\mathbf{C} = [c_1, c_2, \dots, c_F]$ формируется как поэлементная сумма векторов \mathbf{L}_v , $v=1, 2, \dots, V$:

$$\mathbf{C} = \sum_{v=1}^V \mathbf{L}_v.$$

Далее символ формируется по схеме OFDM, рисунок 1.17.

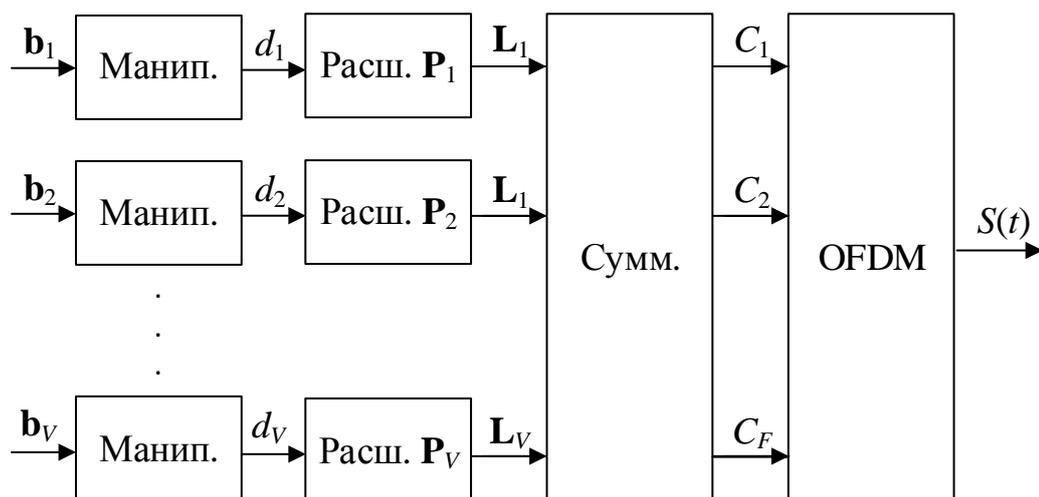


Рисунок 1.21 – Схема формирования LDS - OFDM символов

Для LDS-CDMA в схеме, приведенной на рисунке 1.22 отсутствует блок OFDM, вместо него стоит параллельно – последовательный преобразователь, а передача ведется на одной несущей.

Пример формирования LDS символов для шести абонентов и коэффициенте расширения 4 (4 поднесущих для LDS-OFDM) приведен на рисунке 1.22 (а). Для расширения использовались коды, содержащиеся в строках матрицы P , рисунок 1.22 (б). Каждый абонент в этом случае ведет передачу на двух поднесущих, а каждая поднесущая несет символы трех абонентов.

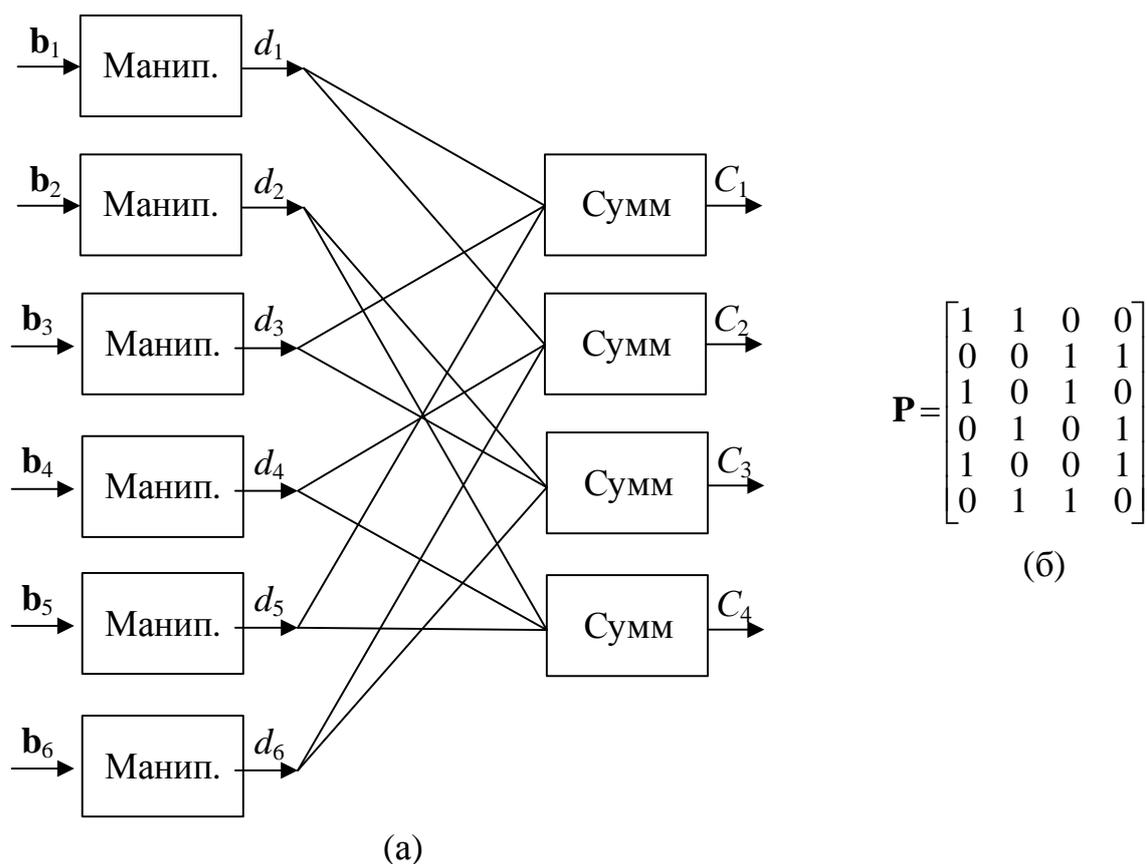


Рисунок 1.22 – Пример формирования LDS символов для шести абонентов и коэффициенте расширения (количество поднесущих для LDS OFDM) равном четырем (а), матрица, содержащая расширяющие коды (б)

Благодаря тому, что в расширяющих кодах количество единиц мало, становится возможными детектировать LDS символы методом МРА, основанном на методах декодирования LDPC кодов, описанных в разделе 1.3.2. Подробное описание декодирования символов методом МРА приводится в следующем разделе для систем с SCMA, которые являются следующим шагом в развитии LDS.

LDS системы более эффективно используют частотно-временной ресурс по сравнению с OFDMA и CDMA, так, в [66] показано, что при использовании сверточного кодирования со скоростью $1/2$ и скорости передачи 2 бита на поднесущую, LDS-OFDM может достигать вероятности битовой ошибки 10^{-3} при отношении сигнал шум более чем на 3 дБ меньше,

чем OFDM, при передаче сигнала в релейском канале с белым гауссовским шумом.

1.5 Выводы

В первой главе рассмотрен ряд методов организации множественного доступа. В современных системах связи и телевидения WiMAX, LTE, DVB в качестве основного метода применяется множественный доступ с ортогональным частотным разделением каналов OFDMA. Комбинация этого метода с подходами кодового разделения каналов CDMA получила название MC-CDMA [67]. MC-CDMA объединяет достоинства обоих методов доступа, однако обладает существенной сложностью детектирования [66].

Разреженные матрицы традиционно используются в помехоустойчивом кодировании с малой плотностью проверок на четность LDPC [31]. Благодаря специализированным алгоритмам, таким как алгоритм передачи сообщений МРА, вычислительная сложность декодирования существенно снижается, по сравнению с классическими подходами. В этом случае для формирования кодов можно использовать матрицы достаточно большой длины (до сотен тысяч бит и более), что согласно работам Шеннона, способно приблизить скорость передачи к максимальной пропускной способности канала [33]. В работе [36] показано, что при порядке длины матрицы в 10^7 система связи с LDPC кодом приближается к пределу Шеннона на 0.0045 дБ.

Снижение вычислительной сложности детектирования MC-CDMA символов достигается за счет применения для частотного расширения разреженных последовательностей. В этом случае последовательности определяют распределение QAM символов по спектру, причем символы располагаются неортогонально друг относительно друга. Такая схема получила название множественного доступа с низкой плотностью сигнатур

LDS. Для детектирования LDS символов, как и для декодирования LDPC кодов, применяется алгоритм передачи сообщения MPA.

Метод множественного доступа на основе разреженных кодов SCMA базируется на LDS, но в отличие от него, амплитуды поднесущих определяются не QAM-модуляцией, а трехмерной кодовой книгой. Алгоритмы формирования и обработки SCMA символов также схожи с LDS.

2. Множественный доступ на основе разреженных кодов SCMA

2.1 Формирование SCMA символов

Множественный метод на основе разреженных кодов SCMA является развитием систем LDS [8]. Данный метод основан на формировании многомерных комплексных кодовых слов вместо двоичных кодов, осуществляющих распределение QAM символов по нескольким поднесущим. Благодаря использованию многомерного евклидова пространства и гибкого управления амплитудами символов достигается существенный выигрыш в помехозащищенности системы связи [8]. Кодовые слова SCMA неортогональны между собой, их количество может превышать количество физических ортогональных поднесущих, что обеспечивает доступ большего количества пользователей по сравнению с OFDMA при использовании той же полосы частот [70].

Первая работа, посвященная SCMA была опубликована в 2013 году [8], после чего вышел ряд статей, и эта технология стала упоминаться в документах ведущих организаций, рассматривающих концепцию сетей пятого поколения, в качестве возможной кандидатуры на организацию физического уровня и мультиплексирования абонентов [71 -74].

Формирование SCMA символов выполняется в соответствии со схемой, приведенной на рисунке 2.1, SCMA – блок SCMA кодирования (маппинга), \mathbf{b}_v – битовый поток v -го слоя (абонента), $v = 1, \dots, V$, V – общее количество слоев, s_k – комплексная амплитуда k -ой поднесущей, $k = 1, \dots, F$, F – общее количество ортогональных поднесущих. Набор значений s_k образуют вектор $\mathbf{S} = [s_1, s_2, \dots, s_F]$, модулирующий все F поднесущих. В отличие от классической схемы формирования OFDM символов, вместо набора квадратурных модуляторов стоит блок SCMA кодирования, который также отображает биты в комплексные амплитуды поднесущих [8]. Слой является минимальной единицей ресурса, доступной пользователю. Количество

пользователей, передающих данные в одном символе SCMA способно достигать V и может быть больше количества поднесущих F , что является одним из ключевых достоинств технологии SCMA. Вместо блока OFDM можно применить другую операцию, обеспечивающую ортогональность поднесущих, например, использовать банк фильтров FBMC. В этом случае не нужно добавлять циклический префикс, что дополнительно экономит частотно-временной ресурс [56, 72]. Далее, технологию SCMA можно объединить с другими перспективными подходами, например, технологией полного дуплекса [75]. Эта технология позволит увеличить скорость передачи до двух раз благодаря одновременной передаче и приему сигналов. Полный дуплекс достигается благодаря системам аналоговой и цифровой компенсации сигнала собственного передатчика [75].

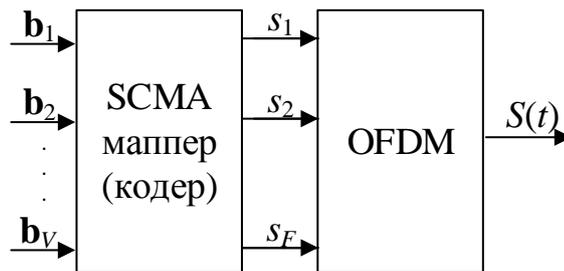


Рисунок 2.1 – Схема формирования SCMA символов

Распределение пользователей по поднесущим описывается трехмерной матрицей $\mathbf{CB} = [c_{vkm_v}]$ размерностью $V \times F \times M$ – кодовой книгой (codebook, CB), индекс $m_v = 1, \dots, M$ определяет вектор бит $\mathbf{b}_v = [b_1, b_2, \dots, b_{\log_2 M}]$, передаваемых в слое v , M – количество различных битовых реализаций, которые можно передать на слое v , т.е. длина вектора \mathbf{b}_v равна $\log_2 M$.

Значение m_v можно получить как:

$$m_v = \text{bin2dec}(\mathbf{b}_v) + 1, \quad (2.1)$$

где bin2dec – перевод двоичного числа в десятичный вид.

Общая кодовая книга состоит из V кодовых книг слоев \mathbf{CB}_v – двумерных матриц размерностью $F \times M$:

$$\mathbf{CB}_v = \begin{bmatrix} c_{v11} & c_{v12} & \dots & c_{v1m_v} & \dots & c_{v1M} \\ c_{v21} & c_{v22} & \dots & c_{v2m_v} & \dots & c_{v2M} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ c_{vF1} & c_{vF2} & \dots & c_{vFm_v} & \dots & c_{vFM} \end{bmatrix}.$$

Кодовым словом слоя v является вектор:

$$\mathbf{CW}_{vm_v} = \begin{bmatrix} c_{v1m_v} \\ c_{v2m_v} \\ \dots \\ c_{vFm_v} \end{bmatrix}.$$

В зависимости от реализации b_v , слоем v в частотном домене передается кодовое слово с индексом m_v . M кодовых слов \mathbf{CW}_{vm_v} образуют полную кодовую книгу слоя v \mathbf{CB}_v .

Кодовая книга \mathbf{CB} формируется на основе разреженной матрицы \mathbf{B} размерностью $V \times F$, элементами которой являются нули и единицы. Нули в матрице \mathbf{B} на позициях v, k соответствуют нулевым элементам кодовой книги $[c_{vkm_v}]$ для всех $m_v=1 \dots M$. Разреженную матрицу можно представить в виде двудольного графа, также называемого графом Таннера.

На рисунке 2.2 приведен возможный пример матрицы и соответствующий ей граф Таннера для четырех поднесущих и шести слоев. Разреженная матрица \mathbf{B} может генерироваться одним из известных алгоритмов формирования LDPC матриц. Однако разреженная матрица SCMA будет значительно меньше матрицы LDPC кода, т.к. в современных системах связи используется, как правило, максимум несколько тысяч поднесущих. Общим правилом является отсутствие в \mathbf{B} циклов кратности 4 и более [70].

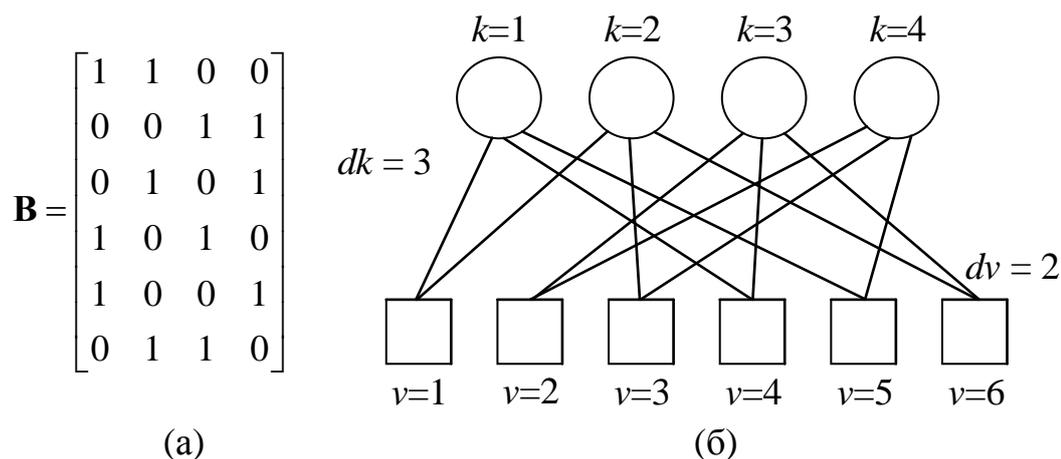


Рисунок 2.2 – Матрица \mathbf{B} кодовой книги и соответствующий ей граф Таннера для $V = 6$, $F = 4$, $M = 3$, $dk = 3$, $dv = 2$

Кодовая книга $\mathbf{C}\mathbf{B}$ описывается пятью параметрами: V , F , M , dk , dv . Параметр dk – количество кодовых слов на k -ой поднесущей, на рисунке 2.2 это количество ребер графа Таннера, соединяющих вершину поднесущих k с вершинами слоев v (количество единиц в столбцах матрицы \mathbf{B}). Параметр dv – количество поднесущих, модулируемых кодовым словом $\mathbf{C}\mathbf{W}_{vm}$ (количество ненулевых элементов кодового слова), на рисунке 2.2 это количество ребер графа Таннера, соединяющих вершину слоя v с вершинами поднесущих k (количество единиц в строках матрицы \mathbf{B}). Количество нулей в формирующей матрице кодовой книги определяется параметрами dk и dv . В примере, изображенном на рисунке 2.2, $V=6$, $F=4$, $dk=3$, $dv=2$. Параметры кодовой книги связаны между собой выражением:

$$dk = \frac{Vdv}{F}. \quad (2.2)$$

На рисунке 2.3 приведен пример общей кодовой книги (а) кодовых книг слоев (б) и кодовых слов книги четвертого слоя (в) для матрицы \mathbf{B} рассмотренной выше (рисунок 2.2) [76].

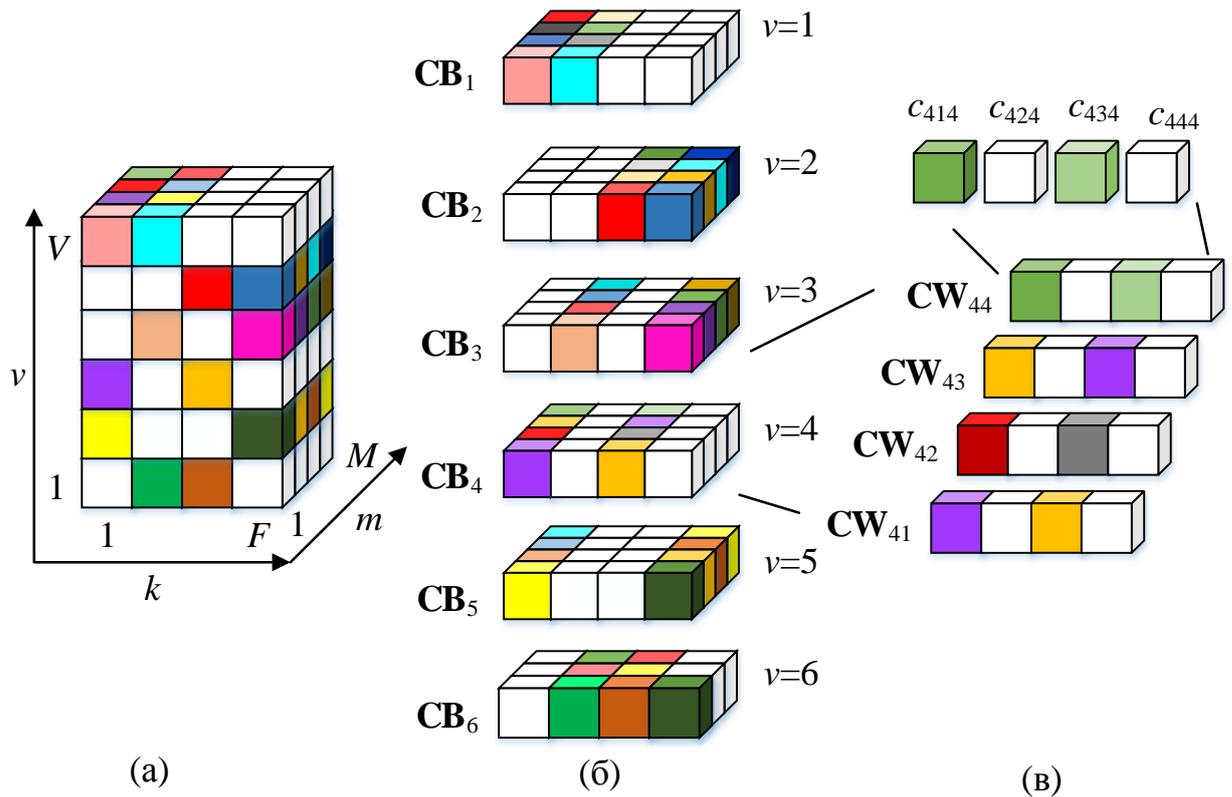


Рисунок 2.3 – Общая кодовая книга SCMA для $V=6, F=4, M=4$ (а); кодовые книги слоев (б); кодовые слова одной кодовой книги (в)

Кодовыми словами CW_{vm_v} слоя v являются векторы из F элементов c_{vkm_v} , dv из которых ненулевые, остальные $F-dv$ элементов заполняются нулями, в соответствии с формирующей разреженной матрицей \mathbf{B} . Результирующий вектор \mathbf{S} (комплексный сигнал в частотном домене) формируется как суперпозиция кодовых слов CW_{vm_v} всех слоев, при этом только dk элементов кодовых слов c_{vkm_v} для каждой поднесущей отличны от нуля:

$$\mathbf{S} = \sum_{v=1}^V CW_{vm_v}, m_v \in [1, \dots, M].$$

Пример формирования вектора \mathbf{S} для $V=6, F=4, dk=3$ приведен на рисунке 2.4.

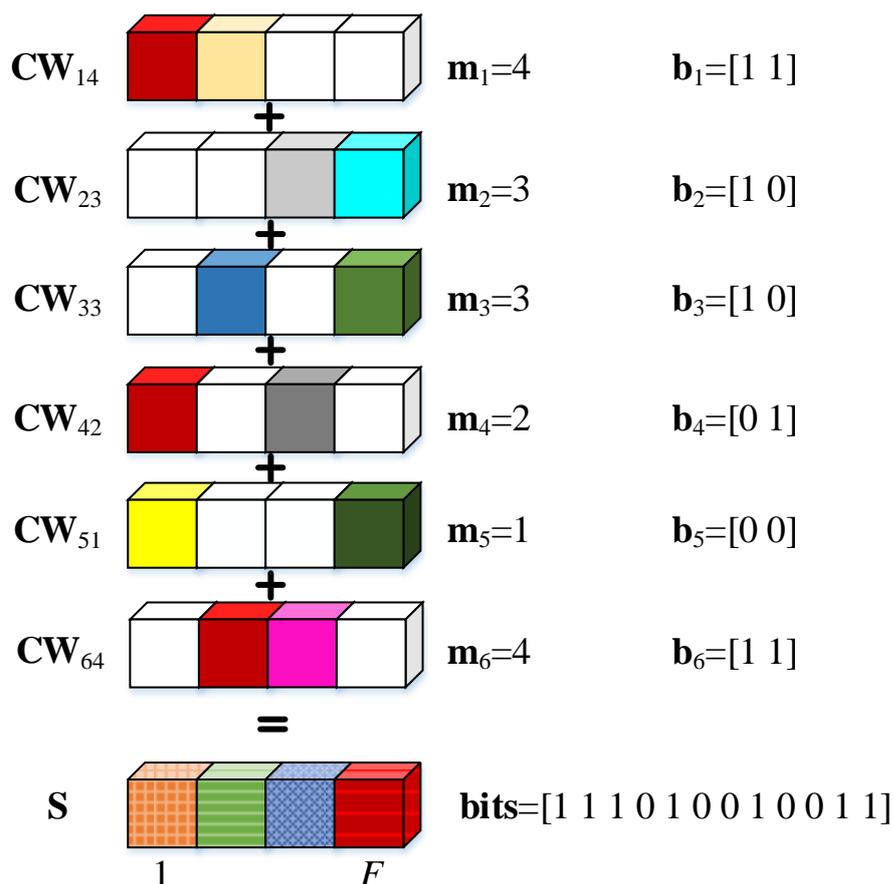


Рисунок 2.4 – Формирование результирующего комплексного вектора S , при $V = 6, F = 4, dk = 3$

В примере, приведенном на рисунке 2.4, передается вектор бит $[1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0\ 1\ 1]$, каждый слой v передает одну пару бит (дибит). В зависимости от значения бит в дибите, формирователь SCMA каждого слоя выбирает индекс кодового слова в соответствии с (2.1). Выбранные таким образом кодовые слова складываются и формируют общий вектор огибающей сигнала в частотном домене S [76].

2.2 Алгоритмы детектирования SCMA

Пусть сформированный сигнал S передается в канале с селективными частотными замираниями и АБГШ (аддитивный белый гауссовский шум), тогда принятый сигнал в частотном домене:

$$Y = HS + N,$$

где \mathbf{H} – канальная матрица, \mathbf{N} – вектор шума в частотном домене. Принятый сигнал на k -ой поднесущей можно представить в виде:

$$y_k = \sum_{v=1}^V h_{vk} c_{vkm_v} + n_k,$$

где h_{vk} – элементы канальной матрицы \mathbf{H} .

Классический алгоритм основан на поиске переданных кодовых слов методом MAP (Maximum A Posteriori Probability, оценки апостериорного максимума) [70]:

$$\hat{\mathbf{S}} = \operatorname{argmax}_{c_{vkm_v}} P(\mathbf{S} | \mathbf{Y}),$$

что с учетом (1) сводится к:

$$\hat{\mathbf{S}} = \operatorname{argmax}_{c_{vkm_v}} P_{km_v} \exp\left(-\frac{1}{\sigma_n^2} \left| y_k - \sum_{v=1}^V h_{vk} c_{vkm_v} \right|^2\right), \quad k = 1..F,$$

где σ_n^2 – дисперсия шума, P_{km_v} – априорная вероятность появления кодового слова с индексом m_v .

Алгоритм рассматривает сигнал одновременно на F поднесущих, сравнивая принятый сигнал с M^V реализациями c_{vkm_v} , что приводит к большой вычислительной сложности алгоритма MAP [8].

2.2.1 Алгоритм МРА

Для уменьшения числа операций, в детектировании SCMA используют алгоритм передачи сообщений МРА (Message Passing Algorithm) [8, 68, 69, 77]. Разновидности этого алгоритма широко применяются в декодировании LDPC кодов. Алгоритм МРА для SCMA включает в себя несколько шагов [79]:

1. Расчет вероятности передачи набора различных компонентов кодовых слов $c_{vkm_1}, \dots, c_{vkm_v}, m_1, \dots, m_v = 1, \dots, M$, на поднесущей k :

$$R(k, m_1, m_2, \dots, m_V) = \exp\left(-\frac{1}{\sigma_n^2} \left| y_k - (h_{1k} c_{1km_1} + h_{2k} c_{2km_2} + \dots + h_{Vk} c_{Vkm_V}) \right|^2\right), \quad (2.3)$$

$$k = 1..F,$$

Только dk из V компонент c_{vkm_v} на поднесущей k имеют ненулевое значение, поэтому на этом этапе рассчитывается $F \cdot M^{dk}$ значений. Возведение в степень может быть заменено взятием натурального логарифма.

2. Инициация вероятностей передачи ненулевых компонент кодовой книги c_{vkm_v} . В первой итерации они соответствуют априорным вероятностям, и в общем случае равны [70]:

$$I(c_{vkm_v}) = \frac{1}{M}.$$

3. Расчет и обновление вероятностей передачи компонентов кодовой книги c_{vkm_v} при условии передачи другими слоями всевозможных компонентов c_{jkm_j} , $j = 1, \dots, V, j \neq v$ на этой же поднесущей k :

$$P(c_{vkm_v}/Y) = \sum_{m_1=1}^M \sum_{m_2=1}^M \dots \sum_{m_{v-1}=1}^M \sum_{m_{v+1}=1}^M \dots \sum_{m_V=1}^M R(k, m_{i_1}, m_{i_2}, \dots, m_{i_V}) \prod_{v=1}^V I(c_{vkm_v}), \quad (2.4)$$

$$m_v = 1, \dots, M.$$

Для каждой поднесущей k только dk кодовых слов несут отличные от нуля компоненты c_{vkm_v} , поэтому (2.4) можно записать в виде:

$$P(c_{v_i km_{v_i}}/Y) = \sum_{m_{v_1}=1}^M \sum_{m_{v_2}=1}^M \dots \sum_{m_{v_i-1}=1}^M \sum_{m_{v_i+1}=1}^M \dots \sum_{m_{v_{dk}}=1}^M R(k, m_{v_1}, m_{v_2}, \dots, m_{v_{dk}}) \prod_{v_i=1}^{dk} I(c_{v_i km_{v_i}}),$$

$$m_{v_i} = 1, \dots, M,$$

где v_i – слои, имеющие ненулевые компоненты c_{vkm_v} на поднесущей k . Эту операцию для кодового слова c_{62m_6} при условии передачи c_{12m_1} и c_{32m_3} иллюстрирует граф Таннера, приведенный на рисунке 2.5.

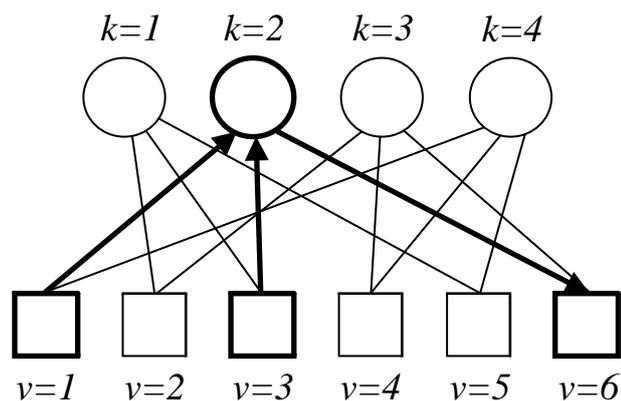


Рисунок 2.5 – Обновление вероятности передачи значений c_{62m_6} при условии передачи c_{12m_1} и c_{32m_3} для $V = 6$, $F = 4$, $dk = 3$, $dv = 2$

4. Обновление вероятностей передачи ненулевых компонентов кодовых слов:

$$I(c_{vkm_v}) = P(c_{vkm_v} | \mathbf{Y}).$$

Шаги 3–4 повторяются в течении N итераций.

На рисунке 2.6 приведены зависимости вероятностей символьных ошибок SER (symbol error rate) от отношения сигнал шум SNR (signal noise ratio) [70], для разного количества итераций в алгоритме МРА для SCMA с параметрами $V=6$, $M=4$, $dk=3$, $dv=2$, принципы формирования кодовой книги описаны ниже, в разделе 2.3.4. Результаты получены методом имитационного моделирования для канала с АБГШ. Из рисунка 2.6 следует, что целесообразно производить не менее 6 итераций пересчета вероятностей в шагах 3–4.

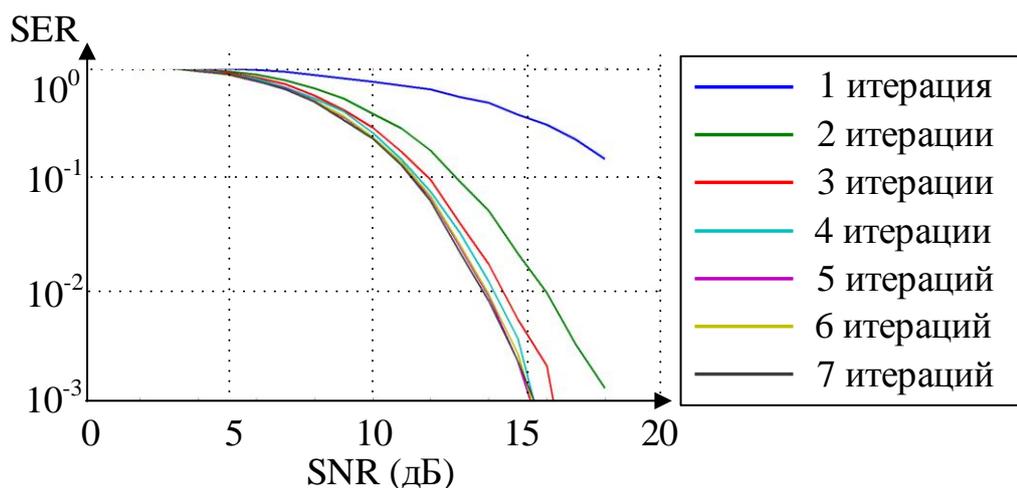


Рисунок 2.6 – График зависимости вероятности символьных ошибок от отношения сигнал шум и количества итераций N для кодовой книги, описанной в разделе 2.3.4, и $V = 6$, $F = 4$, $d k = 3$, $dv = 2$, $M = 4$

5. Вычисление итоговой вероятности передачи кодовых слова CW_{vm_v} находится как произведение вероятностей его ненулевых компонентов:

$$P(CW_{vm_v}) = P(c_{vk_1m_v})P(c_{vk_2m_v}) \dots P(c_{vk_{dv}m_v}), \quad (2.5)$$

где k_j – индексы ненулевых компонент $c_{vk_jm_v}$ кодового слова CW_{vm_v} , $j=1, \dots, dv$.

Переданные биты определяются по индексу m_v кодового слова с максимальной вероятностью (2.5). Сложность алгоритма детектирования МРА пропорциональна M^{dk} , в то время как сложность алгоритма MAP пропорциональна M^V , при одинаковой вероятности верного детектирования [70], рисунок 2.7. Подробно вычислительная сложность оценена в следующем разделе.

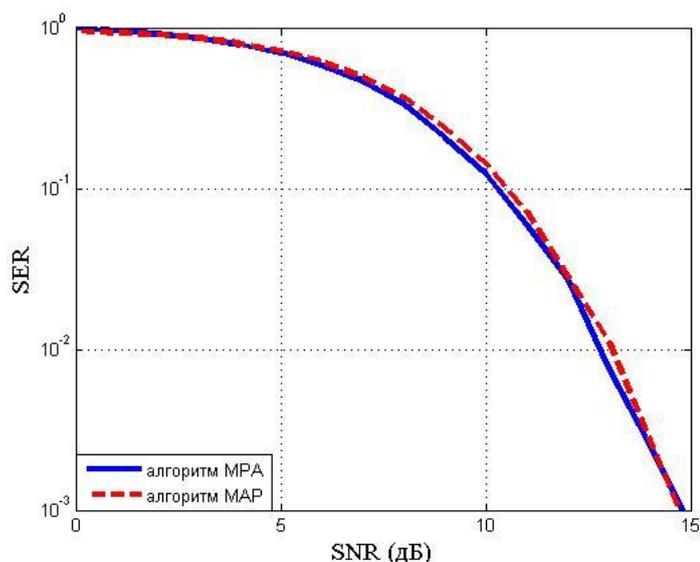


Рисунок 2.7 – График зависимости вероятности символьных ошибок от отношения сигнал/шум при детектировании алгоритмом МРА и МАР для кодовой книги, описанной в разделе 2.3.4 и $V = 6$, $F = 4$, $dk = 3$, $dv = 2$, $M = 4$

2.2.2 Оценка вычислительной сложности МРА

Произведем оценку вычислительной сложности алгоритма детектирования МРА. Алгоритм включает 4 шага, последовательно рассмотрим каждый из них.

Первый шаг алгоритма является наиболее сложным. При предварительном расчете вероятности приема различных компонент кодовых слов вычисляется значение экспоненты при всевозможных комбинациях m_v , для всех кодовых слов, принимающих участие в модуляции каждой поднесущей. Количество таких процедур для детектирования одного SCMA символа составляет FM^{dv} . Каждая процедура содержит операции возведения в квадрат, деления, умножения, вычисление модуля, сложение и вычитание, выполняемые над комплексными числами. Количество этих операций составляет $(2dk+6)$. На этом этапе расчета сложности примем допущение, что эти операции равнозначны для выполнения каждой из них необходим один такт. Вычисление экспоненты (или замена на натуральный логарифм) является стандартной процедурой при мягкой демодуляции символов,

которая широко применяется в системах связи [80, 81]. По В МРА она выполняется один раз для каждой поднесущей, как и в классических системах. При оценке вычислительной сложности алгоритма МРА не будем учитывать эту операцию. Таким образом, первый этап вычислений составляет $FM^{dk}(2dk + 6)$ операций.

Второй этап сводится к назначению априорной вероятности приема ненулевых компонент кодовых слов, что соответствует операции присвоения. Кодовая книга содержит $MVdv$ ненулевых элементов, соответственно, для выполнения второго этапе необходимо такое же количество операций.

Третий этап включает пересчет условных вероятностей приема различных компонент кодовых слов. Для этого необходимо выполнить $2FM^{dk}$ суммирований, умножений и присвоений.

Четвертый этап (обновление вероятностей) по вычислительной сложности аналогичен второму – $MVdv$ операций.

Пятый этап содержит $MVdv$ операций умножения.

Этапы три и четыре выполняются в течении ряда итераций, при этом количество итераций слабо зависит от размера кодовой книги. При подсчете вычислительной сложности будем считать, что для детектирования необходимо 7 итераций. В этом случае общая вычислительная сложность алгоритма детектирования составляет:

$$C = FM^{dk}(2dk + 6) + MVdv + 7(2FM^{dk} + MVdv) + MVdv$$

Рассмотрим типичный для SCMA сценарий: $dv = 2$, $dk = 3$, $M = 4$ в этом случае $V/F = 1.5$. Вычислительная сложность при этих параметрах в зависимости от количества поднесущих составит:

$$C = F4^3(6 + 6) + 4F3 + 7(F4^3 + 4F3) = 1536F + 12F + 980F + 12F = 2540F.$$

Таким образом, можно заключить, что сложность алгоритма МРА относится к классу алгоритмов с линейной сложностью относительно количества поднесущих $O(F)$. Т.к. параметры F , V , dv , dk связаны выражением (2.2), при условии сохранения соотношения между ними, полную вычислительную

сложность можно оценить, как $O(FM^{dk})$. Также это было отмечено другими авторами [93]. Параметр dk целесообразно брать довольно малым (2-4), его увеличение не приводит к существенному увеличению помехоустойчивости. Параметр M (индекс модуляции) напрямую влияет на скорость передачи, поэтому для передачи большого объема трафика он может быть достаточно большим.

Рассмотрим количество операций сложений и умножений 32-х разрядных чисел, выполняемых на каждом этапе МРА, таблица 2.1. При этом сложение и вычитание считаются равными по сложности. Операция сложения согласно [82] на процессорах Core i7 выполняется за один такт, умножение за три такта. Операция деления присутствует только на первом этапе МРА, выполняется за 40 тактов [82], всего необходимо выполнить F делений.

Таблица 2.1 – количество операций сложения и умножения, выполняемых на этапах МРА

Этап	Количество операций	
	Сложение	Умножение
1	$FM^{dk}(dk + 2)$	$FM^{dk}(dk + 4)$
2	-	-
3	FM^{dk}	FM^{dk}
4	-	-
5	-	FM^{dk}

Оценим вычислительную сложность МРА для детектирования символа, полученного при использовании кодовой книги с параметрами $F = 800$, $V = 1200$, $dk = 3$, $dv = 2$.

$$C = FM^{dk}(2dk + 2) + 7FM^{dk} + 3(FM^{dk}(2dk + 2) + 7FM^{dk}) + 3FM^{dk} + 40FM^{dk} = 409600 + 358400 + 2304000 + 153600 + 2048000 = 5273600 \text{ тактов}$$

При использовании процессора с тактовой частотой 3.4 ГГц и 4-мя ядрами детектирование одного символа займет 0.39 мс. Таким образом, при

использовании процессоров вычислительная нагрузка и время выполнения алгоритма достаточно велики [83].

Высокая сложность вычислений в алгоритме МРА является основным недостатком SCMA. Вышел ряд публикаций, описывающих подходы к снижению влияния этого недостатка [10 - 13, 77, 78]. В целях диссертации нет разработки способов снижения вычислительной сложности, поэтому обзор этих подходов выходит за рамки тематики и не рассматривается.

Время может быть снижено при использовании специализированных средств ПЛИС (программируемая логическая интегральная схема). ПЛИС позволит распараллелить вычисления, кроме того, большинство операций будут выполняться за один такт [84].

2.3 Кодовые книги SCMA

Помехоустойчивость и скорость передачи информации в системе связи с SCMA напрямую зависит от структуры кодовой книги. В литературе приведены некоторые принципы формирования кодовых книг [14, 85], которые однако, не описывают сам метод формирования книг с необходимыми параметрами, или приведены примеры удачных книг для некоторых параметров системы (F , V) [15, 86, 87].

Рассмотрим основные требования, предъявляемые к кодовым книгам и предложим методы их формирования.

2.3.1 Принципы построения формирующих разреженных матриц

Как было отмечено выше, кодовая книга **СВ** формируется на основе разреженной матрицы **В**. Сформулируем требования, предъявляемые к таким матрицам [89]:

- 1) Размерность матрицы должна составлять $V \times F$, т.е. должно обеспечиваться отображение данных от V пользователей на F поднесущих
- 2) Матрица должна быть разрежена, а вес всех строк (и, как следствие этого, столбцов) должен быть одинаковым, т.е. матрица должна быть регулярной. Это обеспечивает одинаковую помехоустойчивость различных абонентов и снижает вычислительную сложность алгоритмов детектирования.
- 3) В графе Таннера, соответствующем разреженной матрице, должны отсутствовать короткие циклы (кратности 4).

Матрицу, удовлетворяющую этим требованиям, можно получить алгоритмом Галлагера, описанным в пункте 1.3.1 [88]. С помощью этого алгоритма можно формировать регулярные матрицы любой размерности строк F , однако размерность V ограничена с одной стороны выражением (2.2). С другой стороны, вычислительная сложность алгоритма декодирования МРА пропорциональна M^{dk} [70]. При $M = 4$ нецелесообразно брать параметр dk выше 4. Кроме того, начиная с определенного отношения V к F (большое число пользователей при малом числе поднесущих) при больших значениях dv и dk (более 4) невозможно выполнить требование отсутствия циклов кратности 4 [89].

Исследуем влияние циклов кратности 4 на помехоустойчивость системы связи с SCMA. Вывести аналитическое выражение, учитывающее это влияние, видится весьма затруднительным, поэтому для его оценки применим методы математического моделирования. Сигнальные созвездия, используемые в этих примерах, будут рассмотрены разделе 2.3.3.

Можно предположить, что степень ухудшения помехоустойчивости будет зависеть от количества и положения этих циклов и от общего размера матрицы. Намеренно внесем цикл в граф, приведенный на рисунке 2.2 (б). Граф с циклом приведен на рисунке 2.8 (б), соответствующая ему матрица на рисунке 2.8 (а).

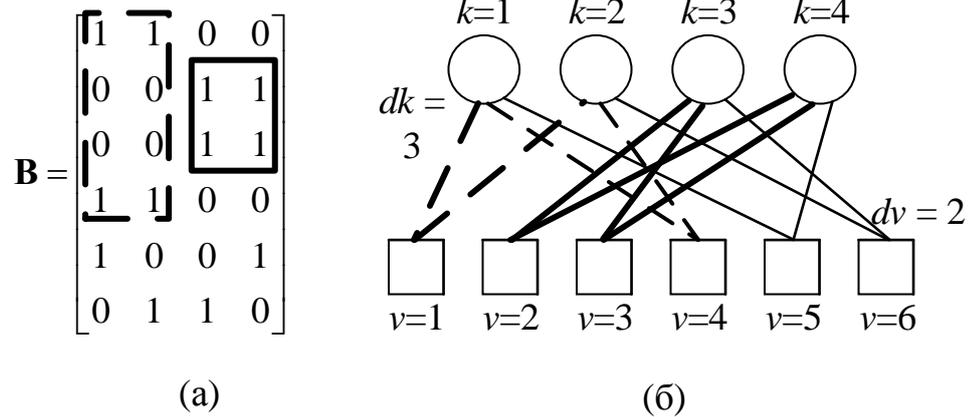


Рисунок 2.8 – Пример двух циклов кратности 4 (а) в матрице; (б) в графе Таннера

На рисунке 2.9 приведены зависимости коэффициента битовой ошибки (от отношения энергии, приходящейся на бит к спектральной плотности мощности шума (E_b/N_0), для системы связи с SCMA при $F = 4$, $V = 6$, $dv = 2$, $dk = 3$, при формирующей матрице с циклами кратности 4 (рисунок 2.8) и без циклов (рисунок 2.2). В качестве канала передачи при моделировании использовался канал с аддитивным белым гауссовским шумом [89]. Детектирование проводилось методом МРА (рассмотрен в разделе алгоритмы детектирования SCMA).

Из рисунка 2.9 видно, что наличие цикла в формирующей матрице \mathbf{B} приводит к значительному ухудшению помехоустойчивости SCMA, так, вероятность битовой ошибки 10^{-4} в системе с циклом достигается при E_b/N_0 на 2 дБ большем, чем в системе без циклов.

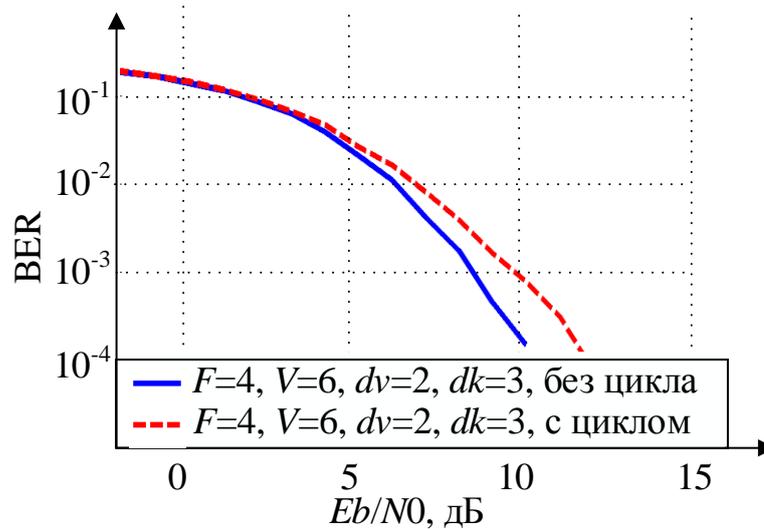


Рисунок 2.9 – Зависимость вероятности битовых ошибок от отношения энергии, приходящейся на бит, к спектральной плотности мощности шума для SCMA с формирующей матрицей с циклом кратности 4 и без цикла, $V = 4$, $F = 6$, $dv = 2$, $dk = 3$, $M = 4$, 8 итераций алгоритма МРА

Рассмотрим матрицу большего размера $V = 60$, $F = 40$, также с одним циклом. Зависимость BER от E_b/N_0 приведена на рисунке 2.10.

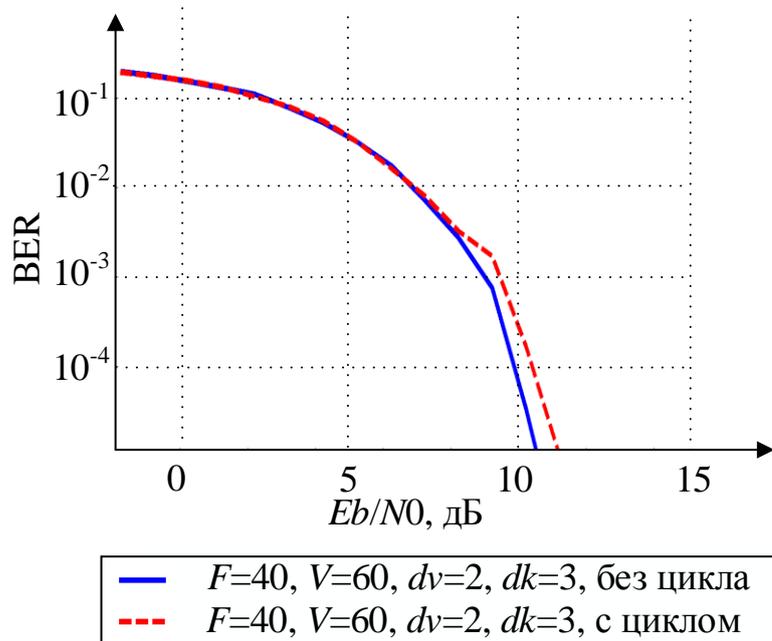


Рисунок 2.10 – Зависимость вероятности битовых ошибок от отношения энергии, приходящейся на бит, к спектральной плотности мощности шума для SCMA с формирующей матрицей с циклом кратности 4 и без цикла, $V = 400$, $F = 600$, $dv = 2$, $dk = 3$, $M = 4$, 8 итераций алгоритма МРА

Как видно из рисунка 2.10, при увеличении размера матрицы влияние одного цикла кратности 4 на помехоустойчивость несколько сокращается. Однако при сохранении пропорции – размер матрицы – количество циклов, ухудшение помехоустойчивости также сохраняется [89].

2.3.2 Формирование сигнальных созвездий кодовых книг

После формирования разреженных матриц, осуществляющих распределение пользователей по поднесущим, возникает задача определения комплексных амплитуд поднесущих. Эта задача сводится к поиску наиболее эффективного сигнального созвездия для компонент кодовых слов на конкретной поднесущей и для общего созвездия поднесущей. Критерием эффективности была выбрана минимизация общей вероятности битовой ошибки в системе связи.

В результате суперпозиции перебора всевозможных ненулевых компонентов кодовых слов (всевозможные индексы m_v) для каждой поднесущей существует M^{dk} различных реализаций значения s_k . Набор этих реализаций для поднесущей k образует вектор \mathbf{G}_k , который и будет являться вектором сигнального созвездия.

$$\mathbf{G}_k = [g_{kj}] = \begin{bmatrix} g_{k1} \\ g_{k2} \\ \dots \\ g_{kM^{dk}} \end{bmatrix}, g_{kj} = \sum_{v=1}^V c_{vkm_v}, m_v \in [1, \dots, M], j = 1, \dots, M^{dk}. \quad (2.6)$$

Приведем классические требования к созвездиям, применяемым в системах связи:

1) Максимизация евклидова расстояния между соседними точками, СКО среднего расстояния должно быть минимальным, а весь ансамбль символов должен равномерно покрывать комплексную векторную плоскость [37].

2) Точки с минимальным евклидовым расстоянием должны обладать минимальным хэмминговым расстоянием – нумерация созвездия кодом Грея [37].

3) Символы должны обладать максимальным разнообразием синфазных и квадратурных составляющих [90]. Тогда, используя перемежитель квадратур различных символов (перестановка реальной и мнимой частей), даже при потере одного, или нескольких символов (например, в результате частотно-селективных замираний) становится возможным верно восстановить весь битовый поток.

4) Для снижения требований к линейности передающих устройств, при смене символов не должно быть перехода через ноль, а модуль символа должен быть постоянен [37].

5) Средняя мощность созвездий различных поднесущих должна быть одинакова [37]

Стоит заметить, что эти требования противоречивы, например, символы PSK модуляции имеют постоянный модуль, однако точки на комплексной плоскости располагаются неравномерно, вследствие чего ухудшается помехоустойчивость по сравнению с QAM модуляцией. Соблюдая требование (1) можно построить созвездие в виде гексагональной решетки, но такое созвездие невозможно пронумеровать кодом Грея (требование (2)). Поэтому выбор конкретной схемы модуляции и конкретного созвездия в реальных системах связи определяется рядом факторов, такими как состояние канала передачи, требуемая помехоустойчивость, параметры доступной элементной базы, ее цена и др.

Кодовые слова SCMA, которые являются аналогами символов QAM модуляции в OFDM, модулируют одновременно $d\nu$ поднесущих, поэтому следует рассматривать их свойства и удовлетворение требованиям одновременно на этих поднесущих [14]. Евклидово расстояние

$R(\mathbf{CW}_{vm_1}, \mathbf{CW}_{vm_2})$ между кодовыми словами \mathbf{CW}_{vm_1} и \mathbf{CW}_{vm_2} может быть рассчитано как:

$$R(\mathbf{CW}_{vm_1}, \mathbf{CW}_{vm_2}) = \text{abs}(\mathbf{CW}_{vm_1} - \mathbf{CW}_{vm_2}) = \sum_{k=1}^F \text{abs}(c_{vkm_1} - c_{vkm_2}), \quad (2.7)$$

или более подробно:

$$R(\mathbf{CW}_{vm_1}, \mathbf{CW}_{vm_2}) = \sqrt{\sum_{k=1}^F (\text{real}(c_{vkm_1}) - \text{real}(c_{vkm_2}))^2 + (\text{imag}(c_{vkm_1}) - \text{imag}(c_{vkm_2}))^2} \quad (2.8)$$

dk ненулевых значений кодовых слов в результате суперпозиции формируют результирующее созвездие поднесущей. Требования 1-4 также необходимо рассматривать и для этого созвездия. Таким образом, возникает еще больше противоречий, полностью разрешить которые не представляется возможным.

Возможны два подхода к выбору комплексных значений элементов кодовой книги. Первый заключается в нахождении таких элементов, которые формируют хорошее результирующее созвездие на поднесущей и максимально учитывают требования 1-4 для кодовых слов внутри кодовой книги слоя. Второй подход противоположенный, значения выбираются исходя из максимизации евклидова расстояния (2.8) при нумерации кодом Грея, и получении удовлетворительного результирующего созвездия поднесущей.

Основным критерием правильности выбора компонент кодовой книги является спектральная эффективность системы связи, которую можно оценить по зависимости коэффициента битовых ошибок от отношения сигнал шум (или отношения энергии, приходящейся на бит к спектральной плотности мощности шума). Система, имеющая более низкий коэффициент ошибок при заданном отношении сигнал-шум, имеет более высокую спектральную эффективность.

Нахождение элементов кодовых книг на основе решения системы уравнений

Задача формирования созвездия k -ой поднесущей сводится к поиску $M \cdot dk$ значений c_{vkm_v} для каждой поднесущей. Эти значения можно найти, решив систему линейных уравнений:

$$\begin{cases} c_{1k1} + c_{2k1} + \dots + c_{vk1} = g_{k1} \\ c_{1k1} + c_{2k1} + \dots + c_{vk2} = g_{k2} \\ \dots \\ c_{1km_1} + c_{2km_2} + \dots + c_{vkm_v} = g_{kj} \\ \dots \\ c_{1kM} + c_{2kM} + \dots + c_{vkm} = g_{kM^v} \end{cases}, k = 1, \dots, F, m_v = 1, \dots, M, \quad (2.9)$$

Система (2.9) состоит из M^V уравнений, но т.к. только dk слоев имеют ненулевые элементы на k -ой поднесущей, количество уравнений и значений g_{kj} уменьшается до M^{dk} . Вектор G_k соответствует спектрально эффективному M^{dk} -мерному созвездию, например QAM-64 [37] для $M=4$, $dk=3$. Систему (2.9) можно представить в матричном виде:

$$\mathbf{C} \cdot \mathbf{Comb} = \mathbf{G}_k, \quad (2.10)$$

где \mathbf{C} – вектор $[\|c_{1k1}, c_{1k2}, \dots, c_{1kM} \|, \|c_{2k1}, c_{2k2}, \dots, c_{2kM} \|, \dots, \|c_{vk1}, c_{vk2}, \dots, c_{vkM} \|]$, \mathbf{Comb} – матрица размерностью $M \cdot V \times M^{dk}$, нули и единицы в столбцах задают комбинации c_{vkm_v} . В общем случае система (2.10) является переопределенной, т.е. содержит $M \cdot dk$ неизвестных при M^{dk} уравнениях. Решение системы может быть найдено методом наименьших квадратов:

$$\mathbf{C} = [\mathbf{Comb}^T \cdot \mathbf{Comb}]^{-1} \cdot \mathbf{Comb}^T \cdot \mathbf{G}_k. \quad (2.11)$$

Найденные элементы c_{vkm_v} и результирующее сигнальное созвездие вектора \mathbf{G}_k для $dk=3$, $M=4$ приведены на рисунке 2.11.

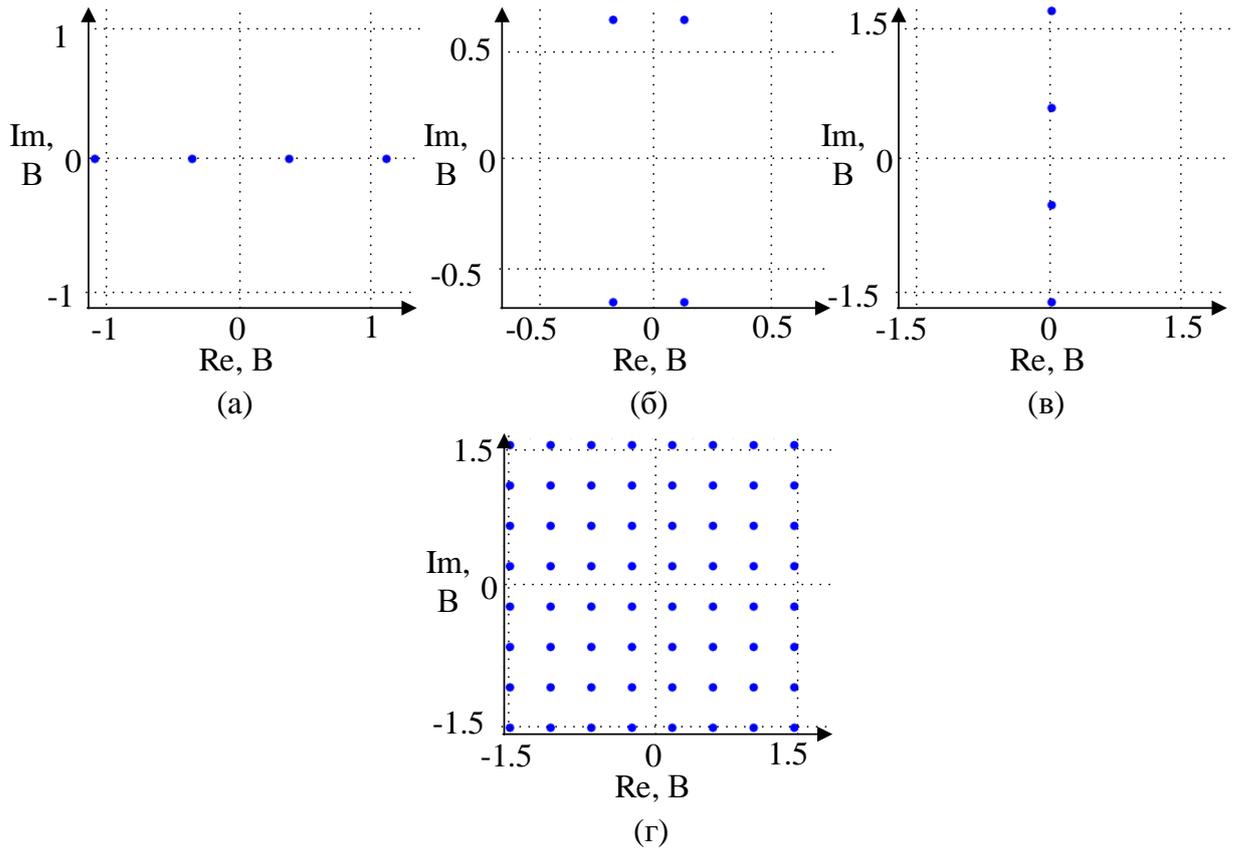


Рисунок 2.11 – Формирование сигнального созвездия одной поднесущей \mathbf{G}_k путем решения системы уравнений (2.7), (а), (б), (в) – сигнальные созвездия найденных значений c_{vkm} (г) – результирующее созвездие \mathbf{G}_k , $dk = 3$, $M = 4$

Расположение точек созвездия QAM-64 обеспечивает удовлетворение требования (1), а точки созвездия можно пронумеровать кодом Грея, что обеспечит выполнение требования (2).

Требование (3) описано в [90]. В каналах с частотными замираниями возможны ситуации, когда на определенных поднесущих частотах передача затруднена, или вовсе невозможна. Если передавать квадратурную и синфазную составляющие символа модуляции на разных поднесущих, то даже при полном пропадании одной из них, исходный символ можно восстановить. Для выполнения этого требования необходимо повернуть каждый вектор \mathbf{C} , на угол φ в результате результирующее созвездие вектора \mathbf{G}_k также повернется на угол φ :

$$\mathbf{C} = \mathbf{C} \cdot e^{j\varphi} \quad (2.12)$$

На рисунке 2.12 изображено созвездие вектора \mathbf{G}_k , полученное в результате решения системы (2.11) и поворота векторов c_{vkm_v} на угол $\varphi=7.17^\circ$. Каждая точка имеет индивидуальную синфазную и квадратурную составляющую, а расстояния между соседними значениями проекций точек на оси постоянно.

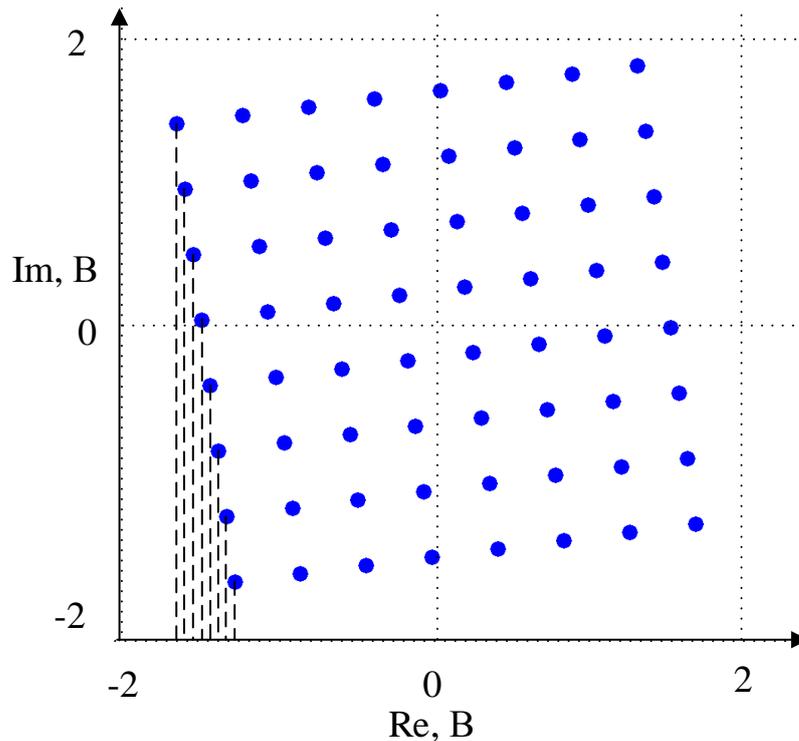


Рисунок 2.12 - Повернутое результирующее сигнальное созвездие

Для выполнения требования (4) необходимо расположить элементы таким образом, чтобы сумма модулей d_v компонент c_{vkm_v} образующих кодовое слово, была фиксированной для всех кодовых слов. Выполнение этого требования обеспечивает одинаковую энергетику для каждого логического слоя, и как следствие этого одинаковую вероятность их правильного детектирования. В системе (2.10) не учитывается требование (4), для его выполнения добавим к (2.10) уравнения:

$$\left\{ \begin{array}{l} |c_{111}| + |c_{121}| + \dots + |c_{1F1}| = T \\ |c_{112}| + |c_{122}| + \dots + |c_{1F2}| = T \\ \dots \\ |c_{11M}| + |c_{12M}| + \dots + |c_{1FM}| = T \\ \dots \\ |c_{V1m_v}| + |c_{V2m_v}| + \dots + |c_{VFm_v}| = T \\ \dots \\ |c_{V1M}| + |c_{V2M}| + \dots + |c_{VFM}| = T \end{array} \right. , \quad (2.13)$$

где T – фиксированное значение, равное сумме модулей компонентов кодового слова. Для учета кодовых слов всех логических слоев необходимо добавить $V \cdot M$ уравнений, имеющих вид (2.13).

Операция нахождения модуля может быть заменена поиском суммы квадратов. В результате этого система становится нелинейной, решение можно найти методом наименьших квадратов с линеаризацией уравнений методом Ньютона:

$$\mathbf{C}(iter+1) = \mathbf{C}(iter) - \frac{F(\mathbf{C}(iter))}{J(\mathbf{C}(iter))}, \quad (2.14)$$

где $iter$ – номер итерации вычисления, $\mathbf{C}(iter)$ – вектор \mathbf{C} в $iter$ -ой итерации приближения, $F(\mathbf{C}(iter))$ – значение функций, выраженных в системе (2.10) и (2.13), $J(\mathbf{C}(iter))$ – матрица значений частных производных функций $F(\mathbf{C}(iter))$. С учетом (2.11), (2.14) можно представить в виде:

$$\mathbf{C}(iter+1) = \mathbf{C}(iter) - [J^T(\mathbf{C}(iter)) \cdot J(\mathbf{C}(iter))]^{-1} \cdot J^T(\mathbf{C}(iter)) \cdot F(\mathbf{C}(iter)). \quad (2.15)$$

Подробнее методика решения подобных уравнений изложена в [91].

В результате решения этой системы уравнений, искажается форма исходного созвездия \mathbf{G}_k , рисунок 2.13, однако обеспечивается выполнение требования (4). После нахождения значений сигнальных векторов, осуществляется их поворот.

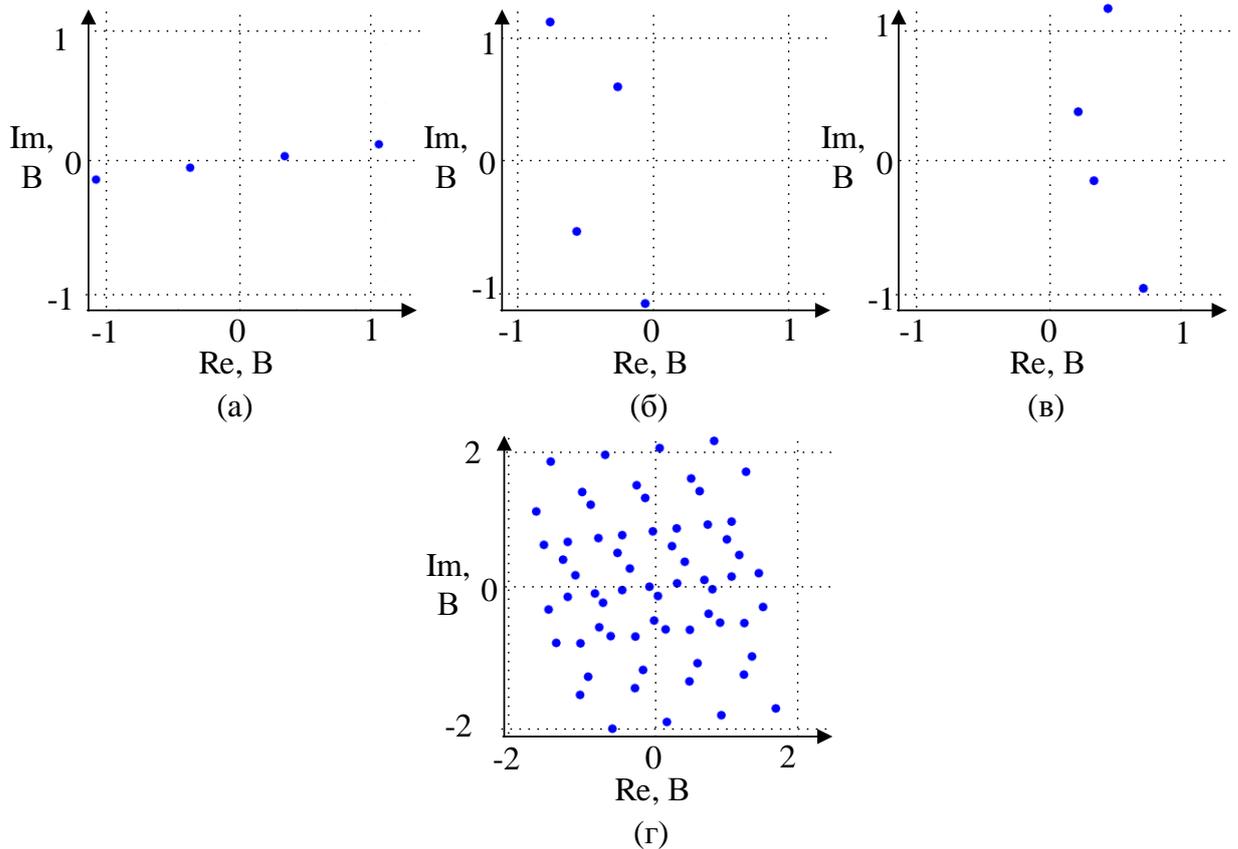


Рисунок 2.13 – Искажение сигнального созвездия одной поднесущей \mathbf{G}_k , полученного в результате решения системы уравнений (2.10) для $V = 6$, $F = 4$, $dk = 3$, $dv = 2$, $M = 4$, (а), (б), (в) – найденные сигнальные созвездия формирующих векторов c_{vkm_v} , (г) – результирующее сигнальное созвездие \mathbf{G}_k

В результате решения составленных систем уравнений были найдены комплексные амплитуды сигнальных созвездий SCMA. После формирования разреженных матриц необходимой размерности для найденных созвездий были сгенерированы кодовые книги. Для оценки их эффективности произведено математическое моделирование систем связи при передаче сигналов в канале с белым гауссовским шумом. На рисунке 2.14 приведены графики зависимости вероятности битовой ошибки от E_b/N_0 .

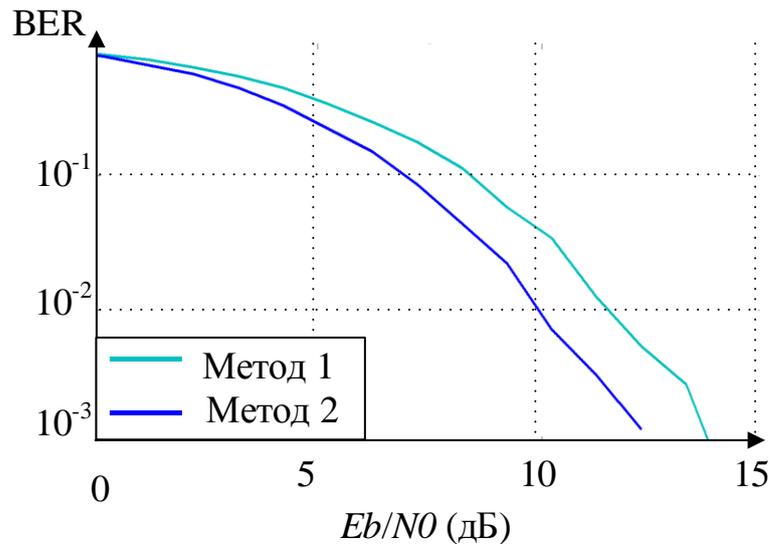


Рисунок 2.14 – Зависимость вероятности битовых ошибок от E_b/N_0 для системы SCMA с параметрами $F = 4$, $V = 6$, $dk = 3$, при формировании кодовой книги в результате решения систем уравнений (2.10 – Метод 1, 2.13 – Метод 2)

Как видно из рисунка 2.14, решение системы (2.13) дает лучший результат.

Системы уравнений были составлены на основании сформулированных в начале требований, которые считались равнозначными. В реальных системах возможно появление других требований, которые могут иметь разную ценность. Как следствие этого, будут записаны иные системы уравнений, на основании которых будут сформированы иные кодовые книги с потенциально другой степенью помехоустойчивости. Целью написания данного раздела было не формирование «оптимальных» и «универсальных» алгоритмов формирования кодовых книг, а демонстрация подходов, в соответствии с которыми можно получить кодовые книги с необходимыми параметрами.

2.3.3 Формирование сигнальных созвездий путем поворота базовых сигнальных векторов

Второй путь к формированию созвездий кодовых книг SCMA основан на манипуляциях с базовым созвездием одного слоя. В случае, если на всех поднесущих используется одно сигнальное созвездие, задается базовый вектор \mathbf{C}_b размерностью M . Этот вектор является созвездием k -ой поднесущей первой кодовой книги. Созвездия остальных слоев, модулирующих k -ую поднесущую получаются путем поворота этого базового вектора на определенный угол a_i , $i = 1 \dots dv$, $a_1 = 0^\circ$. Углы a_i выбираются таким образом, чтобы результирующее созвездие поднесущей (вектор \mathbf{G}_k) максимально удовлетворяло требованиям (1-3). Требования (4) при таком подходе удовлетворяется автоматически.

Рассмотрим пример формирования кодовой книги для системы связи с шестью слоями и четырьмя поднесущими при скорости передачи каждого слоя 2 бита на символ ($V=6$, $F=4$, $M=4$, $dk=3$, $dv=2$) На рисунке 2.15 приведен возможный пример формирования сигнального созвездия вектора \mathbf{G}_k одной поднесущей комплексными значениями c_{vkm_v} трех слоев при $M = 4$.

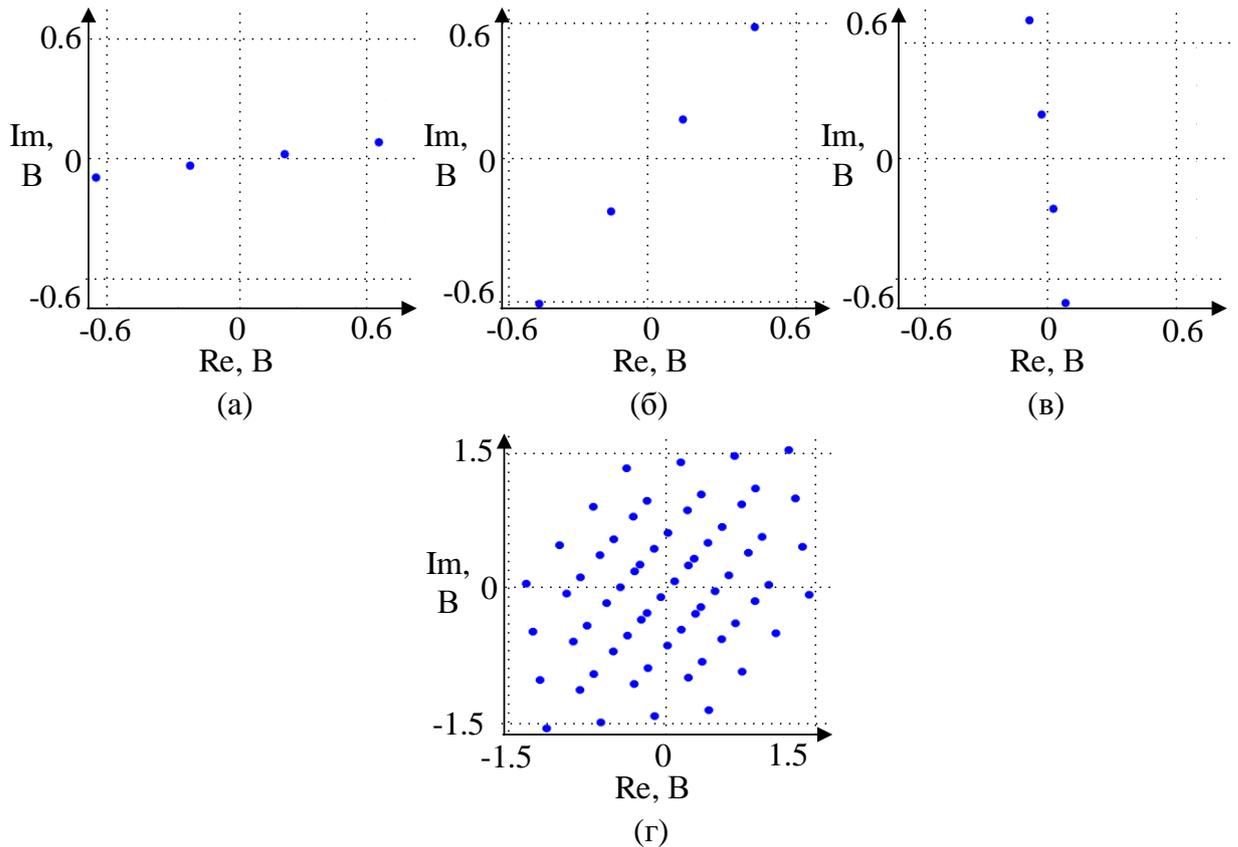


Рисунок 2.15 – Формирование сигнального созвездия одной поднесущей, (а), (б), (в) – сигнальные созвездия компонент кодовых слов c_{vkm_v} при $m_v = 1, \dots, M$ для трех слоев, (г) – результирующее сигнальное созвездие поднесущей k , $M = 4$, $dk = 3$

Из компонентов c_{vkm_v} формируются кодовые слова \mathbf{CW}_{vm_v} , которые в свою очередь образуют кодовые книги слоев \mathbf{CB}_v , составляющие общую кодовую книгу \mathbf{CB} . Для кодового слова \mathbf{CW}_{vm_v} элементы подбираются таким образом, чтобы модуль \mathbf{CW}_{vm_v} при различных m_v имел одинаковую сумму модулей элементов (одинаковая мощность излучения для разных кодовых слов). В таблице 2.2 приведены численные значения компонентов c_{vkm_v} , изображенных на рисунке 2.14.

Таблица 2.2 – Элементы c_{vkm_v} , изображенные на рисунке 2.14, $dk=3$, $M=4$

	$m = 1$	$m = 2$	$m = 3$	$m = 4$
c_{21m_2}				
Элементы вектора	-0,74-0,09	-0,24-0,03	0,24+0,03	0,74+0,09
Модуль	0,75	0,25	0,25	0,75
Обозначение	a_{11}	a_{12}	a_{13}	a_{14}
c_{31m_3}				
Элементы вектора	-0,46-0,59i	-0,15-0,19i	0,15+0,19i	0,46+0,59i
Модуль	0,75	0,25	0,25	0,75
Обозначение	a_{21}	a_{22}	a_{23}	a_{24}
c_{51m_5}				
Элементы вектора	0,09-0,74i	0,03-0,24i	-0,03+0,24i	-0,09+0,74i
Модуль	0,75	0,25	0,25	0,75
Обозначение	a_{31}	a_{32}	a_{33}	a_{34}

Схожие сигнальные созвездия применяются в кодовой книге [15] с фиксированными параметрами ($F = 4$, $V = 6$, $dv = 2$).

2.3.4 Формирование кодовых книг

Кодовая книга, образованная значениями из таблицы 2.2 и разреженной матрицей \mathbf{B} , изображенной на рисунке 2.2, приведена в таблице 2.3.

Таблица 2.3 – Пример кодовой книги \mathbf{CB} при $V=6$, $F=4$, $dv=2$, $M=4$, сигнальные созвездия сформированы путем поворота базового созвездия

k	m			
	1	2	3	4
	c_{vk1}	c_{vk2}	c_{vk3}	c_{vk4}
$\mathbf{CB}_1 (v=1)$				
	\mathbf{CW}_{11}	\mathbf{CW}_{12}	\mathbf{CW}_{13}	\mathbf{CW}_{14}
1	a_{11}	a_{12}	a_{13}	a_{14}
2	a_{12}	a_{14}	a_{11}	a_{13}
3	0	0	0	0
4	0	0	0	0

Продолжение таблицы 2.3

k	m			
	1	2	3	4
	CB₂ ($v=2$)			
	c_{vk1}	c_{vk2}	c_{vk3}	c_{vk4}
2	0	0	0	0
3	a_{11}	a_{12}	a_{13}	a_{14}
4	a_{12}	a_{14}	a_{11}	a_{13}
	CB₃ ($v=3$)			
	CW₃₁	CW₃₂	CW₃₃	CW₃₄
1	0	0	0	0
2	a_{21}	a_{22}	a_{23}	a_{24}
3	0	0	0	0
4	a_{22}	a_{24}	a_{21}	a_{23}
	CB₄ ($v=4$)			
	CW₄₁	CW₄₂	CW₄₃	CW₄₄
1	a_{21}	a_{22}	a_{23}	a_{24}
2	0	0	0	0
3	a_{22}	a_{24}	a_{21}	a_{23}
4	0	0	0	0
	CB₅ ($v=5$)			
	CW₅₁	CW₅₂	CW₅₃	CW₅₄
1	a_{31}	a_{32}	a_{33}	a_{34}
2	0	0	0	0
3	0	0	0	0
4	a_{32}	a_{34}	a_{31}	a_{33}
	CB₆ ($v=6$)			
	CW₆₁	CW₆₂	CW₆₃	CW₆₄
1	0	0	0	0
2	a_{31}	a_{32}	a_{33}	a_{34}
3	a_{32}	a_{34}	a_{31}	a_{33}
4	0	0	0	0

Значения c_{vkm} располагаются внутри кодовой книги v -го слоя таким образом, чтобы точки с минимальным евклидовым расстоянием на первой ненулевой поднесущей располагались на максимальном евклидовом расстоянии на следующих ненулевых поднесущих, а сумма модулей компонентов для каждого кодового слова была постоянной. Это достигается путем перестановки точек созвездия второй модулируемой поднесущей

внутри кодовой книги каждого слоя. Так, на первой поднесущей компоненты a расстановлены в прямом порядке (1, 2, 3, 4), на второй они переставлены (2, 4, 1, 3). Этот подход иллюстрирует рисунок 2.16, на котором приведены реальные части созвездий точек (a_{1m}) без поворота.

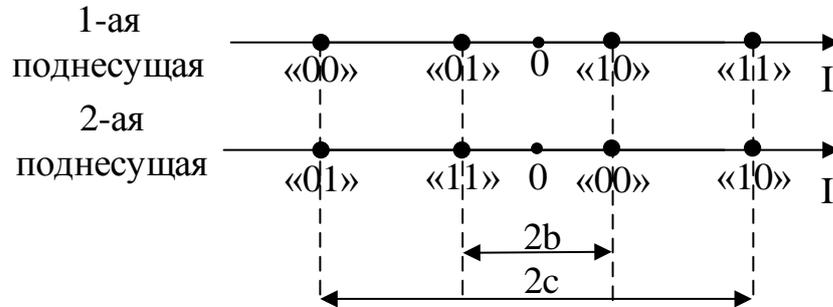


Рисунок 2.16 – Перестановка точек базового созвездия внутри кодовой книги одного слоя при $dv = 2$

В таком случае евклидово расстояние между кодовыми словами, которые несут сообщения с разницей в один бит (например, $m = 1 - \langle\langle 00 \rangle\rangle$ и $m = 2 - \langle\langle 01 \rangle\rangle$) в соответствии с (2.6) равно:

$$R(\mathbf{CW}_{v1}, \mathbf{CW}_{v2}) = \sqrt{\sum_{k=1}^F (\text{real}(c_{vkm_1}) - \text{real}(c_{vkm_2}))^2} = \sqrt{(-c - (-b))^2 + (b - (-c))^2},$$

а между кодовыми словами, которые несут сообщения с разницей в два бита (например, $m = 1 - \langle\langle 00 \rangle\rangle$ и $m = 4 - \langle\langle 11 \rangle\rangle$) в соответствии с (2.6) равно:

$$R(\mathbf{CW}_{v1}, \mathbf{CW}_{v4}) = \sqrt{\sum_{k=1}^F (\text{real}(c_{vkm_1}) - \text{real}(c_{vkm_4}))^2} = \sqrt{(-c - c)^2 + (b - (-b))^2}$$

При повороте созвездия расстояние между точками сохраняются. Если значения b и c выбрать в соответствии с таблицей 2.2, то расстояние $R(\mathbf{CW}_{v1}, \mathbf{CW}_{v2}) = 1.11$, а $R(\mathbf{CW}_{v1}, \mathbf{CW}_{v4}) = 1.58$, а отношение равно 1.41. Таким образом, символы с большей разницей в хэмминговом пространстве обладают большей разницей в евклидовом пространстве, в результате чего снижается вероятность битовой ошибки.

Таблица 2.2 составлена для случая, когда на всех поднесущих используется одинаковое результирующее сигнальное созвездие, что в общем случае не является обязательным.

В соответствии с предложенным подходом можно сформировать кодовые книги для различных параметров V , F , dv , M , которые соответствуют различным сценариям работы системы связи с SCMA. Сводная схема алгоритмов генерации кодовой книги приведена на рисунке 2.17.



Рисунок 2.17 – Обобщенная схема алгоритмов формирования кодовой книги

СВ

Рассмотрим помехоустойчивость систем связи с SCMA, работающих при различных параметрах и размерностях кодовых книг **СВ**, которые сформированы в соответствии с вышеописанными подходами.

Сравним систему SCMA с параметрами $V=6$, $F=4$, $M=4$ (такую кодовую книгу чаще всего рассматривают другие исследователи) с аналогичными по скорости системами OFDM-QAM-8 и OFDM-8-PSK, рисунок 2.18. Помехоустойчивое кодирование в рассматриваемых системах связи не применялось. При моделировании рассматривался канал с аддитивным белым гауссовским шумом, при детектировании МРА выполнялось 7 итераций.

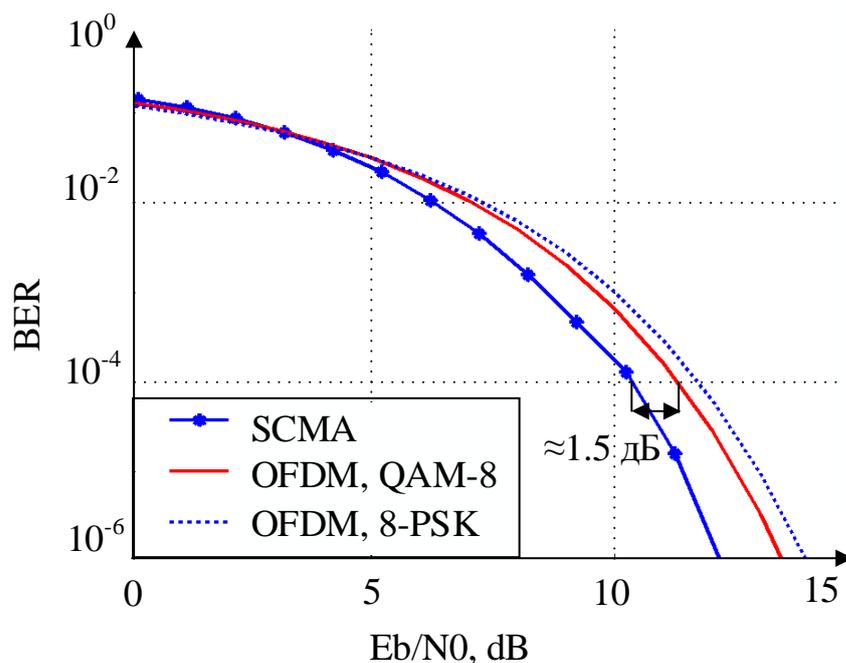


Рисунок 2.18 – Зависимость вероятности битовых ошибок от E_b/N_0 для системы связи с SCMA с параметрами $F = 4$, $V = 6$, $dk = 3$, OFDM QAM-8 и OFDM 8-PSK

Как видно из рисунка 2.18, система связи с SCMA достигает вероятности битовой ошибки 10^{-4} при отношении сигнал шум до 1.5 дБ меньше по сравнению с OFDM-QAM-8.

Разработанный метод позволяет формировать кодовые книги с необходимыми параметрами (количество абонентов V , количество поднесущих F) При увеличении размера матрицы (т.е. при увеличении количества абонентов и поднесущих), и сохранении их соотношения (коэффициента перегруженности системы, англ. *overload factor*), помехоустойчивость не падает, рисунок 2.19.

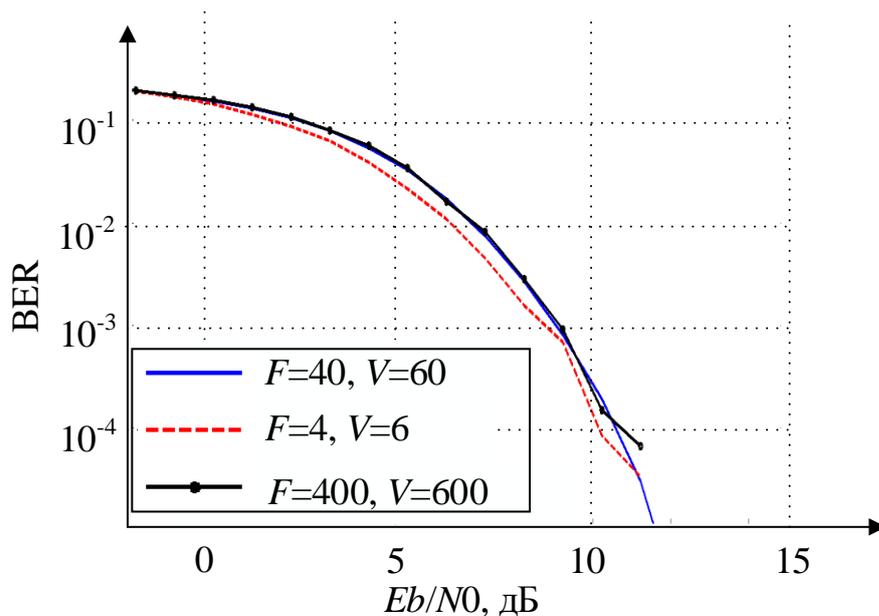


Рисунок 2.19 – Зависимость вероятности битовых ошибок от отношения энергии, приходящейся на бит, к спектральной плотности мощности шума для различных V, F ; $dv = 2, dk = 3, M = 4, 7$ итераций алгоритма МРА

Как видно из рисунка 2.19, увеличение размерности кодовой книги в 10 и 100 раз дает сопоставимую помехоустойчивость

Рассмотрим три характерных сценария распределения пользователей (V) по поднесущим (F) и соответствующие им зависимости вероятностей битовых ошибок и скорости передачи, рисунок 2.20. Приведены зависимости вероятности ошибок от отношения сигнал шум (ОСШ), т.к. зависимость от нормированных значений энергии, приходящейся на бит, к спектральной плотности мощности шума не позволит оценить эффект расширения спектра и результирующую помехоустойчивость.

1. Количество пользователей совпадает с количеством поднесущих ($V = F$). При этом сценарии SCMA сводится к схеме OFDM-QAM если каждый пользователь занимает одну поднесущую ($dv = dk = 1$), или к схеме MC-CDMA с QAM модуляцией (если $dv = dk > 1$), притом скорость в обоих случаях будет соответствовать помехоустойчивости OFDM-QAM при том же индексе модуляции поднесущей.

2. Количество пользователей меньше количества поднесущих ($V < F$). В этом случае SCMA схож со схемой многочастотного кодового разделения с квадратурной модуляцией поднесущих MC-CDMA QAM [7] или схемой доступа с низкой плотностью сигнатур LDS, однако в отличие от MC-CDMA для детектирования будет использоваться алгоритм МРА. Помехоустойчивость будет превосходить, а скорость передачи уступать OFDM-QAM при том же индексе модуляции поднесущей.

3. Количество пользователей превосходит количество поднесущих ($V > F$). Такой сценарий наиболее интересен, т.к. число доступных пользователям ресурсов превосходит число ортогональных поднесущих, что особенно важно в условиях большого числа подключений. Скорость в таком сценарии будет превосходить, а помехоустойчивость уступать OFDM QAM при том же индексе модуляции поднесущей [89].

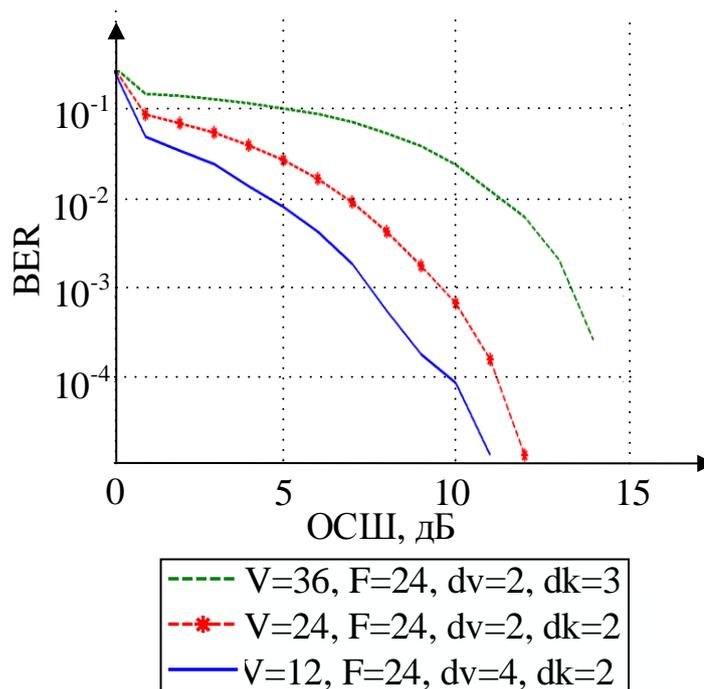


Рисунок 2.20 – Зависимость вероятности битовых ошибок от отношения сигнал шум для различных V , при $F = 24$, $M = 4$, 8 итераций алгоритма МРА

2.4 Сравнение предлагаемых кодовых книг с известными ранее книгами

Как было отмечено ранее, в литературе описаны либо общие подходы к формированию кодовых книг, либо приведены конкретные реализации для небольших размерностей (как правило, 4 поднесущих, 6 слоев, каждый из которых несет 2 бита). Для обеспечения работы системы с большим количеством поднесущих некоторыми авторами [93] было предложено разделить весь массив поднесущих на группы, каждая из которых модулируется SCMA с малой кодовой книгой. В этом разделе сравнивается помехоустойчивость систем связи для предложенных кодовых книг по сравнению с таким способом применения «малых» книг для большого количества поднесущих.

Большое число авторов описывают систему связи с SCMA, работающую с кодовой книгой, предложенной в [15]. Эта кодовая книга характеризуется параметрами $F = 4$, $V = 6$, $dv = 2$, $dk = 3$, сама книга приведена в таблице 2.4. Рисунок 2.21 поясняет подход, позволяющий обеспечить множественный доступ большому количеству абонентов на большом количестве поднесущих, применяя такую кодовую книгу.

Таблица 2.4 – Кодовая книга, предложенная в [15]

k	m			
	1	2	3	4
	СВ₁			
1	0	0	0	0
2	-0.18-0.13i	-0.64-0.46i	0.64+0.46i	0.18+0.13i
3	0	0	0	0
4	0.79	-0.22	0.22	-0.79
	СВ₂			
1	0.79	-0.22	0.22	-0.79
2	0	0	0	0
3	-0.18-0.13i	-0.65-0.46i	0.6351+0.46i	0.18+0.13i
4	0	0	0	0

Продолжение таблицы 2.4

	<i>m</i>			
	1	2	3	4
CB₃				
1	-0.64+0.46i	0.18-0.13i	-0.18+0.13i	0.64 - 0.46i
2	0.14-0.18i	0.49-0.62i	-0.49+0.62i	-0.14+0.18i
3	0	0	0	0
4	0	0	0	0
CB₄				
1	0	0	0	0
2	0	0	0	0
3	0.79	-0.22	0.22	-0.79
4	-0.0055-0.22i	-0.0193-0.78i	0.0193+0.78i	0.0055+0.22i
CB₅				
1	-0.0055-0.22i	-0.0193-0.78i	0.0193+0.78i	0.0055+0.22i
2	0	0	0	0
3	0	0	0	0
4	-0.64+0.46i	0.18-0.13i	-0.18+0.13i	0.64 - 0.46i
CB₆				
1	0	0	0	0
2	0.79	-0.22	0.22	-0.79
3	0.14-0.18i	0.49-0.62i	-0.49+0.62i	-0.14+0.18i
4	0	0	0	0



Рисунок 2.21 – Формирование и обработка SCMA символов с использованием кодовой книги малых размеров

На рисунке 2.21 f – комплексные амплитуды поднесущих, $S(t)$ – символ SCMA во временной области, символом «*» обозначены прошедшие через канал распространения радиоволн и прошедшие предварительную обработку (перенос на нулевую частоту, усиление, дискретизация и др.) символы. При использовании такого подхода, МРА осуществляется только над группой поднесущих, таким образом при выполнении итераций алгоритма охватывается не весь граф Таннера. Если количество поднесущих в системе связи значительно превышает размерность кодовой книги, это может существенно снизить помехоустойчивость передачи.

Сравним помехоустойчивость такого подхода с работой системы связи при формировании кодовых книг согласно предложенному в диссертации методу. Результаты приведены для различного количества поднесущих.

На рисунке 2.22 приведена зависимость вероятности битовых ошибок от E_b/N_0 для системы связи, работающей с кодовой книгой, формируемой в соответствии с методом, предложенным в этой диссертации (CB1) и известной кодовой книгой из [15] (CB2). Параметры F , V , dk , M для CB1 и CB2 совпадают.

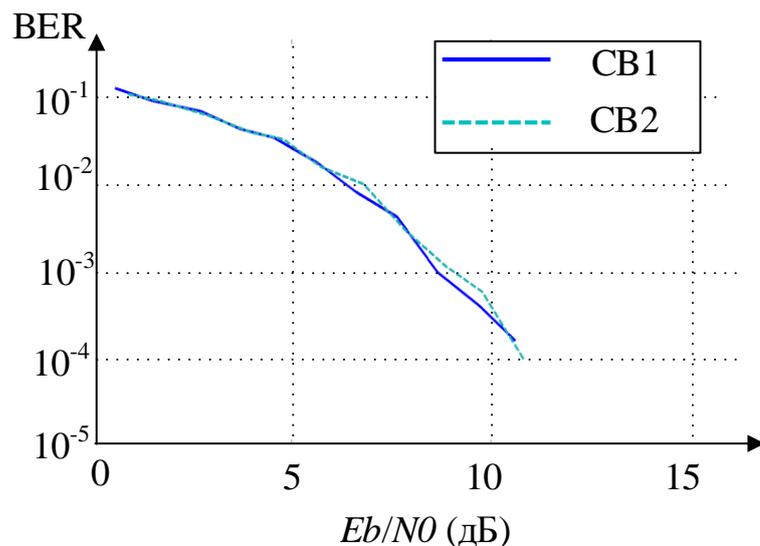


Рисунок 2.22 – Зависимость вероятности битовых ошибок от E_b/N_0 для системы связи с SCMA для двух кодовых книг, $F = 4$, $V = 6$, $dk = 3$, $M = 4$

Для рассматриваемого сценария количество поднесущих равно 4, то есть оно совпадает с размерностью кодовых книг. В этом случае детектирование МРА проводится над всем массивом поднесущих. Как видно из рисунка 2.22, вероятности ошибок для двух кодовых книг совпадают.

При следующем сценарии количество поднесущих равно 800 (такое число соответствует реальным системам цифровой связи и телевидения). Для СВ2 формирование символов производится согласно схеме, приведенной на рисунке 2.23.

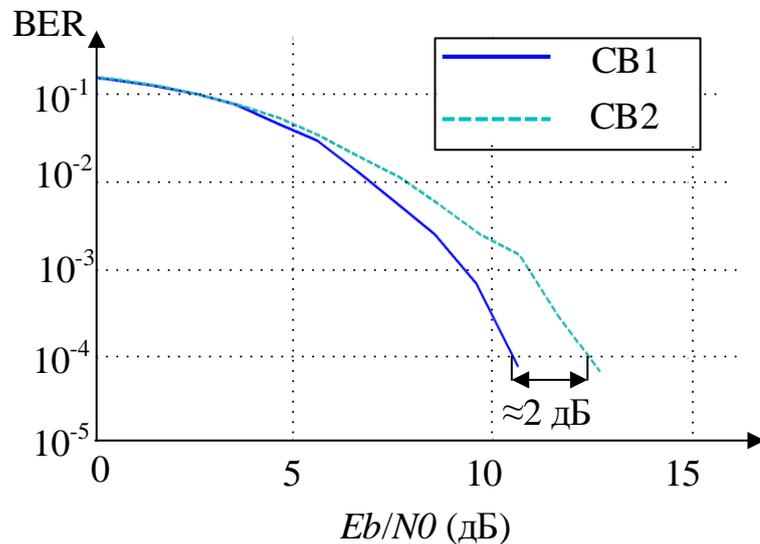


Рисунок 2.23 – Зависимость вероятности битовых ошибок от E_b/N_0 для системы связи с SCMA для двух кодовых книг, $F = 800$, $V = 1200$, $dk = 3$,
 $M = 4$

Как видно из рисунка 2.23, для СВ1 вероятность битовой ошибки 10^{-4} , достигается при отношении E_b/N_0 на 1.5 дБ меньшем, чем при использовании системой с комплексом малых книг СВ2.

Таким образом, целесообразным является формирование символов SCMA по единой кодовой книге, количество столбцов которой соответствует количеству поднесущих в системе связи. В этом случае детектирование

алгоритмом МРА будет охватываться весь массив поднесущих, в результате чего снижается вероятность неверного детектирования.

2.5 Выводы

1. Предложен метод формирования кодовых книг для систем связи с множественным доступом на основе разреженных кодов. Метод позволяет формировать книги для различного количества поднесущих и абонентов. На первом этапе генерируется разреженная матрица с количеством строк равным количеству абонентов и количеством столбцов равном количеству поднесущих. Число единиц в каждой строке соответствует коэффициенту частотного расширения. Алгоритм формирования такой матрицы основан на алгоритме формирования проверочных матриц LDPC кодов Галлагера [31]. Комплексные значения амплитуд символов выбираются исходя из минимизации евклидовых расстояний между точками на результирующем созвездии каждой поднесущей и нумерации символов кодом Грея. Это достигается за счет поворота базового одномерного созвездия первого абонента и перестановки точек созвездий на других поднесущих.

2. Система связи с SCMA, использующая кодовые книги, которые формируются с помощью предложенного метода обладает высокой помехоустойчивостью. Сравнивая SCMA с OFDMA (проработанная и функционирующая в современных системах связи технология), можно отметить, что при спектральной эффективности 3 бит/с/Гц, SCMA достигает вероятности битовой ошибки 10^{-4} при отношении сигнал шум на 1.5 дБ ниже по сравнению с OFDM-QAM-8.

3. Описанные в источниках кодовые книги отличаются малыми размерами (как правило, 4 поднесущие, 6 абонентов) [13, 15]. Разделив частоты и абонентов на группы, можно применить такие кодовые книги для реальных систем с большим числом поднесущих. Сравнивая предложенную

кодovou книгу с такой системой, можно отметить, что при большом числе поднесущих (800), система связи с предложенной кодовой книгой достигает вероятности битовой ошибки 10^{-4} на 2 дБ меньшем отношении сигнал шум. При формировании в соответствии с предложенным методом кодовой книги для 4 поднесущих и 6 абонентов достигается схожая помехоустойчивость по сравнению с описанными книгами.

4. Показано, что сложность МРА растет линейно с ростом размерности кодовой книги по количеству поднесущих F ($O(F)$). Таким образом, формирование больших кодовых книг, которые показывают лучшую помехоустойчивость, не приводит к нелинейному росту вычислительной сложности процесса детектирования символов.

3. Работа системы связи с SCMA в каналах с частотными замираниями

До сих пор в данной работе рассматривалась работа системы связи с SCMA в каналах с белым гауссовым шумом (аддитивная помеха), во время детектирования уровень шума в канале считался известным. Однако реальные каналы вносят также мультипликативную помеху, АЧХ таких каналов и уровень шума должны быть оценены приемной стороной. Кроме этого, между частотой принимаемого сигнала и опорной частотой гетеродина приемника может появиться разница, вызванная доплеровским смещением или рассогласованием частот генераторов приемной и передающей станций. Аддитивная помеха может иметь распределение, отличное от нормального, может иметь разную спектральную плотность мощности на различных поднесущих, кроме того в качестве помехи могут выступать сигналы других сетей.

Все эти факторы оказывают деструктивное влияние на качество связи, увеличивая количество ошибок в системе передачи.

Так как метод SCMA базируется на OFDM, для обработки сигналов и оценки канала можно применить некоторые аналогичные приемы. Так, например, временную синхронизацию можно обеспечить, расположив в начале передаваемого кадра известную приемнику преамбулу [52]. По пику рассчитанной корреляции можно определить начало кадра. АЧХ канала можно оценить по пилот-сигналам, или используя преамбулу [92]. Для оценки разницы частот, преамбула должна состоять из нескольких символов, по которым может быть рассчитан фазовый набег [52]. Подробнее эти алгоритмы будут рассмотрены при описании обработки сигналов в рамках проведения эксперимента в следующей главе.

Интерес представляет рассмотрение влияния ошибки оценки уровня шума на входе приемника при передаче сигналов через многолучевой канал. Также необходимо разработать способы уменьшения вероятности битовой

ошибки, вызванной ошибкой оценки параметров канала за счет изменений в структуре кодовой книги.

3.1 Оценка дисперсии шума на входе детектора SCMA

На первом этапе выполнения алгоритма детектирования МРА рассчитываются вероятности приема компонент всевозможных кодовых слов на каждой поднесущей, (2.2). Повторно приведем это выражение:

$$R(k, m_1, m_2, \dots, m_V) = \exp\left(-\frac{1}{\sigma_k^2} \left| y_k - (h_{1k}c_{1km_1} + h_{2k}c_{2km_2} + \dots + h_{Vk}c_{Vkm_V}) \right|^2\right),$$

$$k = 1..F, \quad (3.1)$$

Далее в МРА выполняется пересчет и корректировка вероятностей в соответствии с графом Таннера.

Правильность оценки дисперсии шума k -ой поднесущей σ_k^2 и коэффициентов передачи h_{vk} канала оказывают решающее влияние на эффективность детектирования МРА. Для OFDM в комплексе с QAM – модуляциями это требование не является настолько критичным. Влияние ошибки оценки коэффициентов передачи подробно описано в [93, 94]. Рассмотрим влияние ошибки оценки дисперсии шума на вероятность битовых ошибок для различных конфигураций кодовых книг и параметров многолучевого канала передачи.

Существуют различные методы оценки мощности шума и отношения сигнал-шум. Условно их можно разделить на две группы – оценка по опорным (известным приемнику) сигналам, в роли которых могут выступать преамбула, или пилоты [95 - 97], и оценка по информационным символам [98, 99]. Работа этих методов основана на накоплении выборки достаточно большого объема. При этом оценивается общее среднее отношение сигнал-шум на всех поднесущих.

В SCMA оценку необходимо произвести до начала детектирования первого символа, таким образом ее можно получить только по преамбуле, далее ее возможно уточнить по информационным символам. Оценка в релейском канале с замираниями должна быть произведена для каждой поднесущей. Для решения этой задачи воспользуемся классическими методами оценки дисперсии.

Дисперсия мощности шума на k -ой поднесущей может быть определена как:

$$\sigma_k^2 = \frac{\sum_{i=1}^I |x_k(i) - y_k(i)|^2}{I}, \quad (3.2)$$

где $x_k(i)$ – i -ый отсчет переданного сигнала на k -ой поднесущей, $y_k(i)$ – i -ый отсчет принятого сигнала на k -ой поднесущей перед выполнением процедуры (3.1), $i = 1 \dots I$, I – длина выборки отсчетов сигнала на поднесущей k .

3.1.1 Оценка дисперсии шума по известной преамбуле

Отсчеты сигнала $x_k(i)$ в общем случае не известны приемнику. Поэтому дисперсию можно рассчитать по отклонениям преамбулы, которая известна как приемной, так и передающей стороне. В этом случае, с учетом влияния АЧХ канала, (3.2) сводится к

$$\sigma_k^2 = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I |p_k(i) - p'_k(i)|^2 = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^I \left| p_k(i) - \frac{h_k p_k(i) + n_k(i)}{h_k} \right|^2,$$

где $p_k(i)$ – i -ый элемент ПСП преамбулы на k -ой поднесущей, $p'_k(i)$ – i -ое значение комплексной амплитуды принятой преамбулы на k -ой поднесущей, $n_k(i)$ – i -ая реализация шума, h_k – коэффициент передачи канала на k -ой поднесущей, \hat{h}_k – оценка этого коэффициента. Т.к. преамбула представляет из себя два одинаковых OFDM символа, $I = 2$, а $p_k(1) = p_k(2)$, то определив по

первому символу оценку коэффициентов передачи h_k , по второму можно оценить не дисперсию, а мощность одной реализации шума $n_k^2(2)$:

$$n_k^2(2) = \left| p_k - \frac{h_k p_k + n_k(2)}{\frac{p'_k(1)}{p_k}} \right|^2 = \left| p_k - \frac{h_k p_k + n_k(2)}{\frac{h_k p_k + n_k(1)}{p_k}} \right|^2 = \left| p_k - \frac{h_k p_k + n_k(2)}{h_k + \frac{n_k(1)}{p_k}} \right|^2, \quad (3.3)$$

где $n_k(1)$ – реализация шума на k -ой поднесущей при оценке коэффициента передачи этой поднесущей (по первой преамбуле), $p'_k(1)$ – значение принятой первой преамбулы на k -ой поднесущей, которое соответствует:

$$p'_k(1) = h_k p_k + n_k(1).$$

В силу того, что мощность шума для каждой поднесущей оценивается по одной реализации, достоверность такой оценки ничтожна, а детектирование SCMA даст неудовлетворительный результат. Поэтому, для увеличения объема выборки и получения более достоверного результата, можно принять допущение о том, что шум является АБГШ (с постоянной плотностью мощности на разных поднесущих), в этом случае оценка его дисперсии может быть рассчитана как:

$$\sigma^2 = \frac{1}{F} \sum_{k=1}^F \left| p_k - \frac{h_k p_k + n_k}{h_k + \frac{n_k}{p_k}} \right|^2 \quad (3.4)$$

При эквалайзирании производится деление спектра полученного сигнала на оценку АЧХ канала, что приводит к усилению шума на поднесущих с низким значением коэффициента передачи. Если это учесть, то можно пересчитав (3.4) для каждой поднесущей:

$$\sigma_k^2 = \left(\frac{1}{F} \sum_{k=1}^F \left| p_k - \frac{h_k p_k + n_k}{h_k + \frac{n_k}{p_k}} \right|^2 \right) / \left| h_k + \frac{n_k}{p_k} \right|^2 \quad (3.5)$$

Аналогичным образом можно рассчитать дисперсию шума по пилот-сигналам, которые также известны приемной стороне. В этом случае в выражениях (3.3) - (3.5) p_k следует рассматривать как пилотный сигнал. Если пилоты расположены не на всех поднесущих, то для оценки дисперсии каждой поднесущей можно применить интерполяцию. Одновременная оценка по преамбуле и по пилотам увеличит достоверность оценки. В дальнейшем будет рассматриваться оценка только по преамбуле.

3.1.2 Оценка по регенерированным символам

В качестве альтернативного подхода к оценке дисперсии шума возможен расчет по отклонению принятых символов от регенерированных, полученных после детектированных. В этом случае алгоритм будет происходить по схеме, приведенной на рисунке 3.1.

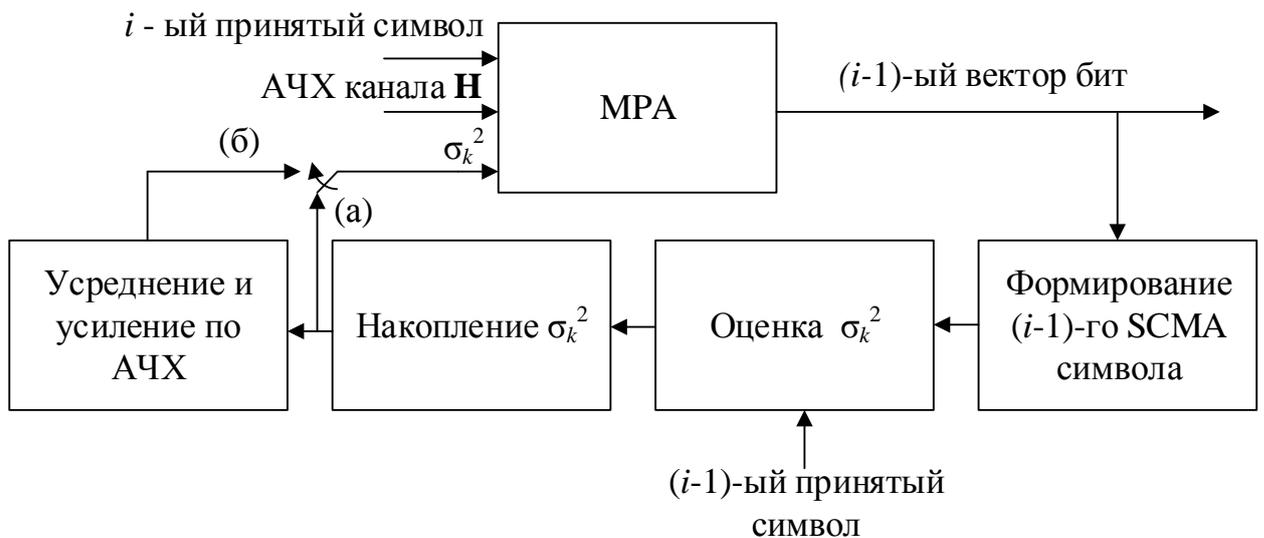


Рисунок 3.1 – Схема алгоритма оценки σ^2 по регенерированным символам (а) – с накоплением, (б) – с дополнительным усреднением и выравниванием по АЧХ

После детектирования, восстанавливается (регенерируется) переданный SCMA символ, который при расчете дисперсии шума в соответствии с выражениями (3.3) – (3.5) выступает в качестве опорного. Полученная таким образом оценка шума используется при детектировании

следующего символа. Оценка дисперсии накапливается, и уточняется с каждым принятым символом. При детектировании первого символа дисперсия рассчитывается по преамбуле. Если шум в канале белый, то для уточнения полученной оценки ее можно усреднить для всех поднесущих и усилить в соответствии с АЧХ канала.

Очевидный источник методической погрешности данного метода состоит в том, что при появлении битовых ошибок, регенерированный символ отличается от переданного, и оценка рассчитывается неверно, что в силу существующей обратной связи приводит к еще большему числу ошибок при детектировании следующего символа. Таким образом включается положительная обратная связь и достоверность оценки ухудшается. Однако с другой стороны при таком подходе дисперсия оценивается по объему выборки, значительно превышающему длину опорного сигнала.

Исследуем эффективность и возможность применения предложенных методов путем составления имитационной программной модели.

3.2 Моделирование системы связи с SCMA при оценке дисперсии шума различными методами

В результате моделирования были рассчитаны коэффициенты битовых ошибок для систем связи с SCMA, дисперсия шума определялась различными методами, которые описаны в разделе 3.1. Параметры кадров с SCMA приведены в таблице 3.1

Таблица 3.1 – Параметры кадров при моделировании передачи через многолучевой канал

Количество поднесущих	100
Количество слоев	150
Коэффициент расширения dv	2

Продолжение таблицы 3.1

Количество бит в одном SCMA символе	300
Количество итераций МРА	8
Преамбула	ПСП Задова-Чу

При моделировании был рассмотрен канал с постоянным модулем коэффициентов передачи и случайной фазой, а также три модели многолучевых релеевских каналов с замираниями, предложенные в [101]. Параметры многолучевых релеевских каналов приведены в таблице 3.2. Графики нормированных АЧХ каналов приведены ниже, в соответствующих разделах [100].

Таблица 3.3 – Параметры многолучевых каналов

EPA, Extended Pedestrian A, расширенная модель пешехода									
Задержки лучей, нс	0	30	70	90	11	190	410		
Ослабления лучей, дБ	0	-1	-2	-3	-8	-17.2	-20.8		
EVA, Extended Vehicular A, расширенная модель канала автомобиля									
Задержки лучей, нс	0	30	150	310	370	710	1090	1730	2510
Ослабления лучей, дБ	0	-1.5	-1.4	-3.6	-0.6	-9.7	-7	-12	-16.9
ETU, Extended Typical Urban, расширенная модель типового города									
Задержки лучей, нс	0	50	120	200	230	500	1600	2300	5000
Ослабления лучей, дБ	-1	-1	-1	0	0	0	-3	-5	-7

Приведем зависимости среднеквадратической ошибки оценки дисперсии шума:

$$\sigma_{ош} = \sqrt{\frac{1}{I-1} \sum_{i=1}^I (P_{шум}(i) - \sigma^2(i))^2},$$

где $P_{шум}(i)$ – истинное значение мощности шума в реализации i , $\sigma^2_{оц}(i)$ – оценка дисперсии шума в этой реализации. Кроме этого рассчитаем нормированную среднеквадратическую погрешность:

$$\sigma^H_{ош} = \sqrt{\frac{1}{I-1} \sum_{i=1}^I \left(\frac{P_{шум}(i) - \sigma^2(i)}{P_{шум}(i)} \right)^2}$$

Также приведем зависимости вероятности битовых ошибок от отношения сигнал шум на входе детектора для каждого метода оценки.

3.2.1 Канал с постоянной амплитудой и случайными фазами

Первый канал, АЧХ которого имеет постоянный модуль и случайную фазу, соответствует сценарию передачи в условиях прямой видимости на небольшой дистанции (в похожих условиях работают Wi-Fi, Bluetooth).

На рисунках 3.2 и 3.3 приведены СКО и относительное СКО ошибки оценки дисперсии шума. На этих рисунках и далее «Метод 1» – оценка дисперсии шума на каждой поднесущей по-отдельности, в соответствии с выражением 3.3, «Метод 2» – оценка дисперсии при принятии предположения о равенстве мощности шума на всех поднесущих (белый шум), в соответствии с выражением 3.4. «Метод 3» - метод 2 с учетом усиления шума на отдельных поднесущих в результате эквалайзирования, выражение 3.5. «Метод 4» - оценка по регенерированным символам, «Метод 5» - оценка по регенерированным символам, шум считается белым, и усиливается по поднесущим с учетом эквалайзирования.

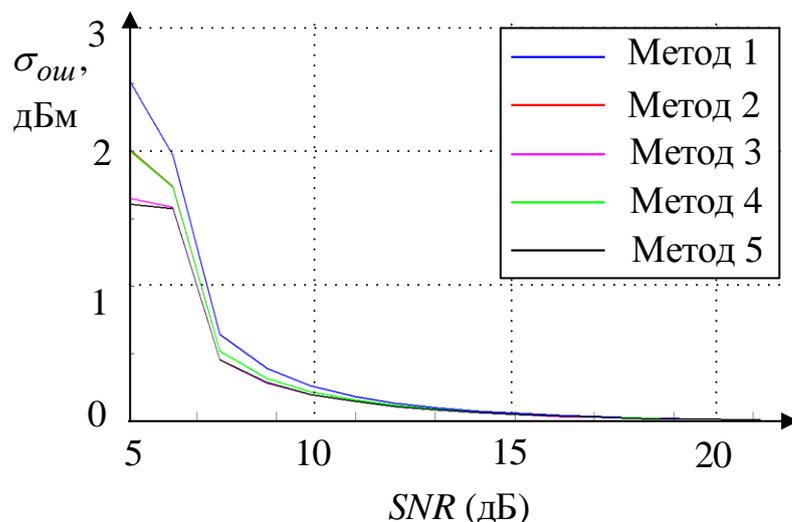


Рисунок 3.2 – Среднеквадратическая ошибка оценки дисперсии шума для различных методов в канале с постоянной амплитудой и случайными фазами

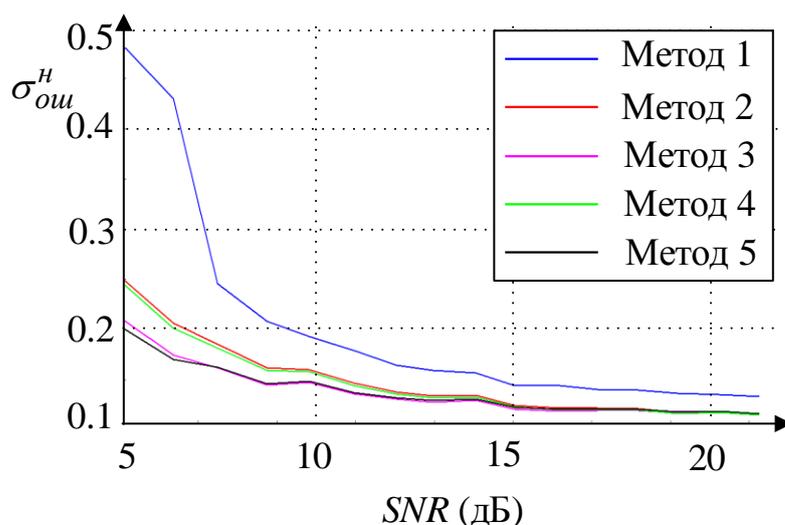


Рисунок 3.3 – Нормированная среднеквадратическая ошибка оценки дисперсии шума для различных методов в канале с постоянной амплитудой и случайными фазами

Как видно из рисунков 3.2 и 3.3, точность оценки дисперсии шума возрастает с увеличением отношения сигнал-шум, методы 3 и 5 дают наименьшее СКО ошибки. Это объясняется большим объемом выборки при вычислении оценки дисперсии и учетом усиления шума в результате эквалайзирования. Метод 4, несмотря на оценку по нескольким значениям,

имеет меньший объем выборки по сравнению с методами 3 и 5, кроме того, как и метод 2 он не учитывает влияние эквалайзирования. По этой причине в канале с белым шумом методы 4 и 2 менее эффективны.

На рисунке 3.4 приведены зависимости вероятности битовых ошибок от E_b/N_0 для системы связи с SCMA, в которой мощность шума оценивается предложенными методами. Кроме этого, приведена зависимость вероятности битовых ошибок для системы, в которой мощность шума для каждой поднесущей оценивается идеально ($\sigma_{оц}^2 = P_{исм}$). В этом случае на вход МРА поступают возведенные в квадрат разности переданного символа и символа, поступающим на вход детектора, для каждой поднесущей. В реальности такой сценарий невозможен, он показывает потенциальный минимум вероятности ошибок в системе SCMA с предложенными параметрами кодовой книги.

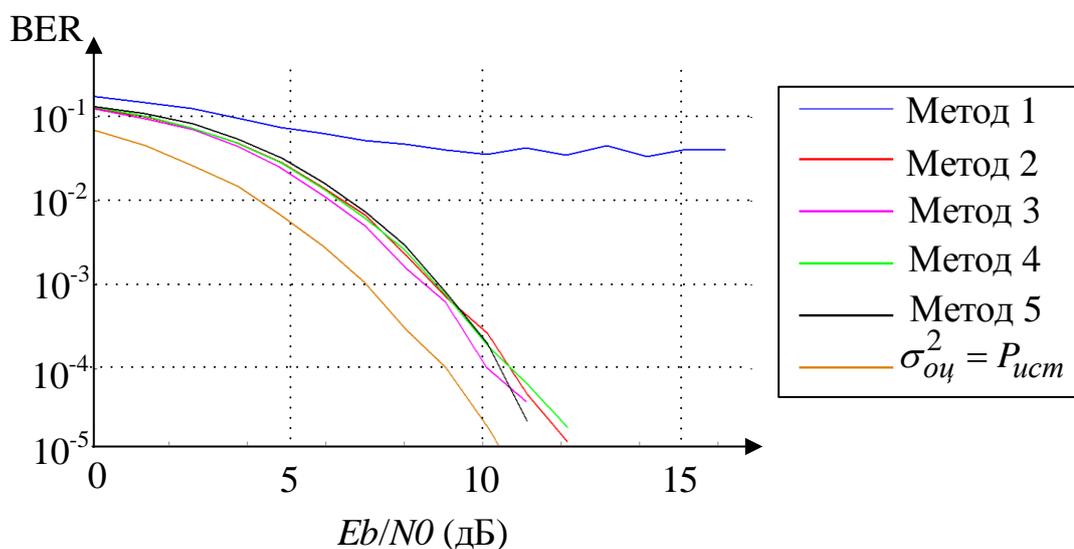


Рисунок 3.4 – Зависимость вероятности битовых ошибок от E_b/N_0 для различных методов оценки дисперсии шума на входе детектора при передаче в канале с постоянной амплитудой и случайными фазами

Как видно из рисунка 3.4, расчет дисперсии в соответствии с первым методом приводит к неудовлетворительной вероятности битовых ошибок в системе связи, в то время как остальные четыре метода дают сопоставимый

результат. Так, если $E_b/N_0 = 10$ дБ, при расчете дисперсии мощности шума по третьему методу, вероятность битовой ошибки в системе составляет 10^{-4} , если рассчитывать дисперсию по методам 2, 4, 5 такая же вероятность битовой ошибки достигается при разнице в E_b/N_0 менее чем в один децибел. Системы связи, измеряющие дисперсию, существенно проигрывают системе связи с априорным знанием о шуме. Вероятность ошибки 10^{-4} в такой системе связи достигается при E_b/N_0 равным около 8.5 дБ.

3.2.2 Канал ЕРА

Канал ЕРА – модель канала передачи между абонентским устройством пешехода и базовой станцией. Такие каналы характеризуются небольшим количеством отраженных лучей со слабыми затуханиями. На рисунке 3.5 приведена возможная реализация нормированного относительно максимума модуля коэффициента передачи такого канала для 100 поднесущих.

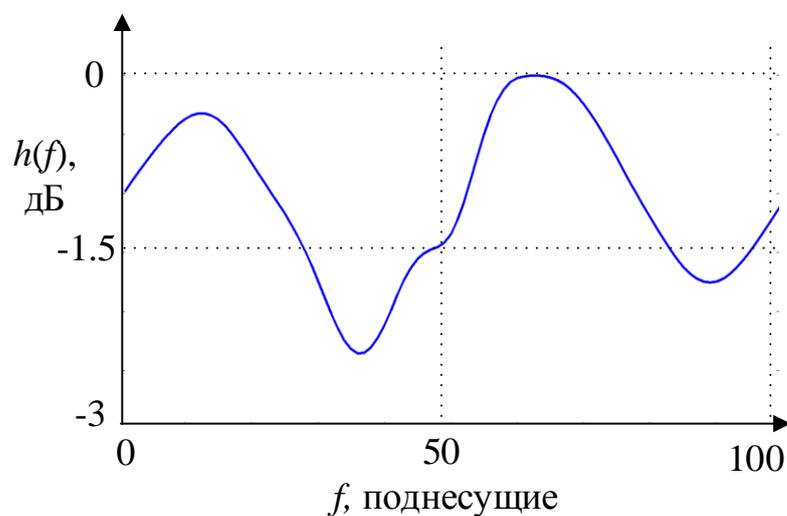


Рисунок 3.5 – Нормированный относительно максимума модуль коэффициента передачи канала ЕРА

На рисунке 3.6 приведены зависимости коэффициента битовой ошибки от E_b/N_0 при передаче сигналов в канале ЕРА. Как видно из рисунка, помехоустойчивость передачи сопоставима с помехоустойчивостью передачи в канале с постоянным модулем передачи.

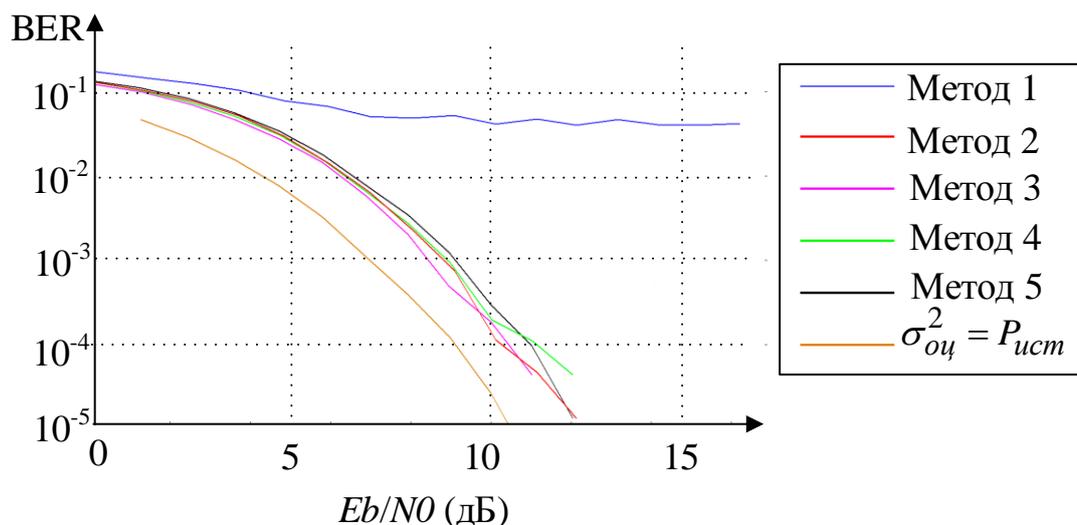


Рисунок 3.6 – Зависимость вероятности битовых ошибок от E_b/N_0 для различных методов оценки дисперсии шума на входе детектора при передаче в канале ЕРА

3.2.3 Канал EVA

Канал EVA – модель канала при передаче сигналов между перемещающимся абонентским устройством (например, автомобиль) в условиях города и базовой станцией. В таком канале присутствует большее количество лучей, по сравнению с каналом ЕРА. На рисунке 3.7 приведена возможная реализация нормированного относительно максимума модуля коэффициента передачи такого канала для 100 поднесущих.

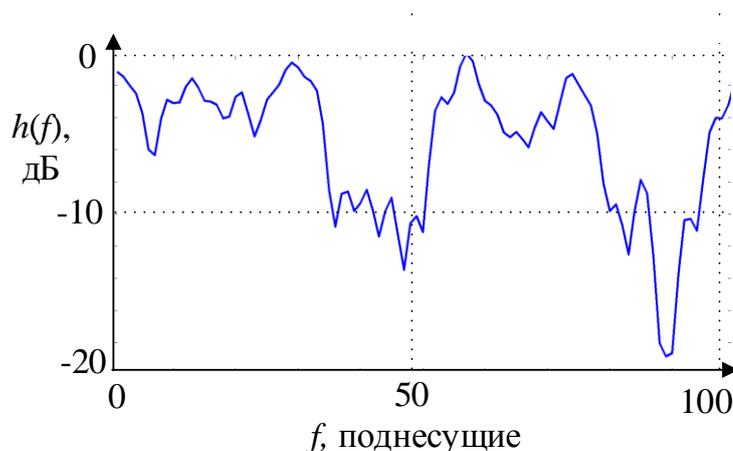


Рисунок 3.7 – Нормированный относительно максимума модуль коэффициентов передачи канала EVA

На рисунке 3.8 приведены зависимости вероятности битовых ошибок от оцененной E_b/N_0 для системы связи с SCMA при передаче сигналов в канале EVA. При низких значениях E_b/N_0 наилучший результат дает оценка по регенерированным символам (Метод 4). Стоит отметить, что помехоустойчивость системы связи с SCMA в условиях канала EVA значительно ухудшается. Этот эффект объясняется возросшей ошибкой эквалайзирования и ошибкой оценки отношения сигнал шум.

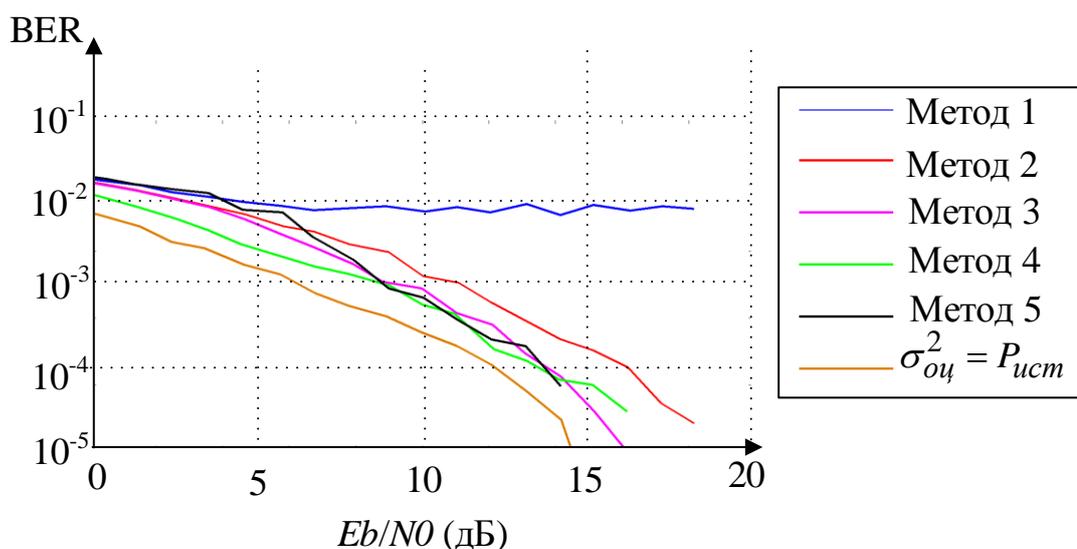


Рисунок 3.8– Зависимость вероятности битовых ошибок от E_b/N_0 для различных методов оценки дисперсии шума на входе детектора при передаче в канале EVA

3.2.4 Канал ETU

Условия канала ETU соответствуют передаче сигналов в условиях плотной городской застройки, когда на вход приемника поступает большее количество практически не ослабленных лучей. В результате этого, АЧХ канала характеризуется глубокими замираниями. Передача в таких условиях существенно сложнее по сравнению с предыдущими типами каналов. Модуль АЧХ канала ETU приведен на рисунке 3.9.

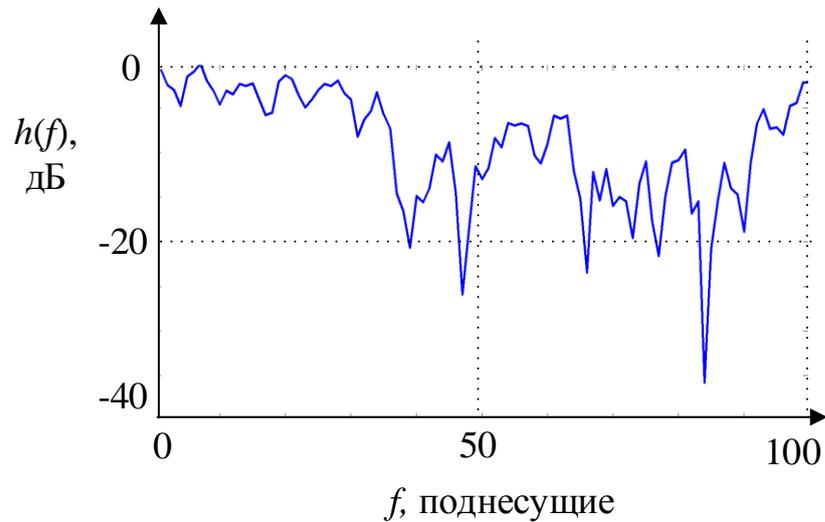


Рисунок 3.9 – Нормированный относительно максимума модуль коэффициентов передачи канала ETU

На рисунке 3.10 приведены зависимости вероятности битовых ошибок от оцененной E_b/N_0 для системы связи с SCMA при передаче сигналов в канале EVA.

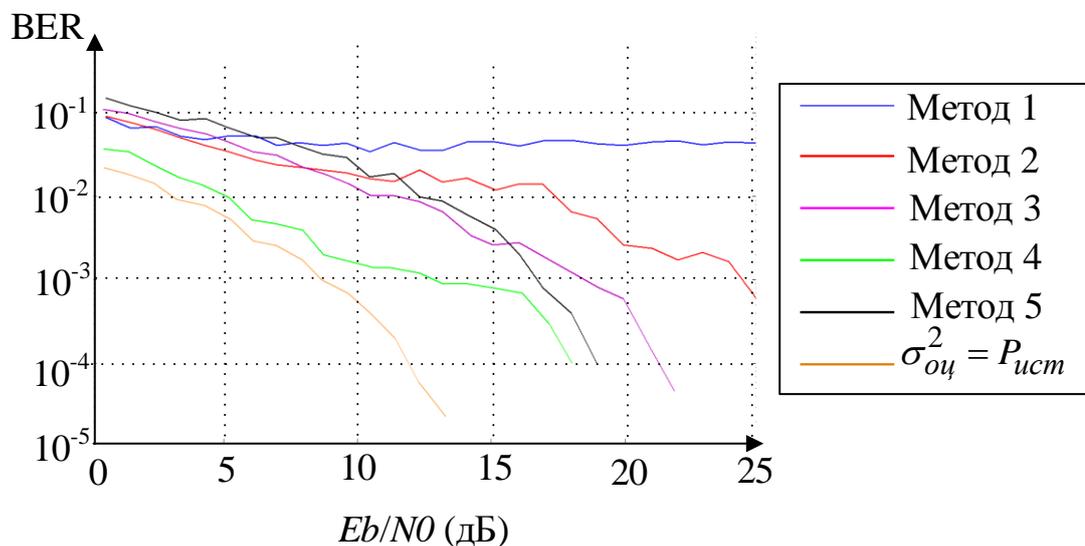


Рисунок 3.10 – Зависимость вероятности битовых ошибок от E_b/N_0 для различных методов оценки дисперсии шума на входе детектора при передаче в канале ETU

Как видно из рисунка 3.10, передача в канале ETU имеет значительно более низкий уровень помехоустойчивости. В случае идеальной оценки

дисперсии шума, зависимость BER практически совпадает с зависимостью при передаче в канале EVA. Однако достичь такого уровня оценки невозможно, поэтому при работе в реальной системе для обеспечения вероятности ошибки даже 10^{-3} необходимо отношение сигнал-шум от 15 (Метод 4). Методы 1 и 2 дают неудовлетворительный результат.

3.3 Способ уменьшение влияния ошибок оценки АЧХ канала и дисперсии шума

Если АЧХ канала оценивается по преамбуле и не меняется до момента следующей оценки (канал стационарен), то эта оценка может быть получена как:

$$\mathbf{H} = \frac{\mathbf{Y}_{\text{оп}} \mathbf{H}}{\mathbf{X}_{\text{оп}}} = \frac{\mathbf{X}_{\text{оп}} \mathbf{H} + \mathbf{N}}{\mathbf{X}_{\text{оп}}}, \quad (3.7)$$

где \mathbf{H} – вектор значений коэффициентов передачи для всех поднесущих (канальная матрица), \mathbf{H} – оценка этого вектора, $\mathbf{X}_{\text{оп}}$ – вектор значений опорного сигнала (преамбулы), \mathbf{N} – вектор, содержащий реализацию шума для всех поднесущих.

Процедура эквалайзирования сигнала сводится к выражению:

$$\mathbf{X}_{\text{эк}} = \mathbf{Y} / \mathbf{H} = \frac{\mathbf{X} \mathbf{H} + \mathbf{N}'}{\mathbf{H}} = \frac{\mathbf{X}_{\text{оп}} (\mathbf{X} \mathbf{H} + \mathbf{N}')}{\mathbf{X}_{\text{оп}} \mathbf{H} + \mathbf{N}}, \quad (3.8)$$

где $\mathbf{X}_{\text{эк}}$ – вектор символов, полученный в результате эквалайзирования, \mathbf{N}' – вектор шумовых компонент в принятом сигнале \mathbf{Y} . Влияние ошибки эквалайзирования и ошибки оценки шума может быть снижено путем уменьшения количества уникальных точек на созвездии [102]. Базовое созвездие кодовой книги первого слоя, модифицированное в соответствии с этим подходом приведено на рисунке 3.11. Кодовые книги остальных слоев формируются путем поворота базовых созвездий, как это описано в разделе 2.3.3.

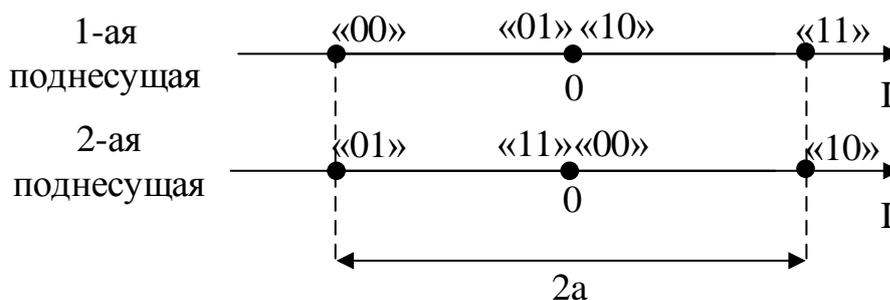


Рисунок 3.11 – Модифицированное базовое созвездие кодовой книги первого слоя SCMA

Результирующее созвездие для такого случая приведено на рисунке 3.12.

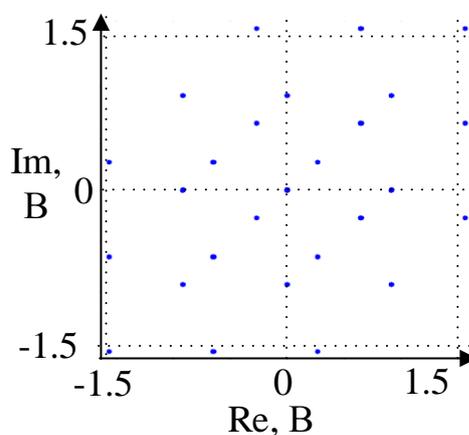


Рисунок 3.12 – Модифицированное результирующее созвездие SCMA

Часть точек созвездия, приведенного на рисунке 3.12 взаимно накладываются. Однако, поскольку каждое кодовое слово многомерно, т.е. занимает несколько поднесущих (dv), накладываются точки на первой поднесущей, разделены на следующих.

Поясним природу выигрыша, который дает предлагаемый подход. В соответствии с выражением 3.8, ошибка эквалайзирования может быть оценена как:

$$\Delta \mathbf{X} = \mathbf{X} - \mathbf{X}_{\text{эк}} = \mathbf{X} - \frac{\mathbf{X}_{\text{оп}}(\mathbf{X}\mathbf{H} + \mathbf{N}')}{\mathbf{X}_{\text{оп}}\mathbf{H} + \mathbf{N}}$$

Относительную погрешность можно записать как:

$$\Delta X_{\text{отн}} = \frac{X - X_{\text{эк}}}{X} = \frac{\left| X - \frac{X_{\text{оп}}(X\mathbf{H} + \mathbf{N}')}{X_{\text{оп}}\mathbf{H} + \mathbf{N}} \right|}{X}. \quad (3.9)$$

Зависимость ($\Delta X_{\text{отн}}(x)$) носит нелинейный характер (x – амплитуда точки созвездия). Таким образом, увеличив амплитуду одной компоненты кодового слова и уменьшив амплитуду другой, можно получить выигрыш в уменьшении влияния ошибки эквалайзирования. Кроме этого, выражение для расчета предварительной вероятности приема компонент кодовых слов на первом этапе МРА (выражение 2.3) также носит нелинейный характер. Аналитически оценить выигрыш и целесообразность такого подхода для формирования кодовых книг видится весьма затруднительным. В выражении 3.9 реализации шума \mathbf{N} и \mathbf{N}' и АЧХ канала \mathbf{H} – статистические величины, которые могут принимать широкий спектр значений. Вывести аналитическое выражение для оценки эффективности МРА при тех или иных кодовых книгах, как уже отмечалось выше, также затруднительно. В то же время оценить выигрыш от применения такого подхода возможно используя математическое и программное моделирование.

Для основных моделей каналов, в соответствии с методами оценки дисперсии шума, описанными в этой главе, приведены зависимости BER от E_b/N_0 , рисунок 3.13. Зависимости получены путем имитационного моделирования в среде Matlab.

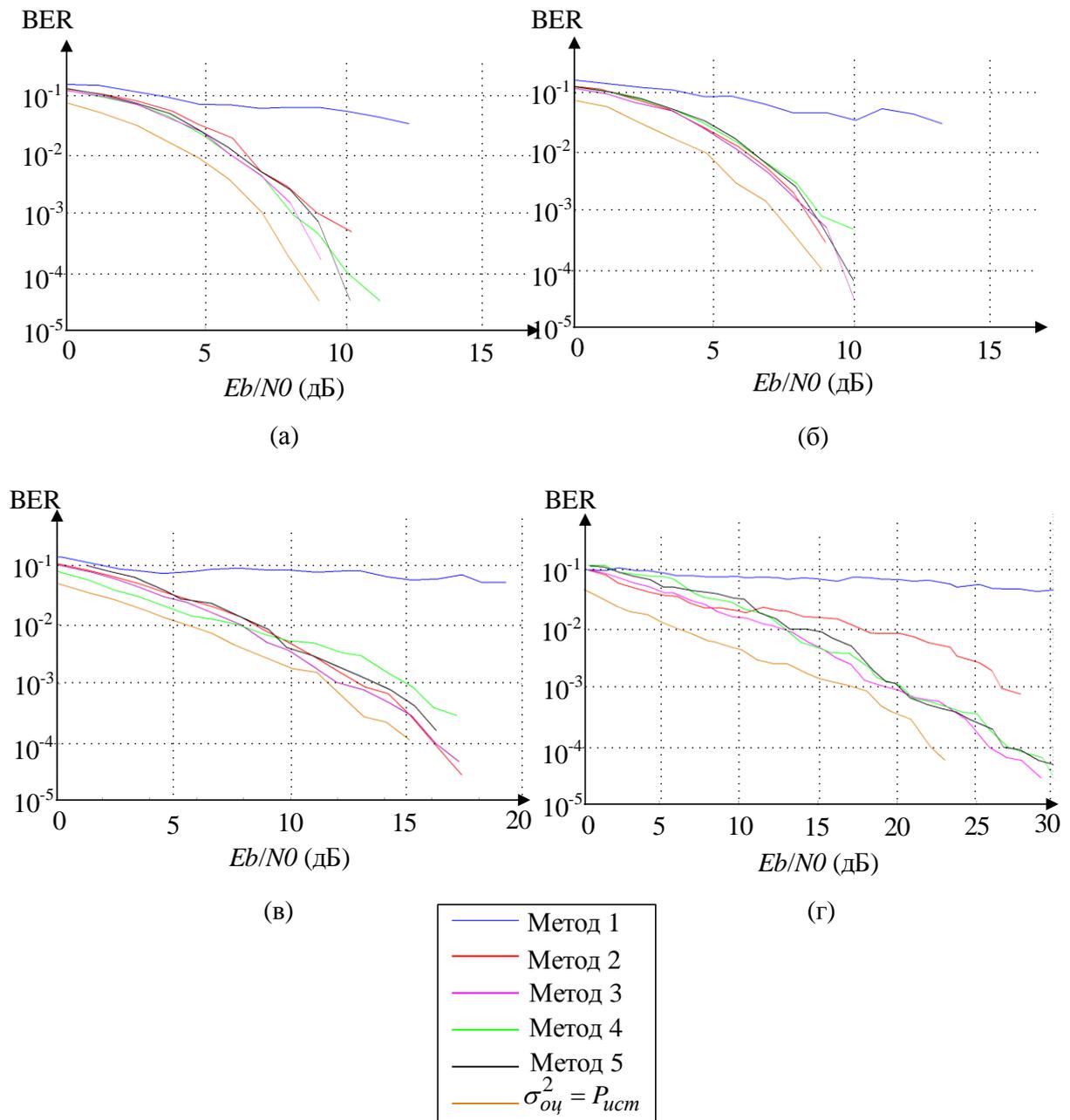


Рисунок 3.13 – Зависимости вероятности битовых ошибок от E_b/N_0 для различных методов оценки дисперсии шума на входе детектора при передаче в каналах (а) со случайными фазами, (б) канал ЕРА, (в) канал EVA, (г) канал ЕТУ

Сравним помехоустойчивость систем связи с SCMA для модифицированных СВ₂ (пунктирные линии) и не модифицированных СВ₁ (сплошные линии) созвездий кодовых книг для методов 3 и 5, рисунок 3.14.

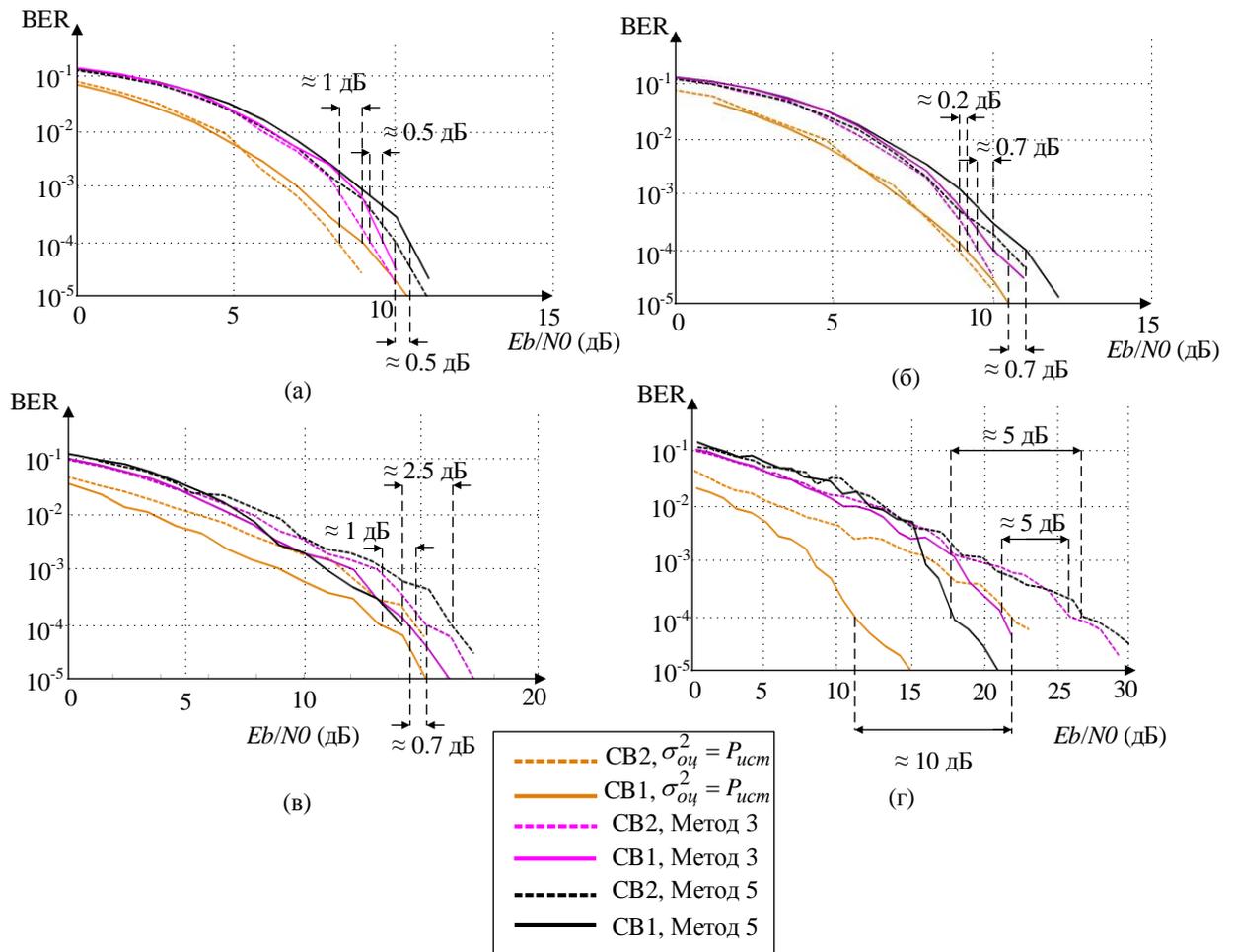


Рисунок 3.14 – Сравнение зависимостей вероятностей битовых ошибок от E_b/N_0 для немодифицированного созвездия CB_1 (сплошные линии) и модифицированного созвездия CB_2 (пунктирные линии) при различных методах оценки дисперсии шума на входе детектора, сигналы передаются в каналах (а) со случайными фазами, (б) канал ЕРА, (в) канал EVA, (г) канал ЕТУ

Из рисунка 3.14 видно, что предложенный подход к модификации сигнальных созвездий способен повысить помехоустойчивость системы связи в каналах с неглубокими замираниями (каналы со случайными фазами и пешехода). Так, в первом типе канала при идеальной оценке дисперсии шума можно получить до 1 дБ выигрыша, при реальной оценке выигрыш несколько снижается. В канале пешехода выигрыш составляет 0.2 и 0.7 дБ соответственно. Вместе с этим необходимо отметить, что в каналах с

глубокими замираниями (канал автомобилиста и города) модифицированные созвездия существенно проигрывают. Этот эффект объясняется тем, что при небольшом коэффициенте частотного расширения (для приемлемой сложности алгоритма детектирования МРА) возможен случай, когда все ненулевые компоненты кодовых слов попадут в область глубоких замираний, что делает затруднительной вероятность верного детектирования всего слова. В случае, если часть компонент различных кодовых слов на одной поднесущей совпадают, этот эффект кратно увеличивается, что и наблюдается для модифицированного созвездия СВ₂.

3.4 Сравнение с известной кодовой книгой при передаче сигналов в многолучевом канале

В разделе 2.4 была описана известная кодовая книга [15] «малых» размеров ($F = 4$, $V = 6$, $M = 4$) и приведена возможность применения «малых» кодовых книг для систем связи с SCMA, работающих на большом количестве поднесущих. Рассмотрим работу такой системы в каналах с многолучевостью, параметры которых априори не известны, а получаются в результате оценки.

К схеме формирования и обработки сигналов, приведенной на рисунке 2.21 (глава 2), при работе системы в многолучевом канале добавляется блок перемежения, рисунок 3.15. Перемежитель необходим для борьбы с частотными замираниями. Без этой процедуры возможен случай, когда все поднесущие, относящиеся к одной кодовой книге (для рассматриваемой книги их 4), попадут в участок с глубокими замираниями, в результате чего среднее отношение сигнал-шум на входе детектора уменьшается и работа МРА приводит к неправильному детектированию всего блока данных. С другой стороны, перемежение обеспечивает равномерное распределение амплитуд одного символа по разным участкам спектра, что приводит к

обеспечению близкого среднего отношения сигнал шум для всех блоков детектирования SCMA. Этот эффект для передачи в канале пешехода (EPA) демонстрирует рисунок 3.16, на котором приведены зависимости вероятности битовых ошибок от E_b/N_0 для системы связи с перемежением и без него.

В этом разделе все результаты получены для системы связи, работающей с 800 поднесущими (такая полоса частот – характерный сценарий для систем цифровой радиосвязи и телевидения) и 1200 слоями, $M = 4$, дисперсия шума определяется в соответствии с методом 3 (описан в разделе 3.1), оценка АЧХ канала производится по тестовому символу (преамбуле). Выбор количества поднесущих и слоев обусловлен с одной стороны стремлением приблизиться к реальным условиям работы систем связи, с другой стороны это позволяет рассмотреть систему, работающую с достаточно большой кодовой книгой. При уменьшении ее размера разница в помехоустойчивости для сравниваемых кодовых книг будет снижаться, и наоборот, при увеличении размеров разница будет расти.

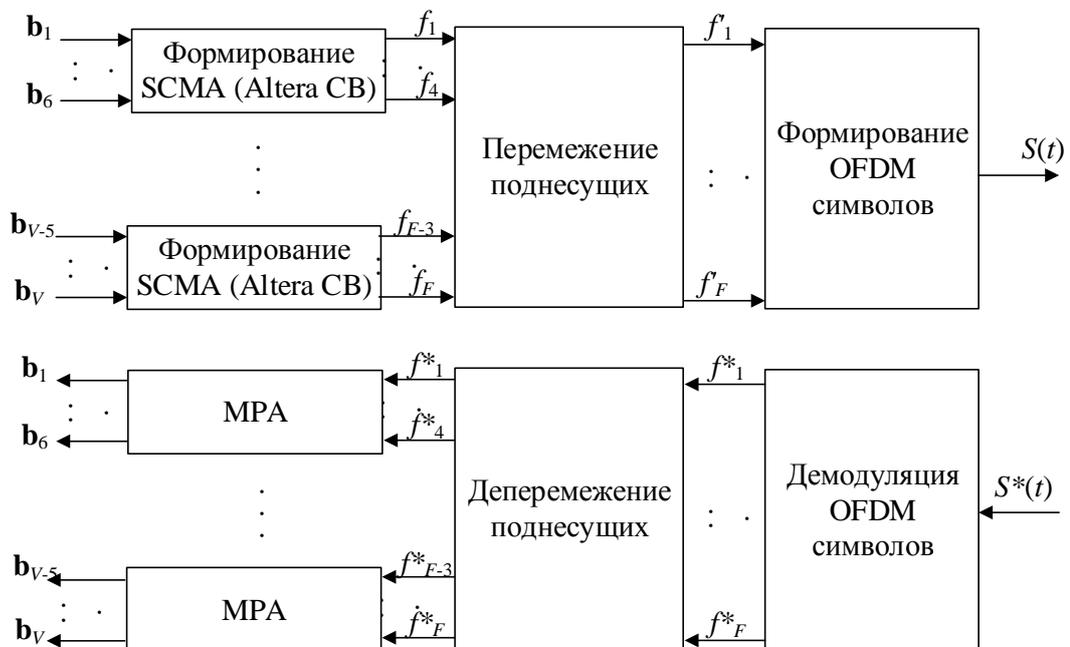


Рисунок 3.15 – Формирование и обработка SCMA символов с использованием кодовой книги малых размеров при работе в канале с частотными замираниями

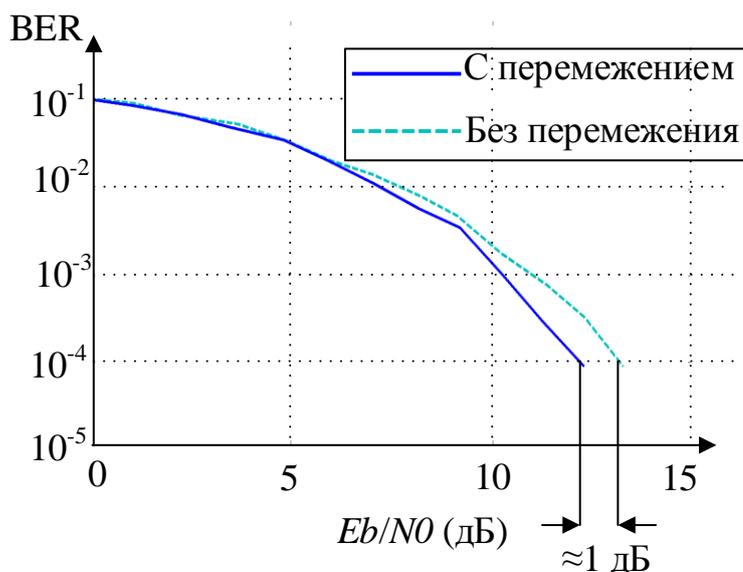


Рисунок 3.16 - Зависимость вероятности битовых ошибок от E_b/N_0 для системы связи с SCMA при формировании символа с использованием малой кодовой книги с перемежением и без него, канал ЕРА

Как видно из рисунка 3.16, в канале ЕРА для достижения вероятности битовой ошибки 10^{-4} в системе с перемежением необходимо отношение сигнал-шум на 1 дБ меньше по сравнению с системой без перемежения. Для моделей каналов с более глубокими замираниями (ЕVА, ЕТУ) и для системы с большим количеством поднесущих это различие будет увеличиваться. Далее в этом разделе будет рассматриваться только система с перемежением поднесущих.

На рисунке 3.17 приведены зависимости вероятности битовых ошибок от E_b/N_0 для основных моделей каналов ((а) – модель канала со случайными фазами и постоянной амплитудой, (б) – модель канала пешехода ЕРА, (в) – модель канала автомобиля ЕVА, (г) – модель канала города ЕТУ, подробные описания каналов приведены в разделе 3.2). Зависимости приведены для систем связи с SCMA при формировании символов с использованием кодовой книги, предложенной в настоящей диссертации (СВ1), для двух первых каналов с модификацией созвездия, для каналов ЕVА и ЕТУ без модификации, и предложенной в [15] кодовой книги (СВ2).

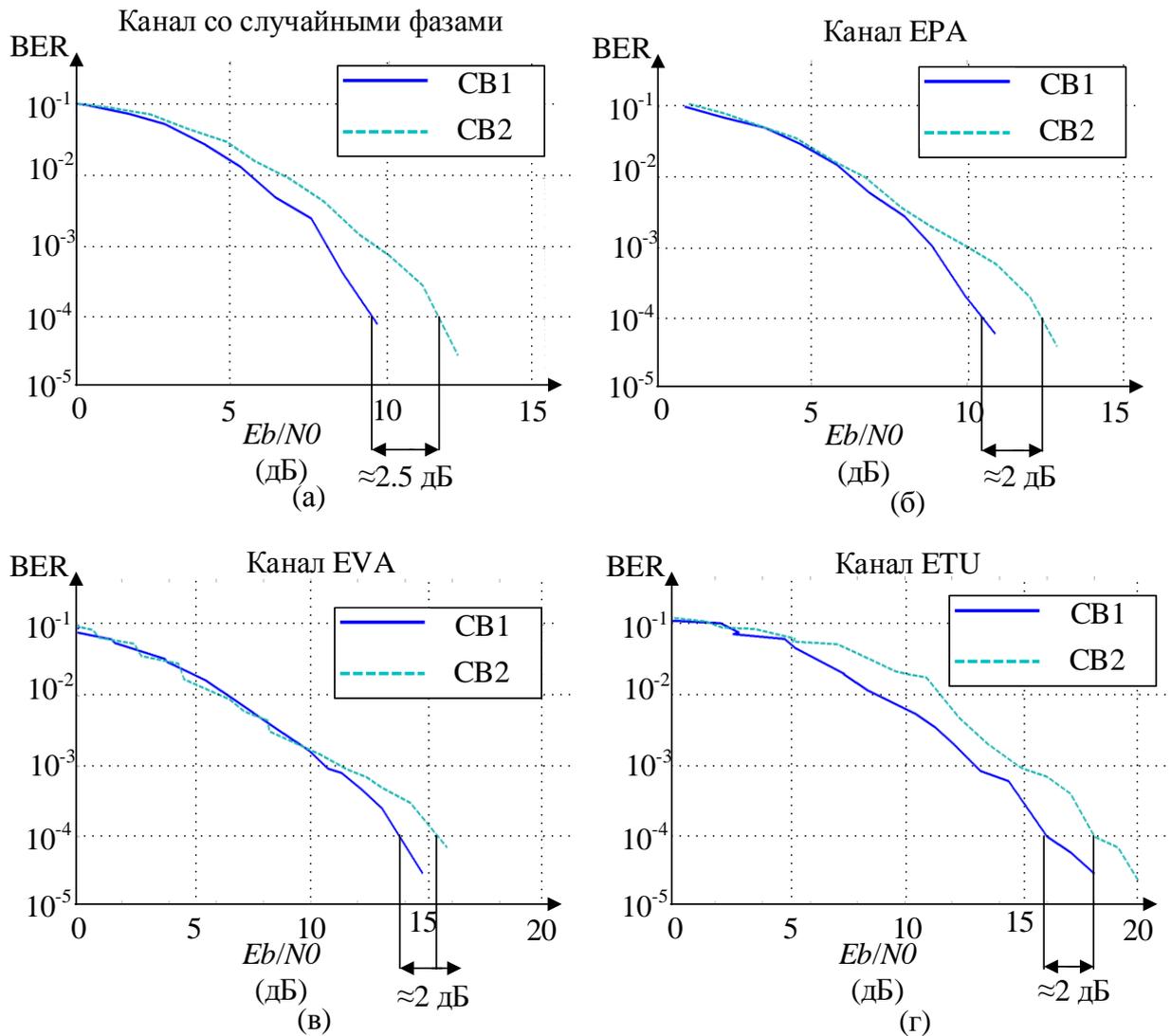


Рисунок 3.17 – Зависимости вероятности битовых ошибок от E_b/N_0 для систем связи с формированием SCMA символов на основе CB1 и CB2 при передаче в каналах (а) со случайными фазами, (б) канал EPR, (в) канал EVA, (г) канал ETU

На рисунке 3.18 приведены модули АЧХ каналов передачи для системы связи с 800 поднесущими, которым соответствуют зависимости на рисунке 3.17.

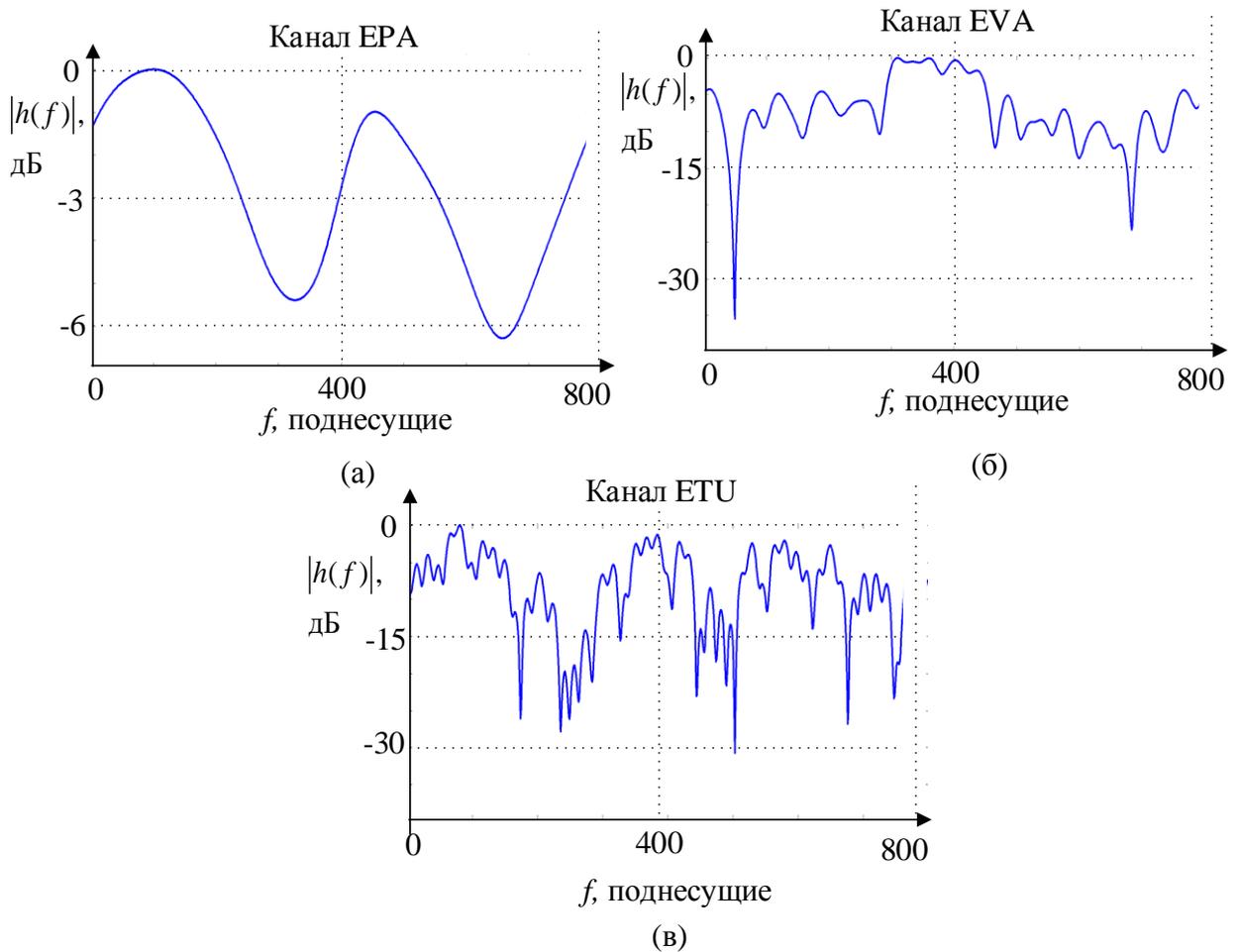


Рисунок 3.18 – Нормированные относительно максимума модули коэффициентов передачи (а) канал EPR; (б) канал EVA; (в) канал ETU

Из рисунка 3.17 видно, что система связи с предлагаемыми кодовыми книгами дает от 2 до 2.5 дБ (в канале со случайными фазами) выигрыша. Таким образом, предлагаемый подход к снижению влияния ошибок оценки параметров канала целесообразен. Кодовые книги, сформированные в соответствии с этим подходом, дают существенный выигрыш как по сравнению с немодифицированными книгами, так и с книгами, описанными другими авторами.

3.5 Выводы

1. Автором разработана программная модель системы связи с SCMA, работающей в многолучевых каналах распространения радиоволн. В качестве моделей каналов были выбраны рекомендуемые в [101] каналы пешехода (EPA), города (ETU), автомобилиста (EVA), а также канал со случайными начальными фазами и постоянным модулем коэффициента передачи.

2. Предложены алгоритмы оценки мощности (дисперсии) шума на входе детектора MPA. Оценка может производиться либо по известным опорным сигналам (преамбуле), либо по регенерированным символам. Получены зависимости вероятности битовых ошибок при определении уровня шума различными алгоритмами. Показано, что ошибка оценки крайне деструктивно влияет на работоспособность MPA и помехоустойчивость каналов связи с SCMA.

3. Предложен способ изменения комплексных амплитуд кодовых слов, позволяющий снизить вероятность битовой ошибки в каналах со случайными фазами и каналах пешехода. Способ позволяет получить выигрыш до 1 дБ по сравнению с немодифицированной кодовой книгой в каналах пешехода и каналах с постоянной амплитудой и случайными фазами.

4. Произведено сравнение работы системы связи с SCMA в которой кодовые книги формируются в соответствии с предложенными методами и существующими кодовыми книгами. Предложенные кодовые книги дают до 2.5 дБ выигрыша в каналах со случайными фазами и до 2 дБ в других типах каналах при большой размерности кодовой книги (800 поднесущих, 1200 абонентов).

4. Экспериментальное исследование передачи сигналов с множественным доступом на основе разреженных кодов

Для подтверждения корректности полученных алгоритмов формирования кодовых книг и алгоритмов формирования и обработки сигналов SCMA было проведено экспериментальное исследование в лабораторных условиях. В рамках эксперимента были получены зависимости вероятностей битовых ошибок от отношения сигнал-шум при различных параметрах кодовых книг SCMA.

4.1 Описание экспериментальной установки

Для исследования работы системы связи с SCMA в лабораторных условиях была собрана экспериментальная установка, структурная схема изображена на рисунке 4.1.

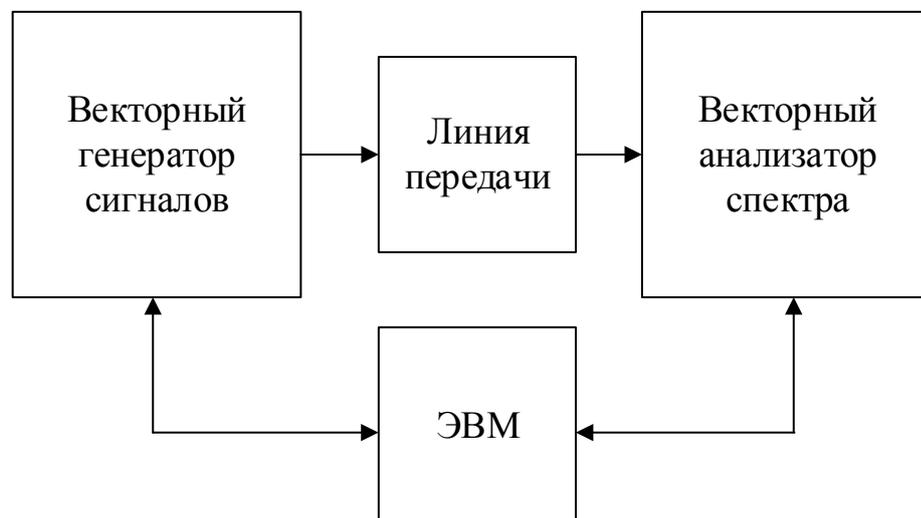


Рисунок 4.1 – Структурная схема экспериментальной установки

Отсчеты огибающей сигнала с SCMA формировались в ЭВМ, откуда поступали в векторный генератор сигналов Agilent E8267D, основные характеристики которого приведены в таблице 4.1 [103]. Стоит отметить, что данный генератор имеет достаточно низкий уровень фазовых шумов [104].

Таблица 4.1 – Основные характеристики векторного генератора сигналов Agilent E8267D

Частота выходного сигнала	От 100 кГц до 20 ГГц
Полоса выходного сигнала	До 100 МГц
Выходная мощность в диапазоне 0.4 – 3.2 ГГц	От -130 дБм до 21 дБм
Фазовые шумы в диапазоне 2-3.2 ГГц	-128 дБн/Гц

В качестве линии передачи на первом этапе проведения эксперимента использовался коаксиальный кабель, далее беспроводной канал связи, организованный с помощью двух антенн TL-ANT2408CL. Основные параметры антенн приведены в таблице 4.2 [105].

Таблица 4.2 – Характеристики антенны TL-ANT2408CL

Диапазон частот	2.4-2.49 ГГц
Усиление	8 дБ
Диаграмма направленности	Круговая в горизонтальной плоскости

В качестве приемника сигнала использовался векторный анализатор сигналов Rohde & Schwarz FSV 3 Signal Analyzer, его основные характеристики приведены в таблице 4.3 [106].

Таблица 4.3 – Характеристики векторного анализатора сигналов Rohde & Schwarz FSV 3

Диапазон частот	От 9 кГц до 3.6 ГГц
Полоса сигнала	До 40 МГц
Погрешность уровня	0.4 дБ
RBW	От 1 Hz до 10 МГц
Фазовые шумы	-106 дБс/Гц
Уровень собственных шумов	-155 дБ

Формирование и обработка сигналов осуществлялась в среде Matlab. Связь с генератором сигналов реализована напрямую в Matlab. Сигналы,

принятые с помощью анализатора, загружались в Matlab через инструмент R&S IQ Wizard.

4.2 Структура и параметры передаваемых сигналов

Для проведения эксперимента была создана программа, формирующая кадр, состоящий из набора слотов. Формат слотов схож с форматом, применяемом в системе LTE [101]. В качестве информационных символов выступали SCMA символы, сформированные на основе OFDM. Последовательность операций по формированию кадра приведена на рисунке 4.2.



Рисунок 4.2 – Последовательность операций по формированию кадра

Вместо блока формирования SCMA символов использовались также QAM и PSK модуляторы для сравнения помехоустойчивости с существующими системами. Сформированные отсчеты комплексного цифрового сигнала $S(n)$ подавались на векторный генератор, где

формировался сигнал на несущей частоте $S(t)$ в соответствии со структурной схемой квадратурного модулятора, приведенной на рисунке 4.3.

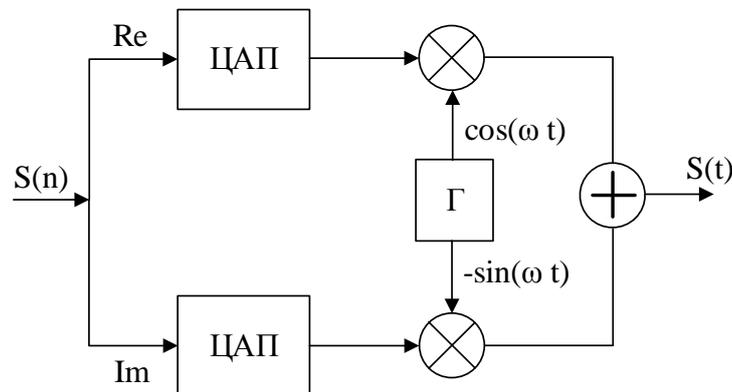


Рисунок 4.3 – Структурная схема квадратурного модулятора в векторном генераторе сигналов Agilent E8267D

На рисунке 4.3 ЦАП – цифроаналоговый преобразователь, Г – опорный генератор несущего сигнала.

При проведении эксперимента исследовались различные сценарии передачи, которым соответствуют различные параметры сигналов, описанные ниже, в соответствующих разделах. Сводные параметры передаваемых сигналов приведены в таблице 4.4.

Таблица 4.4 – Сводные параметры передаваемых сигналов.

Частота несущей	2.49 ГГц
Полоса сигнала	1, 5, 10 МГц
Количество передаваемых бит	>100000, зависит от размерности БПФ
Длина блока LDPC кода	64800
Длина циклического префикса	1/8 от размерности БПФ
Размерность БПФ	128, 512, 1024
Длина защитных интервалов	Зависит от размерности БПФ
Тип опорных (пилотных) сигналов	Последовательность Задова-Чу
Тип преамбулы	Последовательность Задова-Чу

Выбор для передачи диапазона частот 2.49 ГГц, который традиционно занят Wi-Fi устройствами, был обусловлен относительно слабой загруженностью сети и доступностью антенн.

Параметры SCMA приведены ниже в соответствующих разделах.

Опишем операции по формированию кадра, приведенные на рисунке 4.2.

Скремблирование

Скремблирование – операция, в результате которой свойства блока бит приближаются к свойствам псевдослучайной последовательности, то есть вероятности появления «0» и «1» в каждом бите равны. Благодаря этому такие же свойства случайности приобретают передаваемые символы, что равномерно распределяет энергию по всей полосе частот передаваемого OFDM сигнала. Скремблирование сводится к сложению по модулю два битового сообщения и псевдослучайной последовательности (ПСП). ПСП задается генератором с полиномом $x^{15} + x^{14} + 1$. В начальный момент времени генератор ПСП инициализируется вектором [0 1 1 0 1 1 1 0 0 0 1 0 1 0 1].

LDPC кодирование

В качестве помехоустойчивого кодирования был выбран LDPC код, применяемый в стандарте цифрового спутникового телевидения DVB S2 [39]. Выбор обусловлен высокой исправляющей способностью данного кода и схожими с SCMA принципами кодирования и декодирования. Подробное описание этих процедур приведено в главе 1. Код LDPC DVB S2 систематический, длина блока кода 64800 (так называемый нормальный код), скорость кода 9/10. Декодирование осуществлялось методом BF, с жестким решением на входе (биты) и жестким решением на выходе.

LDPC кодирование является опциональной процедурой, эксперимент проводился как для кодированного, так и для некодированного сообщения.

Формирование SCMA символов / QAM (PSK) модуляция

В зависимости от количества информационных поднесущих, в соответствии с принципами, изложенными в главах 2 и 3, формировалась

кодовая книга для различного числа слоев V . В результате ряда преобразований формировались SCMA символы.

Также, для сравнения с существующими системами были реализованы QAM и PSK модуляторы, обеспечивающие аналогичную групповую скорость передачи данных. В зависимости от выбора режима передачи, информационные поднесущие в кадре модулировались либо SCMA, либо QAM, либо PSK модуляцией.

Перемежение поднесущих

Перемежение поднесущих применялось для устранения групповой ошибки, вызванной частотными замираниями. Был реализован внутренний перемежитель WiMAX [110].

Стоит отметить, что в SCMA биты отображаются в комплексные значения dv поднесущих, которые для большинства кодовых слов не являются соседними. По этой причине перемежение окажет меньший положительный эффект для SCMA.

Добавление защитных интервалов, обнуление центральной поднесущей и перестановка спектра

Защитные интервалы добавляются в начале и в конце массива поднесущих для снижения уровня внеполосного излучения OFDM сигнала. Длина защитных интервалов указана ниже для различных сценариев передачи. Центральная поднесущая в спектре сигнала, которая соответствует положению несущей, обнуляется. Левая и правая часть массива поднесущих меняются местами для предотвращения появления постоянной составляющей и исключения влияния зеркальной копии спектра сигнала [52].

ОБПФ и добавление циклического префикса

После выполнения ОБПФ для защиты от межсимвольной интерференции, во временном домене добавляется циклический префикс. В эксперименте длина циклического префикса составляла $1/8$ от размерности ОБПФ для всех сценариев передачи. Алгоритмы формирования и обработки OFDM символов подробнее рассмотрены в главе 1.

Формирование слотов и опорных сигналов

Опорные (пилотные) символы служат для оценки канала и последующего эквалайзирования сигнала. В качестве опорных сигналов были выбраны последовательности Задова-Чу. Эти последовательности могут быть сгенерированы с помощью выражения:

$$X(m) = e^{-j \frac{\pi q m(m+1)}{L}}, \quad (4.1)$$

где $X(m)$ – m -ый символ последовательности, $m = 1 \dots L$, L – длина последовательности, которая равна количеству используемых поднесущих, q – корень последовательности. Сигнальные созвездия символов последовательности Задова-Чу для разных корней приведены на рисунке 4.4.

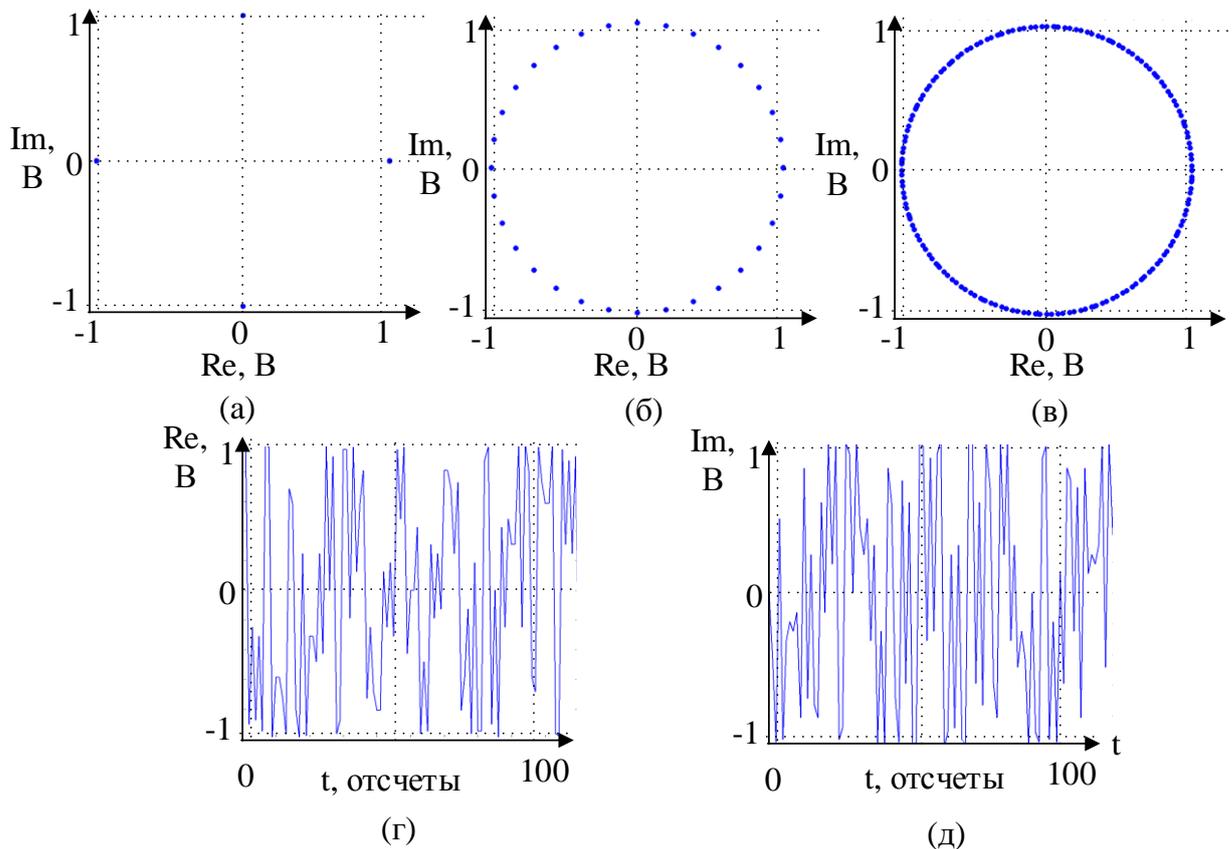


Рисунок 4.4 – Последовательность Задова-Чу для различных корней q и длин последовательности L , (а) созвездие для $q = 25, L = 100$, (б) созвездие для $q = 25, L = 800$, (в) созвездие для $q = 43, L = 400$, (г) реальная часть для $q = 43, L = 100$, (д) мнимая часть для $q = 43, L = 100$

Слот формируется в соответствии со стандартом LTE для uplink, рисунок 4.5. Слот содержит 7 OFDM символов, из которых центральный – опорный. Выбор такой структуры пилотных сигналов обуславливается высокой степенью достоверности оценки канала, при этом не рассматривается наложение пилотных сигналов различных пользователей при SCMA, также принимается допущение, что АЧХ всех каналов одинаковы.

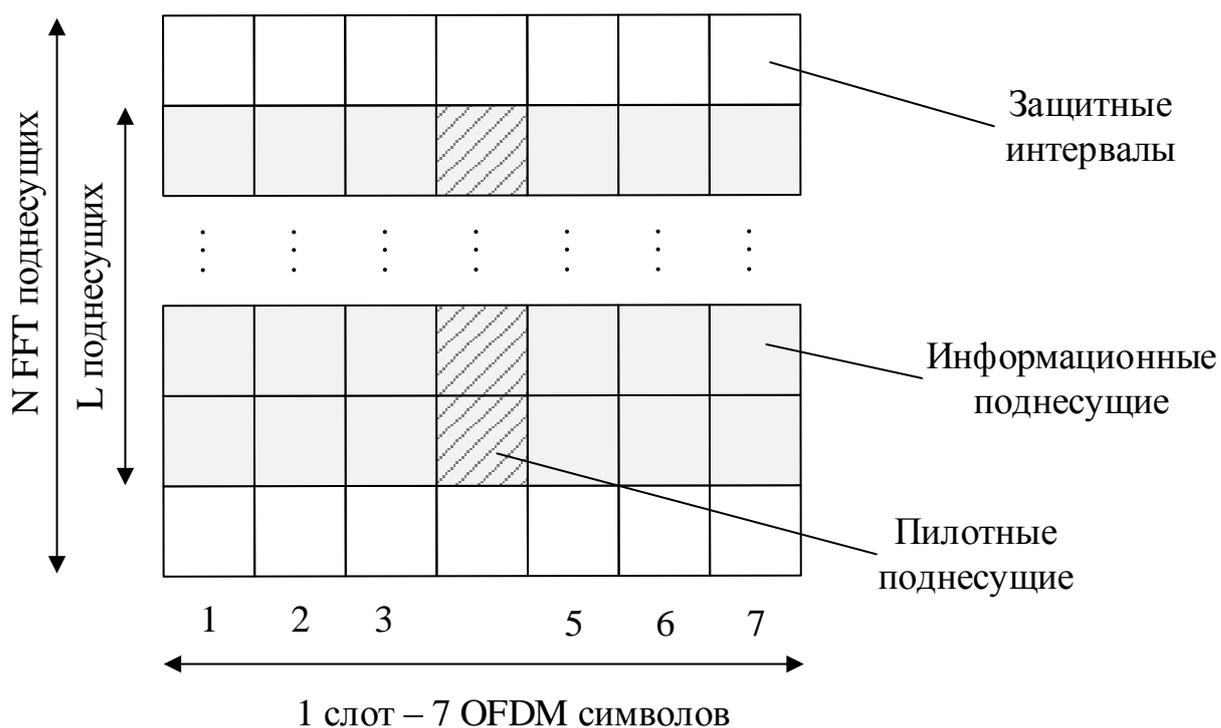


Рисунок 4.5 – Структура слота передаваемого кадра

Формирование преамбулы

Временная синхронизация осуществлялась по преамбуле, расположенной в начале кадра. В качестве преамбулы также использовался OFDM символ, с поднесущими, модулированными последовательностью Задова-Чу с корнем q , отличающимся от корня пилотной последовательности, для исключения появления ложных пиков корреляции. Выбор последовательности Задова-Чу в качестве преамбулы обусловлен низким уровнем боковых лепестков автокорреляционной функции. Взаимно корреляционная функция между последовательностями с различными корнями не имеет высоких всплесков.

Формирование кадра

Кадр формировался в результате объединения во временной области двух преамбул (для оценки рассогласования частот входного сигнала и опорного генератора) и массива из N слотов. Количество слотов N выбиралось таким образом, чтобы кадр содержал не менее 100000 информационных бит. Временная структура кадра приведена на рисунке 4.6.



Рисунок 4.6 – Временная структура передаваемого кадра

Модуль цифрового полосового сигнала во временной области и модуль его спектра для размерности ОБПФ 1024, поднесущие модулированы QAM-8, 20 слотов приведен на рисунке 4.7.

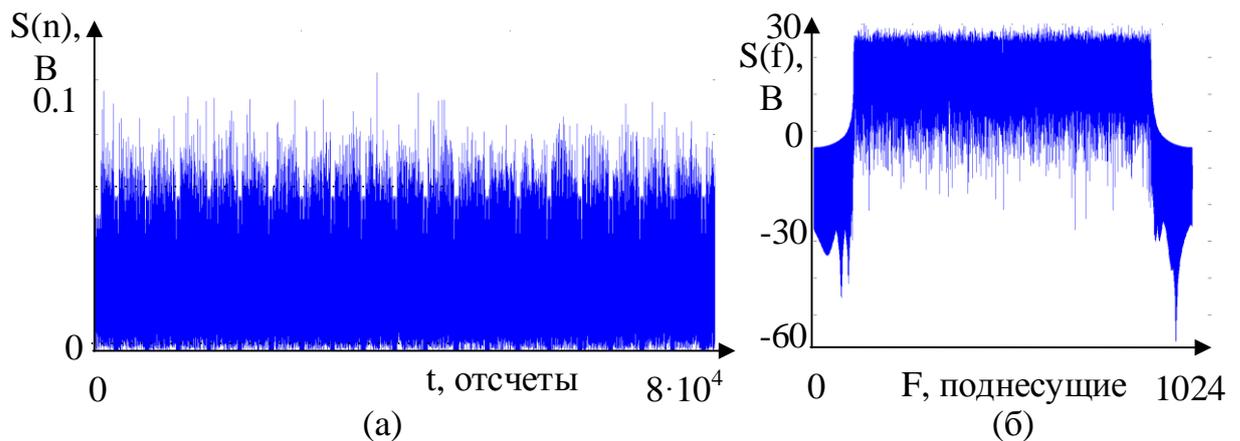


Рисунок 4.7 – Сформированный цифровой сигнал (а) – модуль сигнала, (б) – модуль спектра

Для сигналов с другими параметрами, рассматриваемыми в этой главе, временная и частотная формы будут схожи с приведенными на рисунке 4.7.

4.3 Передача сигналов по проводному каналу

Первый этап эксперимента был посвящен исследованию передачи сигналов с SCMA через проводной канал, в качестве которого использовался

коаксиальный кабель. Структурная схема лабораторного макета приведена на рисунке 4.8, фотография приведена на рисунке 4.9. Передатчик посылал сигнал по коаксиальному кабелю. Гетеродины приемника и передатчика синхронизированы, таким образом поднесущие в сигнале не сдвинуты. Выбранный проводной канал характеризуется низким затуханием и относительно стабильной АЧХ без глубоких замираний, время когерентности канала высоко.

Отсчеты принятого и оцифрованного полосового сигнала сохранялись в память ЭВМ. Для того, чтобы в записанную выборку кадр попадал целиком, количество сохраняемых отсчетов выбиралось не менее чем в два раза больше длины кадра.

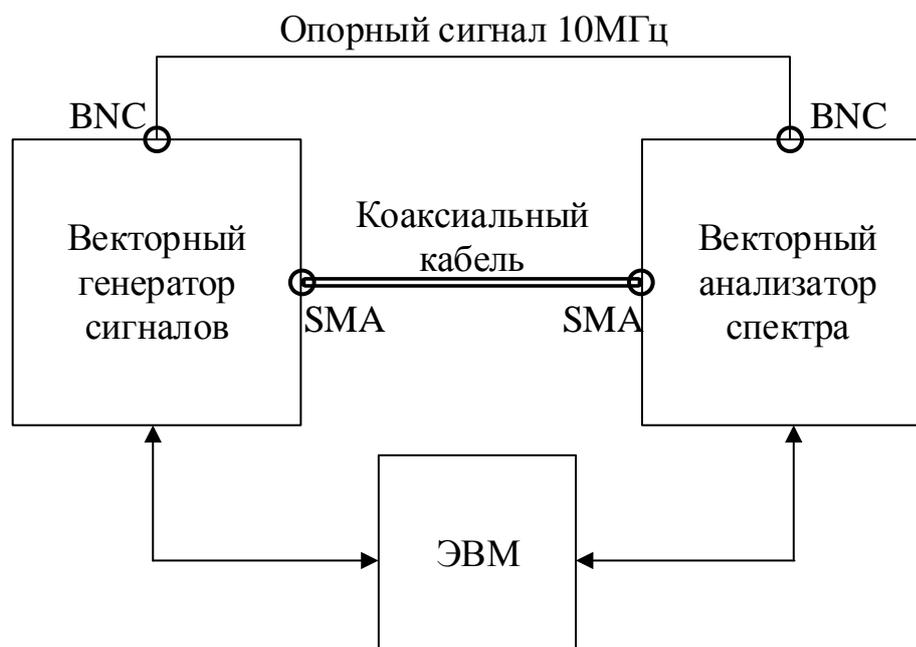


Рисунок 4.8 – Структурная схема экспериментальной установки при передаче сигнала по коаксиальному кабелю

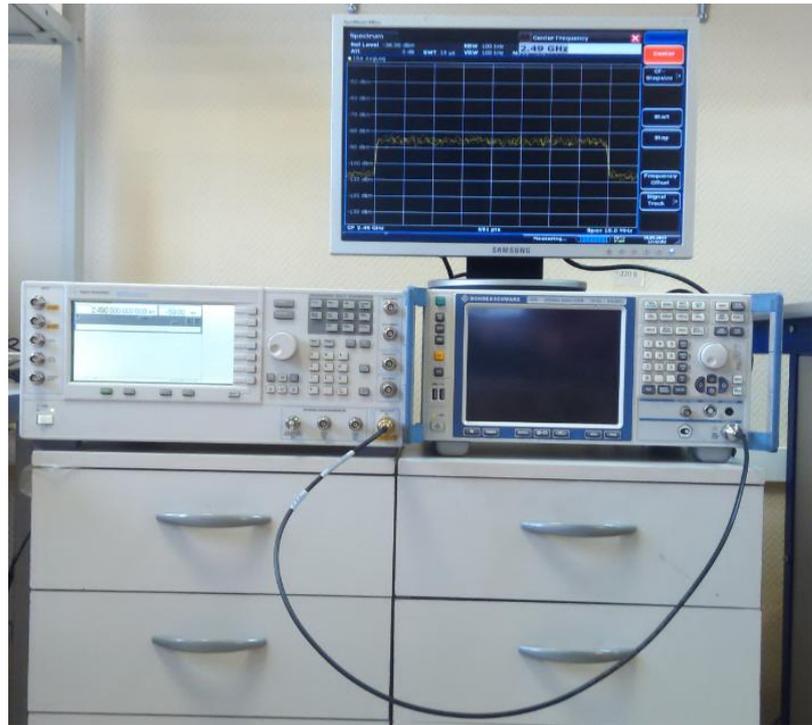


Рисунок 4.9 – Фотография лабораторного макета при передаче сигналов по проводному каналу

На рисунке 4.10 приведена последовательность операций по обработке принятого кадра.



Рисунок 4.10 – Последовательность операций по обработке принятого по проводному каналу кадра

Временная синхронизация

Процесс временной синхронизации сводится к нахождению начала переданного кадра. Благодаря наличию преамбулы, начало может быть найдено путем вычисления функции взаимной корреляции между принятым

сигналом и известной преамбулой (двумя ее копиями), хранящейся в памяти [108, 109].

На рисунке 4.11 приведен нормированный модуль рассчитанной корреляционной функции R при отношении сигнал-шум в канале 30 дБ.

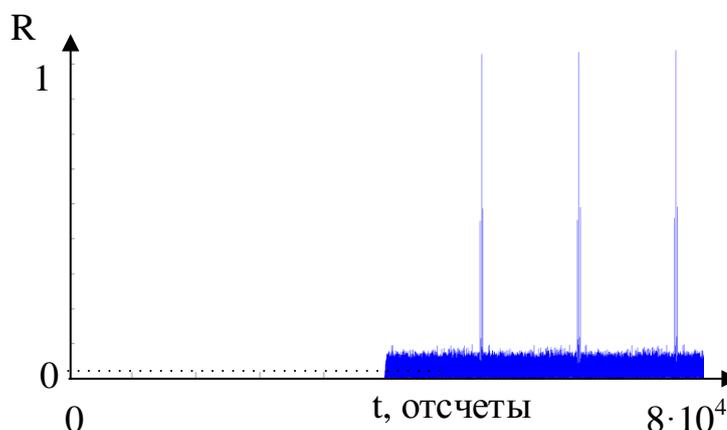


Рисунок 4.11 – Нормированный модуль корреляционной функции принятого сигнала и преамбулы

Пики корреляции соответствуют моментам начала кадра. В качестве начала кадра выбирался максимальный пик в первой половине записанной выборки.

После записи, из кадра выделялись слоты, опорные и SCMA (OFDM) символы, удалялся циклический префикс, защитные интервалы и центральная поднесущая.

Оценка коэффициента передачи канала и эквалайзирование

По опорным символам оценивался комплексный коэффициент передачи канала $H(n, f)$, n – номер слота, f – номер поднесущей. На рисунке 4.12 приведен массив модулей коэффициентов передачи 800 поднесущих (размерность БПФ 1024) для 10 слотов при отношении сигнал-шум 30 дБ. Для наглядности массив приведен в линейном масштабе без нормировки и усреднения по времени.

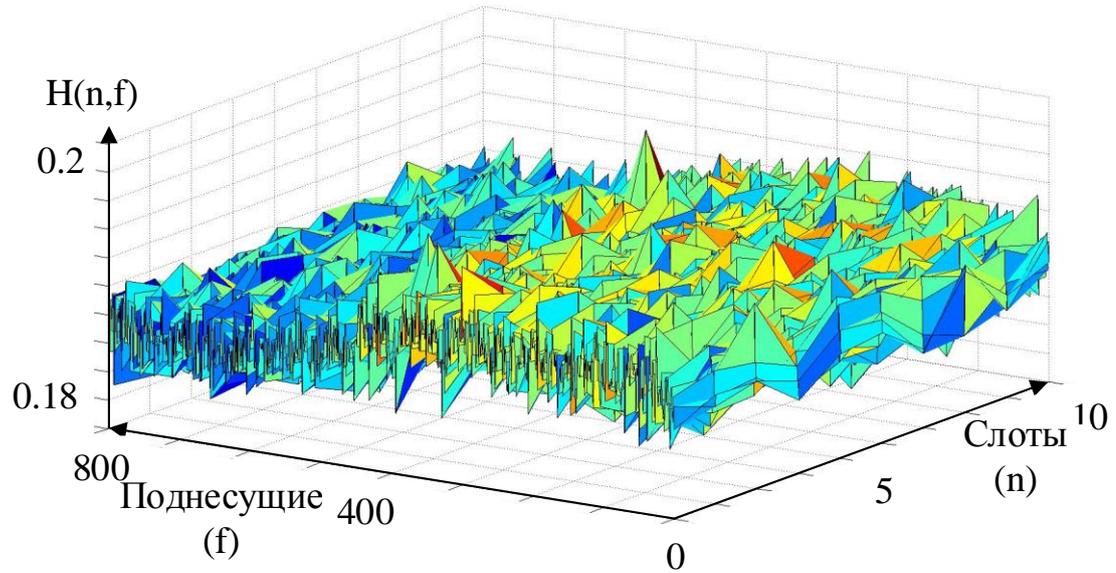


Рисунок 4.12 – Массив оцененных модулей коэффициентов передачи проводного канала для 800 поднесущих и 10 слотов

Процесс эквалайзирования заключается в делении принятого значения сигнала, передаваемого на поднесущей на комплексный коэффициент передачи этой поднесущий (найденный по сигналу ближайшей опорной поднесущей). На рисунке 4.13 приведены сигнальные созвездия, сформированные в результате накопления принятых символов всего кадра до и после эквалайзирования при отношении сигнал-шум 30 дБ, для (а), (б) – 8-PSK, (в), (г) – QAM-8, (г), (д) – SCMA.

Для SCMA эквалайзирование входит в процесс детектирования, выражение (2.3), глава 2.

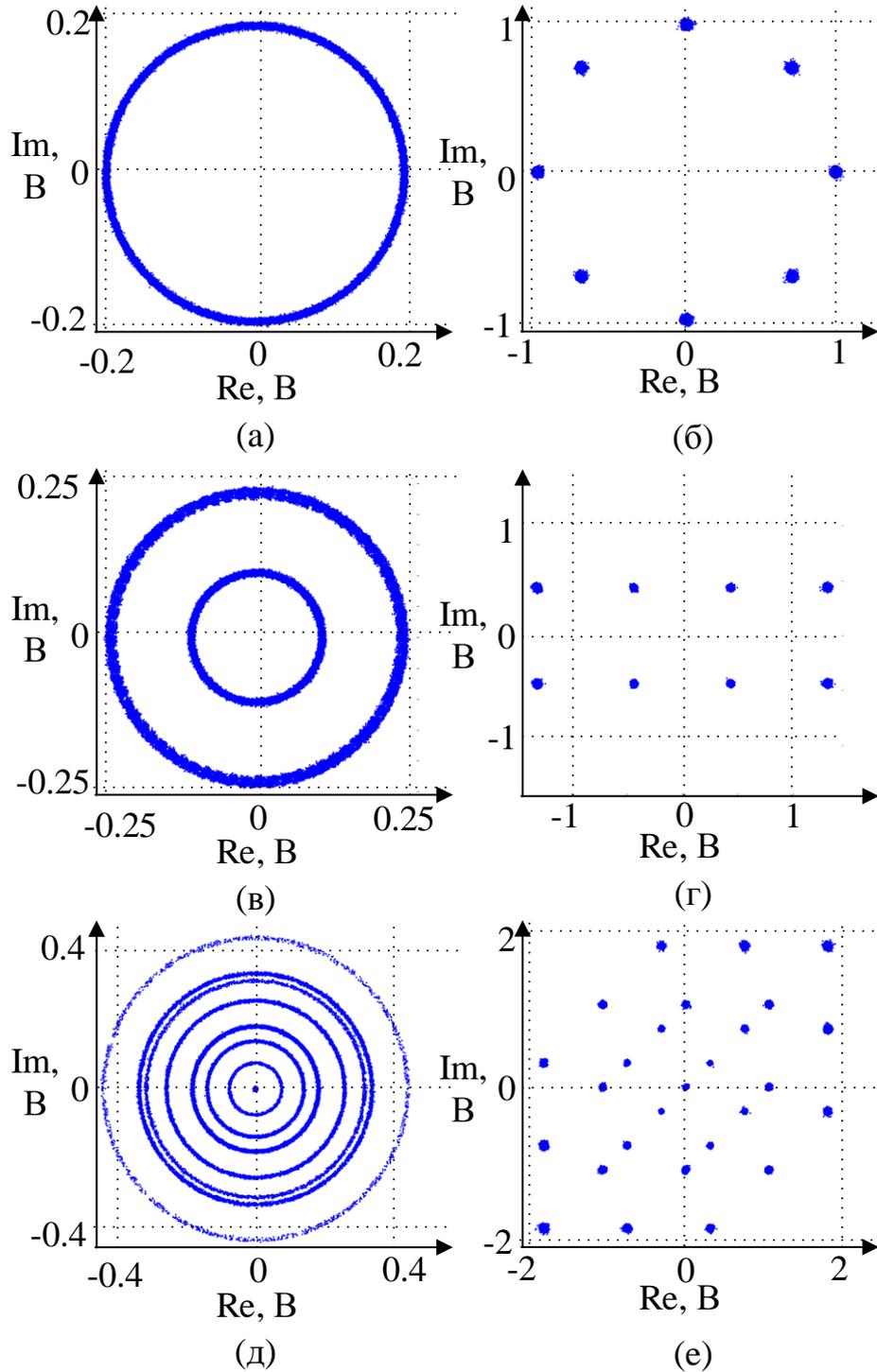


Рисунок 4.13 – Сигнальный созвездия до и после эквалайзирования для (а), (б) – 8-PSK, (в), (г) – QAM-8, (д), (е) – SCMA

При этих процедурах аддитивный шум вносит искажения в оценку коэффициента передачи:

$$\mathbf{H} = \frac{\mathbf{P}\mathbf{H} + \mathbf{n}}{\mathbf{P}} = \mathbf{H} + \frac{\mathbf{n}}{\mathbf{P}},$$

где \mathbf{H} – вектор коэффициентов канала передачи, \mathbf{H} - оцененный вектор коэффициентов передачи канала, \mathbf{P} – вектор опорного сигнала, \mathbf{n} – вектор амплитуд шума в канале.

Декодирование, восстановление переданного сообщения, вычисления коэффициента ошибок и отношения сигнал шум

После эквалайзирования символы проходили процесс демодуляции (детектирования SCMA) с жестким (двоичным) выходом. Выделенные после демодуляции кодовые слова декодировались LDPC декодером, алгоритм BF. Восстановленное сообщение сравнивалось с переданным и вычислялся коэффициент битовых ошибок (вероятность битовой ошибки).

Отношение сигнал шум в канале рассчитывается как отношение средней мощности символа к средней мощности отклонения принятого символа от переданного:

$$SNR = \frac{\sum_{n=1}^N x_n^2}{N} / \frac{\sum_{n=1}^N (x_n - y_n)^2}{N} = \frac{(\sum_{n=1}^N x_n^2)}{\sum_{n=1}^N (x_n - y_n)^2},$$

где N – общее число переданных символов, x_n – переданный символ, y_n – принятый символ, прошедший процедуру эквалайзирования.

Оценка уровня шума для детектирования МРА производится в соответствии с методом 3, описанным в разделе 3.1.1, выражение (3.5).

Общие параметры передаваемых сигналов приведены в таблице 4.1. В таблице 4.5 приведены дополнительные параметры для сигналов, передаваемых по проводному каналу.

Таблица 4.5 – Параметры кадров, передаваемых по проводному каналу

Количество слотов	10
Размерность БПФ	1024
Защитные интервалы	112 слева, 111 справа

Продолжение таблицы 4.5

Длина передаваемого вектора при использовании кодирования	129600
Длина передаваемого вектора бит без использования кодирования	144000
Параметры SCMA	$V = 1200$, $F = 800$, $dv = 2$, 8 итераций МРА при детектировании, фиксированная и модифицированная кодовая книга

Для вычисления вероятности битовой ошибки (BER) при различных отношениях сигнал-шум, мощность передачи менялась с шагом в 1 дБм. Диапазон изменений выбирался таким образом, чтобы наблюдалась вероятность битовой ошибки от 0.5 до 0. Значения BER рассчитывались в зависимости от отношения энергии, приходящейся на один бит информации E_b к спектральной плотности мощности шума N_0 [32]:

$$E_b / N_0 = SNR - 10\lg(\log_2(M)) - 10\lg(R), \quad (4.2)$$

где SNR – отношение сигнал шум, M – коэффициент маппинга (количество возможных состояний символа модуляции), R – скорость кодирования.

На рисунках 4.14 и 4.15 приведены зависимости вероятности битовых ошибок от E_b/N_0 для OFDM QAM-8, OFDM 8-PSK, SCMA с фиксированной кодовой книгой (SCMA-F, SCMA-Fixed) и SCMA с модифицированной кодовой книгой (SCMA-M, SCMA - Modified), 3.14 – без кодирования, 4.15 – с кодированием.

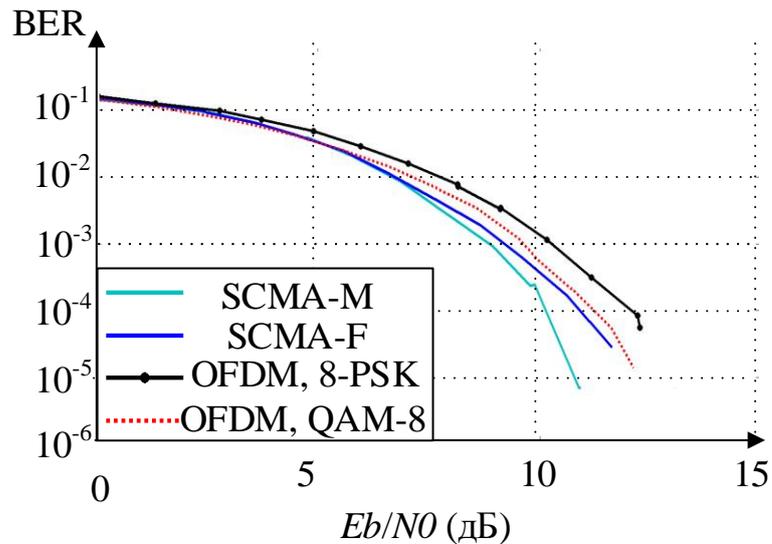


Рисунок 4.14 – Зависимость вероятности битовых ошибок от E_b/N_0 для OFDM QAM-8, OFDM 8-PSK, SCMA-F и SCMA-M, без применения LDPC кодирования при передаче через проводной канал

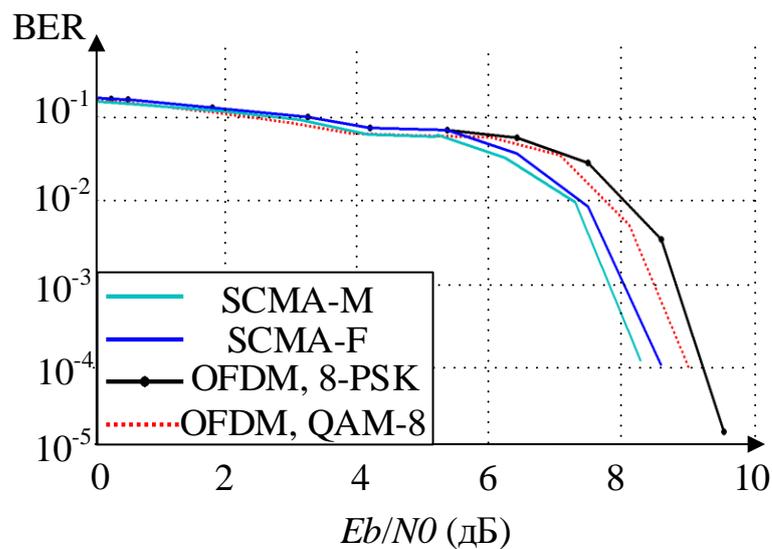


Рисунок 4.15 – Зависимость вероятности битовых ошибок от E_b/N_0 для OFDM QAM-8, OFDM 8-PSK, SCMA-F и SCMA-M, с применением LDPC кодирования при передаче через проводной канал

Из рисунков 4.14 – 3.15 видно, что помехоустойчивость систем связи с SCMA, оцененная с помощью зависимости вероятности битовой ошибки от отношения энергии, приходящийся на бит, к спектральной плотности мощности шума, превосходит помехоустойчивость систем связи с QAM и

PSK модуляцией. У системы с SCMA-F выигрыш по сравнению с QAM-8 составляет около 0.5 дБ, по сравнению с 8-PSK 1.5 дБ. У системы с SCMA-M выигрыш по сравнению с QAM-8 составляет около 1.2 дБ, по сравнению с 8-PSK более 2 дБ.

Применение длинных LDPC кодов существенно снижает вероятность битовой ошибки по сравнению с передачей некодированных сообщений. Помехоустойчивость систем связи с SCMA также превосходит помехоустойчивость систем связи с QAM и PSK модуляцией. У системы с SCMA-F выигрыш по сравнению с QAM-8 составляет около 0.4 дБ, по сравнению с 8-PSK 0.7 дБ. У системы с SCMA-F выигрыш по сравнению с QAM-8 составляет около 0.7 дБ, по сравнению с 8-PSK порядка 1 дБ.

Использование в системе связи с SCMA кодовой книги с модифицированными сигнальными созвездиями повышает помехоустойчивость по сравнению с системой связи, в которой кодовые слова фиксированы. В системе передачи без кодирования, при вероятности битовой ошибки 10^{-4} , выигрыш составляет около 0.8 дБ. Выигрыш по сравнению с немодифицированной книгой объясняется тем, что проводной канал близок к модели канала с постоянными амплитудами и случайными фазами, рассматриваемому в разделе 3.

4.4 Передача сигналов по беспроводному каналу

Второй этап экспериментального исследования посвящен передаче сигналов с SCMA по беспроводным каналам связи. Структурная схема лабораторного макета приведена на рисунке 4.16. План расположения приемника и передатчика в лаборатории приведены на рисунке 4.17.

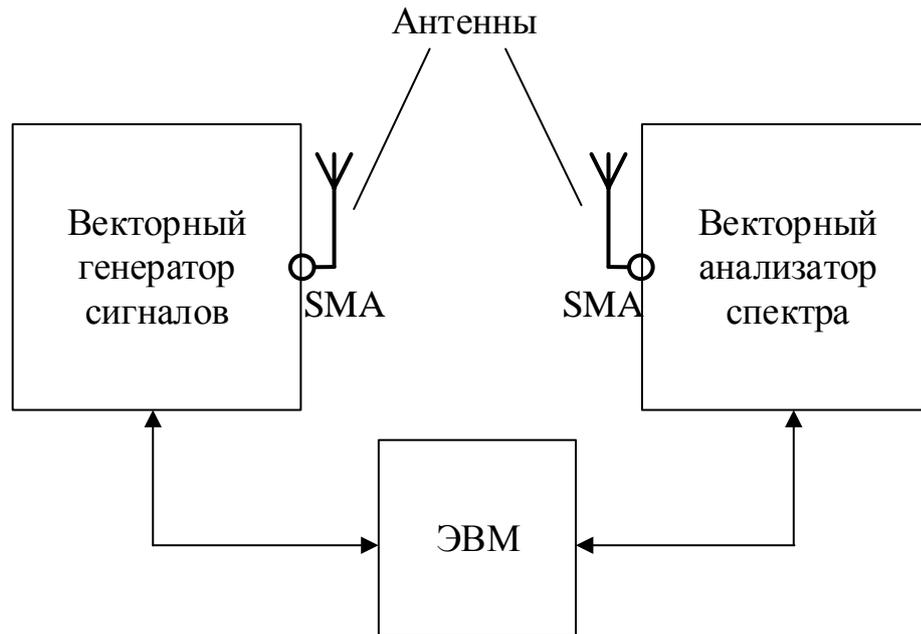


Рисунок 4.16 – Структурная схема экспериментальной установки при передаче сигнала по беспроводному каналу

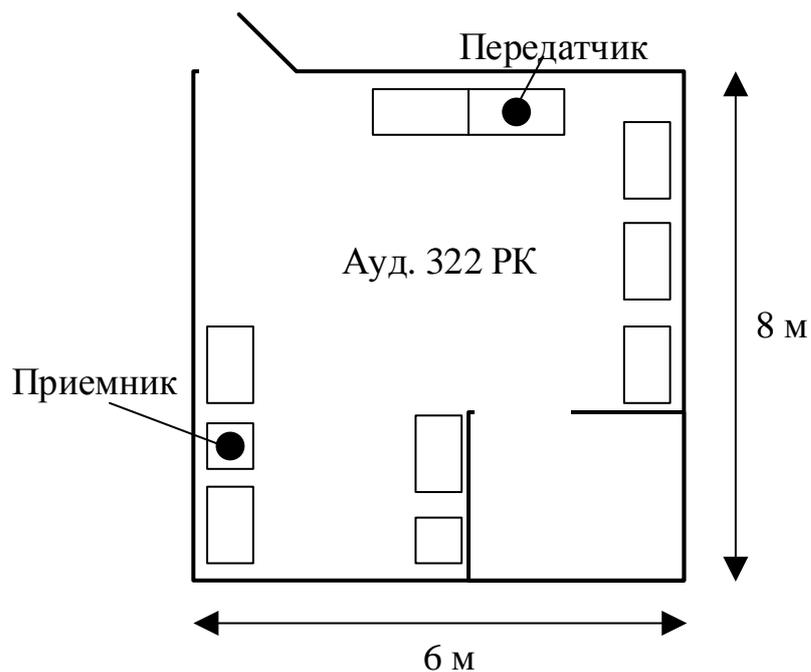


Рисунок 4.17 – Расположение приемной и передающей станции в помещении лаборатории

В рамках эксперимента проводилась передача внутри кабинета лаборатории и в соседний кабинет. В первом случае расстояние между приемником и передатчиком составляло порядка пяти метров, во втором

порядка десяти метров, кроме того, приемник и передатчик разделяла кирпичная стена.

Беспроводные каналы связи характеризуются большим затуханием, более глубокими частотными замираниями, по сравнению с проводным каналом, по которому велась передача в первой части эксперимента. На рисунке 4.18 приведен массив модулей коэффициентов передачи беспроводного канала для 800 поднесущих и 10 слотов при отношении сигнал-шум 29 дБ.

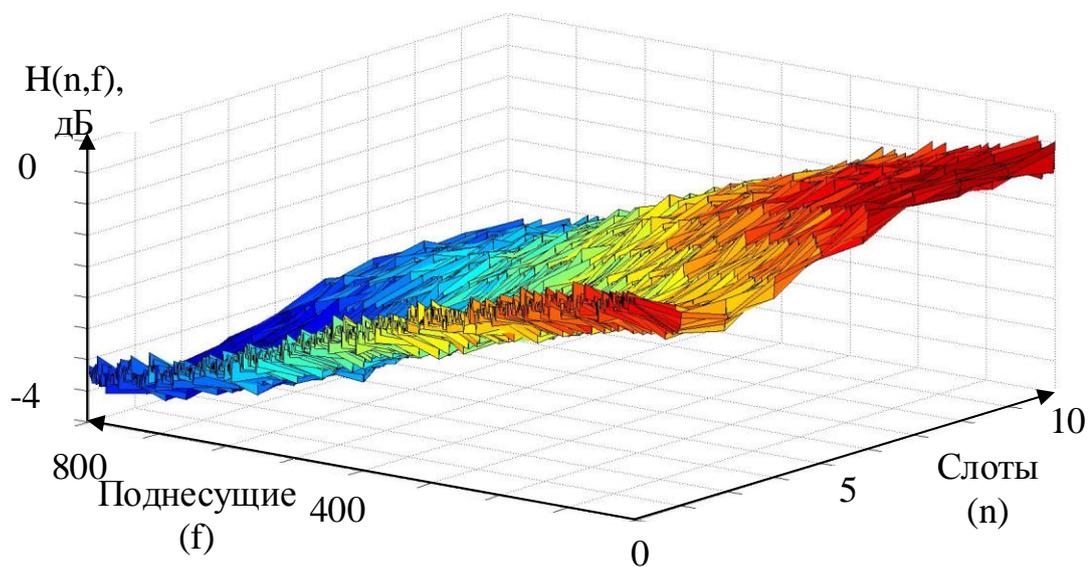


Рисунок 4.18– Массив модулей коэффициентов передачи беспроводного канала для 800 поднесущих и 10 слотов

На рисунке 4.19 приведена последовательность по обработке принятого по беспроводному каналу кадра. В отличие от схемы, приведенной на рисунке 4.10, здесь добавляется процедура частотной синхронизации, необходимость которой появляется из-за рассогласования опорных частот передатчика и приемника.



Рисунок 4.19 – Последовательность операций по обработке принятого по беспроводному каналу кадра

Частотная синхронизация

Появление разницы между частотой опорного генератора приемника и несущей частотой принимаемого сигнала ведет к появлению фазового набега во временной области. Такую ситуацию иллюстрирует рисунок 4.20 на котором приведено сигнальное созвездие модуляции QAM-8 со сдвигом опорной частоты в 20 Гц, при расстоянии между поднесущими в 9.7 кГц (а), после компенсации сдвига частот (б) и после эквалайзирования (в).

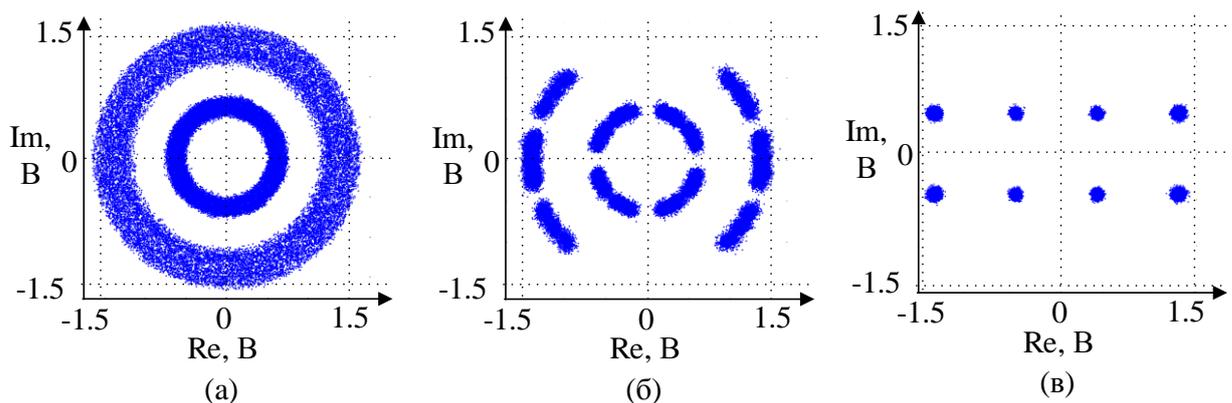


Рисунок 4.20 – Искажения сигнального созвездия при (а) – отсутствии эквалайзирования и компенсации ухода частоты, (б) – компенсации ухода частоты, (в) – восстановленное созвездие

Синхронизация по частоте достигается путем компенсации фазового набега во временной области. На первом этапе алгоритма находится фазовый

набег, накопившийся на протяжении символа. Для этого вычисляется арктангенс отношения мнимой части пика взаимнокорреляционной функции R_p двух принятых преамбул (расположенных в начале кадра) к его реальной части [52]:

$$\varphi_{\text{симв}} = \text{atan}\left(\frac{\text{Im}(R_p)}{\text{Re}(R_p)}\right) \quad (4.3)$$

Набег на один отсчет может быть рассчитан как отношение набег на символ к количеству отсчетов между частями преамбулами:

$$\varphi_{\text{отсч}} = \frac{\varphi_{\text{симв}}}{N_{FFT} + N_{cp}}, \quad (4.4)$$

где N_{FFT} – размерность преобразования Фурье, N_{cp} – длина циклического префикса. После вычисления набег на отсчет, элементы вектора принятого сигнала умножаются на компенсирующий коэффициент:

$$y_{\text{восст}}(n) = y_{\text{пр}}(n)e^{jn\varphi_{\text{отсч}}},$$

где $y_{\text{пр}}(n)$ – n -ый отсчет принятого сигнала, $y_{\text{восст}}(n)$ – n -ый отсчет восстановленного сигнала, $n = 1 \dots N$. Уход частоты может быть рассчитан как:

$$\Delta f = \frac{\varphi_{\text{отсч}}}{2\pi T},$$

где T – период дискретизации.

Результаты

Остальные операции по обработке кадра совпадают с обработкой сигналов, прошедших проводной канал.

Для беспроводного канала был проведен ряд измерений для различных параметров кадра. В таблицах 4.6 – 4.9 и рисунках 4.21 – 4.35 приведены параметры кадров и соответствующие им зависимости вероятности битовых ошибок от E_b/N_0 для SCMA и соответствующих им по скоростям OFDM QAM и PSK модуляций для передачи с LDPC кодированием и без него.

Таблица 4.6 – Параметры кадров, передаваемых по беспроводному каналу при полосе 10 МГц

Количество слотов	10
Размерность БПФ	1024
Расстояние между поднесущими	9.7 кГц
Защитные интервалы	112 слева, 111 справа
Длина передаваемого вектора при использовании кодирования	116640
Длина передаваемого вектора бит без использования кодирования	144000
Параметры SCMA	$V = 1200$, $F = 800$, $dv = 2$, 8 итераций МРА при детектировании, фиксированная и модифицированная кодовая книга

Зависимости BER от E_b/N_0 для сигналов с параметрами из таблицы 4.6 приведены на рисунках 4.21 – 4.22. Сигналы передавались внутри одного помещения.

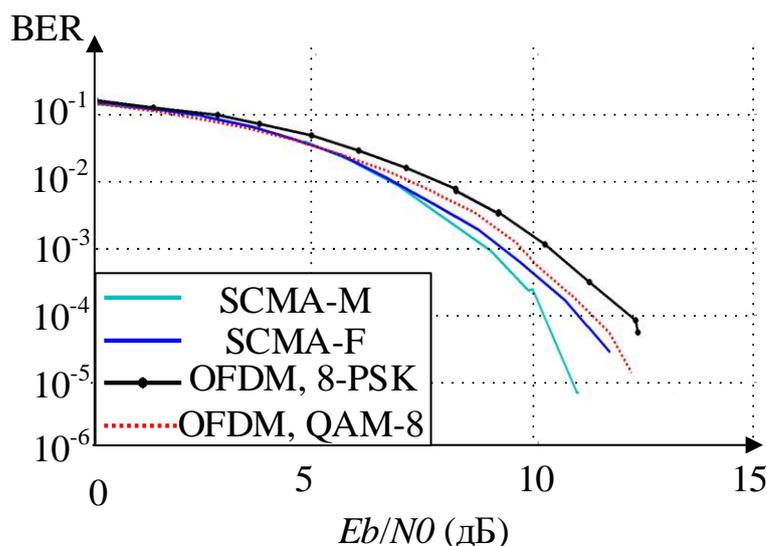


Рисунок 4.21 – Зависимость вероятности битовых ошибок от E_b/N_0 для OFDM QAM-8, OFDM 8-PSK, SCMA-F и SCMA-M, без применения LDPC кодирования при передаче через беспроводной канал, полоса сигнала 10 МГц

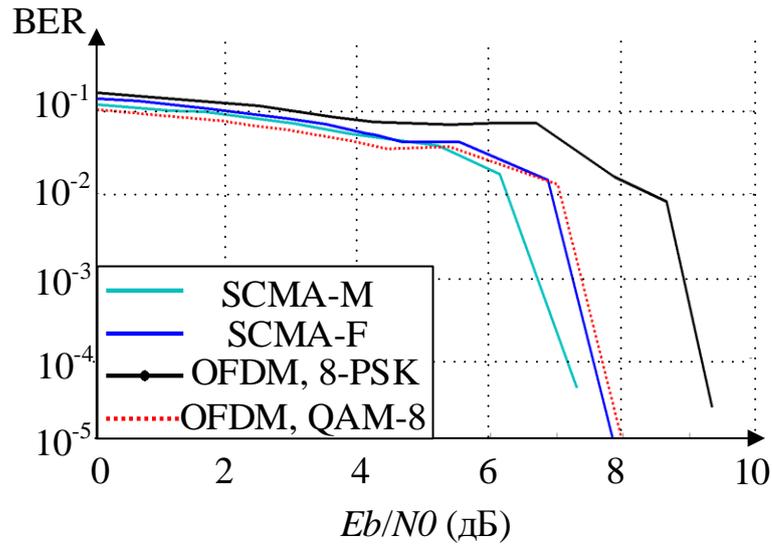


Рисунок 4.22 – Зависимость вероятности битовых ошибок от E_b/N_0 для OFDM QAM-8, OFDM 8-PSK, SCMA-F и SCMA-M, с применением LDPC кодирования при передаче через беспроводной канал, полоса сигнала 10 МГц

Таблица 4.7 – Параметры кадров, передаваемых по проводному каналу при полосе 1 МГц

Количество слотов	110
Размерность БПФ	128
Расстояние между поднесущими	7.8 кГц
Защитные интервалы	14 слева, 13 справа
Длина передаваемого вектора при использовании кодирования	174960
Длина передаваемого вектора бит без использования кодирования	198000
Параметры SCMA	$V = 150$, $F = 100$, $dv=2$, 8 итераций МРА при детектировании, фиксированная и модифицированная кодовая книга

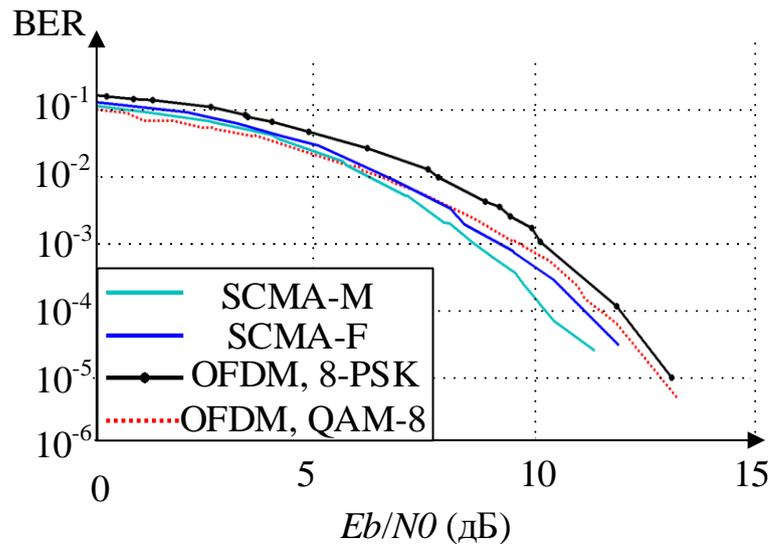


Рисунок 4.23 – Зависимость вероятности битовых ошибок от E_b/N_0 для OFDM QAM-8, OFDM 8-PSK, SCMA-F и SCMA-M, без применения LDPC кодирования при передаче через беспроводной канал, полоса сигнала 1 МГц

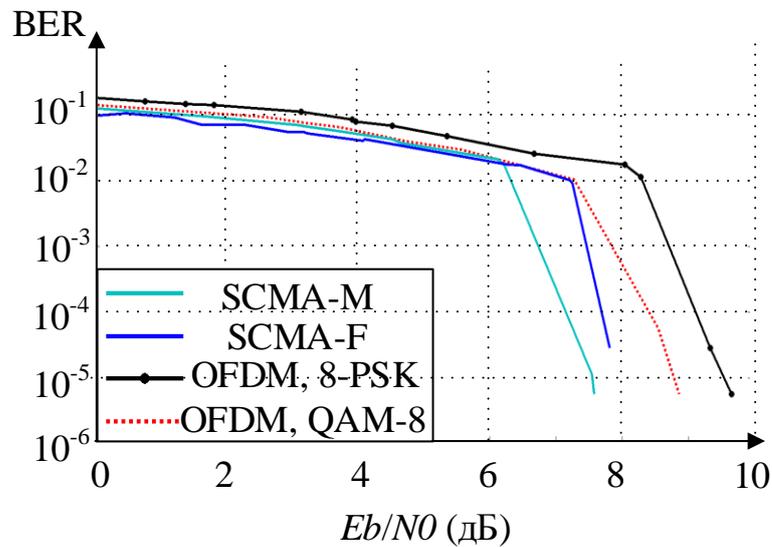


Рисунок 4.24 – Зависимость вероятности битовых ошибок от E_b/N_0 для OFDM QAM-8, OFDM 8-PSK, SCMA-F и SCMA-M, с применением LDPC кодирования при передаче через беспроводной канал, полоса сигнала 1 МГц

Таблица 4.8 – Параметры кадров, передаваемых по проводному каналу при полосе 5 МГц

Количество слотов	30
Размерность БПФ	512
Расстояние между поднесущими	9.7 кГц
Защитные интервалы	56 слева, 55 справа
Длина вектора информационных бит при использовании кодирования	174960
Длина передаваемого вектора бит без использования кодирования	198000
Параметры SCMA	$V = 600$, $F = 400$, $dv=2$, 8 итераций МРА при детектировании, фиксированная и модифицированная кодовая книга

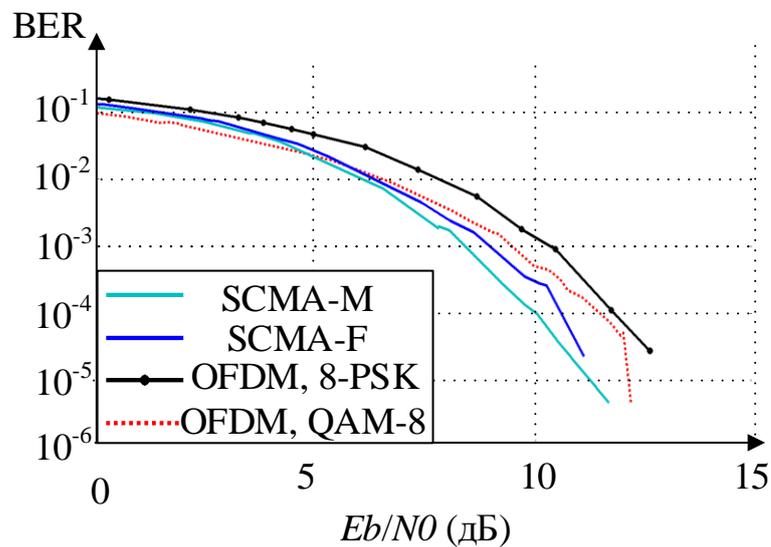


Рисунок 4.25 – Зависимость вероятности битовых ошибок от E_b/N_0 для OFDM QAM-8, OFDM 8-PSK, SCMA-F и SCMA-M, без применения LDPC кодирования при передаче через беспроводной канал, полоса сигнала 5 МГц

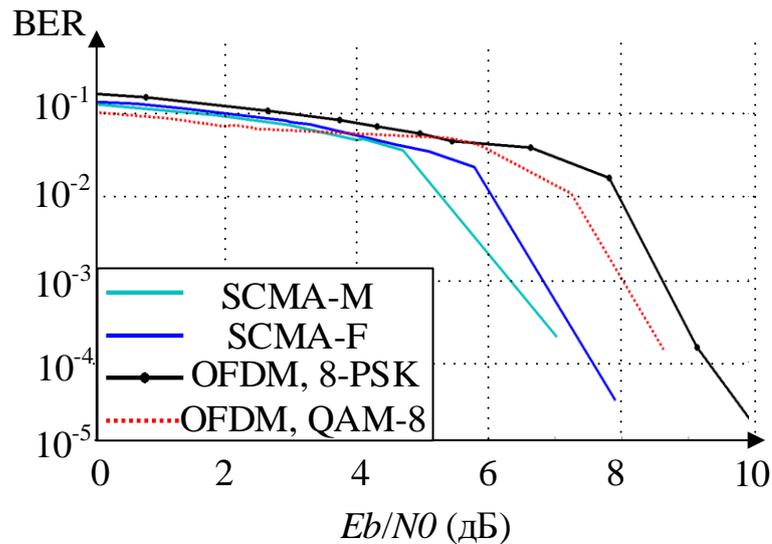


Рисунок 4.26 – Зависимость вероятности битовых ошибок от E_b/N_0 для OFDM QAM-8, OFDM 8-PSK, SCMA-F и SCMA-M, с применением LDPC кодирования при передаче через беспроводной канал, полоса сигнала 5 МГц

Как видно из рисунков 4.21 – 4.26 система связи с SCMA имеет меньший коэффициент битовых ошибок по сравнению с OFDM-QAM и PSK.

В таблице 4.9 приведены параметры кадров с SCMA-M при различной скорости передачи, количестве слоев и коэффициенте расширения (dv).

Таблица 4.9 – Параметры кадров с различными конфигурациями SCMA-M, передаваемых по проводному каналу при полосе 5 МГц

Количество слоев (V)	400	800	1200
Размерность БПФ	1024		
Расстояние между поднесущими	4,8 кГц		
Защитные интервалы	112 слева, 111 справа		
Количество слотов	41	21	15
Количество передаваемых информационных бит с учетом кодирования	174960		
Количество бит без учета кодирования	196800	201600	216000
Коэффициент расширения dv	4	2	2
Количество итераций МРА при детектировании	8		

Для демонстрации помехоустойчивости BER приведены в зависимости от SNR (рисунок 4.27) и E_b/N_0 (рисунок 4.28).

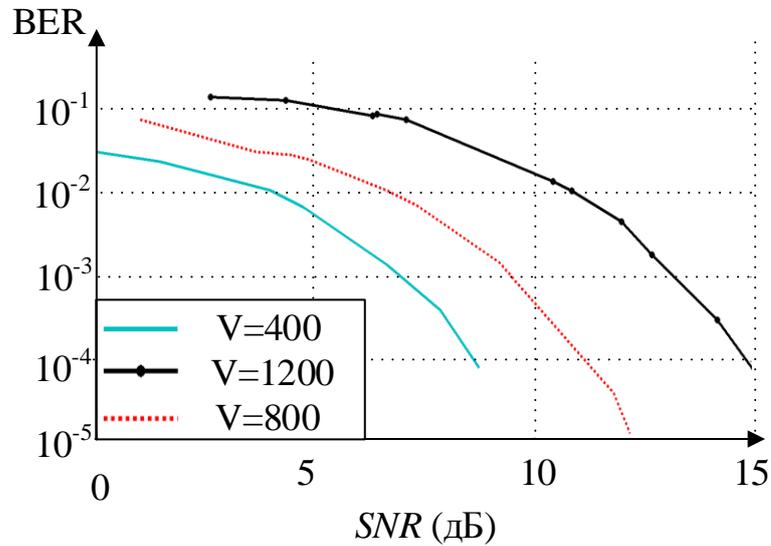


Рисунок 4.27 – Зависимость вероятности битовых ошибок от SNR для SCMA с $V = 400, 800$ и 1200 , $F = 800$ без применения LDPC кодирования при передаче через беспроводной канал, полоса сигнала 5 МГц

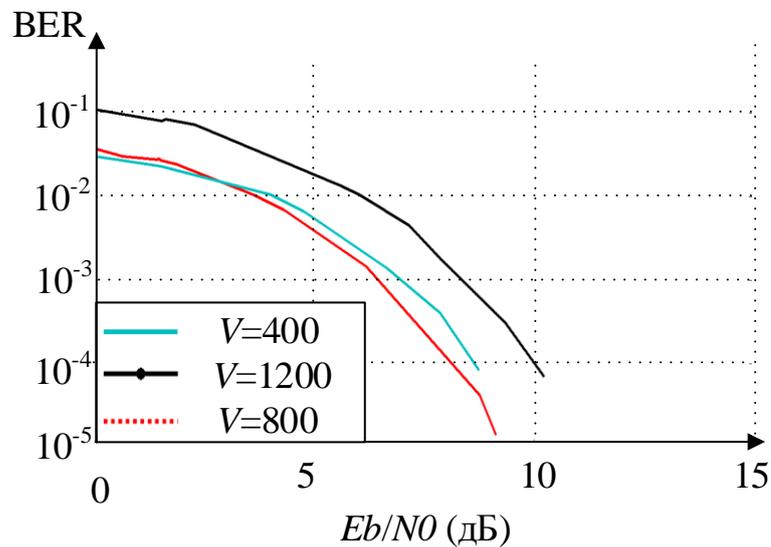


Рисунок 4.28 – Зависимость вероятности битовых ошибок от E_b/N_0 для OFDM QAM-8, OFDM 8-PSK, SCMA-F и SCMA-M, без применения LDPC кодирования при передаче через беспроводной канал, полоса сигнала 5 МГц

Также были получены зависимости BER от E_b/N_0 при передаче в канале между соседними помещениями (расположение приемной и передающей станций приведено на рисунке 4.29), для системы с кодированием и без него, рисунки 4.30, 4.31. Форма АЧХ канала несколько ухудшается по сравнению с рассматриваемыми ранее случаями. Параметры передаваемых кадров соответствует случаю, описанному в таблице 4.6.

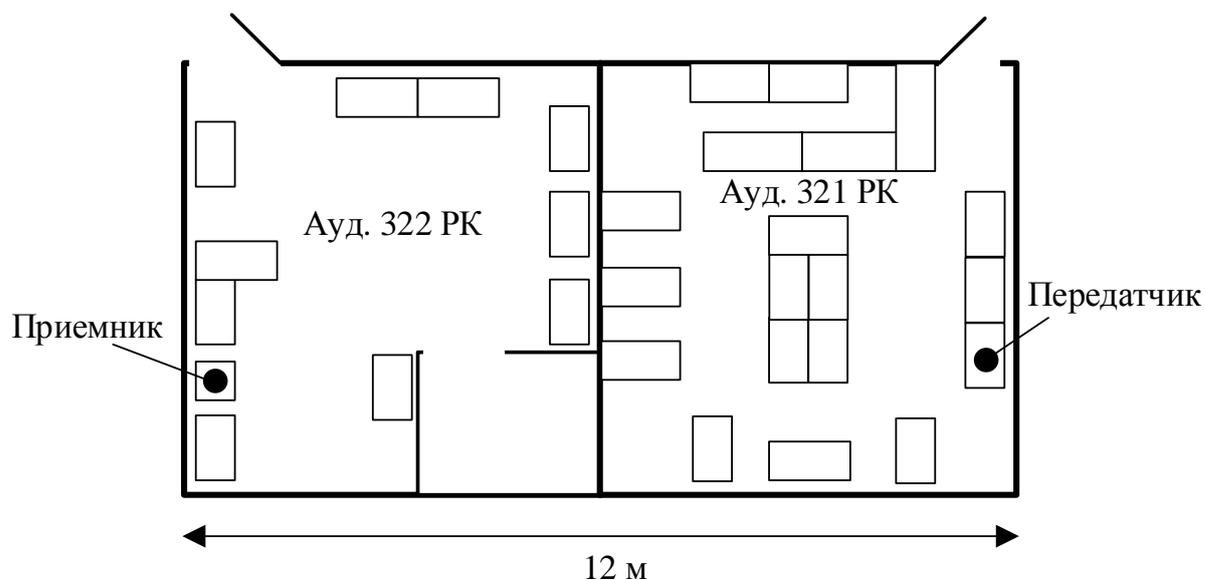


Рисунок 4.29 – План расположения приемной и передающей станций при передаче сигналов между помещениями

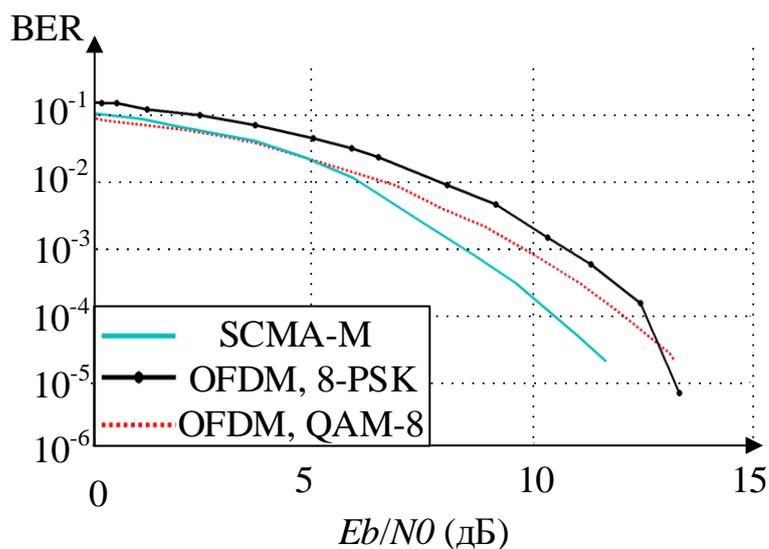


Рисунок 4.30 – Зависимость вероятности битовых ошибок от E_b/N_0 для OFDM QAM-8, OFDM 8-PSK, SCMA-F и SCMA-M, без применения LDPC кодирования при передаче через беспроводной канал, полоса сигнала 10 МГц

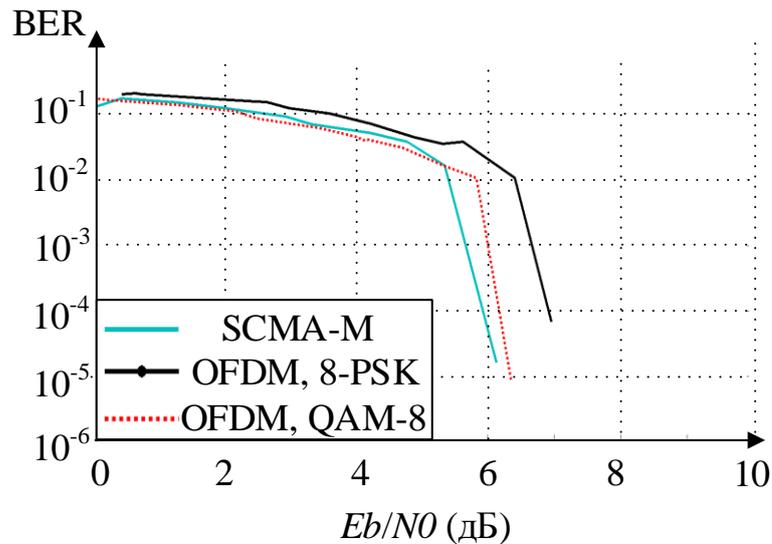


Рисунок 4.31 – Зависимость вероятности битовых ошибок от E_b/N_0 для OFDM QAM-8, OFDM 8-PSK, SCMA-F и SCMA-M, с применением LDPC кодирования при передаче через беспроводной канал, полоса сигнала 10 МГц

Была исследована передача сигналов по беспроводному каналу в коридоре учебного корпуса. Расстояние между приемной и передающей станциями составляло порядка 20 метров, фотография условий эксперимента приведена на рисунке 4.32. Параметры передаваемых кадров соответствует случаю, описанному в таблице 4.6.



Рисунок 4.32 – Фотография приемной и передающей станции при передаче в коридоре учебного корпуса

Канал передачи характеризуется наличием относительно неглубоких провалов в АЧХ, рисунок 4.33.

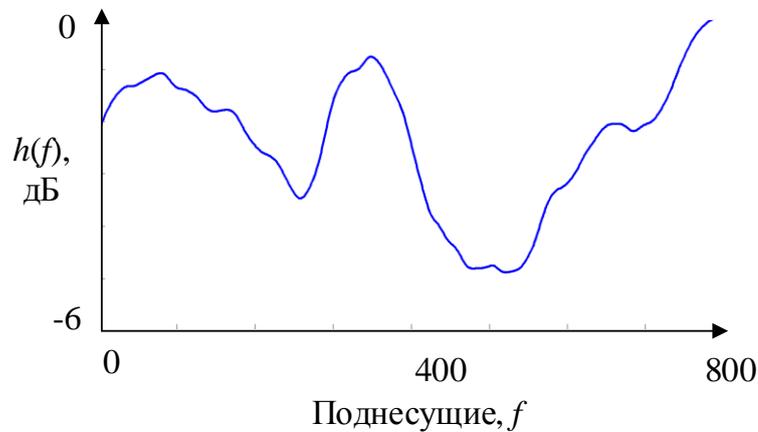


Рисунок 4.33 – Оцененная АЧХ канала передачи в коридоре учебного корпуса

Зависимость коэффициентов битовых ошибок от E_b/N_0 для описанного канала при передаче в системе без кодирования приведена на рисунке 4.34. Также на этом рисунке добавлен график зависимости для известной кодовой книги ($V = 6$, $F = 4$, $M = 4$, $d\nu = 2$), приведенной в [15]. График выделен коричневым цветом и обозначен как SCMA CB2. Организация связи на большом количестве поднесущих для такой книги описано в разделе 2.4.

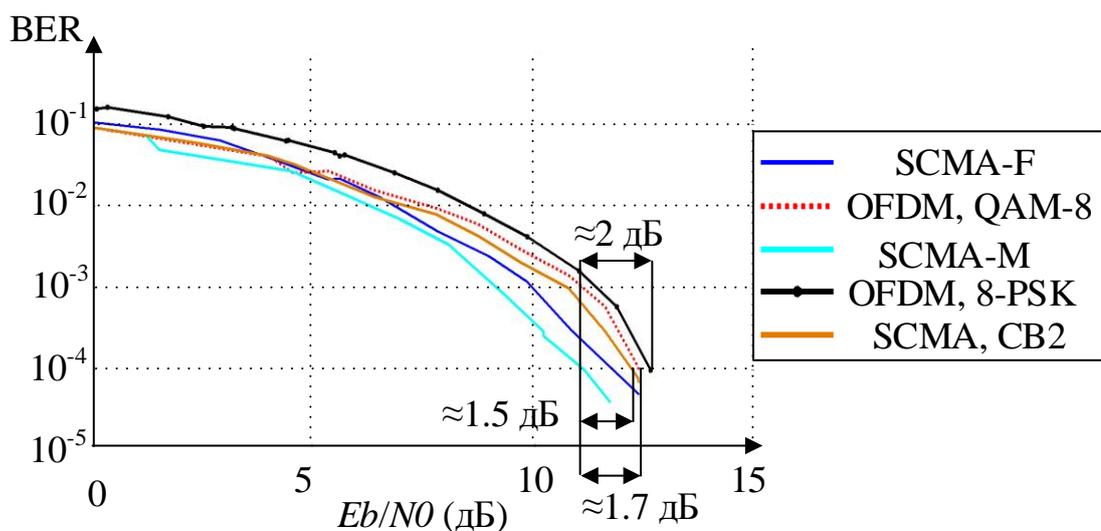


Рисунок 4.34 – Зависимость вероятности битовых ошибок от E_b/N_0 для OFDM QAM-8, OFDM 8-PSK, SCMA-F, SCMA-M и SCMA, CB2, без применения LDPC при передаче в коридоре учебного корпуса

Зависимость коэффициента битовых ошибок от E_b/N_0 для описанного канала при передаче в системе с кодированием приведена на рисунке 4.35.

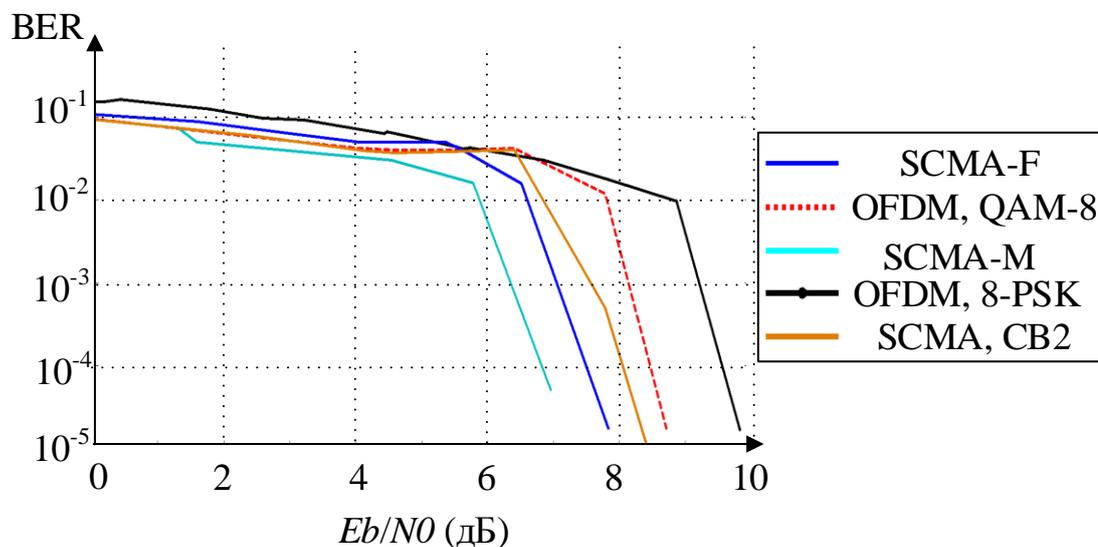


Рисунок 4.35 – Зависимость вероятности битовых ошибок от E_b/N_0 для OFDM QAM-8, OFDM 8-PSK, SCMA-F и SCMA-M, с применением LDPC кодирования при передаче сигналов в коридоре учебного корпуса

Из рисунков 3.34 – 3.35 видно, что для системы без помехоустойчивого кодирования предлагаемая кодовая книга с модифицированными созвездиями дает более 1 дБ выигрыша по сравнению с системами OFDM-QAM, OFDM-PSK и с системой SCMA с известной кодовой книгой. Для ситуации, когда в системе связи применяется помехоустойчивое кодирование, выигрыш составляет от 1 дБ по сравнению с SCMA CB2 до более 2 дБ для OFDM 8-PSK. Выигрыш по сравнению с OFDM QAM-8 составляет более 1.5 дБ.

Система связи с SCMA имеет стабильно меньший коэффициент битовых ошибок по сравнению с OFDM-QAM и PSK во всех рассматриваемых сценариях передачи. Этот выигрыш практически не зависит от размерности БПФ, полосы сигнала и других перестраиваемых параметров. Система SCMA с модифицированным созвездием выигрывает по сравнению с системой без модификации созвездия. Этот эффект объясняется схожестью АЧХ канала с моделью EPA и каналом со случайными фазами и

постоянной амплитудой, которые рассмотрены в главе 3. Таким образом эксперимент подтверждает результаты полученные во 2 и 3 главе.

4.5 Выводы

1. Автором был разработан лабораторный макет системы связи с SCMA включающий приемник и передатчик сигналов. В макете выполняются основные процедуры канального кодирования, предусмотренного стандартами систем связи четвертого поколения LTE и WiMAX, включая помехоустойчивое LDPC кодирование. Передача и прием велись на несущей 2.49 ГГц с различной полосой частот. Алгоритмы формирования и обработки сигналов реализованы в среде Matlab и выполняются на персональном компьютере.

2. Проведено экспериментальное исследование каналов связи с SCMA. Передача велась по проводному и беспроводному каналу распространения радиоволн с различными АЧХ. Получены вероятности битовых ошибок от отношения сигнал-шум для различных полос частот, количества абонентов, расстояния между поднесущими и других параметров.

3. Система связи с SCMA показывает лучшую помехоустойчивость по сравнению с системами на основе OFDM-QAM (OFDM-PSK) и SCMA с известными малыми кодовыми книгами. Выигрыш зафиксирован для всех рассматриваемых сценариев передачи как для системы с LDPC кодированием, так и без него. Модифицированное созвездие кодовых книг дает лучший результат помехоустойчивости во всех исследуемых каналах, т.к. АЧХ этих каналов имеют достаточно неглубокие замирания (до -8 дБ). Разница между отношениями сигнал-шум для систем SCMA и OFDM-QAM, при которых достигается вероятность битовой ошибки 10^{-4} составляет для большинства случаев от 1 до 2.5 дБ. Эксперимент полностью подтвердил результаты, полученные во 2 и 3 главе.

Заключение

В диссертации рассмотрен ряд вопросов, связанных с формированием и обработкой сигналов в системах связи с множественным доступом на основе разреженных кодов SCMA.

Рассмотрены вопросы применения разреженных матриц в помехоустойчивых LDPC кодах и методе множественного доступа LDS. Описаны алгоритмы формирования и обработки (декодирования) символов и кодовых слов, включая алгоритм распространения доверия BP.

Рассмотрен алгоритм детектирования MPA, который основан на алгоритме распространения доверия. Показано, что сложность детектирования сигналов этим алгоритмом растет линейно с увеличением количества поднесущих и соответствующей размерности формируемой кодовой книги. Для успешного детектирования сигналов SCMA необходимо производить не менее 6 итераций алгоритма MPA.

Предложен метод формирования кодовых книг для необходимого количества поднесущих и абонентов. Для этого генерируется разреженная матрица необходимой размерности с требуемой степенью разреженности. В графах, соответствующих таким матрицам должны отсутствовать циклы кратности 4. Далее, ненулевые единицы отображаются в комплексные амплитуды компонент кодовых слов. Сигнальные созвездия этих компонент формируются в результате поворота базового одномерного сигнального созвездия.

Путем математического моделирования получены зависимости вероятностей символьных (битовых) ошибок от отношения сигнал-шум (энергии, приходящийся на один бит сообщения к спектральной плотности мощности шума) для системы связи с SCMA с предложенными кодовыми книгами.

Произведено сравнение помехоустойчивости системы связи на основе SCMA с существующими проработанными решениями на основе OFDM – QAM (PSK) и с SCMA с известными ранее кодовыми книгами.

По сравнению с системами SCMA с известными книгами при большом числе поднесущих (которое используется в существующих системах цифрового телевидения и связи) предложенный подход дает до 2 дБ выигрыша при достижении вероятности битовой ошибки 10^{-4} .

По сравнению с системами на основе OFDM – QAM (PSK) SCMA с предлагаемой кодовой книгой дает более 1.5 дБ выигрыша при достижении вероятности битовой ошибки 10^{-4} .

Описана работа системы связи с SCMA в каналах с многолучевым распространением. Рассматривались модели каналов пешехода (EPA), автомобиля (EVA), города (ETU) и канал с постоянными амплитудами и случайными фазами. Предложены способы оценки дисперсии шума на входе детектора МРА, показано, как ошибка этой оценки влияет на помехоустойчивость системы связи.

Предложен способ модификации сигнального созвездия SCMA, с которым снижается количество битовых ошибок при передаче в каналах пешехода и с постоянной амплитудой и случайными фазами (каналы с неглубокими замираниями), при оценке параметров канала с ошибкой.

Проведено сравнение работы системы связи с SCMA с предложенными и известными кодовыми книгами при передаче сигналов в многолучевых каналах. Показано, что при большом числе поднесущих предложенная кодовая книга дает выигрыш на 2.5 дБ, при одинаковой вероятности битовой ошибки в системе связи.

Выполнено экспериментальное исследование передачи сигналов с SCMA. На основе векторного генератора и анализатора сигналов был разработан лабораторный макет системы связи с SCMA. Проведено экспериментальное исследование передачи сигналов по проводному и беспроводному каналам. Зафиксирован выигрыш в помехоустойчивости по

сравнению с системами на основе OFDMA – PSK (QAM) и с системами SCMA с известными кодовыми книгами.

Экспериментальное исследование подтвердило работоспособность и корректность разработанных алгоритмов формирования, обработки сигналов и оценки состояния канала распространения радиоволн для систем связи с SCMA.

Изложенные результаты демонстрируют достижение заявленной во введении цели. Решение задач отражено в положениях, выносимых на защиту, их обоснование приводится в соответствующих разделах диссертации.

Полученные в работе алгоритмы формирования и обработки сигналов с SCMA могут быть использованы при разработке перспективных систем связи с высокой спектральной эффективностью.

Список используемых источников

1. What will 5G be? / J. G. Andrews, S. Buzzi, W. Choi et al. // *IEEE Journal on selected areas in communications*. – 2014. – Vol. 32, № 6. – PP. 1065–1082.
2. Network densification: the dominant theme for wireless evolution into 5G / N. Bhushan, L. Junyi, D. Malladi et al. // *IEEE Communications Magazine*. – 2014. – Vol. 52. – № 2. – PP. 82–89.
3. Scenarios for 5G mobile and wireless communications: the vision of the METIS project / A. Osseiran, F. Boccardi, V. Braun et al. // *IEEE Communications Magazine*. – 2014. – Vol. 52. – № 5. – PP. 26–35.
4. Non-orthogonal multiple access for 5G: solutions, challenges, opportunities, and future research trends / L. Dai, B. Wang, Y. Yuan et al. // *IEEE Communications Magazine*. – 2015. – Vol. 53. – № 9. – PP. 74–81.
5. Покаместов Д.А. Концепция физического уровня систем связи пятого поколения / Д.А. Покаместов, Я.В. Крюков, Е.В. Рогожников и др. // *Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника*. – 2017. – Т. 60. – № 7. – С. 367–382.
- 6 . Pokamestov D.A. Concepts of the physical level of the fifth generation communications systems / D.A. Pokamestov, Y.V. Kryukov, E.V. Rogozhnikov et al. // *Radioelectronics and Communications Systems*. – 2017. – V. 60, №. 7, PP. 285–296.
7. Тихвинский В. О. Возможности технологии 5G для создания сетей широкополосного беспроводного доступа в малых и средних населенных пунктах. Презентация Региональный семинар МСЭ для стран СНГ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [https://www.itu.int/en/ITU-D/Regional-Presence/CIS/Documents/Events/2015/02_Moscow/Session_3_Tikhvinskiy .pdf](https://www.itu.int/en/ITU-D/Regional-Presence/CIS/Documents/Events/2015/02_Moscow/Session_3_Tikhvinskiy.pdf), свободный (дата обращения 15.03.2017).
8. 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.

9. Sparse code multiple access: An energy efficient uplink approach for 5G wireless systems / S. Zhang, X. Xu, L. Lu et al. // Global Communications Conference (GLOBECOM), 2014 IEEE. – 2014. – PP. 4782–4787.
10. Wei F. A low complexity SCMA decoder based on list sphere decoding / F. Wei, W. Chen // Global Communications Conference (GLOBECOM), 2016 IEEE. – 2016. – PP. 1–6.
11. 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.
12. Liu J. On Fixed-Point Implementation of Log-MPA for SCMA Signals / J. Liu, G. Wu, S. Li, O. Tirkkonen // IEEE Wireless Communications Letters. – 2016. – Vol. 5. – № 3. – PP. 324–327.
13. Wu Y. Iterative multiuser receiver in sparse code multiple access systems / Y. Wu, S. Zhang, Y. Chen // IEEE Int. Conf. on Comm., London, 8–12 June 2015. Piscataway: IEEE. – 2015. PP. 2918–2923.
14. SCMA codebook design / M. Taherzadeh, H. Nikopour, A. Bayesteh, H. Baligh // Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 2014 IEEE 80th. – 2014. – PP. 1–5.
15. Altera Innovate Asia. Presentation "1st 5G Algorithm Innovation Competition-ENV1.0-SCMA" [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.innovateasia.com/5g/images/pdf/1st%205G%20Algorithm%20Innovation%20Competition-ENV1.0%20-%20SCMA.pdf> (Дата обращения 08.05.2017).
16. Писсанецки С. Технология разреженных матриц. – М.: Мир, 1988. – 410 с.
17. Тьюарсон Р. Разреженные матрицы / пер. с англ.; под ред. Э.М. Пейсаховича. – М.: Мир, 1977, 190 с.
18. Alvarado F. L. A note on sorting sparse matrices // Proceedings of the IEEE. – 1979. – Vol. 67. – № 9. – PP. 1362–1363.
19. Кнут Д. Искусство программирования для ЭВМ. Т. 3. Сортировка и поиск / пер. с англ.; под ред. Баяковского и Штаркмана. – М.: Мир, 1978. – 840 с.

20. Gustavson F. G. Some basic techniques for solving sparse systems of linear equations // *Sparse matrices and their applications*. – USA, Springer, 1972. – PP. 41–52.
21. Rheinboldt W. C., Mesztenyi C. K. Programs for the solution of large sparse matrix problems based on the arc-graph structure. – USA, University of Maryland, 1973. – 452 p.
22. Sherman A. H. On the efficient solution of sparse systems of linear and nonlinear equations. – Yale., 1975. – 207 p.
23. Лекции по теории графов / Емеличев В. А., Мельников О.И., Сарванов В.И, Тышкевич Р.И. – М: Наука, 1990. – 384 с.
24. R. M. Tanner. A Recursive Approach to Low-Complexity Codes // *IEEE Trans. on Information Theory*. – 1981. Vol. 27, № 5. – PP. 533–547.
25. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение / пер. с англ.; под. ред. В. Б. Афанасьева. – М.: Техносфера, 2006. – 320 с.
26. Золотарёв В. В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы. Справочник / В. В. Золотарёв, Г.В. Овечкин. – М., Горячая линия–Телеком, 2004. – 126 с.
27. Golay M. J. E. Notes on digital coding // *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*. – 1949. – Vol. 37. – №. 6. – PP. 657–657.
28. Muller D. E. Application of Boolean algebra to switching circuit design and to error detection // *Transactions of the IRE Professional Group on Electronic Computers*. – 1954. – №. 3. – PP. 6–12.
29. Bose R. C., On a class of error correcting binary group codes / R. C., D. K. Bose Ray-Chaudhuri // *Information and control*. – 1960. – Vol. 3. – №. 1. – PP. 68–79.
30. Reed I. S. Polynomial codes over certain finite fields / I. S. Reed, G. Solomon // *Journal of the society for industrial and applied mathematics*. – 1960. – Vol. 8. – №. 2. – PP. 300–304.

31. Галлагер Р. Дж. Коды с малой плотностью проверок на четность поиск / пер. с англ.; под ред. Р. Л. Добрушина. – М.: Мир, 1966. – 145 с.
32. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение поиск / пер. с англ.; под ред. А. В. Назаренко. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1114 с.
33. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике / пер. с англ.; под ред. Р. Л. Добрушина и О. Б. Лупанова. – М.: Издательство иностранной литературы, 1963. – 832 с.
34. MacKay D. J. C. Good error-correcting codes based on very sparse matrices // IEEE transactions on Information Theory. – 1999. – Vol. 45. – №. 2. – PP. 399–431.
35. MacKay D. J. C. Near Shannon limit performance of low density parity check codes / D. J. C. MacKay, R. M. Neal // Electronics letters. – 1996. – Vol. 32. – №. 18. – PP. 1645–1646.
36. Richardson T. J. Design of capacity-approaching irregular low-density parity-check codes / T. J. Richardson, M. A. Shokrollahi, R. L. Urbanke // IEEE transactions on information theory. – 2001. – Vol. 47. – №. 2. – PP. 619–637.
37. Дворкович В. П. Цифровые видеоинформационные системы (теория и практика) / В. П. Дворкович, А. В. Дворкович. – М.: Техносфера, 2012. – 1009 с.
38. MacKay D. J. C. Information theory, inference and learning algorithms. – Cambridge university press, 2003. – 640 p.
39. ETSI EN 302 307-1 V.1.4.1. Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.etsi.org/deliver/etsi_en/302300_302399/30230701/01.04.01_20/en_30230701v010401a.pdf (Дата обращения 18.11.2016).
40. Кравченко А. Н. Методы и аппаратура кодирования и декодирования систематического нерегулярного кода повторения-накопления (IRA) для

DVB-S2 и DVB-T2 демодуляторов // Цифровая обработка сигналов. – 2009. – №. 4. – С. 41–47.

41. Кравченко А. Н. Снижение сложности декодирования низкоплотностного кода // Цифровая обработка сигналов. – 2010. – №. 2. – С. 35–41.

42. Костюков А.И. Сравнение методов помехоустойчивого кодирования в беспроводных системах связи. моделирование и анализ кодирования с низкой плотностью проверок на четность (LDPC) / А.И. Костюков, Д.А. Покаместов // Материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2016». – Томск: В-Спектр, 2016. – С. 256-259.

43. Chen J. Near optimum universal belief propagation based decoding of low-density parity check codes / J. Chen, M. P. C. Fossorier // IEEE Transactions on communications. – 2002. – Vol. 50. – №. 3. – PP. 406–414.

44. Chih-Lin I. New Paradigm of 5G Wireless Internet / I. Chih-Lin, S. Han, Z. Xu et al. // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 2016. – Vol. 34. – №. 3. – PP. 474–482.

45. Cao B. Polarization division multiple access with polarization modulation for LOS wireless communications / B. Chao, Q. Zhang, L. Jin // EURASIP Journal on wireless communications and networking. – 2011. – №. 1. – PP. 77.

46. Bahai A. R. S. Multi-carrier digital communications: theory and applications of OFDM // A. R. S. Bahai, B. R. Saltzberg, M. Ergen. – Springer Science & Business Media, 2004. – 410 p.

47. Abenov R. Multipath powerline communications channel (PLC) modelling / R. Abenov, D. Pokamestov, A. Geltser // Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (COMCAS), 2015 IEEE International Conference on. – 2015. – PP. 1-4.

48. Abenov R.R. Powerline Communications Channel: Modeling and Noise Monitoring / R.R. Abenov, D.A. Pokamestov, A.A. Geltser et al. // «Приборостроение, Электроника и Телекоммуникации – 2015» Сборник статей I Международного форума ИЕЕТ-2015, проводимого в рамках XI

Международной научно-технической конференции «Приборостроение в XXI веке. Интеграция науки, образования и производства». – Ижевск, 2015. – С.7-13.

49. Ковалев В.В. Использование эквалайзирования для борьбы с многолучевым распространением / В.В. Ковалев, Д.А. Покаместов // Science Time. – 2016. – № 7 (31). – С. 104–112.

50. Исследование методов эквалайзирования для систем связи с использованием OFDM сигналов / Абенов Р.Р., Вершинин А.С., Ворошилин Е.П., Рогожников Е.В // Вестник СибГУТИ. – 2013. – № 1 (21). – С. 50–56.

51. Choi B. J. Crest-factor study of MC-CDMA and OFDM / B. J. Choi, E. L. Kuan, L. Hanzo // Vehicular Technology Conference, 1999. VTC 1999-Fall. IEEE VTS 50th. – 1999. – Vol. 1. – PP. 233-237.

52. Майков Д. Ю. Алгоритмы оценки параметров символьной и частотной синхронизации в мобильных OFDM-системах радиосвязи. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. – 2014, 133 с.

53. Макаров С.Б. Снижение пик-фактора сигналов с OFDM с помощью блочного кодирования / С.Б. Макаров, А.В. Рашич // НТВ СПбГПУ. – 2008. – № 3. – С. 112-114.

54. Brandes S. Reduction of out-of-band radiation in OFDM systems by insertion of cancellation carriers / S. Brandes, I. Cosovic, M. Schnell // IEEE communications letters. – 2006. – Vol. 10. – № 6. – PP. 420–422.

55. Исследование модели OFDM-сигнала с малым уровнем внеполосного излучения / В.П. Федосов, Д.Г. Ковтун, А.А. Легин, А.В. Ломакина // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2015. – № 11 (172). СС. 6–16.

56. FBMC physical layer: a primer / M. Bellanger, D. LeRuyet, D. Roviras et al. // PHYDYAS, – 2010. – 31 p.

57. Слюсар, В.И. Метод неортогональной дискретной частотной модуляции сигналов для узкополосных каналов связи / В.И. Слюсар, В.Г. Смоляр // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 2004. – Т. 47, № 4. – С. 53–59.

58. Коровин С.Д. Повышение спектральной эффективности передачи цифровой информации в системах связи, реализующих преобразование Хартли / С.Д. Коровин, Майстренко В.А., Майстренко В.В. // Радиотехника, электроника и связь (РЭиС-2015). – 2015. – С. 76-85.
59. Майстренко В.А. Демодуляция N-OFDM сигналов в базисе Хартли путем оценки принятых амплитуд методом Коши / В.А. Майстренко, В.В. Майстренко // Тр. НТК студентов, аспирантов и молодых учёных «Современные проблемы радиоэлектроники. – 2012. – С. 120–123.
60. Benjebbour A. Non-orthogonal multiple access (NOMA): Concept, performance evaluation and experimental trials / A. Benjebbour, K. Saito, A. Li et al. // Wireless Networks and Mobile Communications (WINCOM). 2015 International Conference on. – 2015. – PP. 1-6.
61. Zhang Y. Secrecy Sum Rate Maximization in Non-Orthogonal Multiple Access / Y. Zhang, H. Wang, Q. Yang, Z. Ding // IEEE Communications Letters. – 2016. – Vol. 20. – №. 5. – PP. 930–933.
62. Крюков Я.В. Метод неортогонального множественного доступа / Я. В. Крюков, А. Я. Демидов, Д.А. Покаместов // 26-ая Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016). Севастополь, 4–10 сентября 2016 г.: Материалы конференции. — 2016. – С. 658—664.
63. Крюков Я. В. Алгоритм расчета мощности каналов при неортогональном множественном доступе NOMA / Я. В. Крюков, А. Я. Демидов, Д. А. Покаместов // Доклады ТУСУР. – 2016. – Т. 19, № 4. – С. 91–94.
64. Yuan Z. Multi-User Shared Access for 5G / Z. Yuan, G. Yu, W. Li // Telecommun. Network Technology. – 2015. – Vol. 5. – №. 5. – PP. 28–30.
65. Chen S. Pattern Division Multiple Access—A Novel Nonorthogonal Multiple Access for Fifth-Generation Radio Networks / S. Chen, B. Ren, Q. Gao et al. // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2017. – Vol. 66. – №. 4. – PP. 3185–3196.

66. Razavi R. Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) for Future Radio Access / R. Razavi, M. Dianati, M. A. Imran // 5G Mobile Communications. – Springer International Publishing. – 2017. – PP. 135–163.
67. Prasad R. An overview of multi-carrier CDMA / R. Prasad, S. Hara // Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings, 1996., IEEE 4th International Symposium. – 1996. – Vol. 1. – PP. 107–114.
68. Hoshyar R. LDS-OFDM an efficient multiple access technique / R. Hoshyar, R. Razavi, M. Al-Imari // Vehicular Technology Conference (VTC 2010-Spring), 2010 IEEE 71st. – 2010. – PP. 1–5.
69. Hoshyar R. Novel low-density signature for synchronous CDMA systems over AWGN channel / R. Hoshyar, F. P. Wathan, R. Tafazolli // Signal Processing, IEEE Transactions on. – 2008. – Vol. 56. – №. 4. – PP. 1616–1626.
70. Покаместов Д.А. Формирование и обработка сигналов множественного доступа с разреженным кодом / Д.А. Покаместов, А.Я. Демидов, Я.В. Крюков, и др. // Электросвязь. – 2016. – №10. – С. 56–61.
71. Voccardi F. Five disruptive technology directions for 5G / F. Voccardi, R.W. Heath, A. Lozano, T.L. Marzetta, P. Popowski // Communications Magazine, IEEE. – 2014. – Vol. 52. – №. 2. – PP. 74–80.
72. METIS final project report / Deliverable D8.4 / 2015-04 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.metis2020.com/wp-content/uploads/deliverables/METIS_D8.4_v1.pdf (Дата обращения 28.11.2016).
73. Recommendation ITU-R M.2083-0 / IMT Vision - Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond/ 2015-06 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/m/R-REC-M.2083-0-201509-1!!PDF-E.pdf (Дата обращения 28.11.2016).
74. 5G Vision, Enablers and Challenges for the Wireless Future/ Outlook visions and research directions for the Wireless World, 2015, No 16, V 0.1 / 2015-04 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.wwrf.ch/files/wwrf/content/files/publications/outlook/Outlook16.pdf> (Дата обращения 28.11.2016).

75. Rogozhnikov E. V. Full duplex wireless communication system, analog and digital cancellation, experimental research / E. V. Rogozhnikov, A. S. Koldomov, D. A. Pokamestov Ya. V. Kryukov. // Control and Communications (SIBCON), 2017 International Siberian Conference on. – 2017. – PP. 1–5.
76. Покаместов Д. А. Множественный доступ с разреженным кодом / Д. А. Покаместов, А. Я. Демидов, Я. В. Крюков // 26-ая Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016). Севастополь, 4-10 сентября 2016 г.: Материалы конференции. — Севастополь: СГУ, 2016, С. 693—699.
77. 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 International Conference on. – 2015. – PP. 1–5.
78. Wei D. Weighted message passing algorithm for SCMA / D. Wei, Y. Han, S. Zhang, Lei Liu // Wireless Communications & Signal Processing (WCSP), 2015 International Conference on. – 2015. – PP. 1-5.
79. Nikopour H. SCMA for downlink multiple access of 5G wireless networks / H. Nikopour, E. Yi, A. Bayesteh et al. // Global Communications Conference (GLOBECOM), 2014 IEEE. – 2014. – PP. 3940—3945.
80. Benelli G. Efficient ARQ technique using soft demodulation // Electronics Letters. – 1986. – Vol. 22. – №. 4. – PP. 205-206.
81. Hagenauer J. A Viterbi algorithm with soft-decision outputs and its applications / J. Hagenauer, P. Hoeher // Global Telecommunications Conference and Exhibition Communications Technology for the 1990s and Beyond'(GLOBECOM), 1989. IEEE. – 1989. – PP. 1680–1686.
82. Instruction tables Lists of instruction latencies, throughputs and micro-operation breakdowns for Intel, AMD and VIA CPUs [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.agner.org/optimize/instruction_tables.pdf (дата обращения 28.05.2017).
83. Rogozhnikov E. V. Decrease in the computational complexity of the signal processing algorithms for passive radars using the signals of illuminators of

- opportunity / E. V. Rogozhnikov, D. A. Pokamestov, R. R. Abenov // 2016 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). – IEEE, 2016. – с. 168-172.
84. Field Programmable Gate Array [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.xilinx.com/fpga/>, свободный (дата обращения 17.05.2017).
85. Yu L. An optimized design of SCMA codebook based on star-QAM signaling constellations / L. Yu, X. Lei, P. Fan, D. Chen // Wireless Communications & Signal Processing (WCSP), 2015 International Conference on. – 2015. – PP. 1-5.
86. Bayesteh A. Low Complexity Techniques for SCMA Detection / A. Bayesteh, H. Nikopour, M. Taherzadeh et al. // 2015 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), San Diego, CA. – 2015. – PP. 1-6.
87. Bao J. Spherical Codes for SCMA Codebook / J. Bao, Z. Ma, M. A. Mahamadu et al. // 2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring), Nanjing. – 2016. – PP. 1-5.
88. Дубровский А.С. Формирование разреженных регулярных матриц для LDPC кодирования / А.С. Дубровский, Д.А. Покаместов // Материалы Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2017». – Томск: В-Спектр, 2017. – Ч. 1. – С. 246-248.
89. 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.
90. 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 on. – 1998. – Vol. 44. – №. 4. – PP. 1453-1467.
91. Покаместов Д.А. Расчет зон обслуживания кластера базовых станций систем сотовой связи при заданном распределении абонентов / Д.А. Покаместов, В.А. Кологривов, Г.П. Бабур-Карателли, Я.В. Крюков // Вестник СИБГУТИ, 2017. – №2. – С. 26–34.

92. Ковалев В. В. Формирование и обработка OFDM сигналов / В.В. Ковалев, О.Ю. Селецкая, Д.А. Покаместов // Молодой ученый. — 2016. — №14. — С. 151–154.
93. Сергиенко А.Б. Оценка состояния восходящего канала в системе множественного доступа с разреженным кодированием / А.Б. Сергиенко, В.П. Климентьев // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. — 2016. — Т. 2. — С. 28-37.
94. Klimentyev V. P. Detection of SCMA signal with channel estimation error / V.P. Klimentyev, A.B. Sergienko // Open Innovations Association and Seminar on Information Security and Protection of Information Technology (FRUCT-ISPIT), 2016 18th Conference of. — 2016. — PP. 106-112.
95. Abeida H. Data-aided SNR estimation in time-variant Rayleigh fading channels // IEEE Transactions on Signal Processing. — 2010. — Vol. 58. — №. 11. — PP. 5496-5507.
96. Xu H. A novel SNR estimation algorithm for OFDM / H. Xu, G. Wei, J. Zhu // Vehicular Technology Conference, 2005. VTC 2005-Spring. 2005 IEEE 61st. — 2005. — Vol. 5. — PP. 3068-3071.
97. Pauluzzi D. R. A comparison of SNR estimation techniques for the AWGN channel / D. R. Pauluzzi, N. C. Beaulieu // IEEE Transactions on communications. — 2000. — Vol. 48. — №. 10. — PP. 1681-1691.
98. Казачков В. О. Исследование метода оценки отношения сигнал/шум сигнала Long Term Evolution в условиях идеальной и неидеальной символьной синхронизации // Интернет-журнал Науковедение. — 2015. — Т. 7. — №. 1 (26), 14 с.
99. Cui T. Power delay profile and noise variance estimation for OFDM / T. Cui, C. Tellambura // IEEE Communications Letters. — 2006. — Vol. 10. — №. 1. — PP. 25-27.
100. Абенов Р.Р. Модель многолучевого канала линии электропередач / Р.Р. Абенов, Д.А. Покаместов, В.А. Воробьев // Материалы Всероссийской

научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2015». – Томск: В-Спектр, 2015. – Ч. 2 С. 167-169.

101. 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_136104v090400r.pdf, свободный (дата обращения 12.02.2017).

102. Pokamestov D.A. Dynamically changing SCMA codebooks / D.A. Pokamestov, A.Ya. Demidov, Ya.V. Kryukov, E.V. Rogozhnikov // Control and Communications (SIBCON), 2017 International Siberian Conference on. – IEEE, 2017. – PP. 1-4.

103. E8267D PSG Vector Signal Generator - Data Sheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5989-0697EN.pdf>, свободный (дата обращения 16.03.2017).

104 Крюков Я.В. Модель фазового шума с учетом спектральной маски синтезаторов частоты и генераторов сигнала / Я.В. Крюков Д.А. Покаместов, Е.В. Рогожников / Известия Томского политехнического университета. Информационные технологии. – 2014. – Т. 325. №5. – С. 54-61.

105. 2.4GHz 8dBi Indoor Omni-directional Antenna [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.tp-link.com/us/products/details/cat-5521_TL-ANT2408CL.html#specifications, свободный (дата обращения 16.03.2017).

106. R&S®FSV Signal Analyzer Specifications [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://cdn.testequity.com/documents/pdf/FSV-ds.pdf>, свободный (дата обращения 16.03.2017).

107 Крюков Я.В. Помехоустойчивость канала управления системы LTE / Я.В. Крюков, Д.А. Покаместов, Е.В. Рогожников Технологии и средства связи. — 2016. — №4. — С. 54-57

108. Покаместов Д.А. Обнаружение OFDM сигналов с периодической преамбулой / Д.А. Покаместов, Я.В. Крюков // Материалы Всероссийской

научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2014». – Томск: В-Спектр, 2014. – Ч. 2. – С. 58–60.

109. Покаместов Д.А. Регистратор OFDM сигналов на базе ПЛИС ALTERA / Д.А. Покаместов, Я.В. Крюков, А.В. Максимов // Многоядерные процессоры, параллельное программирование, ПЛИС, системы обработки сигналов. Сборник научных статей Всероссийской научно-практической конференции. – Барнаул, 2015. – С. 58-63.

110. IEEE 802.16-2009 Standard for Local and metropolitan area networks Part 16: Air Interface for Broadband Wireless Access Systems [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.arib.or.jp/IMT-Advanced/WirelessMAN-Advanced.1.30/ARIB%20STD-T105%20Annex%201_IEEE%20Std%20802%2016-2009.pdf, свободный (дата обращения 26.03.2017).

111. Майков Д. Ю. Оценка сдвига частоты для процедуры Initial Ranging в системе «мобильный WiMax» / Д.Ю. Майков, А.Я. Демидов, Н.А. Каратаева, Е.П. Ворошилин // Доклады ТУСУР. – 2011. – № 2(24). – Ч. 1. – С. 59–63.

