

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РЕСПУБЛИКИ КАЗАХСТАН
Некоммерческое акционерное общество
АЛМАТИНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ
имени Гумарбека Даукеева

Кафедра «Телекоммуникационные сети и системы»

Специальность: 6М071900 «Радиотехника, электроника и телекоммуникации»

ДОПУЩЕН К ЗАЩИТЕ
Зав. кафедрой
PhD, доцент Темырканова Э.К.
(ученая степень, звание, ФИО)

(подпись)

« _____ » _____ 2020 г.

МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ
пояснительная записка

на тему: «Исследование и обработка сигналов многоканальных систем
связи с разделением каналов по мощности»

Магистрант: Мукаева А.Т _____ МРЭТн-18-2
(Ф.И.О.) (подпись)

Руководитель: доцент, к.т.н. _____ Касимов А.О.
(ученая степень, звание) (подпись) (Ф.И.О.)

Рецензент _____
(ученая степень, звание) (подпись) (Ф.И.О.)

Консультант по ВТ: доцент, к.т.н. _____ Касимов А.О.
(ученая степень, звание) (подпись) (Ф.И.О.)

Нормоконтроль: доцент, к.т.н. _____ Касимов А.О.
(ученая степень, звание) (подпись) (Ф.И.О.)

Алматы 2020

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РЕСПУБЛИКИ КАЗАХСТАН
Некоммерческое акционерное общество
АЛМАТИНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ
имени Гумарбека Даукеева

Институт Космической Инженерии и Телекоммуникаций

Специальность: 6М071900 «Радиотехника, электроника и телекоммуникации»

Кафедра: «Телекоммуникационные сети и системы»

ЗАДАНИЕ

на выполнение магистерской диссертации

Магистранту Мукаевой Айсулу Талгатовной
(фамилия, имя, отчество)

Тема: «Исследование и обработка сигналов многоканальных систем связи с разделением каналов по мощности»

утверждена Ученым советом университета № 122 от «25» октября 2018 года.

Срок сдачи законченной диссертации «25» мая 2020 года.

Цель исследования: исследование и обработка сигналов многоканальных систем связи с разделением каналов по мощности

Перечень подлежащих разработке в магистерской диссертации вопросов или краткое содержание магистерской диссертации:

1. Провести обзор новейших технологий физического уровня мобильных систем связи, применение которых рассматривается в системах следующего поколения для повышения спектральной эффективности.
2. Исследовать алгоритм формирования и обработки сигнала многоканальных систем связи с разделением каналов по мощности PD-NOMA.
3. Рассмотреть алгоритм расчета и распределения мощности мультиплексируемых PD-NOMA каналов.
4. оказать работоспособность и эффективность алгоритма формирования и обработки сигналов PD- NOMA при организации многоканальной связи.

Г Р А Ф И К
подготовки магистерской диссертации

Наименование разделов, перечень разрабатываемых вопросов	Сроки представления научному руководителю	Примечание
Изучение литературы по теме.	20.12.2018	
Подготовка введения и основной части диссертации.	22.12.19	
Выполнение расчетной части по диссертации.	11.03.2020	
Анализ результатов, предварительные выводы.	11.04.2020	
Представление всей работы.	25.05.2020	

Дата выдачи задания 30 сентября 2018г._____

Заведующий кафедрой _____ (Темырканова Э.К.)
(подпись) (Ф.И.О.)

Научный
руководитель диссертации _____ (Касимов А.О.)
(подпись) (Ф.И.О.)

Задание принял к исполнению
магистрант _____ (Мукаева А.Т.)
(подпись) (Ф.И.О.)

Аннотация

Данная работа посвящена исследованию методов, которые позволяют повысить эффективность использования частотно-временного ресурса в телекоммуникационных беспроводных мобильных системах широкополосного доступа. Произведен обзор технологий физического уровня мобильных систем связи, рассматривается повышения спектральной эффективности. Показано, что рассматриваемые методы множественного доступа более эффективно используют частотно-временной ресурс по сравнению с существующими технологиями.

Abstract

This work is devoted to the study of methods that can improve the use of the time-frequency resource in telecommunication wireless mobile broadband access systems. A review of the technologies of the physical level of mobile communication systems is carried out, and spectral efficiency enhancements are considered. It is shown that the considered methods of multiple access more efficiently use the time-frequency resource in comparison with existing technologies.

Аңдатпа

Бұл жұмыс кеңжолалық қатнас телекоммуникациялық сымсыз мобильді жүйелерінде жиіліктік-уақыттық ресурсты пайдалану тиімділігін арттыруға мүмкіндік беретін әдістерді зерттеуге арналған. Ұялы байланыс жүйелерінің физикалық деңгейі технологияларына шолу жасалды, спектралдық тиімділікті арттыру қарастырылуда. Көпкратнасты қолжетімділіктің қуат әдістері қарастырылып қолданыстағы технологиялармен салыстырғанда жиілік-уақыт ресурсын неғұрлым тиімді пайдалы екені көрсетілген.

Содержание

Введение	6
1 Методы множественного доступа	8
1.1 Методы ортогонального и квазиортогонального множественного доступа	9
1.2 Метод множественного доступа с ортогональным частотным разделением каналов OFDMA	12
1.3 Методы неортогонального множественного доступа	14
1.4 Метод множественного доступа с разреженным кодом SCMA	17
1.5 Метод множественного доступа с разреженным кодом SCMA	18
2 Метод неортогонального множественного доступа PD-NOMA	22
2.1 Метод неортогонального множественного доступа PD-NOMA	25
2.2 Представление системной помехи в качестве АБГШ	28
2.3 Сравнение пропускных способностей OFDMA и PD-NOMA	28
3 Моделирование PD-NOMA	32
3.1 Канал с АБГШ	35
3.2 Многолучевой канал	37
3.3 Проблемы реализации PD-NOMA	39
4 Алгоритм расчета мощности каналов при неортогональном множественном доступе NOMA	40
5 Метод множественного доступа с разделением каналов по мощности на ортогональных несущих	47
6 Расчет парциальной мощности каналов PD-NOMA	53
6.1 Расчет парциальной мощности каналов PD-NOMA	54
6.2 Расчет парциальной мощности при мультиплексировании 3-х пользователей предложенным алгоритмом	56
6.3 Расчет парциальной мощности с учетом требуемой пропускной способности каналов с минимизацией общей мощности излучения	58
6.4 Выводы	59
Заключение	60
Перечень сокращений	62
Список литературы	63

Введение

В настоящее время количество различных устройств, использующих широкополосный доступ в Интернет, стремительно растет, а объем передаваемых данных значительно увеличивается. Также стоит учитывать и развитие технологии «интернет вещей», которая приводит к тому, что система связи следующего поколения должна обеспечивать работу множества беспроводных устройств, датчиков, сенсоров в пределах одной узловой станции. Ведущие мировые разработчики заявляют, что скорость передачи данных сетевого уровня в мобильной связи следующего поколения должна достигать 10-20 Гбит/с (в 10-20 раз больше, чем в текущем поколении), а скорость одного абонентского канала должна достигать 1 Гбит/с (в 10 раз больше, чем в текущем поколении).

Сейчас проблема решается единственным способом - увеличением полосы частот и использованием дополнительных частотных диапазонов. Однако, такой путь имеет два недостатка: дороговизна аренды операторами частотного диапазона и его физически ограниченный ресурс.

Исследование метода неортогонального множественного доступа с разделением каналов по мощности является одним из перспективных методов мультиплексирования для применения на физическом уровне мобильных системах связи 5-го поколения.

Цель и задачи исследования:

Целью диссертационной работы является исследование и обработка сигналов многоканальных систем связи с разделением каналов по мощности.

Для достижения заданной цели в работе решаются следующие задачи:

1. Провести обзор новейших технологий физического уровня мобильных систем связи, применение которых рассматривается в системах следующего поколения для повышения спектральной эффективности;
2. Исследовать алгоритм формирования и обработки сигнала многоканальных систем связи с разделением каналов по мощности PD-NOMA;
3. Рассмотреть алгоритм расчета и распределения мощности мультиплексируемых PD-NOMA каналов;
4. Доказать работоспособность и эффективность алгоритма формирования и обработки сигналов PD-NOMA при организации многоканальной связи.

Актуальность заключается, в исследовании метода неортогонального множественного доступа с разделением каналов по мощности, который является одним из перспективных методов мультиплексирования для применения на физическом уровне мобильных систем связи 5-го поколения.

Новизна работы заключается: В работе были проанализированы работоспособность и эффективность алгоритма формирования и обработки сигналов PD-NOMA при организации многоканальной связи.

Теоретическая значимость работы заключается в эффективности обработки сигнала многоканальных систем связи с разделением каналов по мощности и PD-NOMA.

Практическая значимость работы заключается в возможности использования полученных результатов как доказательства эффективности и работоспособности обработки сигнала многоканальных систем связи с разделением каналов по мощности PD-NOMA.

Методология и методы исследования:

Поставленные задачи были решены с использованием теоретических (методы линейной алгебры, методы математического интегрального анализа и математическое моделирование)

Публикации: статья «Исследование и обработка сигналов многоканальных систем связи по мощности» в Научном журнале "Вестник Каз НИТУ", №2 за 2020 год.

Структура и объем диссертации.

Диссертационная работа включает в себя содержание, введение, основная часть, заключение, список использованной литературы насчитывает 30 наименований, перечень сокращений, работа содержит 65 страниц, 29 рисунка и 5 таблиц.

Основные положения, выносимые на защиту:

Во введении обосновывается актуальность диссертации, рассматривается состояние исследуемой проблемы, формируются цель и задачи диссертации, обобщаются основные научные результаты диссертации, определяется научная новизна и практическая ценность результатов

С первого по второй пункт диссертационной работы приводятся и анализируются методы множественного доступа.

Проведено изучение и сравнение ортогонального и неортогонального множественного доступа. Сравнение пропускных способностей OFDMA и PD-NOMA. Проведен обзор новейших технологий физического уровня мобильной связи, применение которых рассматривается в сценариях следующего поколения для повышения спектральной эффективности.

Третий и четвертый пункты посвящены моделированию. Целью моделирования является сравнение характеристик помехоустойчивости каналов передачи данных OFDMA и PD-NOMA при одинаковой битовой скорости передачи R и одинаковых условиях распространения сигнала. Рассмотрены проблемы реализации PD-NOMA.

Пятый и шестой пункты посвящены расчетной части. Расчет энергетических параметров каналов связи является определяющим фактором для эффективного функционирования многоканальной системы. Для систем сотовой связи характерно управление параметрами абонентских каналов на

стороне узловой станции. Для этого должна быть произведена оценка параметров канала РРВ всех абонентов

В заключении приводятся основные результаты диссертационной работы.

1 Методы множественного доступа

Один из основных вопросов построения телекоммуникационных сетей – доступ множества абонентских (терминальных) устройств к общему коммуникационному ресурсу. Понятие множественного доступа связано с организацией совместного использования ограниченного физического ресурса многими каналами связи. Долгое время считалось, что каждому пользователю выделяется индивидуальный канал связи и количество каналов связи было эквивалентно количеству пользователей. Однако, в настоящее время одному абоненту может быть выделено несколько различных каналов связи (канал управления и широкополосный канал), а один канал связи может быть предназначен для нескольких пользователей (канал синхронизации, опорный канал). Эффективное применение методов множественного доступа и планирование частотно-временного ресурса может существенно увеличить спектральную эффективность системы.

Идеологически методы множественного доступа можно разделить на две категории – ОМА (Orthogonal Multiple Access – ортогональный или квазиортогональный метод множественного доступа) и NOMA (Non-Orthogonal Multiple Access – неортогональный метод множественного доступа) [1]. Под ортогональным (квазиортогональным) методом множественного доступа подразумевается распределение частотно-временного ресурса между каналами связи, используя ансамбли ортогональных (квазиортогональных) сигналов. Ключевым моментом во всех ОМА схемах является максимально возможное исключение межканальной интерференции, которая не позволяет достоверно демодулировать каналные символы. Однако, в процессе прохождения сигнала через канал распространения радиоволн может возникать неконтролируемая межканальная интерференция, которая допустима до тех пор, пока сигналы одних каналов незначительно увеличивают вероятность появления ошибок в других. В отличие от ОМА, группа методов NOMA основана на идее использования контролируемой межканальной интерференции для получения выигрыша спектральной эффективности. Разделение пользовательских каналов при обработке

сигнала происходит с помощью специальных алгоритмов компенсации межканальной помехи.

1.1 Методы ортогонального и квазиортогонального множественного доступа

Ортогональные и квазиортогональные методы множественного доступа ОМА основаны на принципе мультиплексирования каналов с исключением межканальной интерференции. К таким методам множественного доступа относятся:

1. FDMA (Frequency Division Multiple Access) - метод частотного разделения каналов). Каждому каналу выделяется определенный частотный ресурс.

2. TDMA (Time Division Multiple Access) – метод временного разделения каналов. Каждому каналу выделяется определенный временной ресурс.

3. CDMA (Code Division Multiple Access) – метод кодового разделения каналов. Каждому каналу выделяется сигнал из ансамбля ортогональных или квазиортогональных последовательностей.

4. OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) - ортогональное частотное разделение каналов. Каждому каналу выделяется участок частотно-временного ресурса в виде набора ортогональных поднесущих и временного слота с использованием OFDM-модуляции [11, 12].

5. SDMA (Space Division Multiple Access) – пространственное разделение каналов. Формируется многолучевая диаграмма направленности и каждый луч направлен в сторону абонента с помощью адаптивной фазированной антенной решеткой (АФАР).

6. PDMA (Polarization Division Multiple Access) – поляризационное разделение каналов.

7. WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) – широкополосный множественный доступ с кодовым разделением.

системах мобильной связи до настоящего момента использовались: FDMA, TDMA, CDMA и OFDMA.

Принцип FDMA заключается в том, что весь частотный спектр разделяется между пользователями на равные или не равные частотные полосы. Причем каналы могут быть как симметричными в обоих направлениях, так и асимметричными. Источники информации могут использовать выделенный им частотный ресурс неограниченно по времени, но при этом не должны создавать помехи соседним каналам. Чтобы избежать переходных помех вводят специальный защитный частотный интервал между соседними каналами. Это так называемая полоса расфильтровки. Она не используется для передачи информации и поэтому снижает общую пропускную способность имеющегося канала связи.

Метод FDMA используется как в аналоговых системах связи, так и в цифровых. В сотовой связи FDMA применяется во всех стандартах: NMT (Nordic Mobile Telephone), GSM (Global System for Mobile Communications), UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), LTE (Long Term Evolution), Mobile WIMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access).

Такое широкое распространение FDMA в первую очередь обусловлено тем, что все системы сотовой связи используют радио соединение на участке между мобильной станцией и базовой, а частота – это самый важный и ценный ресурс такого соединения. Дело в том, что в отличие от проводных соединений, доступ к которым имеют лишь абоненты данной сети, в радио соединениях доступ к эфиру имеют одновременно несколько абонентов/операторов/систем сотовой связи и они не могут работать на одной частоте в одной точке пространства. В связи с этим появляется необходимость в разделении всего имеющегося ресурса на частотные полосы.

FDMA часто применяется в совокупности с другими методами разделения каналов. В GSM частотный метод разделения применяется вместе с TDMA. Весь частотный диапазон разделяется на последовательно пронумерованные частотные симметричные в обоих направлениях полосы, каждый шириной 200 кГц. В свою очередь каждый частотный канал разделяется на 8 таймслотов, в которых уже и передается информация абонентов и системы. Между частотными каналами используется полоса расфильтровки для того, чтобы избежать переходных помех. В стандарте UMTS также используется FDMA вместе с CDMA. Однако в этом случае используют гораздо более широкие частотные каналы и меньшие полосы расфильтровки за счет меньшего уровня излучаемой мощности.

Основной принцип TDMA заключается в том, что имеющийся ресурс разделяется между участниками информационного обмена на циклически повторяющиеся промежутки времени. Промежутки времени получили название "таймслот" (timeslot, TS). При этом абонент может использовать всю ширину пропускания канала, но только в определенные временные отрезки. В такой ситуации главное, чтобы сигналы соседних таймслотов не накладывались друг на друга. Это может быть вызвано как слишком высокой мощностью передачи, так и помехами в канале, несовершенством используемого оборудования. Чтобы избежать подобных межслотовых помех часто вводят специальный защитный временной интервал. Таким образом, если часть энергии одного передатчика просочится за пределы отведенного ему таймслота, то она будет оказывать воздействие лишь на не несущий информацию защитный интервал. Введение такого интервала снижает общую пропускную способность канала связи, но необходимо для поддержания заданных характеристик качества обслуживания. Метод TDMA нашел широкое распространение после появления цифровых систем передачи, в частности PDH (Plesiochronous Digital Hierarchy - плезиохронная цифровая иерархия) и SDH (Synchronous Digital Hierarchy – синхронная цифровая иерархия). TDMA больше подходит для передачи цифрового потока, нежели FDMA, т.к. для его передачи как раз характерны особенности TDMA: широкополосность и небольшое время передачи.

Проблемой FDMA и TDMA является выделение большого (20-30% от общего количества ЧВР) защитного интервала в частотном и временном доменах соответственно для устранения межканальной интерференции, что является следствием низкой (по сегодняшним меркам) спектральной эффективности.

Принцип CDMA заключается в том, что каждому источнику информации назначается индивидуальный код, при помощи которого он кодирует передаваемое сообщение. Приемник информации также знает этот код и его задача в том, чтобы выделить закодированное сообщение нужного отправителя из всего потока других сообщений. В этом и заключается вся сложность, т.к. коды должны быть как можно меньше похожи друг на друга, даже при временном смещении сообщений. На математическом языке свойство "похожести" называется корреляцией. Таким образом, закодированные сообщения должны обладать как можно меньшей корреляцией. Этим свойством обладают ортогональные коды, взаимное скалярное произведение которых равно 0. На практике удается получить не полностью ортогональные коды, а почти ортогональные. Это означает, что ортогональное произведение стремится к 0, но не достигает его, чего вполне достаточно для устойчивой работы системы, но, в свою очередь, накладывает определенные ограничения. В теории если бы можно было сгенерировать бесконечное число полностью ортогональных кодов, то в одном канале связи смогли бы одновременно работать бесконечное число абонентов. Из-за неполной ортогональности кодов сигналы различных источников могут создавать помехи друг на друга. Причем чем выше мощности сигналов, тем острее может оказаться влияние. Поэтому число одновременно работающих абонентов и максимально возможная передаваемая мощность в системе с CDMA ограничены.

WCDMA-технология радиointерфейса, использующая широкополосный множественный доступ с кодовым разделением каналов, использующий две широкие полосы радиочастот по 5 МГц. Термин W-CDMA (3GPP Release 4) также используется для описания самостоятельного стандарта сотовой сети, проектировался как надстройка над GSM и работает в диапазоне 1900—2100 МГц.

WCDMA выбрана большинством операторов сотовой связи для обеспечения широкополосного радиодоступа с целью поддержки услуг 3G.

Технология оптимизирована для предоставления высокоскоростных мультимедийных услуг типа видео, доступа в Интернет и видеоконференций; обеспечивает скорости доступа вплоть до 2 Мбит/с на коротких расстояниях и 384 Кбит/с на больших с полной мобильностью. Такие величины скорости передачи данных требуют широкую полосу частот, поэтому ширина полосы WCDMA составляет 5 МГц.

Метод CDMA используется в основном в системах радиодоступа, т.к. в проводных системах его нецелесообразно использовать из-за высокой

сложности и стоимости приемо-передающих устройств. В сотовой связи принцип CDMA нашел применение в стандартах 2G и 3G. В частности стандарт CDMA-2000 включает этот метод множественного доступа на участке между базовой станцией (BTS) и мобильным оборудованием (MS). В UMTS используется модифицированный метод – WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access – широкополосный метод множественного доступа с кодовым разделением), главное отличие которого от CDMA заключается в том, что сигнал перед передачей в радиозфир дополнительно расширяется. Это в свою очередь, позволяет добиться лучшей помехустойчивости, безопасности и снижения потребляемой мощности.

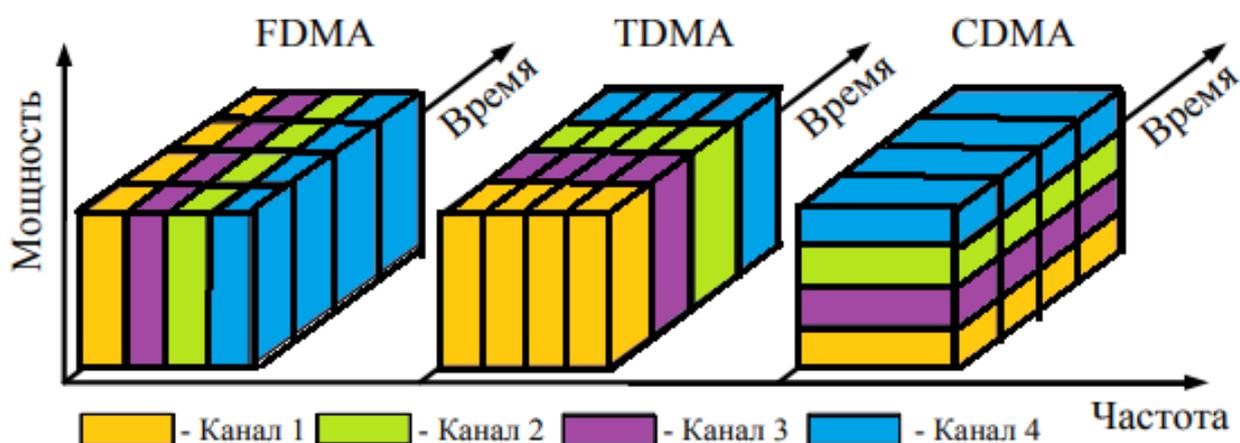


Рисунок 1.1 – Пример мультиплексирования 4-х каналов при использовании и ортогональных методов FDMA, TDMA и CDMA

1.2 Метод множественного доступа с ортогональным частотным разделением каналов OFDMA

Увеличение пропускной способности каналов передачи в мобильных системах связи привлекло за собой расширение используемой полосы частот, что привело к сокращению длительности символа цифровой модуляции. В условиях сложного многлучевого канала РРВ символы с малой длительностью сильнее подвержены межсимвольной интерференции (МСИ), чем символы с большей длительностью. МСИ является следствием наложения в приемнике символов друг на друга, которое возникает в случае наличия в точке приема радиосигнала не только прямого, но и отраженных или преломленных лучей. МСИ приводит к существенному росту вероятности ошибки демодуляции. Для борьбы с МСИ к каждому символу добавляется временной защитный интервал, на который расходуется определенное количество ресурса связи. Если количество ресурса, затраченное на борьбу с МСИ достаточно велико относительно ресурса, который используется для

передачи полезного сообщения, то можно говорить о низкой спектральной эффективности канала связи.

Технология OFDM позволяет сохранить низкую символьную скорость при высокой скорости передачи данных и такой же полосе пропускания, как у обычной цифровой модуляции с одной несущей. При использовании OFDM символы квадратурной модуляции записываются на ортогональные поднесущие, которые образуют спектр OFDM-символа, а процедура обратного преобразования Фурье формирует OFDM-символ во временной области. OFDM-символ так же обладает защитным интервалом, называемым циклическим префиксом (ЦП). ЦП представляет из себя копию хвостовых отсчетов символа, помещенных в начало. Таким образом, сохраняется взаимная ортогональность поднесущих OFDM символа. Длительность ЦП должна быть больше наибольшей задержки распространения сигнала и выбирается исходя из радиуса зоны обслуживания узловой станции. На сегодняшний день технология OFDM наиболее эффективно решает проблему межсимвольной интерференции, вызванной прохождением сигнала через канал с частотно – селективными замираниями и доплеровским рассеянием. OFDM модуляция так же обладает и недостатками. К первому недостатку относится чувствительность к межчастотной интерференции, которая возникает в случае нарушения ортогональности поднесущих при отсутствии синхронизации несущей частоты передатчика и приемника из-за влияния фазового шума [2,3]. Вторым недостатком – большое значение пик-фактора сигнала, который определяет жесткие требования к линейности аналоговых трактов передачи и разрядности ЦАП/АЦП [4]. В настоящее время метод множественного доступа с ортогональным частотным разделением каналов OFDMA является одним из наиболее эффективных для использования в мобильных системах связи и применяется в таких высокоскоростных системах как LTE [5-6] и Wi-MAX [6]. OFDMA основан на принципах ортогональной частотной модуляции OFDM. Под каждый пользовательский канал связи выделяется определенная полоса частот в виде набора ортогональных поднесущих OFDM-символа, которые могут содержать как модуляционные символы QAM, так и элементы кодовой последовательности. В спектральной области OFDM-символа происходит уплотнение нескольких пользовательских каналов по частоте. Пример мультиплексирования 4-х каналов методом OFDMA представлен на рисунке 1.2.

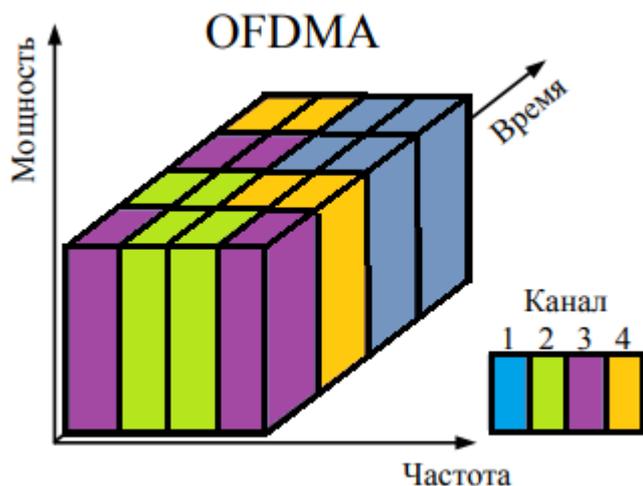


Рисунок 1.2 – Мультиплексирование OFDMA 4-х каналов

Частотный ресурс между пользователями распределяется более эффективно с учетом знания об оценке импульсной характеристике канала РРВ каждого пользователя, которая может быть получена по служебному каналу обратной связи. Канальные символы конкретного пользователя передаются на тех поднесущих, которые наименее подвержены искажению в канале РРВ этого пользователя.

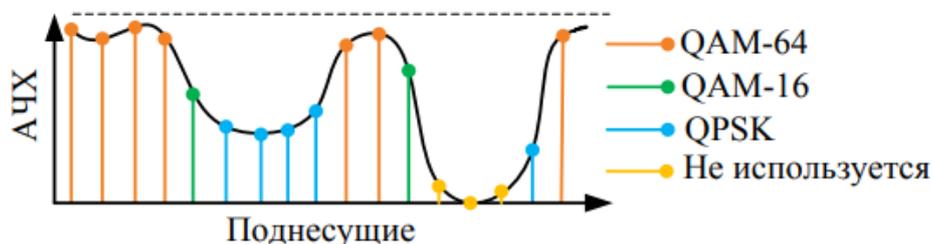


Рисунок 1.3 – Пример адаптивной модуляции поднесущих

1.3 Методы неортогонального множественного доступа

Метод NOMA предусматривает, что в одно и то же время, на тех же частотах с одинаковыми методами расширения спектра и кодирования сигналов может быть предоставлено множественный доступ к сети на основе распределения мощностей сигналов. Другими словами, для множественного доступа в NOMA используется домен мощности, в котором разные уровни мощности задействованы для обслуживания различных пользователей.

Считается, что при этом каждым пользователем в NOMA может быть использована вся пропускная способность канала доступа к сети в течение всего времени связи, из-за чего достигается уменьшение задержек, а скорость передачи данных пользователей может быть увеличена.

В PD-NOMA для разделения каналов вводится дополнительный домен – мощность. Таким образом, пользовательские каналы располагаются в едином частотно-временном ресурсе, но имеют отличную друг от друга мощность. Для приема и обработки PD-NOMA сигнала используется метод последовательного подавления помех SIC (Serial interference cancellation) [7]. Существует еще два метода неортогонального множественного доступа, тесно связанные с NOMA: Pattern Division Multiple Access (PDMA) [8] и Spatial Division Multiple Access (SDMA) [9-10]. PDMA может быть реализован в нескольких доменах. На стороне передатчика реализуется максимальное разнесение и минимизация наложений пользовательских каналов друг на друга, образуя неортогональные сектора. Мультиплексирование секторов происходит в кодовом домене, пространственном домене или одновременно в обоих доменах. В SDMA для разделения абонентов используется индивидуальная импульсная характеристика канала. Этот принцип оказывается полезным в случае, если число восходящих пользовательских каналов значительно превышает число антенн базовой станции. Классификация методов неортогонального множественного доступа, предложенных для использования в системах мобильной связи следующего поколения представлена на рисунке 1.4. Наиболее перспективными для исследования и применения являются методы SCMA и PD-NOMA [11-12].

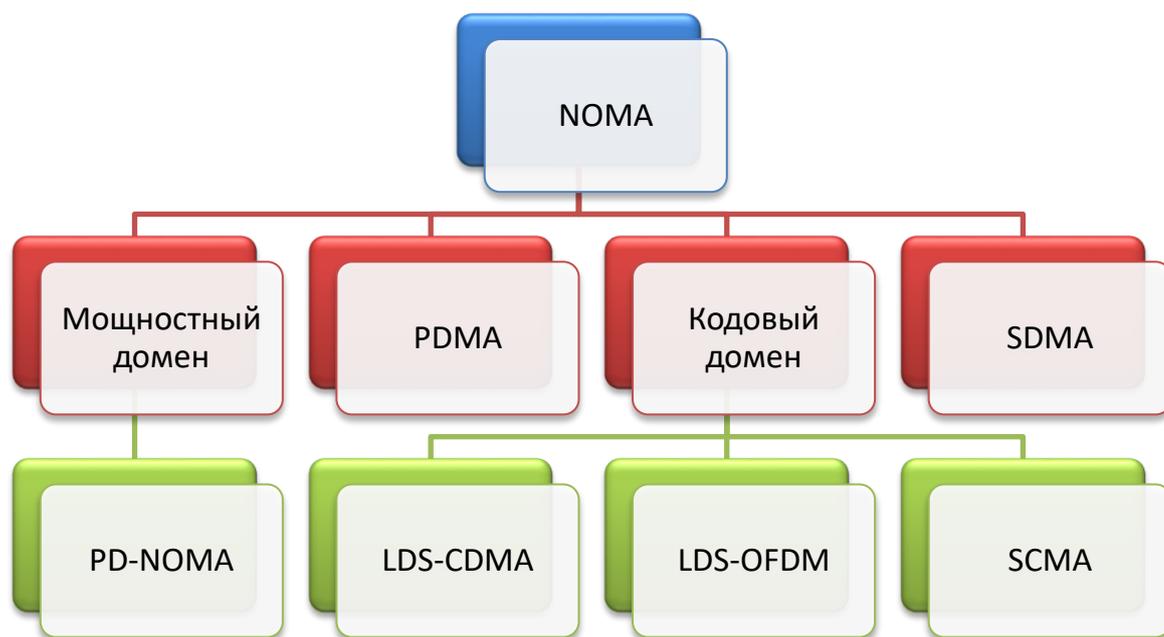


Рисунок 1.4 – Классификация неортогональных методов множественного доступа

В сравнении с традиционным ортогональным множественным доступом NOMA имеет несколько значительных преимуществ:

1. NOMA обеспечивает превосходную спектральную эффективность за счет одновременного обслуживания нескольких пользователей с одним и тем же частотным ресурсом и алгоритмом подавления помех – SIC;

2. Рассматриваемая технология увеличивает количество одновременно обслуживаемых абонентов, а, следовательно, в перспективе с помощью NOMA может быть организована связь с "массивом пользователей". Вполне возможно, что вскоре после ее внедрения мы услышим о том, что NOMA способна уплотнять в один канал 16, 32, 64 и т.д. пользователей (аналогично глубине модуляции, например, QAM 64 и пр.).

3. NOMA позволит уменьшить задержку в сети при передаче данных, так как пользователю не нужно будет ожидать запланированного временного интервала для передачи своей информации. Пользователь просто начнет передавать сигнал в любой промежуток времени, который сможет быть декодирован получателем

4. Благодаря гибкому управлению мощностью между сильными и слабыми пользователями NOMA может обеспечить нужное качество обслуживания для каждого абонента в отдельности. В частности, так как для слабого пользователя выделяется больше мощности в канале, то это позволяет обеспечить хорошую пропускную способность для абонентов, находящихся на границе соты. И тем самым гарантировать одинаковое качество обслуживания всем абонентам в соте.

Следует отметить, что первое упоминание описываемой технологии и возможности ее применения в 5G приводилось в статье [13], опубликованной еще в 2013 году. NOMA будет работать совместно с существующими решениями радиодоступа. Так производительность NOMA может быть дополнительно увеличена за счет объединения с технологией многоантенного радиодоступа MIMO (англ.: Multi-Input Multi-Output). В этом случае пользователи объединяются в кластеры и алгоритм NOMA применяется для всех пользователей, находящихся в одном кластере. Тут конечно появляются дополнительные проблемы, например, оптимального объединения пользователей в кластер, но это уже тема другой статьи. Итак, перейдем к техническим сложностям и ограничениям, которые предстоит решить для успешного внедрения NOMA:

1. Каждому пользователю до кодирования собственной информации необходимо декодировать информацию всех других пользователей с худшим коэффициентом усиления канала (тех пользователей, которые находятся в одном кластере). Само собой, это приводит к сложности приема и дополнительным затратам вычислительных и энергетических ресурсов абонентского устройства на "расшифровку" получаемых данных.

2. Когда в системе SIC возникнет ошибка, то, вероятнее всего, последующее декодирование информации для других пользователей будет выполнено ошибочно. Это в свою очередь означает, что количество пользователей в каждом кластере будет достаточно низкое, чтобы уменьшить эффект распространения ошибок.

3. Для получения преимуществ мультиплексирования "по мощности" с использованием NOMA, требуется значительная разность коэффициентов

усиления канала между сильными и слабыми пользователями. Это ограничивает эффективное количество пар пользователей, что, в свою очередь, уменьшает коэффициент суммарного прироста NOMA.

4. Для работы NOMA каждый пользователь должен отправлять базовой станции информацию о коэффициенте усиления своего канала, а технология NOMA довольно чувствительна к неточности определения этого коэффициента.

5. Совместная работа агрегированных каналов и NOMA также может дополнительно увеличить скорость передачи данных конечному пользователю, однако какой тип агрегирования для этого подходит, пока не определено.

6. Также пока не до конца решенной задачей является сам алгоритм выделения мощностных ресурсов для каждого абонента, который должен обладать низкой степенью сложности для наилучшей производительности NOMA.

7. Нужно реализовать безопасность соединения на физическом уровне, что также является довольно интересным и пока до конца не решенным направлением.

Несмотря на вышеуказанные обстоятельства, NOMA была включена в официальную документацию по разработке технологий для 5G "White Papers" таких корпораций как ZTE Corp., SK Telecom и пр., а DOCOMO и MediaTek проводят совместные исследования по внедрению этой технологии [2]. NOMA также рассматривалась в первом исследовании, посвященном 5G – New Radio (Release 14), а тенденция использования NOMA сохраняется и в 15 релизе в рамках сотрудничества таких компаний как DOCOMO, Huawei, Intel, Qualcomm и Samsung.

1.4 Метод множественного доступа с разреженным кодом SCMA

Первая работа, посвященная SCMA, была опубликована в 2013 году [15]. В основе метода множественного доступа с разреженным кодом SCMA лежит идея совмещения кодового разделения каналов (CDMA) и ортогонального частотного разделения каналов (OFDMA). Пользовательские каналы разделяются в трех доменах: временном, частотном и кодовом. Подобная реализация используется в методе многочастотного кодового разделения каналов MC-CDMA (Multi Carrier CDMA).

Алгоритм детектирования предполагает использование набора корреляторов и блоков быстрого преобразования Фурье [16,17]. Уменьшение вычислительной сложности детектирования сигналов с расширением спектра кодовой последовательностью достигается с помощью использования кодов с низкой плотностью сигнатур LDS (Low Density Signature). Для детектирования LDS-символов применяется алгоритм распространения доверия MPA (Message Passing Algorithm), существенно снижающий вычислительные затраты. В отличие от LDS, в SCMA происходит формирование многомерных

комплексных кодовых слов вместо двоичных кодов, осуществляющих распределение QAM символов.

Благодаря этому достигается существенный выигрыш помехозащищенности системы связи. Кодовые слова SCMA неортогональны, а их количество может превышать количество физических ортогональных поднесущих OFDM.

На данный момент существует две основные актуальные задачи в рамках SCMA. Во-первых – разработка упрощенных алгоритмов декодирования SCMA сигналов. Декодирование SCMA основано на итерационном методе МРА, а вычислительная сложность существенно растет с увеличением количества мультиплексированных каналов. Во-вторых – реализация кодовых книг для канального мультиплексирования, которые напрямую определяют помехоустойчивость канала и, соответственно, его пропускную способность. SCMA включает подходы OFDMA – передача данных ведется на ортогональных поднесущих, формируемых с помощью обратного быстрого преобразования Фурье. SCMA также использует подходы кодов с низкой плотностью проверок на четность. LDPC – для распределения пользователей по поднесущим используются разреженные матрицы, а для детектирования символов – вероятностные алгоритмы, основанные на алгоритме МРА (Message Passing Algorithm), применяемом для декодирования LDPC кодов[25]. Характеристики SCMA полностью определяются кодовыми книгами, которые построены на формирующих разреженных матрицах. Система связи, работающая с кодовыми книгами, построенными на основе разреженных матриц, может адаптивно подстраиваться под состояние канала, обеспечивая необходимую вероятность битовой ошибки, используя саму структуру кодовой книги. Количество пользователей может превосходить количество поднесущих, что является одним из ключевых достоинств SCMA, благодаря возможности в ограниченном частотном ресурсе обеспечить работу большего числа пользователей по сравнению с существующими системами связи. Также SCMA превосходит существующие системы с OFDM в помехоустойчивости.

1.5 Метод множественного доступа с разделением каналов по мощности PD-NOMA

В основании метода PD-NOMA лежит технология суперпозиционного кодирования SC (Superposition Coding), представленная впервые в [53]. Технология SC позволяет одновременно передавать информацию нескольким абонентским устройствам в одной полосе частот. Разделение пользовательских каналов происходит по мощности, а общий сигнал на выходе передатчика является суперпозицией сигналов всех пользователей с отличной друг от друга мощностью. Для демодуляции SC сигнала используется алгоритм SIC.

Также стоит обратить внимание на технологии формирования многолучевой диаграммы направленности в мобильных системах связи,

которая получила наименование Massive MIMO [18]. MIMO (англ. Multiple Input Multiple Output) — метод пространственного кодирования сигнала, позволяющий увеличить полосу пропускания канала, в котором передача данных и прием данных осуществляются системами из нескольких антенн. Передающие и приёмные антенны разносят так, чтобы корреляция между соседними антеннами была слабой..

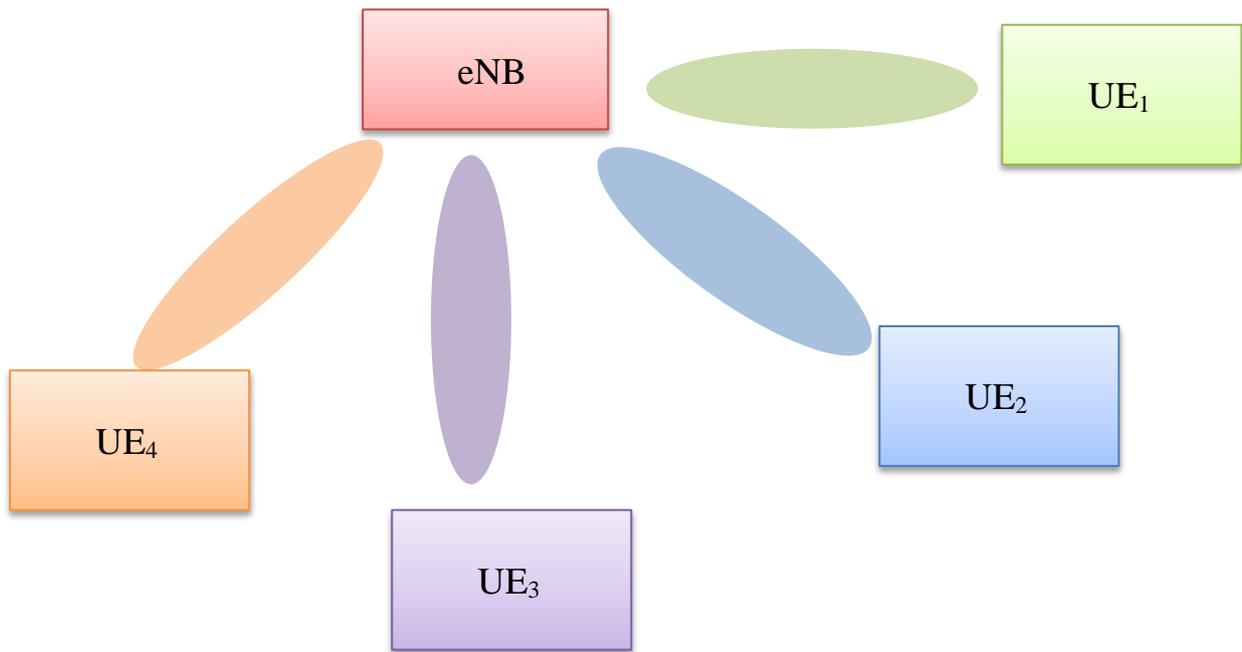
Главное преимущество Massive MIMO перед традиционными системами MIMO состоит в возможности адаптивного диаграммообразования или формирования множества лучей (beamforming) в многопользовательском режиме (multi-user Massive MIMO), при котором потоки данных передаются заранее назначенным пользователям. При этом одной антенной станции выделяются те же самые ресурсные блоки, что и другим АС в пределах одной соты. Посредством такого разнесения в пространстве достигается экономия частотно-временного ресурса или, иными словами, повышение спектральной эффективности. Кроме этого, так как потенциальная точность концентрации направленного луча на заданный мобильный терминал достаточно высока, интерференционные помехи между лучами должны значительно уменьшаться. За счет снижения интерференционных помех более не требуются (или требуются в весьма малых объемах) сложные механизмы ортогонализации сигналов, что значительно упрощает предварительную обработку сигналов и повышает энергетическую эффективность. Ключевые преимущества системы Massive MIMO – энергетическая и спектральная эффективность.

Энергетическая эффективность характеризуется количеством бит в секунду, приходящихся на 1 Вт мощности сигнала, отнесенной к спектральной плотности шума. Следовательно, чем выше энергетическая эффективность, тем меньшее отношение сигнал/шум требуется для передачи одного бита данных. Применение в системах мобильной связи технологий Massive MIMO, обладающих высокой энергетической эффективностью, позволяет снизить энергопотребление оборудования, улучшить электромагнитную совместимость за счет снижения излучаемой мощности, а также повысить экологическую безопасность передающих радиотехнических объектов, особенно АС.

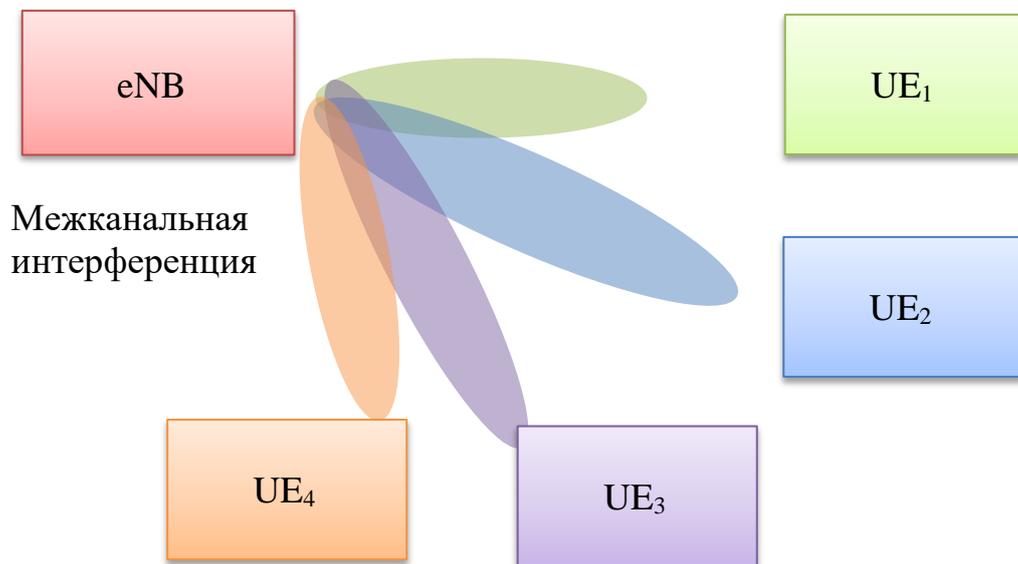
Согласно моделированию и оценке в [19], можно отметить значительные преимущества систем Massive MIMO по показателю спектральной эффективности. Например, для случая использования полосы частот 20 МГц были получены следующие результаты: каждый абонентский терминал в соте имеет возможность получить скорость передачи данных до 17 Мбит/с; общая пропускная способность соты составляет 730 Мбит/с, что соответствует спектральной эффективности 36,5 бит/с/Гц.

Практические измерения спектральной эффективности в [17] показали высокие на сегодняшний день результаты: 79,4 бит/с/Гц (при наличии 128 антенн на БС и полосе частот 20 МГц), что эквивалентно скорости передачи

данных 1,59 Гбит/с. Пример технологии Massive MIMO приведен на рисунке 1.5.



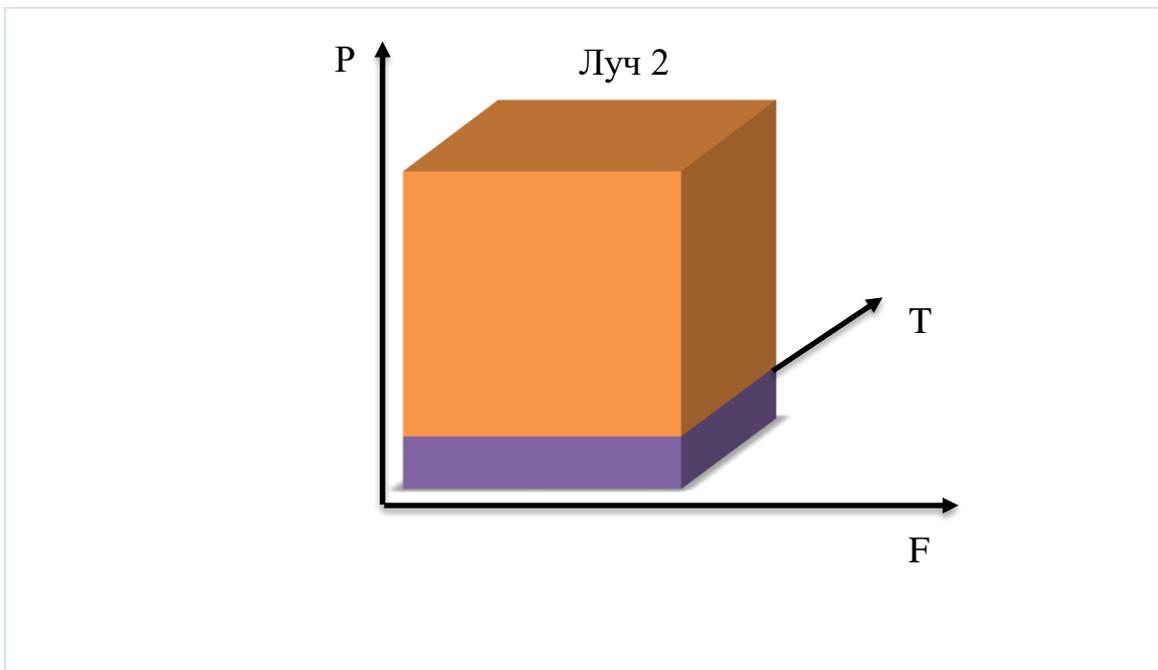
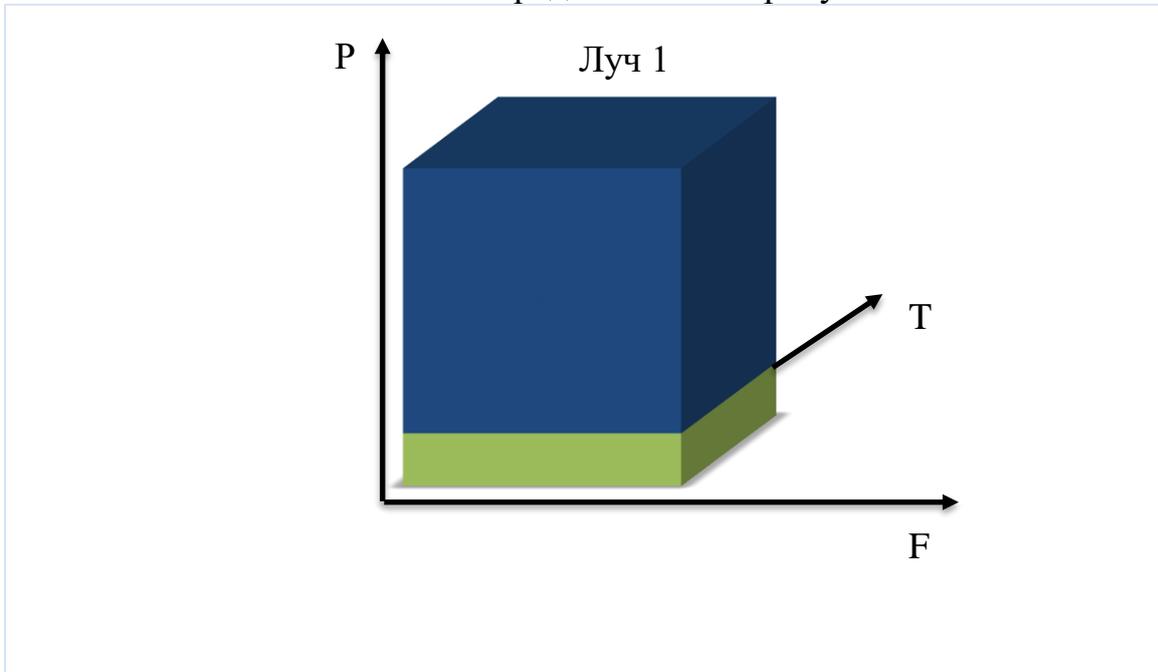
a



б

Рисунок 1.6 – Технология Massive MIMO: *a* – межканальная интерференция отсутствует; *б* – межканальная интерференция присутствует

Используя метод PD-NOMA в комбинации с Massive MIMO можно получить компромиссное решение, используя преимущества обоих методов. Группы из нескольких пользователей UE, имеющих достаточно близкую угловую координату относительно узловой станции eNB, могут быть мультиплексированы методом PD-NOMA в рамках одного луча. Для обработки сигнала может быть применен алгоритм последовательного подавления помех SIC. Схема MIMO/PD-NOMA представлена на рисунке 1.6.



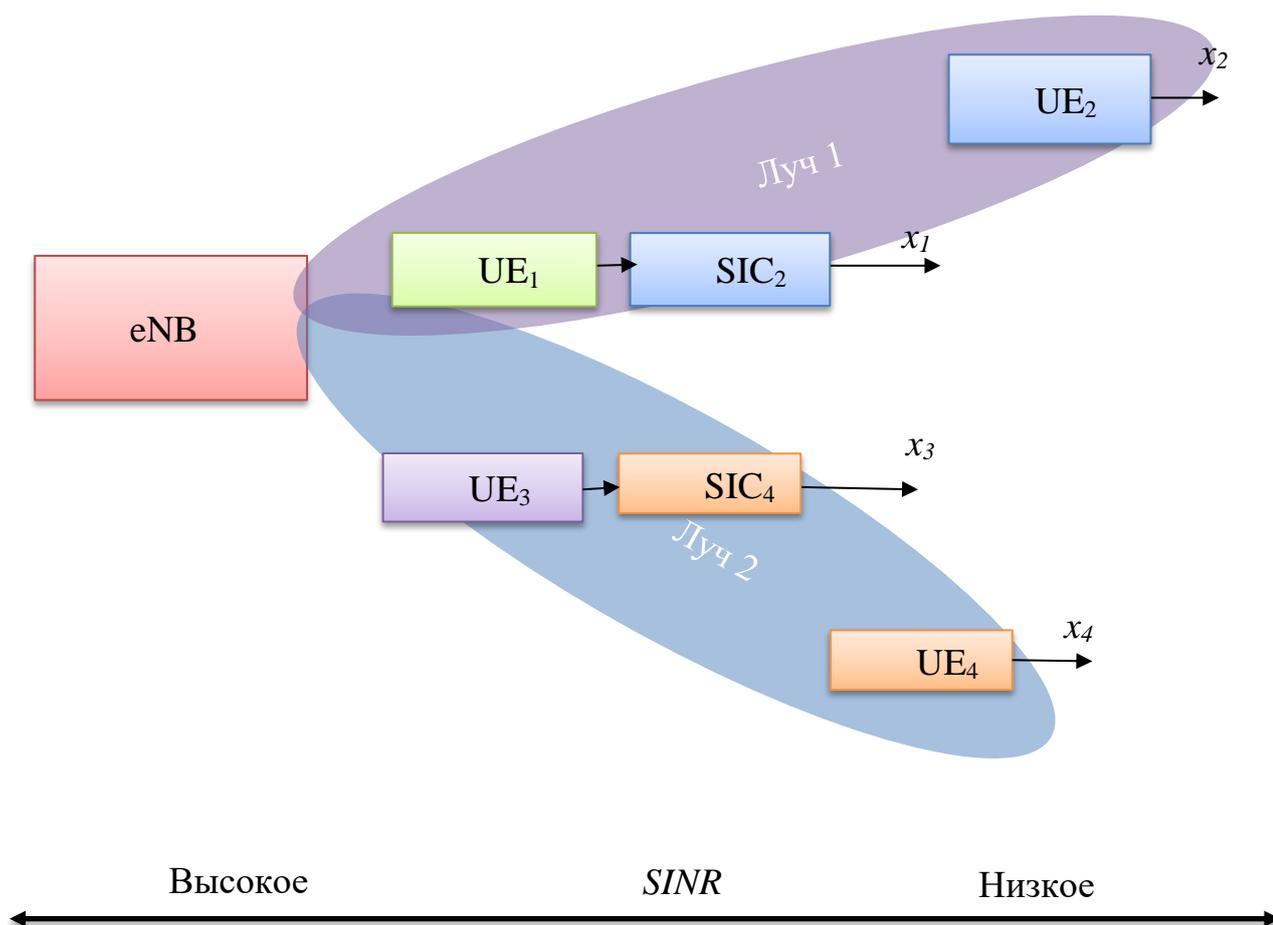


Рисунок 1.7 – Схема MIMO/PD-NOMA

2. Метод неортогонального множественного доступа PD-NOMA

Метод неортогонального множественного доступа с разделением каналов по мощности PD-NOMA предполагает использование мощностного домена для разделения пользовательских каналов, которые при этом физически размещаются в едином частотно-временном ресурсе, но имеют отличную друг от друга мощность. Пример мультиплексирования 4-х каналов методом PD-NOMA изображен на рисунке 2.1. Величины мощности, выделенной каждому каналу, должно быть достаточно для обеспечения заданной скорости передачи в имеющихся условиях канала РРВ. Недостаток выделенной мощности канала приведет к росту ошибок демодуляции канальных символов, а переизбыток мощности приведет к увеличению межканальной интерференции и уменьшению помехоустойчивости соседних каналов.

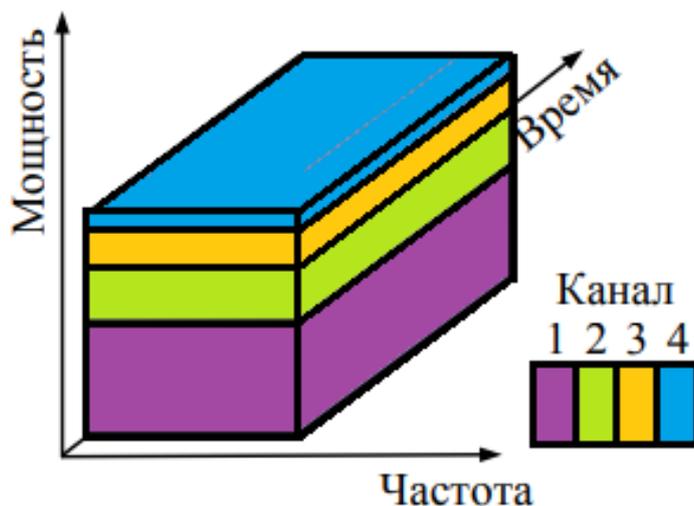


Рисунок 2.1 – Пример мультиплексирования 4-х каналов

Чем больше отношение мощностей в мультиплексируемых каналах, тем легче компенсировать межканальную помеху. Поэтому применение PD-NOMA оказывается выгодным в ситуации, когда абонентские каналы передачи сильно различаются по отношению сигнал/шум (ОСШ). Тогда пользователю с простым каналом РРВ и высоким отношением сигнал/шум (4-й канал на рисунке 2.1) возможно предоставить малую долю мощности относительно пользователя с сложным каналом РРВ и низким отношением сигнал/шум (1-й канал на рисунке 2.1). При этом выделенной мощности должно быть достаточно для обеспечения требуемой скорости передачи всех абонентов. В мобильных системах связи в реальном времени могут получать доступ к сети несколько десятков и даже сотен абонентов, расположенных случайно зоне радиодоступа узловой станции. Поэтому всегда возможны ситуации, в которых каналы РРВ пользователей значительно отличаются друг от друга. Характеристика канала РРВ зависит от трассы прохождения сигнала, которая в пределах городской застройки может быть как простой, так и очень сложной. Рассмотрим случай мультиплексирования методом PD-NOMA двух абонентов, когда первый абонент UE1 (User Equipment – пользовательское оборудование) находится близко к узловой станции eNB (eNodeB – обозначение узловой станции в документации LTE), а второй UE2 – на ее окраине. В простейшем случае канал РРВ не имеет частотно-селективных замираний, а ослабление сигнала обусловлено только распространением в свободном пространстве. На рисунке 2.2 приведено применение PD-NOMA для двух пользователей в пределах соты узловой станции.

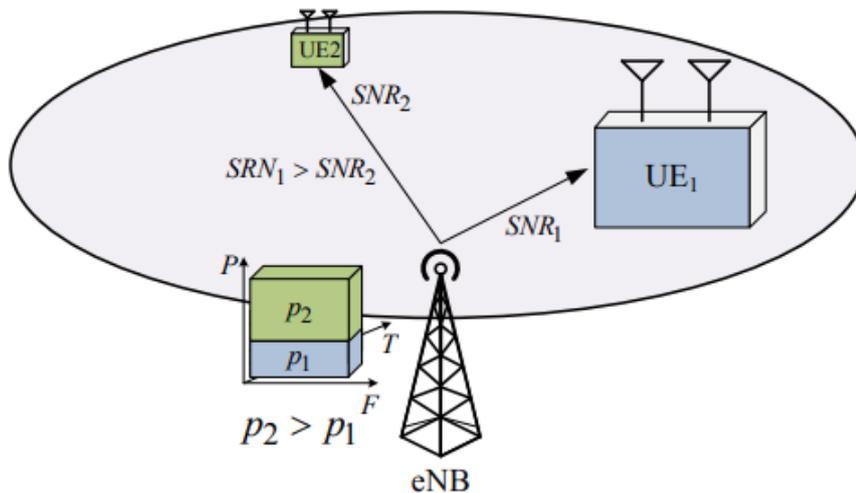


Рисунок 2.2 – Пример применения PD-NOMA для двух пользователей в пределах соты узловой станции

При одинаковой мощности собственных шумов приемника UE1 обладает лучшим ОСШ, чем пользователь UE2 ($SNR_1 > SNR_2$). Для эффективной демодуляции пользователю UE2 будет выделена наибольшая часть доступной мощности, а пользователю UE1 – наименьшая ($p_1 < p_2$), а значения величин $p_{1,2}$ рассчитываются с учетом $SNR_{1,2}$.

Рассмотрим формирование сигнала PD-NOMA нисходящего потока (Downlink), который содержит в себе K пользовательских каналов. Пусть \mathbf{X}_k - вектор канальных символов k -го канала, а p_k - парциальная мощность k -го канала. Назовем каналы с мощностью p_k - каналами верхнего уровня, а каналы с мощностью p_k - каналами нижнего уровня относительно k -го канала. Тогда общий транспортный сигнал \mathbf{S} формируется по следующему правилу:

$$\mathbf{S} = \sum_{k=1}^K \sqrt{p_k} \cdot \mathbf{X}_k \quad (2.1)$$

Структурная схема канала передачи PD-NOMA сигнала изображена на рисунке 2.3. Сигнал Z_k на входе k -го абонента представляет собой транспортный сигнал \mathbf{S} , прошедший через k -й индивидуальный канал распространения радиоволн:

$$\mathbf{Z}_k = \mathbf{H}_k \otimes \mathbf{S} + \mathbf{N}_k$$

где \mathbf{Z}_k – сигнальный вектор на входе k -го приемника, \mathbf{S} – сигнальный вектор на выходе передатчика, \mathbf{H}_k – вектор значений импульсной характеристики канала передачи, \mathbf{N}_k – вектор отчетов аддитивной помехи, а \otimes – операция свертки.

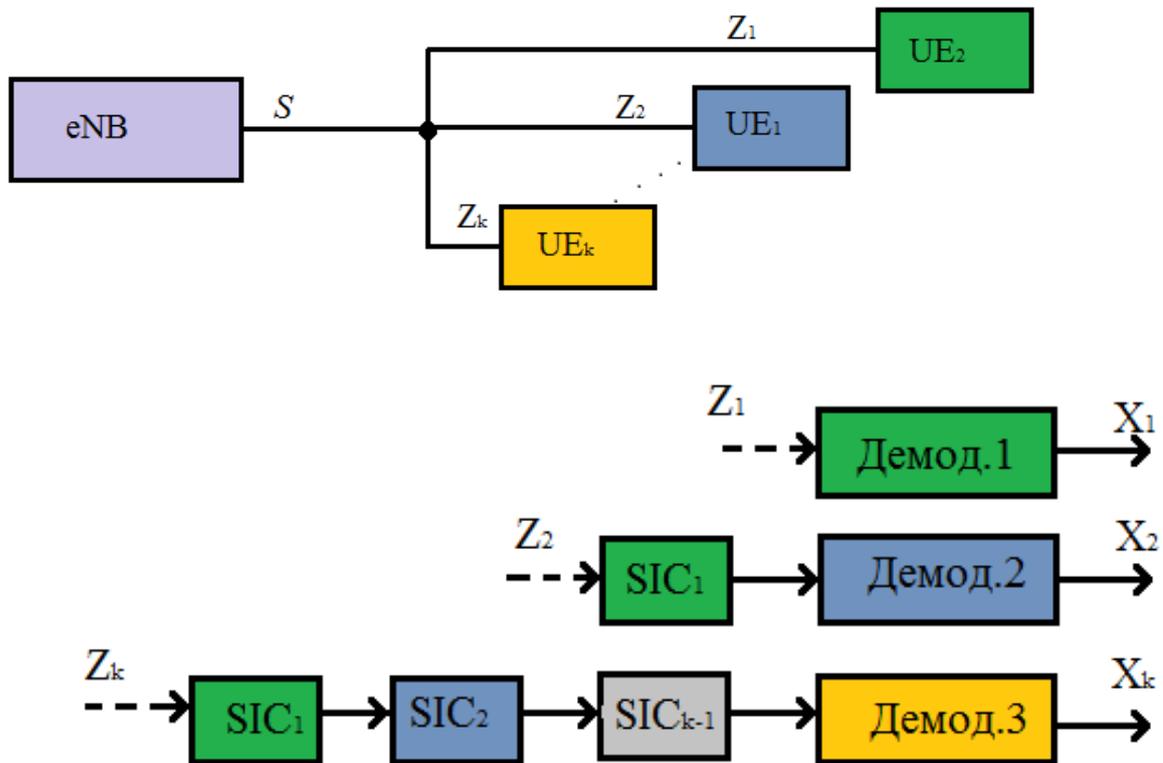


Рисунок 2.3 – Структурная схема канала передачи PD-NOMA

2.1 Расчет пропускной способности канала связи PD-NOMA

Расчет предельной пропускной способности C канала связи PD-NOMA происходит с помощью теоремы Шеннона [20], которая говорит о том, что предельная пропускная способность канала связи в канале с АБГШ:

$$C = F \cdot \log_2 (1 + SNR), \quad (2.2)$$

где F – ширина полосы канала, а SNR – отношение сигнал/шум, которое может быть выражено:

$$SNR = \frac{\alpha \cdot P}{N} \quad (2.3)$$

где P – мощность сигнала, а α – ослабление сигнала и N – мощность АБГШ в канале связи.

Пропускная способность единственного канала связи в системе будет определяться теоремой Шеннона. В многоканальной системе связи, состоящей из

K каналов, общая пропускная способность системы $C_{\text{сист}}$ является суммой

пропускных способностей всех каналов $C_{\text{сист}} = \sum C_{1...K}$. Для многоканальных систем

с частотным разделением каналов FD (Frequency Division) пропускная способность

k -го канала будет определяться:

$$C_k^{FD} = F_k \cdot \log_2\left(1 + \frac{\alpha_k \cdot P_k}{N_k}\right) \quad 1 \leq k \leq K \quad (2.4)$$

В данном случае доступная полоса F системы разделяется на диапазоны F_k , каждый из которых предназначен для k -го канала. В идеальном случае при ортогональном мультиплексировании межканальная интерференция отсутствует и в первом приближении помехой является только АБГШ. На рисунке 2.9 приведена зависимость при мультиплексировании 1-го, 2-х и 4-х каналов ($K = 1, 2, 4$), полученная с помощью выражения (2.4) при разделении доступного частотного ресурса поровну ($F C_k^{FD}(SNR)_1 = F_2 = \dots = F_k$) между каналами.

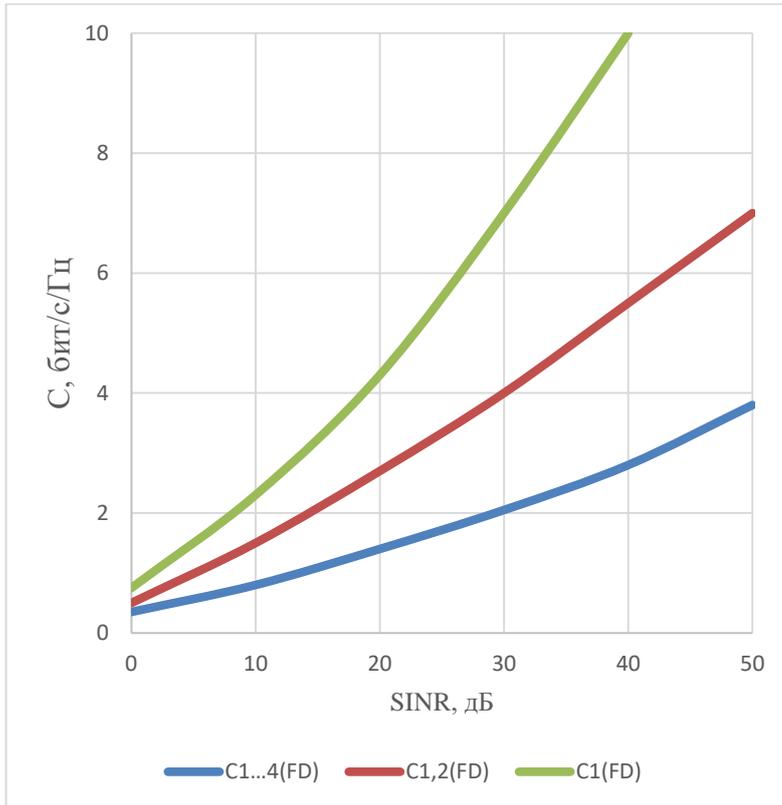


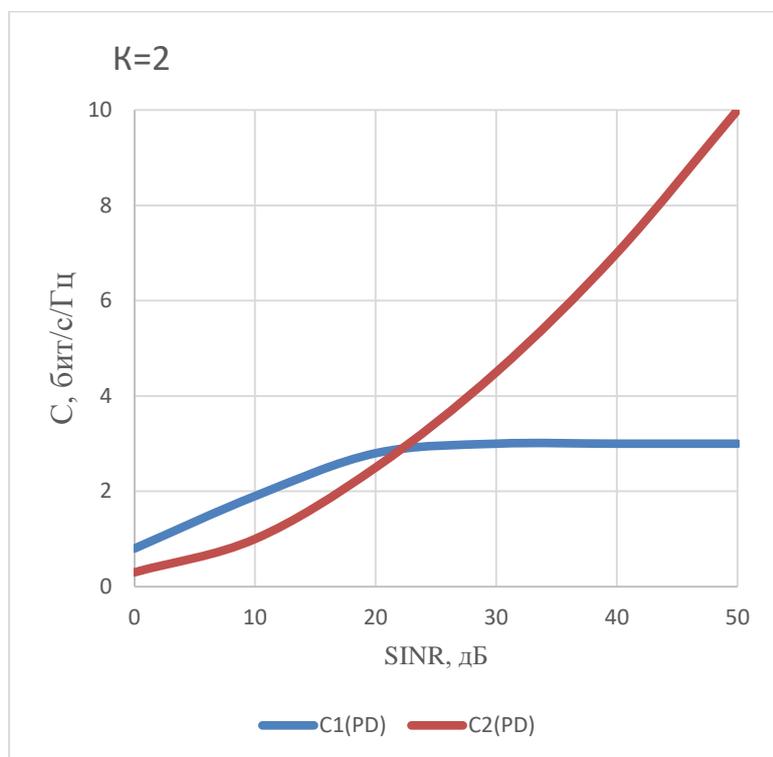
Рисунок 2.4 – Зависимость $C_k^{FD}(SNR)$

В многоканальной системе из K каналов с разделением по мощности PD (Power Division), одновременно использующих единую полосу F при известных парциальных мощностях в каналах $p_1 \dots p_K$ пропускная способность k -го канала определяется:

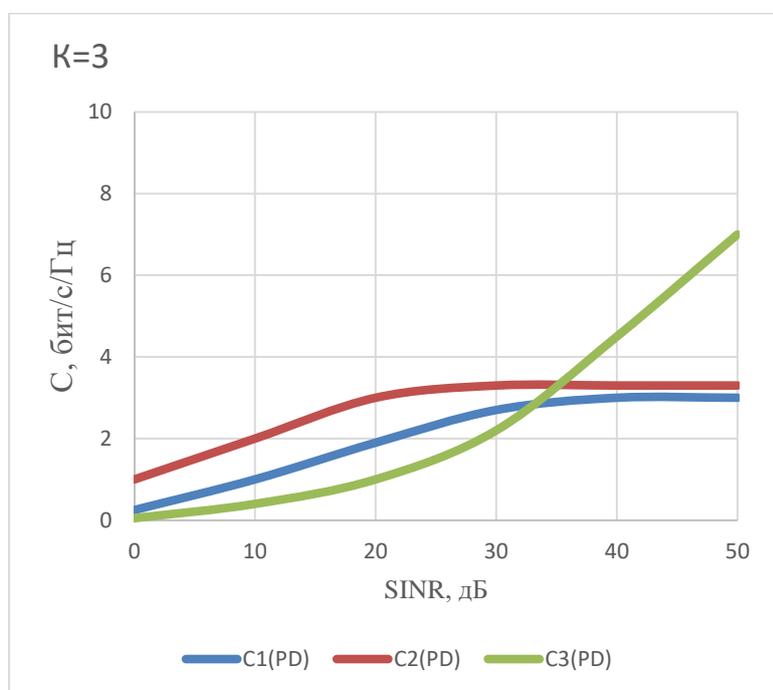
$$C_k^{PD} = \begin{cases} F \cdot \log_2\left(1 + \frac{\alpha_k \cdot p_k}{\alpha_k \cdot \sum_{i=k+1}^K p_i \cdot N_k}\right) & 1 \leq k \leq K \\ F \cdot \log_2\left(1 + \frac{\alpha_k \cdot p_k}{N_k}\right) & k = K \end{cases} \quad (2.5.)$$

В каналах $1 \leq k < K$ сумма парциальных мощностей $\sum p_i$ каналов $i < k$ является системной помехой для k -го канала, а в последнем K -ом канале при полном устранении системной помехи искажения вносит только АБГШ мощностью N_K . Поэтому, выражение (2.5) справедливо в случае полного

устранения системной помехи каналов верхнего уровня при SIC-демодуляции. На рисунке 2.10 приведена зависимость $C_k^{PD}(SNR)$ для 2-х и 3-х каналов ($K=2$ и $K=3$), полученная с помощью выражения (2.5).



a



б

Рисунок 2.5 – Зависимость $C_k^{PD}(SNR)$ при мультиплексировании: *a* – 2-х каналов; *б* – 3-х каналов

2.2 Представление системной помехи в качестве АБГШ

В выражениях расчета пропускной способности PD-NOMA каналов (2.5) в качестве системной помехи от пользовательских каналов нижнего уровня используется АБГШ. При использовании этого допущения возможно получить наихудшую характеристику пропускной способности канала, т.к. АБГШ является наихудшей помехой из всех возможных [21]. Пропускную способность канала с известной помехой можно рассчитать, используя теорему Шеннона [76], представляя энтропию системной помехи в качестве энтропии АБГШ, взятого с коэффициентом. Если x_1, x_2, \dots, x_n - мгновенные значения системной помехи в последовательных точках отсчета, а $p(x_1, x_2, \dots, x_n) dx_1 \dots dx_n$ - вероятность того, что эти значения лежат между x_1 и $x_1 + dx_1$, x_2 и $x_2 + dx_2$ и т.д., то энтропия помехи описывается выражением:

$$H_n = -\frac{1}{n} \int \dots \int p(x_1, x_2, \dots, x_n) \times \log_e p(x_1, x_2, \dots, x_n) dx_1 \dots dx_n$$

Измерение случайности системной помехи можно проводить по сравнению с белым шумом. Мощность белого шума, имеющего такую же энтропию, как данная помеха. Согласно теореме [21] пропускная способность канала C лежит в пределах: $N_1 = \frac{1}{2\pi e} \exp(2H)$

$$F \cdot \log_2 \left(\frac{P+N_1}{N_1} \right) \leq C \leq F \cdot \log_2 \left(\frac{P+N}{N_1} \right),$$

где P – средняя мощность сигнала, F – полоса сигнала, N – мощность помехи в полосе F , N_1 – энтропийная мощность в полосе F .

Если помеха представляет АБГШ, то $N_1 = N$ и обе границы совпадают, а вычисление сводится к классической теореме Шеннона о пропускной способности канала. Для помехи, не представляющей АБГШ, $N_1 < N$. Поэтому АБГШ является наихудшей помехой из всех возможных и, представляя системную помеху в качестве АБГШ, рассматривается нижняя граница предельной пропускной способности канала.

2.3 Сравнение пропускных способностей OFDMA и PD-NOMA

Для сравнения PD-NOMA и OFDMA рассчитывается суммарная пропускная способность систем $S_{\text{сист}}$ при мультиплексировании каналов двух пользователей UE1 и UE2 (простейший случай) с помощью выражений (2.4, 2.5). Пусть пользователи UE1,2 расположены на расстоянии $d_1 > d_2$ от узловой станции eNB. Рассмотрим распространение сигнала в открытом пространстве, в котором подавляющее влияние на сигнал оказывает ослабление α . В первом приближении ослабление одинаковых сигналов зависит только от расстояния d , тогда ослабление в каналах пользователей будет $\alpha_1 < \alpha_2$. Структурная схема распространения сигнала от eNB до UE1,2 изображена на рисунке 2.6.

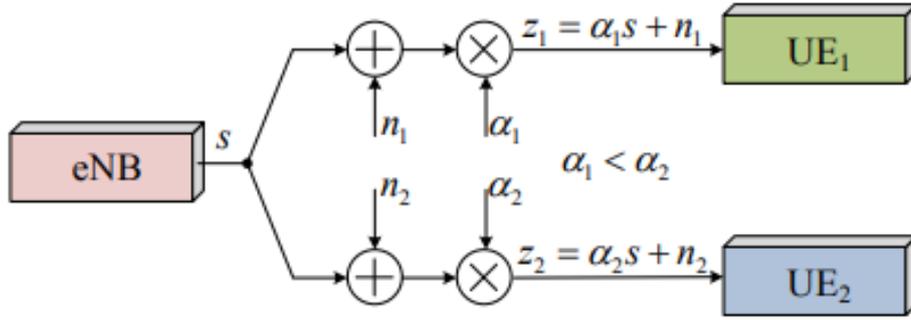


Рисунок 2.6 – Структурная схема распространения сигнала

Обозначим $UE_{1,2}^{FD}$ и $UE_{1,2}^{PD}$ за каналы связи PD-NOMA и OFDMA. Пусть F – полоса передачи сигнала, а P – излучаемая мощность сигнала в этой полосе. Оба канала $UE_{1,2}^{PD}$ занимают единый частотный ресурс F , используя для передачи мощность: p_1 – мощность UE_1^{PD} и $p_2 = P - p_1$ – мощность UE_2^{PD} , при этом $p_1 > p_2$ (т.к. $\alpha_1 < \alpha_2$). Оба канала $UE_{1,2}^{FD}$ используют мощность P , но занимают часть частотного ресурса: F_1 – полоса UE_1^{FD} и $F_2 = F - F_1$ – полоса UE_2^{FD} . Распределение частотного и энергетического ресурсов между пользователями представлено на рисунке 2.14.

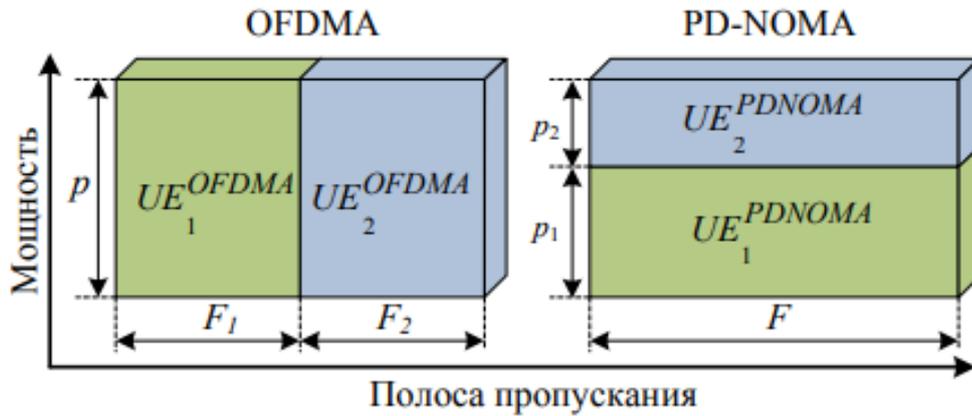


Рисунок 2.7 – Мультиплексирование каналов в PD-NOMA и OFDMA

Воспользуемся формулами (2.4, 2.5) для записи выражения расчета пропускной способности C каналов $UE_{1,2}^{PD}$ и $UE_{1,2}^{FD}$ и соответственно:

$$C_1^{FD} = F_1 \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_{k1} \cdot P}{N_k} \right)$$

$$C_2^{FD} = F_2 \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_2 \cdot P}{N_k} \right)$$

(2.6)

$$C_1^{PD} = F \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_1 \cdot p_1}{\alpha_1 \cdot p_2 + N_1} \right)$$

$$C_2^{PD} = F \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_1 \cdot p_2}{N_2} \right)$$

Зададимся распределением расстояний, полосы и мощности между пользователями и рассчитаем пропускные способности $UE_{1,2}^{PD}$ и $UE_{1,2}^{FD}$ по формуле (2.6). Пусть расстояния $d_1 = 450$ м и $d_2 = 150$ м, тогда коэффициенты ослабления (при несущей частоте $f_0 = 2$ ГГц) $\alpha_1 = 4.69 e^{-9}$ и $\alpha_2 = 4.22 e^{-8}$. Мощность АБГШ приемников $N_1 = N_2 = 1e^{-10}$ Вт (-100 дБ). Общий доступный частотный ресурс $F = 1$ Гц и мощность излучения $P = 1$ Вт. Частотный ресурс в OFDMA разделен пополам между пользователями $F_1 = F_2 = 0,5$ Гц, а в PD-NOMA мощность между пользователями разделена как: $p_1 = 0,9$ Вт и $p_2 = 0,1$ Вт. Тогда, согласно (2.6) пропускная способность каждого пользовательского канала:

$$C_1^{FD} = 0.5 \cdot \log_2 \left(1 + \frac{4.69 e^{-9 \cdot 1}}{1e^{-10}} \right) = 2.79$$

$$C_2^{FD} = 0.5 \cdot \log_2 \left(1 + \frac{4.22 e^{-8 \cdot 1}}{1e^{-10}} \right) = 4.36$$

$$C_1^{PD} = 1 \cdot \log_2 \left(1 + \frac{4.69 e^{-9 \cdot 0.9}}{4.69 e^{-9 \cdot 0.1} + 1e^{-10}} \right) = 3.07$$

$$C_2^{PD} = 1 \cdot \log_2 \left(1 + \frac{4.22 e^{-8 \cdot 0.1}}{1e^{-10}} \right) = 5.43$$

По формуле (2.6) рассчитаны и представлены на рисунке 2.8 зависимости для случая, когда уровень межканальной интерференции остается неизменным (распределение мощности между каналами не изменяется), а значение SINR регулируется только каналом передачи. Точка пересечения кривых определяет значение $SINR C_{1,2}^{PD}(SINR)$ и $C_{1,2}^{FD}(SINR)_{cp}$

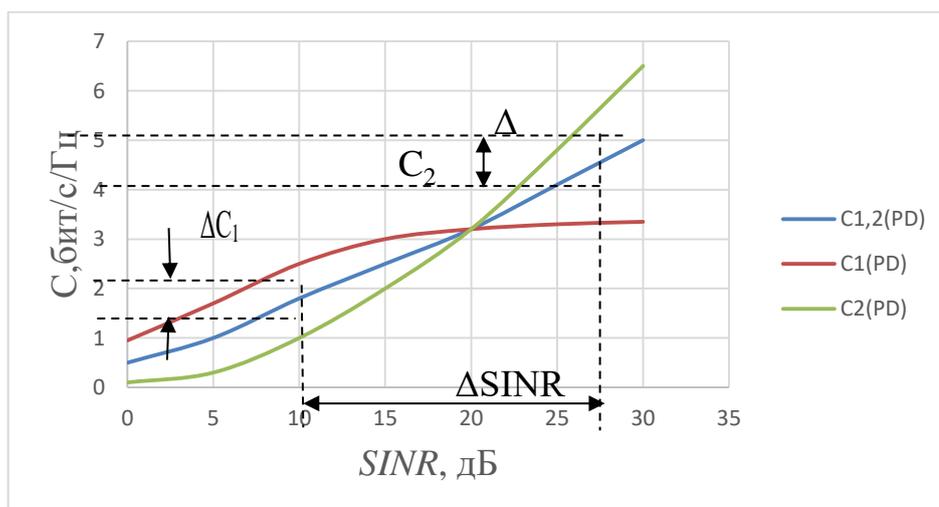
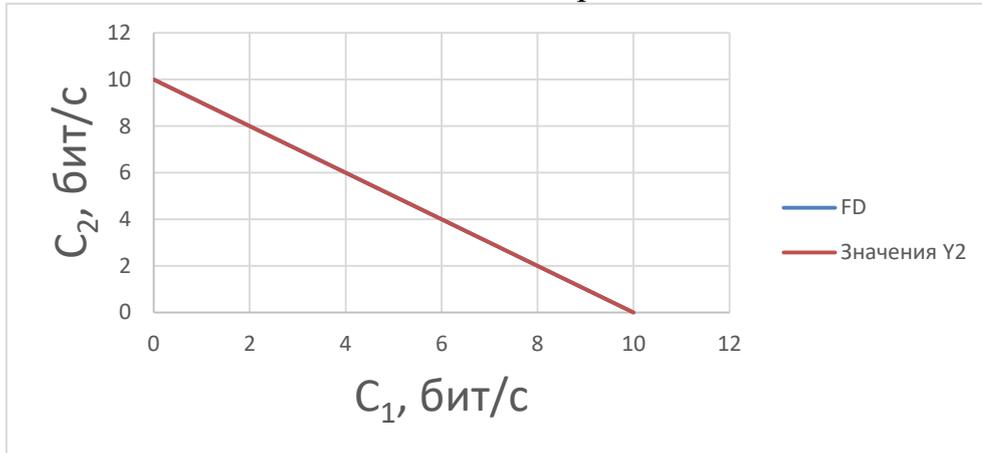
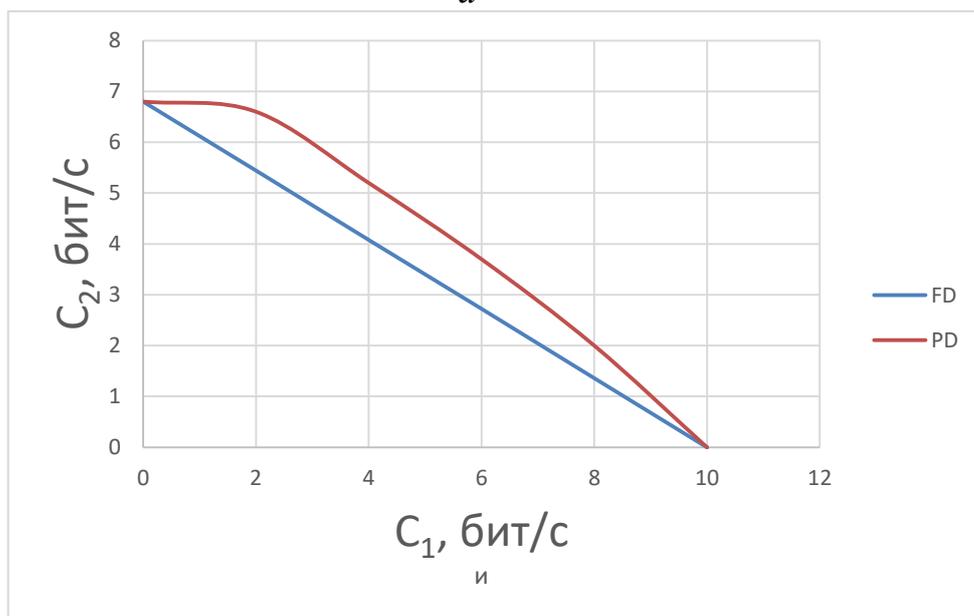


Рисунок 2.8 – Зависимости пропускной способности каналов от SINR

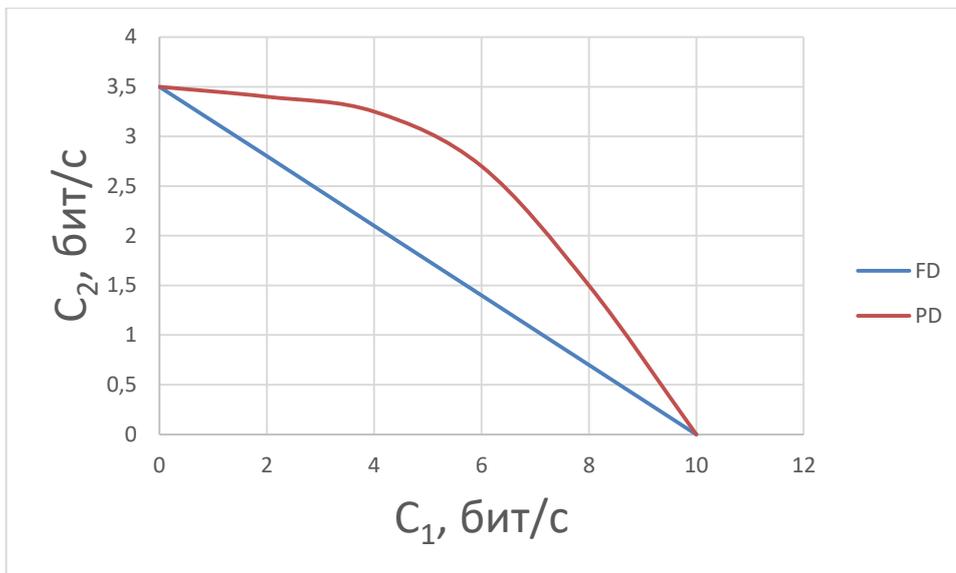
Из (2.6) получены и представлены на рисунке 2.9 зависимости для 3-х случаев: пользовательские каналы PPB имеют одинаковое отношение сигнал/шум ($C_1^{PD}(C_2^{PD})$ и $C_1^{FD}(C_2^{FD}) \Delta SINR = 0$ дБ) и различное ОСШ ($\Delta SINR = 10$ дБ и $\Delta SINR = 25$ дБ). Чем больше $\Delta SINR$ в каналах, тем больше выигрыш системы PD-NOMA C_{Σ}^{PD} относительно OFDMA C_{Σ}^{FD} , поэтому для увеличения выигрыша пропускной способности рекомендуется мультиплексировать пользовательские каналы с наибольшим различием отношением сигнал/шум.



a



б



в

Рисунок 2.9 – Зависимости при: $C_1^{PD}(C_2^{PD})$ и $C_1^{FD}(C_2^{FD})$, $a - \Delta SINR = 0$ дБ; $б - \Delta SINR = 10$ дБ; $в - \Delta SINR = 25$ дБ

3 Моделирование PD-NOMA

Целью моделирования является сравнение характеристик помехоустойчивости каналов передачи данных OFDMA и PD-NOMA при одинаковой битовой скорости передачи R и одинаковых условиях распространения сигнала. Помехоустойчивость оценивается по зависимости вероятности битовой ошибки BER (BER – Bit Error Rate) от величины отношения мощности сигнала к сумме мощности шума и интерферирующего сигнала SINR. В модели осуществляется передача данных от узловой станции eNB к мобильным устройствам UE. В первой части моделирования рассматривается передача данных по каналу PPВ с АБГШ, а во второй части рассматривается передача данных по каналу PPВ с частотно-селективными замираниями, доплеровским рассеянием и АБГШ. Структура канала связи основана на пользовательском широкополосном канале PUSCH (Physical Uplink Shared Channel) системы LTE. На выходе базовой станции формируются два слота длительностью по 0,5 мс, состоящих из 7-ми OFDM-символов, из которых 6 символов отведены под передачу пользовательских данных, а 1 центральный символ RS является опорным и используется для оценки канала распространения и эквалайзирования. В каждом OFDM-символе по 512 частотных поднесущих с частотным расстоянием $\Delta f = 15$ кГц. Полоса сигнала составляет 7,68 МГц, а длительность OFDM-символа составляет 71,4 мкс. В первом слоте каналы мультиплексированы методом OFDMA, а во втором - методом PD-NOMA. Скорость передачи бит, полоса и мощность в слотах одинаковая. Канальное кодирование не используется. Структура сигнала представлена на рисунке 3.1.

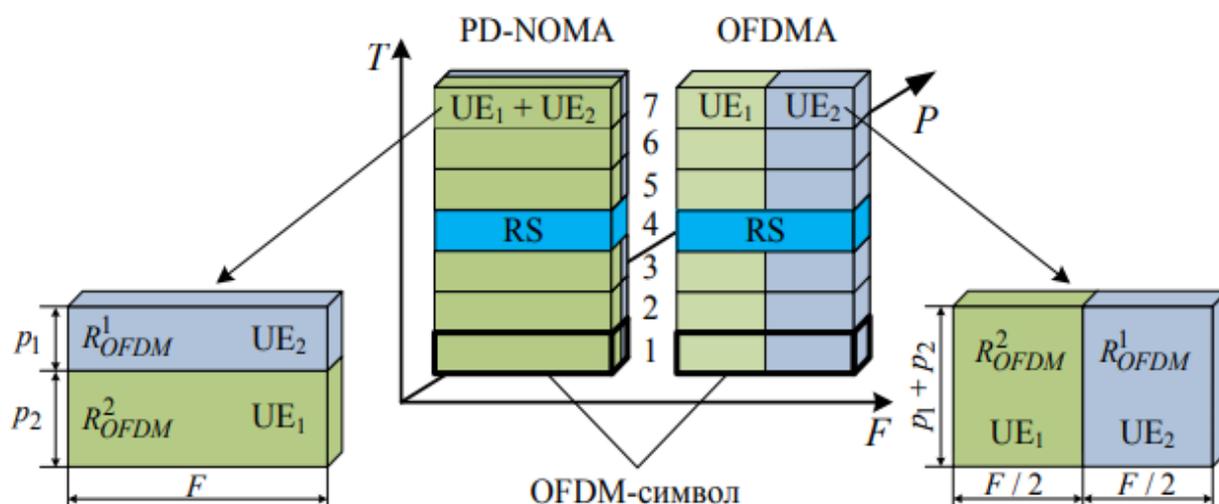


Рисунок 3.1 – Структура сигналов PD-NOMA и OFDMA

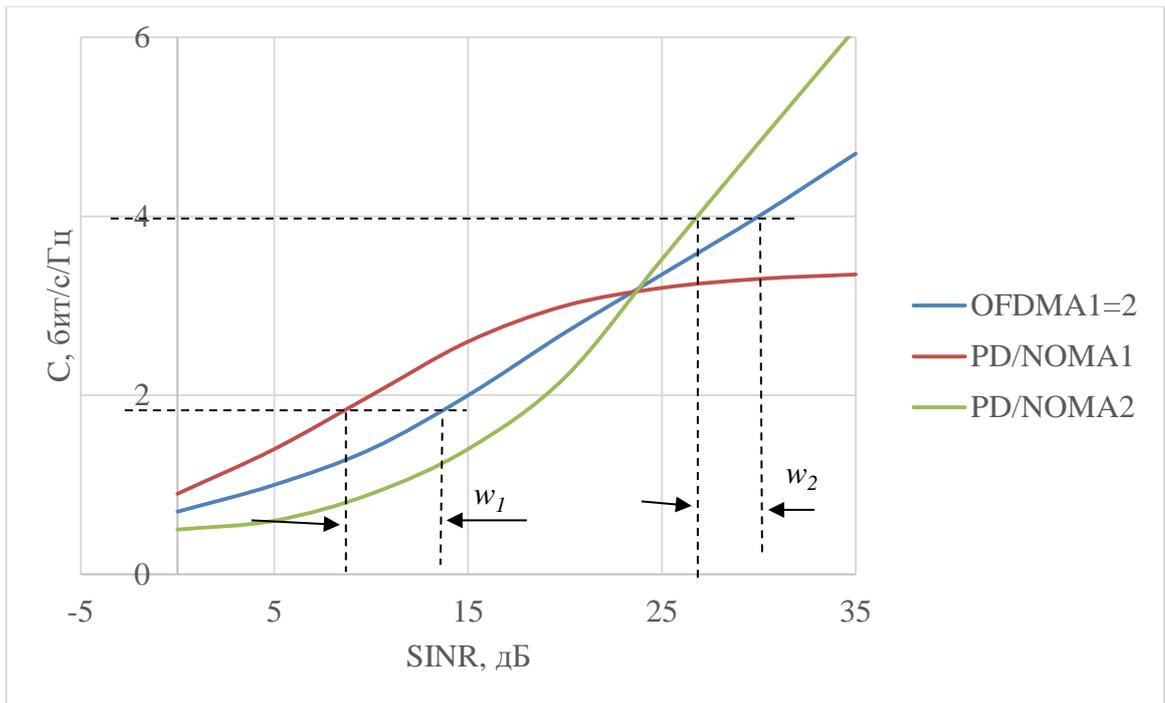
Использовано три различных конфигурации уплотнения каналов связи, которые составлены таким образом, чтобы при равных затратах физического ресурса обеспечивалась одинаковая скорость передачи данных в каналах PDNOMA и OFDMA. В общем случае возможно сформировать бесконечное множество конфигураций, которые удовлетворяют данному условию, поэтому составлены такие конфигурации, в которых по выражениям (2.4 и 2.5) ожидается получить выигрыш или равенство помехоустойчивости PD-NOMA относительно OFDMA при одинаковой скорости передачи. Конфигурации используемых систем приведены в таблице 1.

Таблица 3.1 – Конфигурации систем

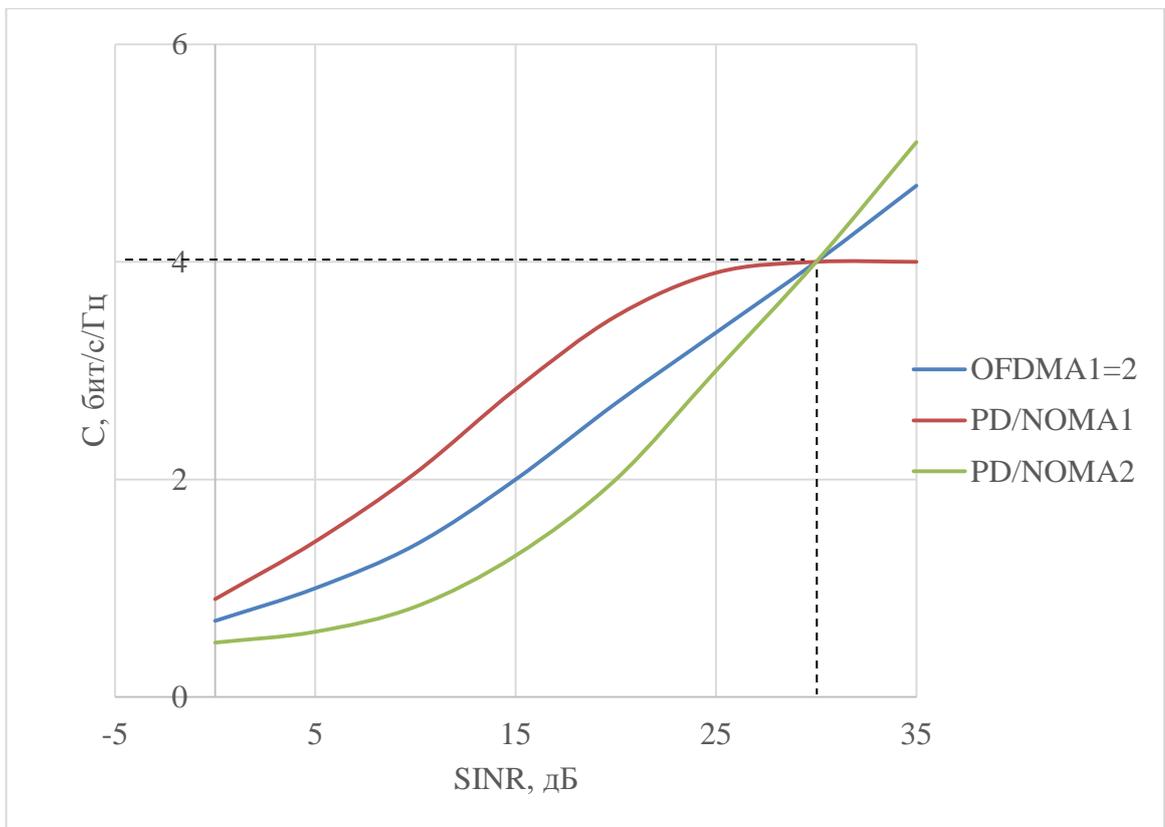
Конфигурация		Распределение по каналам UE ₁ /UE ₂ /UE ₃					
L	K	Метод	F, МГц	P, Вт	R _{QAM}	R _{OFDM}	R _Σ
1	2	OFDMA	1,92/1,92	1	8/8	600/600	1200
		PDNOMA	3,84	0,938/0,062	4/4	600/600	1200
2	2	OFDMA	3,84/3,8	1	4/8	600/1200	1800
		PDNOMA	7,68	0,9/0,1	2/4	600/1200	1800
3	3	OFDMA	2,56/2,56	1	3/6/12	300/600/1200	2100
		PDNOMA	7,68	0,8/0,19/0,01	1/2/4	300/600/1200	2100

Пояснение к таблице. L – номер конфигурации, K – количество мультиплексированных каналов, F – канальная полоса, P – канальная мощность, R_{QAM} – количество бит в символах квадратурной модуляции (индекс модуляции), R_{OFDM} – количество канальных бит в одном информационном OFDM символе, R_Σ – общее количество переданных бит в OFDM символе. Для приведенных в таблице конфигураций каналов по формулам (2.4, 2.5) рассчитаны зависимости C(SINR), которые представлены на рисунке 3.2. Символом w_k обозначен выигрыш помехоустойчивости PD-NOMA в k-м

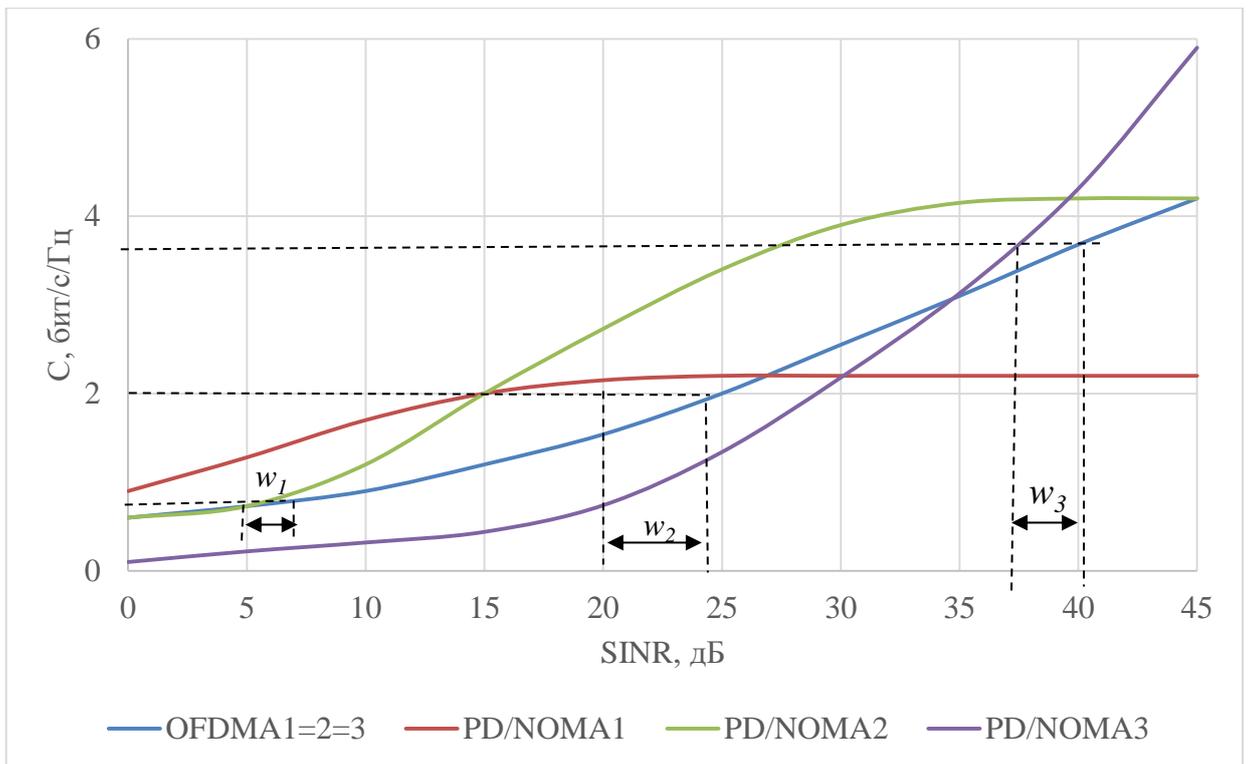
канале. Цель расчета – наметить прогноз помехоустойчивости каналов при заданной скорости передачи.



a



б



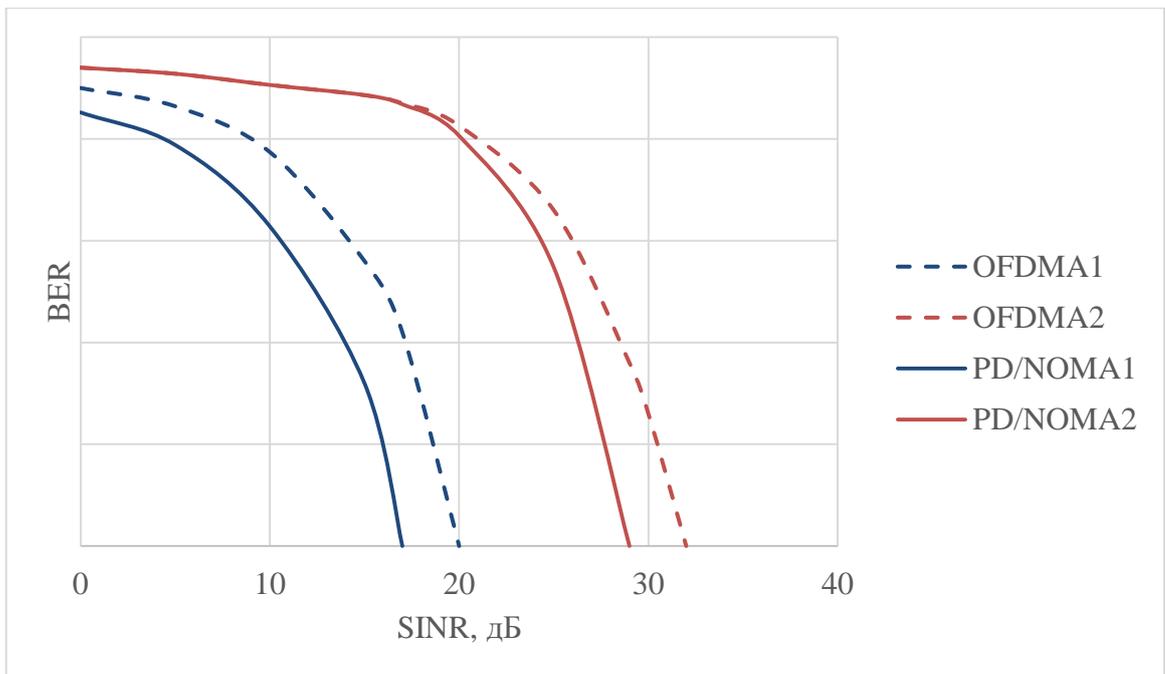
в

Рисунок 3.2 – Рассчитанная зависимость C (SINR) каналов PD-NOMA для: *a* – конфигурации 1, *б* – конфигурации 2, *в* – конфигурации 3

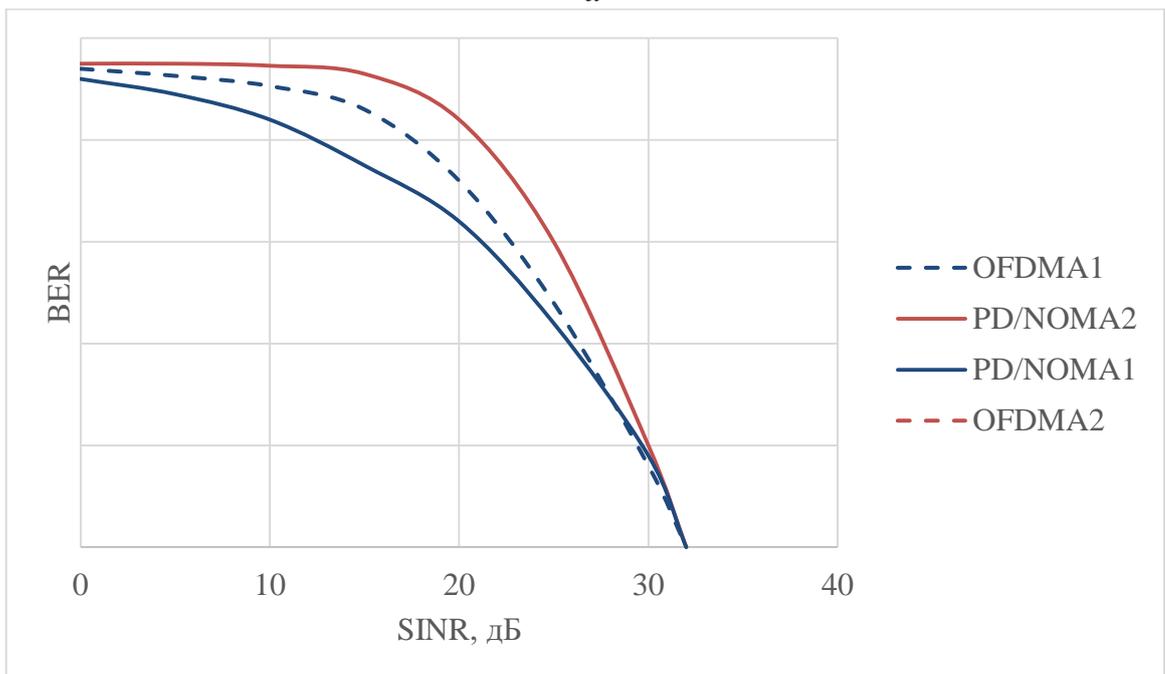
Из рисунка 3,3 видно, что в конфигурации 1 и 3 ожидается получить выигрыш помехоустойчивости, а в конфигурации 2 ожидается получить одинаковую помехоустойчивость в каждом канале связи PD-NOMA относительно OFDMA. Стоит отметить, что расчет отражает грубый прогноз, т.к. не учитывает ошибку демодуляции каналов верхнего уровня при демодуляции каналов нижнего уровня, а в качестве системной помехи выступает АБГШ. Так же с не учтены особенности используемой сигнально-кодовой конструкции

3.1 Канал с АБГШ

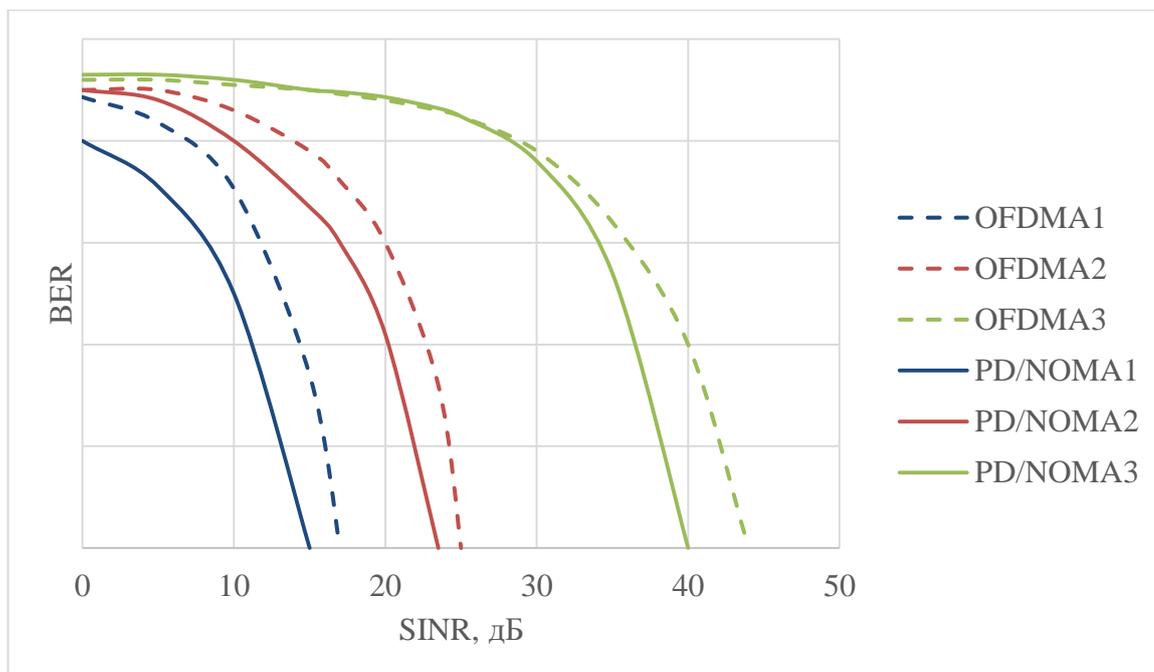
В данной модели происходит сравнение помехоустойчивости каналов связи PD-NOMA и OFDMA в условиях канала РРВ с нормальной аддитивной помехой. На рисунке 3.3 представлены полученные в результате моделирования зависимости BER(SINR).



a



б



в

Рисунок 3.3 – Зависимость $BER(SINR)$ для: а – конфигурации 1, б – конфигурации 2, в – конфигурации 3.

Согласно расчету, удалось зафиксировать наличие выигрыша помехоустойчивости и в 1 и 3 конфигурации, а в конфигурации 2 кривые $BER(SINR)$ практически сходятся в каждом канале при пороговом уровне вероятности битовой ошибки $BER = 10^{-5}$.

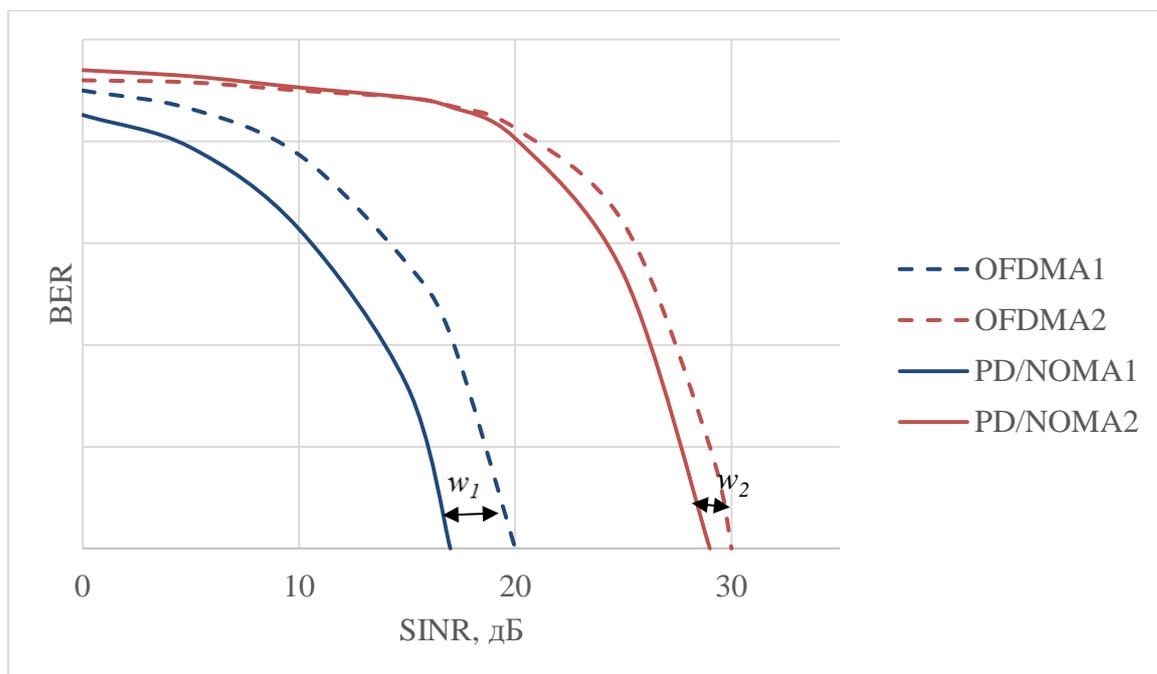
3.3 Многолучевой канал

В данной модели проводится сравнение помехоустойчивости каналов связи конфигурации в условиях канала РРВ с многолучевым каналом распространения с влиянием частотно-селективных замираний, доплеровского рассеяния и АБГ Ш. Для имитации канала РРВ использовались 3 модели, рекомендованные документом для тестирования мобильных систем связи: ЕРА – модель пешехода, ЕВА – модель автомобиля, ЕТУ – модель городской застройки. Для симуляции доплеровского рассеяния используется модифицированная модель распределения Jakes. На основе перечисленных моделей составлены 2 сценария распространения сигнала, которые приведены в таблице 3.2. Каждый сценарий описывается моделью многолучевого канала и величиной доплеровского рассеяния f_d .

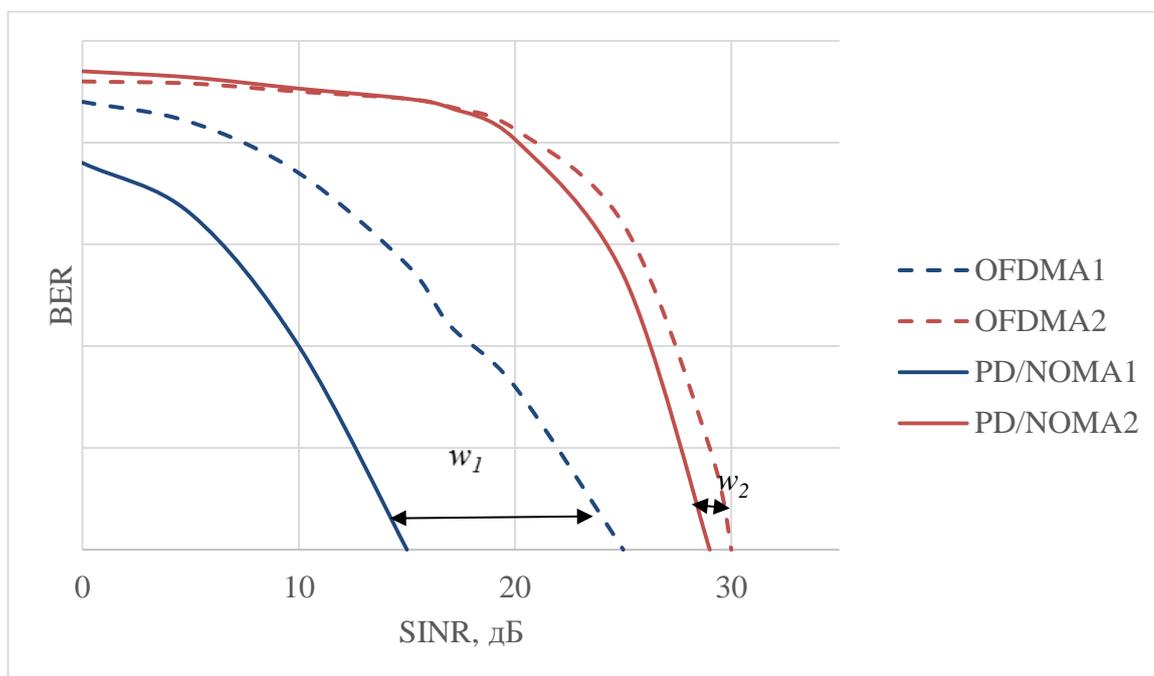
Таблица 3.2 – Сценарии трасс распространения радиоволн

Трасса	Сценарий 1	Сценарий 2
UE ₁	ЕВА, $f_d = 5$ Гц	ЕРА, $f_d = 5$ Гц
UE ₂	ЕРА, $f_d = 5$ Гц	ЕТУ, $f_d = 70$ Гц

На рисунке 3.4 представлена полученная в результате моделирования зависимость BER(SINR) для многолучевого канала. Видно, каналы PD-NOMA обладают лучшей помехоустойчивостью, чем каналы OFDMA. Ожидания наличия выигрыша помехоустойчивости так же подтверждаются



a



б

Рисунок 3.4 – Зависимость BER(SINR) каналов конфигурации 1 при многолучевом канале РРВ: а – сценарий 1; б – сценарий 2;

3.3 Проблемы реализации PD-NOMA

При практической реализации метода PD-NOMA существует ряд проблем, связанных с особенностями данного метода.

1. Накопление ошибок при SIC-демодуляции Алгоритм SIC эффективно функционирует в случае отсутствия ошибок при выполнении процедур последовательной демодуляции, регенерации и компенсации. Однако, ошибочно детектированные и далее регенерируемые каналные символы в одном из каналов приводят к критическому росту вероятности ошибочной демодуляции в следующих каналах. Применение регенерации SIC на уровне битового слова CL-SIC способствует повышению вероятности правильной компенсации даже при неверно детектированном символе модуляции вследствие исправления битовой ошибки помехоустойчивым декодером. Последовательная операция кодирования/декодирования применяется на каждом этапе SIC-демодуляции.

Структурная схема CL-SIC декодера представлена на рисунке 2.21.

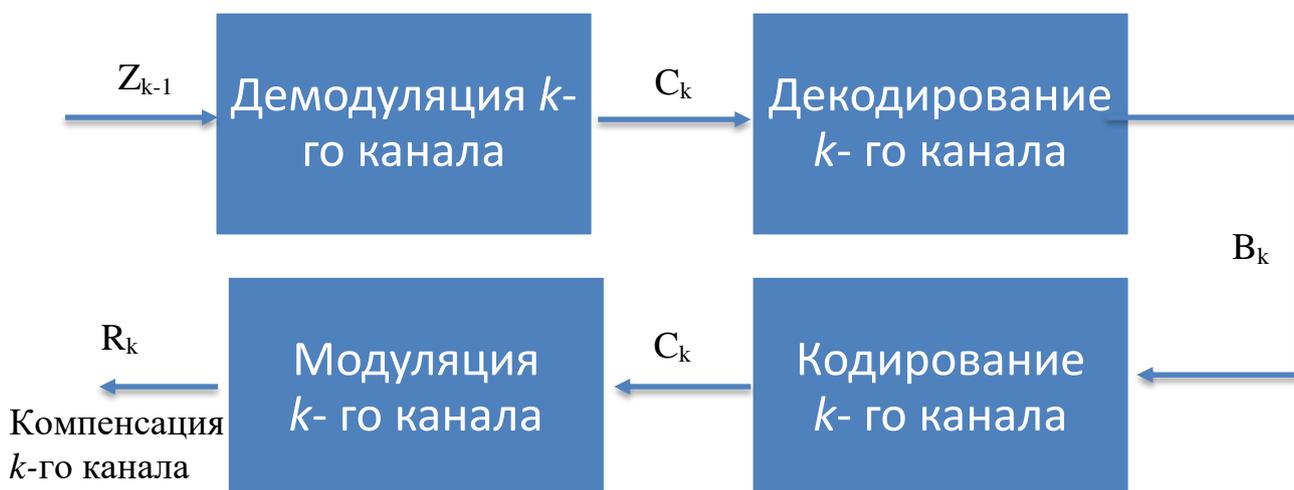


Рисунок 3.5 – Структурная схема CL-SIC компенсации

Применение CL-SIC при демодуляции каналов нижнего уровня не дает существенного преимуществе перед SL-SIC.

2. Вычислительные затраты SIC Демодуляция сигнала методом SIC или подобными методами последовательной компенсации требует значительных затрат вычислительной мощности, которая растет пропорционально увеличению числа каналов. При обработке канала верхнего уровня вычислительные затраты не высоки и являются приблизительно такими же, как и при обработке, например, OFDMA – канала. Однако, при обработке каналов нижнего уровня производится одна или несколько итераций SIC, а вычислительная сложность значительно увеличивается. Использование регенерации на уровне символов модуляции SL-SIC может существенно снизить вычислительную сложность в обмен на потерю помехоустойчивости.

3. Расчет парциальной мощности каналов Расчет парциальной мощности является одним из важнейших условий эффективной работы PD-NOMA системы. Методология расчета может базироваться на различных критериях, таких как: требуемая пропускная способность канала, оценка состояния канала РРВ, конфигурация остальных каналов и т.д.

4. Ограничение числа пользовательских каналов Теоретически PD-NOMA позволяет мультиплексирование большого количества пользовательских каналов. При этом требуется точный расчет мощности для каждого канала при минимальной погрешности оценки характеристик канала РРВ. В реальных условиях неточность расчета из-за высокой погрешности оценки канала РРВ и изменение характеристики РРВ канала за время сеанса связи приведет к уменьшению отношения сигнал/шум и увеличению вероятности ошибки при SIC-демодуляции. При анализе научных результатов выявлено, что при мультиплексировании более 3-х каналов происходит рост вычислительной сложности и серьёзно растут требования к точности оценки канала РРВ и при распределении мощности без существенного увеличения выигрыша пропускной способности системы. Однако, если характеристика каналов РРВ благоприятна (высокое отношение сигнал/шум), то метод PD-NOMA можно использовать для мультиплексирования большого количества низкоскоростных каналов (в несколько раз больше, чем в OFDMA).

5. Расчет системной помехи Основную часть помехи при демодуляции канала PD-NOMA составляет системная помеха, которую требуется точно учитывать при расчете мощности и скорости передачи. Ранее было показано, что представление системной помехи в качестве АБГШ является наихудшим случаем и может быть использовано при грубых расчетах. Однако для более точного распределения мощности и увеличении спектральной эффективности системы (особенно при увеличении количества мультиплексируемых каналов) требуется точный учет межканальной помехи

4 Алгоритм расчета мощности каналов при неортогональном множественном доступе NOMA

Рассмотрим ситуацию, когда в зоне обслуживания базовой станции eNB находится несколько устройств UE, а K – количество UE. Каждому каналу выделяется парциальная мощность p_k . Тогда транспортный сигнал $S(i)$ является суммой канальных символов $x_k(i)$ с весом $:\sqrt{p_k}$

$$S(i) = \sum_{k=1}^K \sqrt{p_k} \cdot x_k(i).$$

На стороне приемника демодуляция сигнала осуществляется методом последовательного подавления помех SIC (Serial interference cancellation). Под понятием «демодуляция канала» подразумевается демодуляция всех символов модуляции, которые переданы в этом канале. В первую очередь демодулируется канал пользователя с максимальной энергетикой. Демодулированные символы регенерируются, т.е. восстанавливаются до изначального идеального состояния и вычитаются из принятого сигнала. Таким образом, становится возможной демодуляция второго по максимальному уровню энергетике канала. По цепочке осуществляется демодуляция канала каждого следующего абонента. Отношение сигнал/шум на входе демодулятора k -го NOMA канала рассчитывается исходя из мощности аддитивной помехи k -го канала и системной помехи остальных недемулированных каналов, расположенных в том же ЧВР:

$$SNR_k = \begin{cases} \frac{\alpha_k \cdot p_k}{\alpha_k \cdot \sum_{i=k+1}^K p_i + N_k}, & 1 \leq k \leq K \\ \frac{\alpha_k \cdot p_k}{N_k}, & k = K \end{cases} \quad (4.1)$$

где N_k – мощность помехи k -го канала; α_k – коэффициент ослабления в канале; p_k – парциальная мощность k -го канала; p_i – парциальная мощность каналов $i < k$.

Последовательная демодуляция каналов и дальнейшая компенсация позволяют исключить системную помеху. Используя теорему Шеннона [11], получим выражение для теоретической максимальной пропускной способности каналов NOMA с аддитивным белым гауссовым шумом в полосе прием F :

$$R_k = \begin{cases} F \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_k \cdot p_k}{\alpha_k \cdot \sum_{i=k+1}^K p_i + N_k} \right), & 1 \leq k \leq K \\ F \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_k \cdot p_k}{N_k} \right), & k = K \end{cases} \quad (4.2)$$

Сумма парциальных мощностей каналов $\sum_{i=k+1}^K p_i$ $i < k$ является системной помехой для канала k .

Алгоритм распределения мощности для оптимального распределения мощности между пользовательскими каналами на стороне базовой станции должна быть известна априорная информация о состоянии канала РРВ, которая может быть получена по физическому каналу обратной связи (служебный канал или канал управления). Вместе с тем по служебным каналам передается запрос на выделение частотно-временного ресурса. Поэтому будем исходить из того, что при распределении мощности известна априорная информация о канале РРВ, а от абонентского устройства получен запрос обеспечения требуемой скорости передачи. Под распределением мощности подразумевается расчет парциальной мощности p , при которой обеспечивается заданная

скорость передачи R каналов NOMA, а общая мощность, требуемая для организации канала связи, должна быть минимальной. Предположим, что в ЧВР требуется разместить K пользовательских каналов. Для этого нужно рассчитать мощность каждого канала, основываясь на требованиях к скорости передачи и служебной информации о состоянии каналов РРВ, полученной по каналу обратной связи. Примем допущение, что получено идеальное измерение канала РРВ, а импульсная характеристика самого канала не изменяется или изменяется несущественно за время формирования и передачи сигнала. Исходя из количества каналов K , происходит формирование M комбинаций уплотнения. Под понятием «комбинация уплотнения» подразумевается порядок расположения каналов в одном частотно-временном ресурсном сегменте. Всего различных комбинаций уплотнения каналов $M = K!$. Каждой комбинации уплотнения канала соответствует индивидуальный расчет мощности.[23].

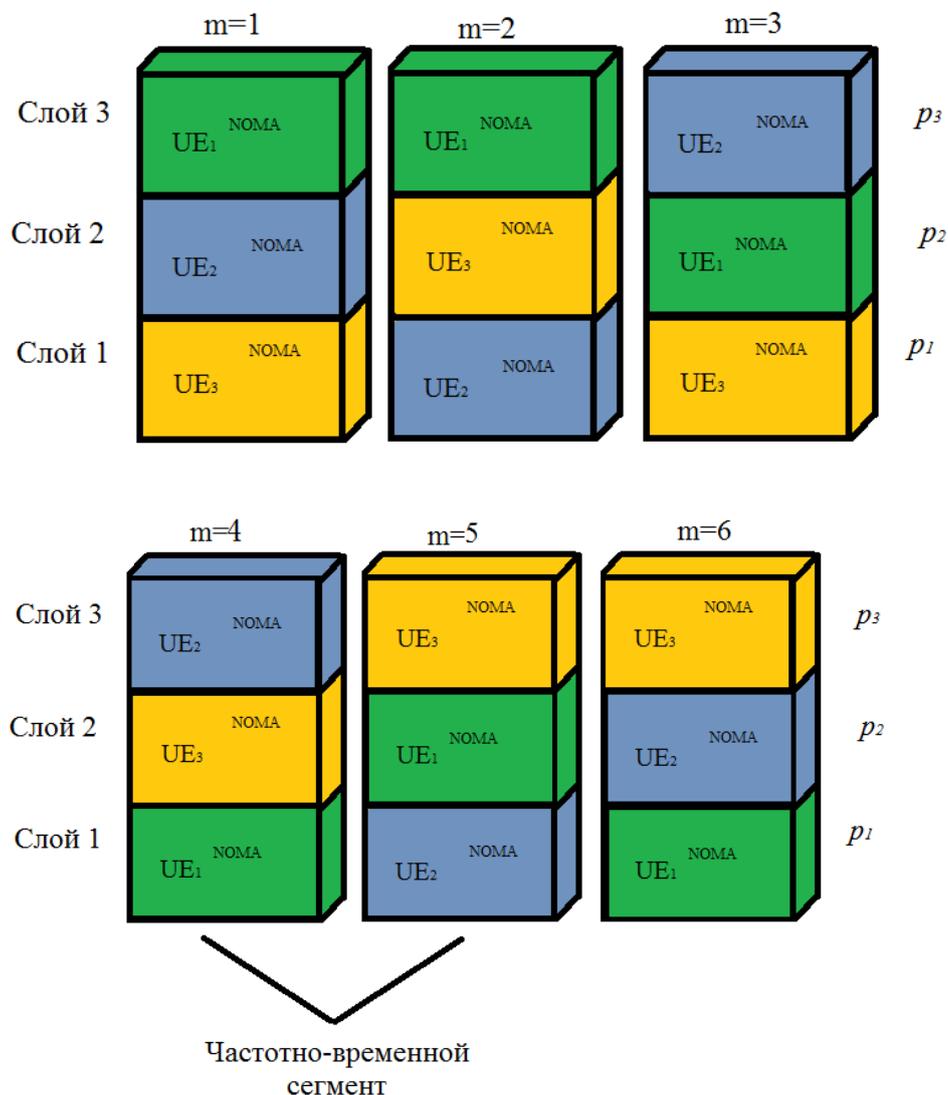


Рисунок 4.1 - Комбинации уплотнения 3 NOMA-каналов

В качестве примера изображены все комбинации уплотнения 3 NOMA-каналов. Количество комбинаций $M = 3! = 6$. Частотно-временной сегмент

ресурса разделен на 3 слоя, на каждом из которых расположен пользовательский канал. Блок-схема алгоритма расчета а канальной мощности изображена на рис. 3.

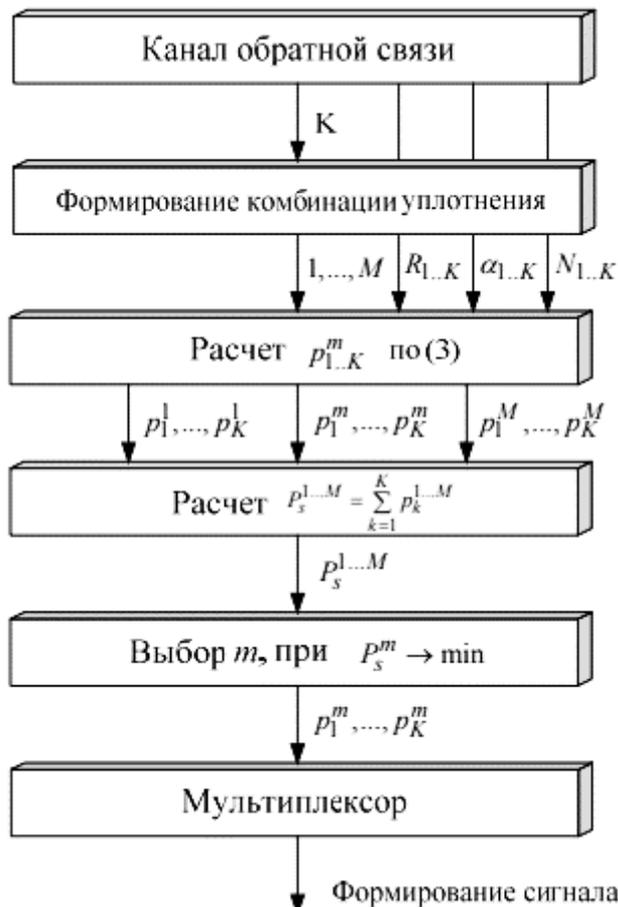


Рисунок 4.2 - Алгоритм расчета парциальной мощности каналов

Выражение для расчета коэффициентов мощности p_k при заданной пропускной способности в полосе F и известных характеристиках канала связи N_k и α_k :

$$p_k = \begin{cases} \frac{(2^{\frac{R_k}{F}} - 1) \cdot (\alpha_k \cdot \sum_{i=k+1}^K p_i + N_k)}{\alpha_k}, & 1 \leq k \leq K \\ \frac{(2^{\frac{R_k}{F}} - 1) \cdot N_k}{\alpha_k}, & k = K \end{cases} \quad (4.3)$$

По формуле (4.2) последовательно рассчитываются коэффициенты мощности для всех комбинаций уплотнения. В первую очередь производится расчет мощности последнего K -го канала, затем $(K - 1)$ -канала и далее по цепочке. Последним рассчитывается мощность 1-го канала, т.к. для ее расчета уже найдены парциальные мощности остальных каналов. Общая мощность P_s , которая должна быть затрачена на организацию многоканальной связи, определяется суммой парциальных мощностей всех каналов:

$$P_s = \sum_{k=1}^K p_k$$

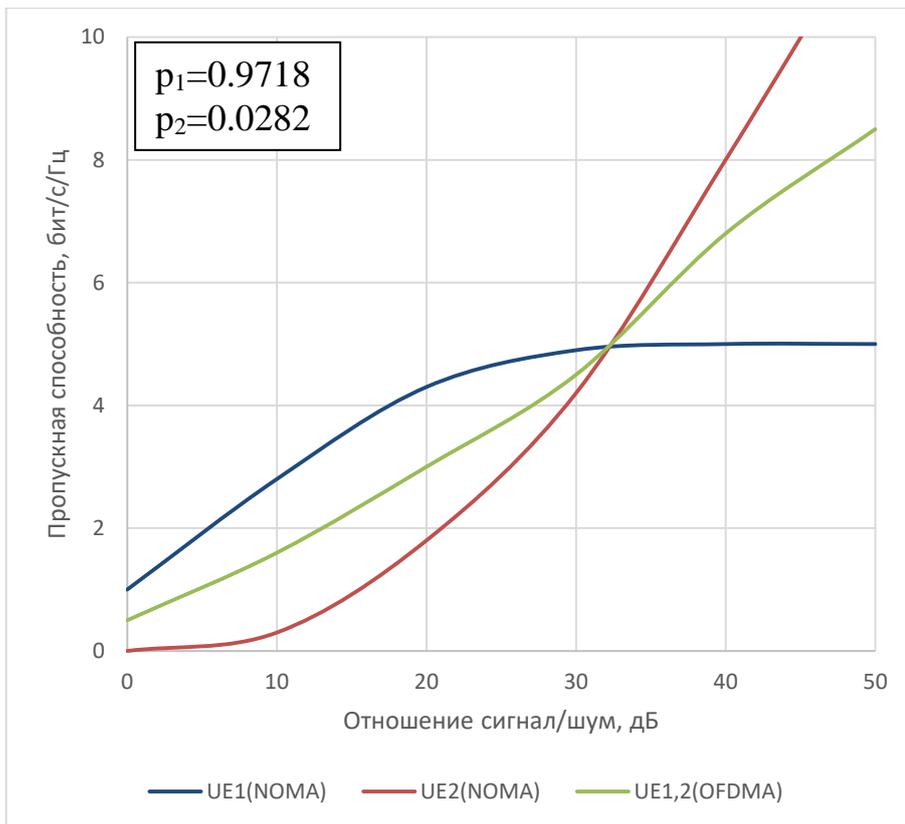
Результат вычисления p_k зависит от комбинации уплотнения. Задачей алгоритма является определение комбинации с оптимальными коэффициентами. Каждой комбинации m соответствует значение P_s^m . Из рассчитанных значений P_s^m определяется комбинация m , при которой P_s^m принимает наименьшее значение. Коэффициенты мощности так же соответствуют выбранной комбинации m . Рассчитанные коэффициенты и выбранный порядок уплотнения каналов поступают на вход мультиплексора, где происходит дальнейшее формирование сигнала.[24]

В математической модели производился расчет коэффициентов мощности NOMA-каналов в едином частотно-временном сегменте по алгоритму, представленному выше, для 3 сценариев многоканальной связи. Априорная информация о канале РРВ и запрашиваемая пропускная способность представлены в таблице. Расчет коэффициентов для 2, 3 и 4-х каналов NOMA. По формуле (4) построена зависимость пропускной способности каналов от мощности шума в канале РРВ.

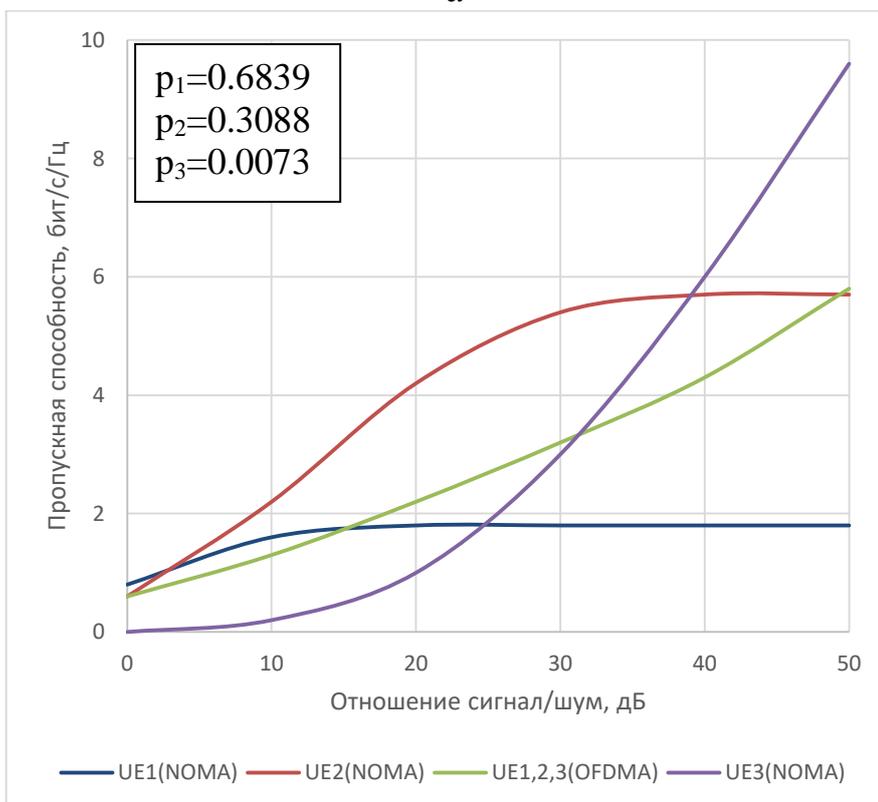
Таблица 4.1

Сценарии моделирования		
N	Требуемая скорость передачи, бит/с/Гц	Мощности шума в канале, дБ
1	$R_1 = 3, R_2 = 8$	$N_1 = -10, N_2 = -40$
2	$R_1=1, R_2 = 3, R_3 = 6$	$N_1 = -5, N_2 = -15, N_3 = -40$
3	$R_1 = 1, R_2 = 3,$ $R_3 = 4, R_3 = 5$	$N_1 = -15, N_2 = -20,$ $N_3 = -30, N_3 = -45$

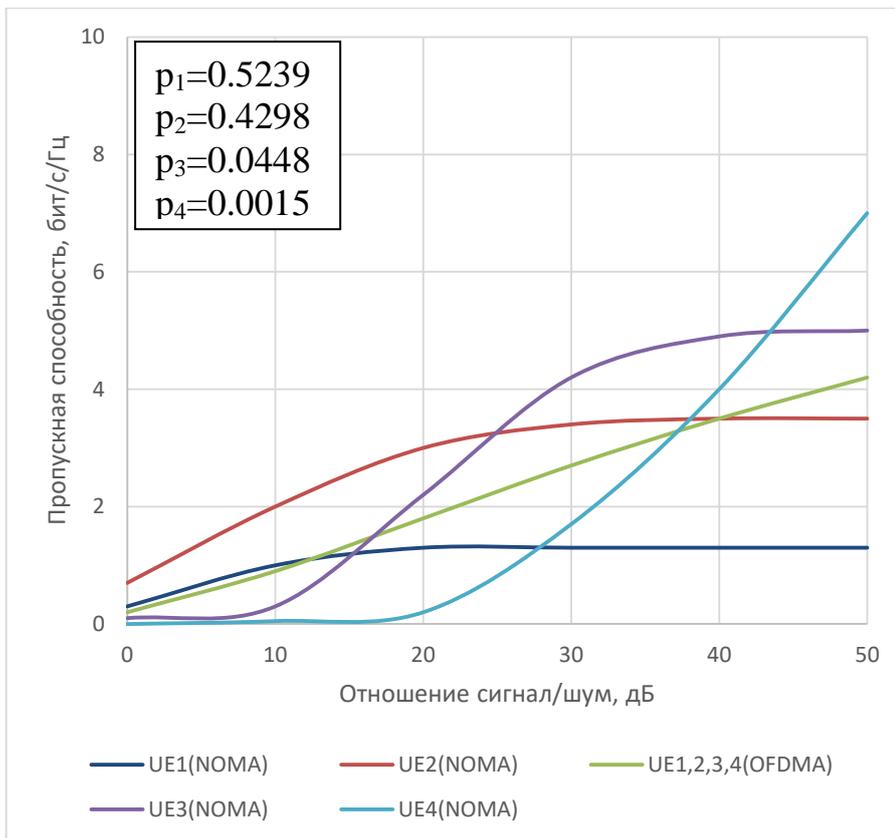
Зависимости характеризуют NOMA каналы, которые одновременно расположены во всей доступной полосе $UE_{1-4}^{NOMA}F$. В левом верхнем углу рис. 4 приведена рассчитанная парциальная мощность каждого канала. Зависимости характеризуют OFDMA-каналы, которые имеют одинаковую полосу передачи $UE_{1-4}^{OFDMA}F/K$, что является причиной наложения каналов на графике.



a



б



в

Рисунок 4.3. Зависимость пропускной способности каналов от спектральной мощности шума: *а* – сценарий 1; *б* – сценарий 2; *в* – сценарий 3

Общая пропускная способность систем NOMA и OFDMA является суммой пропускных способностей каждого канала при соответствующем значении отношения сигнал/шум в этом канале. В сценариях 1, 2 и 3 общая пропускная способность системы NOMA превышает OFDMA на 35, 54 и 52% соответственно. Стоит отметить, что алгоритм расчета коэффициентов мощности позволяет рассчитать коэффициенты для обеспечения теоретически максимальной пропускной способности канала по теореме Шеннона. При расчете мощности в реальной системе связи должны учитываться погрешности оценки канала распространения РРВ и особенности конкретной сигнально-кодовой конструкции. Это связано с тем, что различные сигнально-кодовые конструкции неодинаково приближены к пределу Шеннона, а степень приближения зависит от типа помехоустойчивого кодирования и типа модуляции.

Рассмотрен алгоритм расчета коэффициентов мощности каналов в методе неортогонального множественного доступа NOMA. Рассчитанные коэффициенты мощности обеспечивают требуемую пропускную способность NOMA-каналов при априорной информации о канале РРВ. Алгоритм является итерационным с количеством вычислений $M = K!$, где K – количество NOMA-каналов. В результатах моделирования продемонстрированы результаты

вычислений и показано, что общая пропускная способность системы NOMA превосходит OFDMA. Стоит отметить, что представленный метод не учитывает приоритет одних каналов над другими. Это означает, что если мощности передачи не хватает для удовлетворения всех предъявленных требований, то все каналы «пострадают» одинаково. Разработка алгоритма расчета коэффициентов мощности с учетом приоритета может решить задачу увеличения пропускной способности одного канала за счет уменьшения другого.

5 Метод множественного доступа с разделением каналов по мощности на ортогональных несущих

При использовании метода PD-NOMA в мобильных системах связи возникает ряд трудностей. Увеличение вычислительных затрат при многоступенчатой обработке сигнала и погрешность оценки канала передачи делают мультиплексирование большого количества абонентов невозможной задачей. Поэтому аппаратная реализация алгоритма PD-NOMA в «чистом виде» нецелесообразна. В этой ситуации выгодным решением является применение метода PD-NOMA на базе OFDMA. Комбинация PD-NOMA и OFDMA может способствовать увеличению спектральной эффективности относительно OFDMA. OFDMA позволяет гибко распределять ЧВР между пользователями, эффективно бороться с межсимвольной интерференцией и достаточно просто производить процедуру эквалайзирования, а PD-NOMA позволяет эффективно распределять энергетический ресурс между каналами, основываясь на оценке трассы РРВ. В трехмерном пространстве (мощность-время-частота) распределение частотно-временного и энергетического ресурсов для 4-х каналов методом PD/OFDMA представлено на рисунке 5.1.

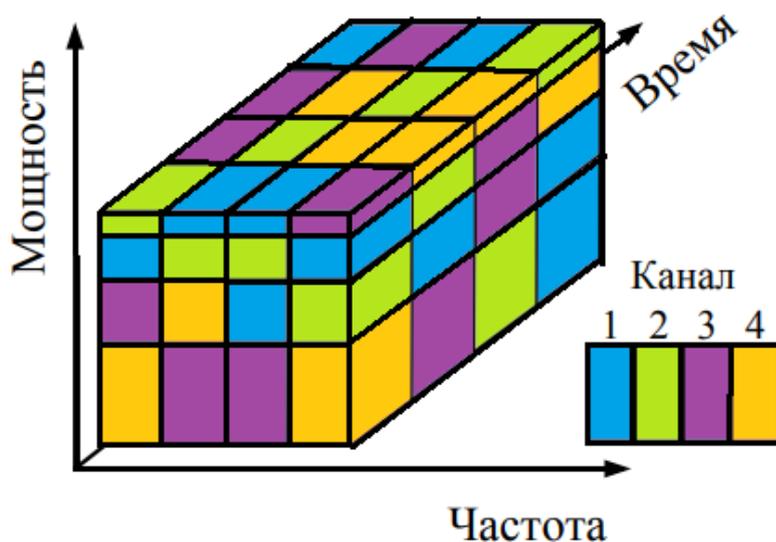


Рисунок 5.1 – Распределение 4-х каналов в PD/OFDMA.

Использование PD-NOMA на базе OFDMA образует метод множественного доступа с разделением пользовательских каналов по мощности на ортогональных гармонических несущих PD/OFDMA. Уплотнение по мощности и формирование канальных символов происходит по схеме PD-NOMA, а распределение канальных символов в частотном ресурсе происходит по классической схеме OFDMA.

При мультиплексировании методом OFDMA весь частотный ресурс F распределяется поровну между K абонентами, а P - мощность каждого канала в выделенной полосе F/K . При мультиплексировании PD/OFDMA весь частотный ресурс распределяется поровну между группами из M (2-х или 3-х) уплотняемых по мощности абонентов. Количество образованных групп $V = K/M$. Общая мощность излучения группы P в полосе $M \cdot F/K$ такая же, как в OFDMA.

Рассмотрено 3 подхода объединения пользователей в единую группу: объединение далеких друг от друга пользователей, объединение близких друг к другу пользователей и объединение пользователей случайным образом. Расчет парциальной мощности для v -й группы пользовательских каналов $p_{1,v} \dots p_{M,v}$ произведен по первой предложенной методике (при $P_{изл} = P$), которая описана в 3-й главе. Выражения для расчета пропускных способностей систем основываются на (3,4):

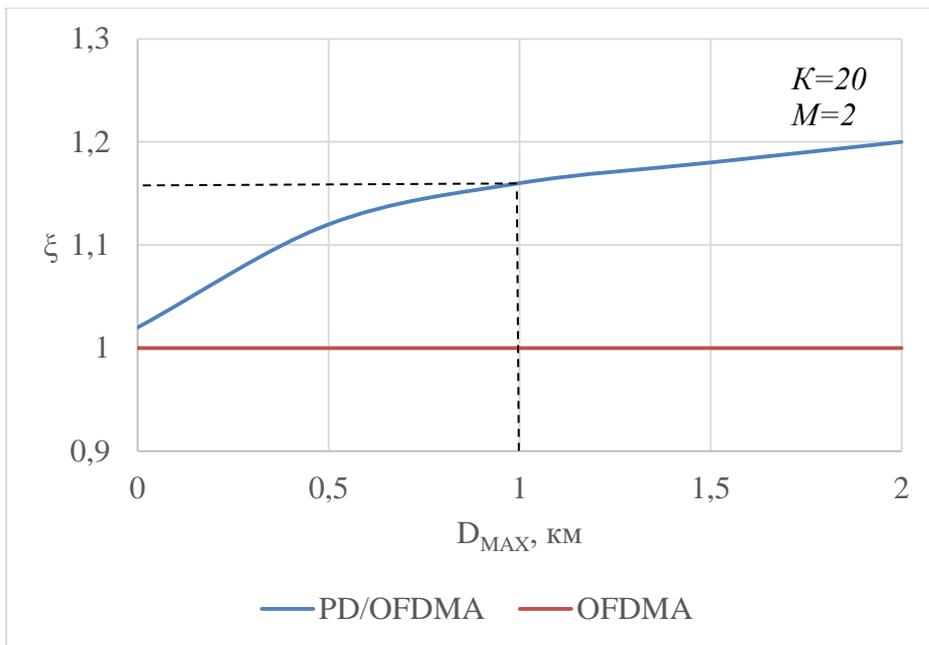
$$C_{m,v}^{PD/OFDMA} = \begin{cases} M \cdot \frac{F}{K} \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_{m,v} \cdot p_{m,v}}{\alpha_{m,v} \cdot \sum_{i=m+1}^M p_{i,v} + N_{m,v}} \right) & 1 \leq m \leq M \\ M \cdot \frac{F}{K} \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_{m,v} \cdot p_{m,v}}{N_{m,v}} \right) & m = M \end{cases} \quad 1 \leq v \leq V$$

$$C_k^{PD/OFDMA} = \frac{F}{K} \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_k \cdot P}{N_k} \right) \quad 1 \leq k \leq K$$

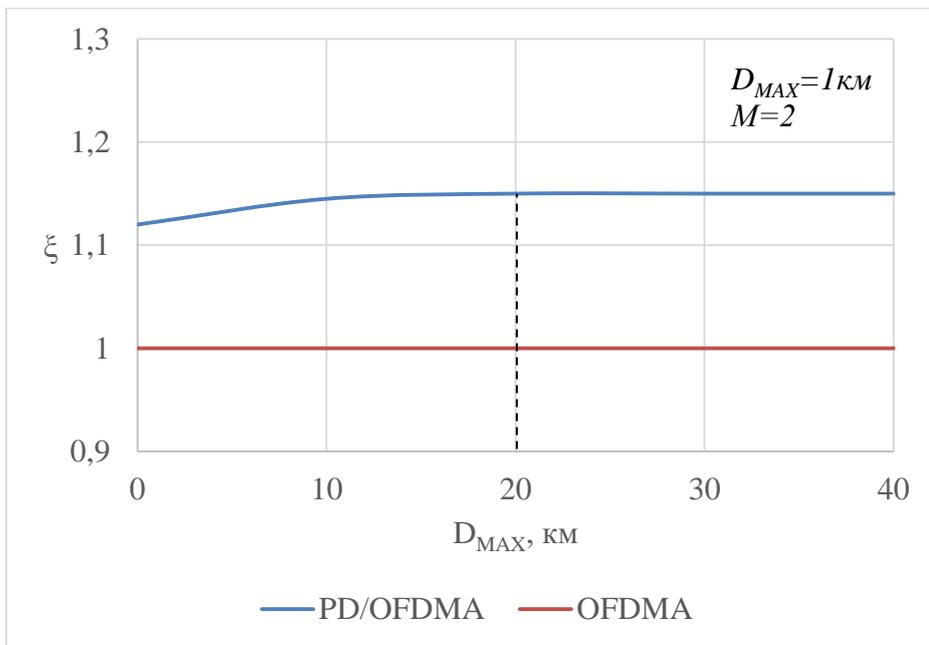
где v – номер группы, а m – номер пользователя внутри группы v . Величина ξ определяет выигрыш пропускной способности системы PD/OFDMA относительно системы OFDMA и рассчитывается согласно:

$$\xi = \frac{\sum_{v=1}^V \sum_{m=1}^M C_{m,v}^{PD/OFDMA}}{\sum_{k=1}^K C_k^{PD/OFDMA}} \quad (5.1)$$

Рассмотрим подход случайного выбора пары ($M = 2$) абонентов для уплотнения по мощности. На рисунке 5.1 представлен выигрыш пропускной способности ξ PD/OFDMA относительно OFDMA в зависимости от максимального расстояния D_{MAX} при фиксированном значении количества каналов $K = 20$ (рисунок 5.1a) и в зависимости от K при фиксированном $D_{MAX} = 1$ км.



a



б

Рисунок 5.2 – Выигрыш ξ пропускной способности PD/OFDMA: *a* – при изменении D_{MAX} и фиксированном K ; *б* – при изменении K и фиксированном D_{MAX} .

При случайном выборе пары абонентов выигрыш пропускной способности $\xi(D_{max} = 1 \text{ км}, K = 20) = 1,15$. При этом с увеличением зоны обслуживания узловой станции D_{max} выигрыш ξ так же растет. Рассмотрим и сравним два алгоритма мультиплексирования каналов: мультиплексирование по максимальному (мультиплексирование наиболее дальних) и минимальному (мультиплексирование наиболее ближних) среднему расстоянию Δd_{cp} ($\Delta d_{cp} \rightarrow \max$ и $\Delta d_{cp} \rightarrow \min$) между пользователями, которое определяется:

$$\Delta d_{cp} = \frac{\sum \Delta d}{V},$$

где V – количество образованных пар мультиплексирования, а d – расстояние между конкретными пользователями.

Рассмотрим случай при уплотнении по мощности 2-х пользователей ($M = 2$). Все абоненты разделяются на 2 группы по $K/2$ абонентов в каждой – абонентов наиболее близких UE_k^B и далеких UE_k^D от узловой станции. В полосе $2 \cdot F/K$ происходит уплотнение по мощности 2-х каналов по одному из каждой группы UE_k^B и UE_k^D с мощностями p_1 и p_2 , при этом $p_1 < p_2$. На рисунке 5.3 представлено мультиплексирование в OFDMA и PD/OFDMA.

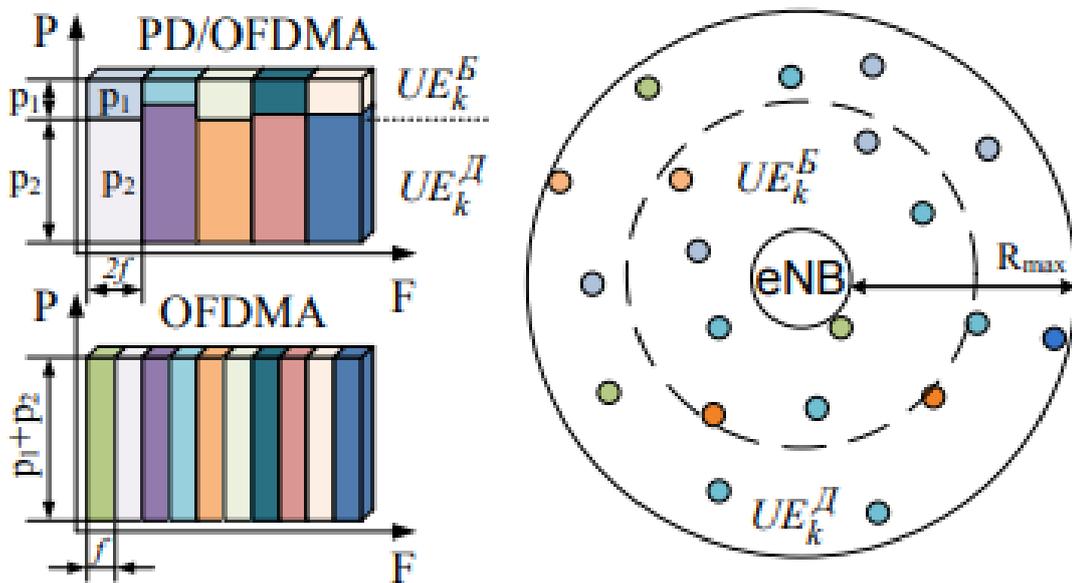
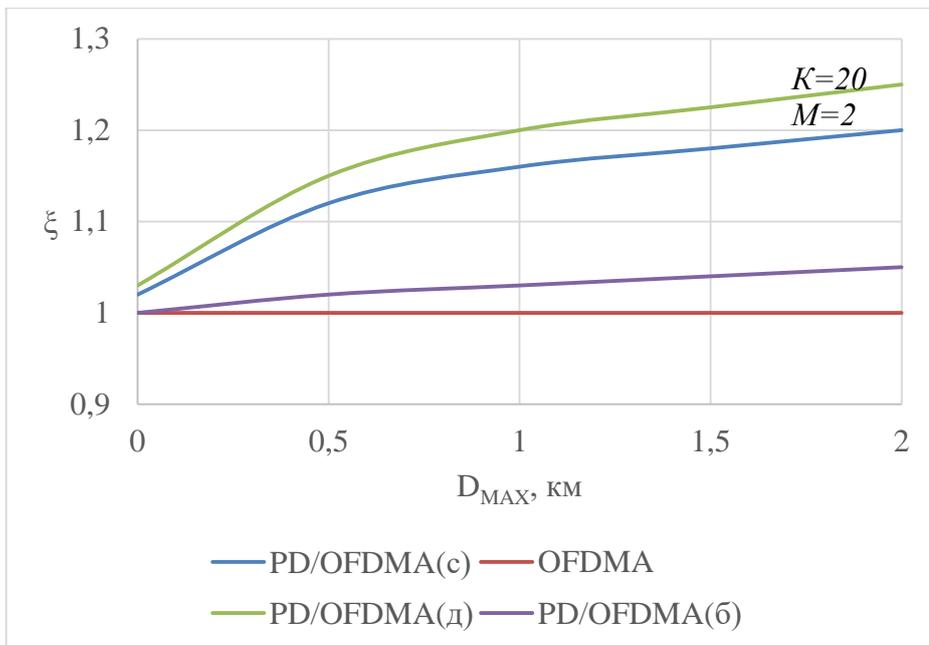
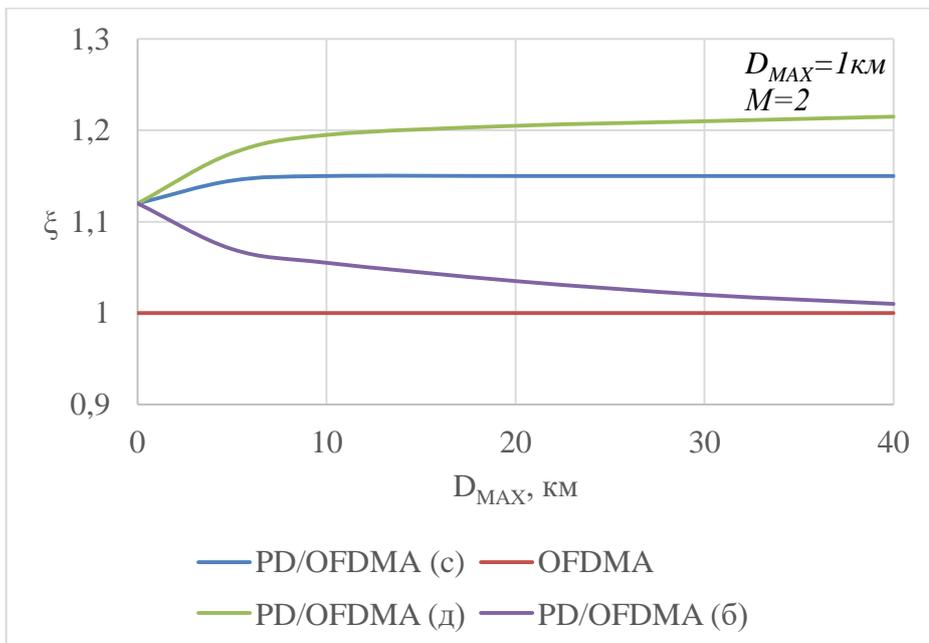


Рисунок 5.3 – Мультиплексирование пользоателей в OFDMA и PD/OFDMA

На рисунке 5.4 представлена зависимость величины выигрыша пропускной способности системы PD/OFDMA ξ от максимального радиуса зоны обслуживания D_{MAX} и от количества пользователей внутри зоны K для 3-х рассмотренных методик выбора абонентов для уплотнения по мощности внутри группы, где PD/OFDMA(д) – уплотнение дальних, где PD/OFDMA(б) – уплотнение ближних, а PD/OFDMA(с) – уплотнение случайных абонентов. Результат моделирования показал, что алгоритм объединения по наибольшему среднему расстоянию обеспечивает наибольший выигрыш пропускной способности PD/OFDMA, чем алгоритм случайного объединения и объединения по минимальному среднему расстоянию. При этом общая пропускная способность системы PD/OFDMA $C_{\Sigma}^{PD/OFDMA}$ в 1,25 раз больше, чем общая пропускная способность системы OFDMA C_{Σ}^{OFDMA} при радиусе зоны обслуживания узловой станции $D_{max} = 2$ км и количестве пользователей $K = 20$.



a

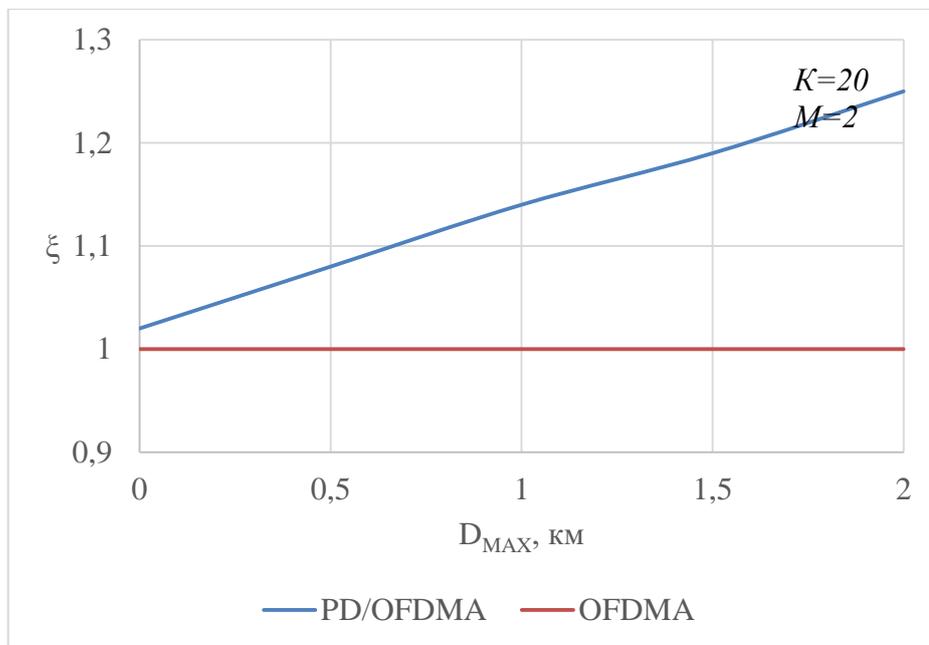


б

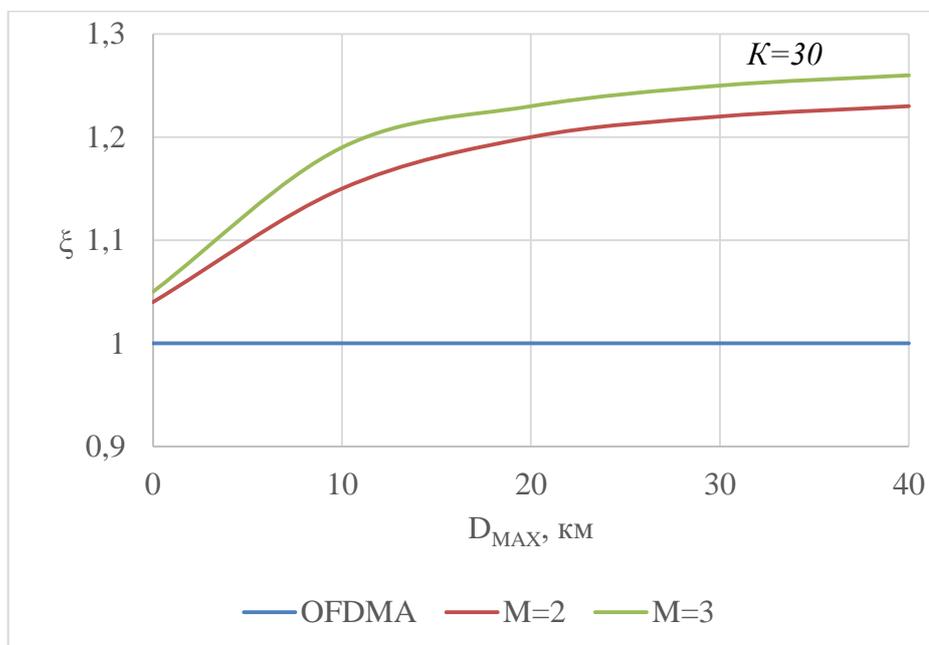
Рисунок 5.4 – Зависимость выигрыша ξ пропускной способности PD/OFDMA относительно OFDMA от: *a* – D_{MAX} при фиксированном K ; *б* – K при фиксированном D_{MAX} .

На рисунке 5.5 (а) представлена зависимость выигрыша ξ пропускной способности системы PD/OFDM A от средней разницы в отношении сигнал/шум между мультиплексируемыми каналами ($\Delta SINR_{cp}$). С увеличением $\Delta SINR_{cp}$ величина выигрыша ξ растет. На рисунке 5.5 (б) представлена зависимость ξ (D_{MAX} , $K = 30$) для случаев уплотнения по мощности 2-х ($M = 2$) и 3-х ($M = 3$) каналов внутри группы. При увеличении количества M уплотняемых по мощности каналов величина ξ так же растет. В

результате моделирования выявлено, что система PD/OFDMA имеет лучшую пропускную способность, чем OFDMA при одинаковом частотно-временном и энергетическом ресурсах. Выигрыш пропускной способности зависит от метода объединения и от количества мультиплексируемых абонентов на ортогональных OFDM-поднесущих. Показано, что увеличение разницы отношения сигнал/шум между уплотняемыми по мощности каналами (ΔSINR) приводит к увеличению выигрыша спектральной эффективности.



a



б

Рисунок 5.5 – Зависимость выигрыша пропускной способности PD/OFDMA ξ от: а - $\Delta\text{SINR}_{\text{cp}}$ при $K = 20$ и $M = 2$; б - D_{MAX} при $K = 30$, а $M = 2$ и $M = 3$.

В главе рассмотрен метод неортогонального множественного доступа с разделением пользовательских каналов по мощности PD-NOMA, который способен обеспечить выигрыш пропускной способности многоканальной системы в сравнении с используемыми в настоящее время ортогональными (квазиортогональными) методами множественного доступа в случае, если мультиплексируемые каналы обладают различным друг от друга отношением сигнал/шум. Рассмотрен метод SIC-демодуляции, который применяется для демодуляции PD-NOMA сигнала. Получено сравнение вычислительной сложности и эффективности SIC-демодуляции с компенсацией на уровне канальных символов SL-SIC и на уровне кодового слова CL-SIC. Показано, что CL-SIC не дает существенного преимущества в помехоустойчивости относительно SL-SIC, обладая при этом в 2 раза большей вычислительной сложностью. Применение CL-SIC оправдано в случае сложного и быстроменяющегося канала передачи для наиболее точной компенсации канальных символов. На основании теоремы Шеннона произведен расчет предельной пропускной способности каналов PD-NOMA. Получена оценка выигрыша помехоустойчивости каналов PD-NOMA относительно OFDMA. Произведено моделирование сравнения систем связи OFDMA и PD-NOMA в условиях простого канала РРВ с АБГШ и сложного многолучевого канала РРВ. Результат моделирования подтвердил наличие выигрыша помехоустойчивости. При этом величина полученного в модели выигрыша отличается от рассчитанной, что объясняется допущениями, сделанными при расчете. Отражены сложности и проблемы, которые могут возникнуть при реализации технологии PD-NOMA в мобильных системах связи. Одной из основных проблем является нецелесообразность уплотнения каналов по мощности без предварительного уплотнения по частоте и (или) времени. Поэтому выгодным решением является применение PD-NOMA на основе OFDMA. Предложен алгоритм формирования и обработки сигналов множественного доступа с разделением пользовательских каналов по мощности на ортогональных несущих. Результат моделирования показал, что применение метода PD/OFDMA способствует увеличению пропускной способности многоканальной системы связи в 1,25 раз по сравнению с OFDMA. Выигрыш пропускной способности растет как при увеличении разницы ОСШ, так и при увеличении количества мультиплексируемых по мощности каналов.

6 Расчет парциальной мощности каналов PD-NOMA

Расчет энергетических параметров каналов связи является определяющим фактором для эффективного функционирования многоканальной системы. Для систем сотовой связи характерно управление параметрами абонентских каналов на стороне узловой станции. Для этого должна быть произведена оценка параметров канала РРВ всех абонентов (мощность АБГШ и коэффициенты ослабления). В современных мобильных системах связи (например, LTE) абонент производит оценку канала передачи в

течение сеанса связи, которая передается по каналу обратной связи на узловую станцию. Адаптивно к состоянию канала РРВ каждому абонентскому каналу связи определяются тип сигнально-кодовой конструкции (тип модуляции и канального кодирования), спектральные и энергетические параметры. В системах с ортогональным (квазиортогональным) мультиплексированием при отсутствии межканальной интерференции изменение мощности одного пользовательского канала никак не влияет на помехоустойчивость соседних. В системах PD-NOMA изменение мощности одного канала напрямую влияет на помехоустойчивость соседних вследствие межканальной интерференции. Мощность каждого канала в системе определяет как его энергетические параметры, так и энергетические параметры соседних каналов и системы в целом. Мощность должна быть распределена таким образом, чтобы каналы нижнего уровня имели максимальную энергетическую эффективность, но при этом не являлись непреодолимой помехой при демодуляции каналов верхнего уровня. В PD-NOMA точность оценки канала РРВ играет исключительную роль, а большая погрешность оценки или существенное изменение его состояния в течении сеанса связи приведет к ошибочной компенсации при SIC-демодуляции. В реальных условиях работы системы мобильной связи канал РРВ постоянно меняется из-за движения передатчика или приемника и (или) окружающих объектов. Актуальная оценка канала должна передаваться с таким интервалом времени, в течении которого возможно поддерживать адаптивное к каналу распределение мощности. Система PD-NOMA не способна обеспечивать стабильные каналы связи в случае, если узловая станция не успевает отслеживать изменение характеристик абонентских каналов РРВ и производить адаптивный расчет парциальной мощности. В связи с этим можно выделить ряд особенностей, которые должны учитываться при расчете мощности:

1. Для расчета мощности и эффективного использования энергетического ресурса погрешность оценки состояния трассы РРВ должна быть минимальной.

2. При расчете мощности должно учитываться изменение характеристик канала передачи за время распространения сигнала, т.к. это приводит к нарушению энергетического соотношения пользовательских каналов и к увеличению вероятности ошибки демодуляции.

3. Интервал времени, с которым пользовательские станции сообщают оценку своего канала РРВ на сторону базовой станции, должен быть минимальным.

6.1 Расчет парциальной мощности без учета требуемой пропускной способности каналов при фиксированной общей мощности излучения

Расчет парциальной мощности при отсутствии требований пропускной способности каналов сводится к распределению доступной мощности излучения Ризл между каналами. Предлагаемая методика расчета основывается на определении среднего отношения сигнал/шум $SINR_{cp}$ в пользовательских

каналах PPB и вычислении парциальных мощностей $p_{1...K}$ для обеспечения одинаковой пропускной способности при $SINR_{cp}$ в каждом канале (точка пересечения кривых на рисунке 3.1). Рассчитанные значения парциальных мощностей $p_1 > p_2 > p_3 > p_4 > p_5 > p_6 > p_7 > p_8 > p_9 > p_{10}$ определяются для каналов соответственно

$SINR_1 < SINR_2 < SINR_3 < SINR_4 < SINR_5 < SINR_6 < SINR_7 < SINR_8 < SINR_9 < SINR_{10}$, т.е. каналу с наихудшим SINR назначается максимальное p , и, наоборот. Тогда пропускные способности каналов $C_{1...K}$ при $SINR_{1...K}$ образованных методом PD-NOMA будут больше, чем в OFDMA.

Для расчета парциальных мощностей $p_{1...K}$ для обеспечения $C_1 = C_2 = \dots = C_K$ при $SINR_{cp}$ требуется найти решение системы уравнений:

В случае, когда требуется мультиплексировать K пользовательских каналов с известными значениями оценки ослабления $\alpha_{1...K}$ и мощности АБГШ $N_{1...K}$ в канале PPB каждого пользователя при заданной общей мощности излучения $P_{изл}$ среднее отношение сигнал/шум $SINR_{cp}$ (относительно $P_{изл}$) вычисляется:

$$SINR_{cp} = \sum_{k=1}^K SINR_k / K \quad (6.1)$$

где $SINR_k$ – отношение сигнал/шум в $SINR_k$ -ом пользовательском канале. Соответственно, среднее значение ослабления и мощности АБГШ $SINR_k = \alpha_k * P_{изл} / N_k \alpha_{cp}$ и N_{cp} :

$$N_{cp} = \sum_{k=1}^K N_k / K \quad (6.2)$$

$$\alpha_{cp} = \sum_{k=1}^K \alpha_k / K$$

Для расчета парциальных мощностей $p_{1...K}$ для обеспечения

$C_1 = C_2 = \dots = C_K$ при $SINR_{cp}$ требуется найти решение системы уравнений:

$$C_k = \begin{cases} F \cdot \log_2 \left(\frac{\alpha_{cp} \cdot P_k}{\alpha_{cp} \cdot \sum_{i=k+1}^K p_i + N_{cp}} \right) & 1 \leq k \leq K-1 \\ F \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_{cp} \cdot P_k}{N_{cp}} \right) & k = K \end{cases} \quad (6.3)$$

При этом общая суммарная мощность излучения:

$$P_{изл} = \sum_{k=1}^K p_k \quad (6.4)$$

Для вычисления $p_{1...K}$ требуется найти решение системы уравнений (6.3), выполняя условие (6.4). Для этого парциальные мощности $p_{1...K-1}$ могут быть выражены с помощью p_K , а система уравнений (6.3) решена относительно p_K . Пропускная способность каналов C_k в полосе F вычисляется с помощью выражения (5.1) при рассчитанных парциальных мощностях $p_{1...K}$ и известных характеристиках канала PPB $\alpha_{1...K}$ и $N_{1...K}$.

6.2 Расчет арциальной мощности при мультиплексировании 3-х пользователей предложенным алгоритмом

Представлен вывод аналитического выражения для расчета парциальной мощности $p_{1,2,3}$ при уплотнении 3-х абонентов ($K = 3$) в полосе F и известных коэффициентах ослабления сигнала $\alpha_{1,2,3}$ и мощности АБГШ $N_{1,2,3}$ в канале передачи, а также общей мощности излучения $P_{изл}$.

Шаг 1. Расчет среднего ослабления и мощности АБГШ происходит согласно (3.2). $\alpha_{ср} = (\sum_{k=1}^3 \alpha_k)/3$ $N_{ср} = (\sum_{k=1}^3 N_k)/3$

Шаг 2. Запись системы уравнений расчета пропускной способности $C_1 \dots C_3$, согласно (3.3):

$$\begin{aligned} C_1 &= F \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_{ср} \cdot p_1}{\alpha_{ср} \cdot (p_2 + p_3) + N_{ср}} \right) \\ C_2 &= F \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_{ср} \cdot p_2}{\alpha_{ср} \cdot p_3 + N_{ср}} \right) \\ C_3 &= F \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_{ср} \cdot p_3}{N_{ср}} \right) \end{aligned} \quad (6.5)$$

Шаг 3. Расчет парциальной мощности p_2 через p_3 с помощью решения уравнения (3.5) при $C_2 = C_3$:

$$\begin{aligned} \frac{p_2 \cdot \alpha_{ср}}{p_3 \cdot \alpha_{ср} + N_{ср}} &= \frac{p_3 \cdot \alpha_{ср}}{N_{ср}}, \text{ тогда} \\ p_2 &= \frac{p_3 \cdot (N_{ср} + p_3 \alpha_{ср})}{N_{ср}} \end{aligned} \quad (6.6)$$

Шаг 4. Расчет парциальной мощности p_1 через p_3 с помощью решения уравнения (3.5) при $C_1 = C_3$, используя (3.6):

$$\begin{aligned} \frac{\alpha_{ср} \cdot p_1}{(p_3 \cdot (N_{ср} + p_3 \alpha_{ср}) / N_{ср} + p_3) \cdot N_{ср}} &= \frac{p_3 \cdot \alpha_{ср}}{N_{ср}}, \text{ тогда} \\ p_1 &= \frac{p_3 \cdot (N_{ср} + \alpha_{ср} \cdot (p_3 + (p_3 \cdot (N_{ср} + p_3 \alpha_{ср}) / N_{ср})))}{N_{ср}} \end{aligned} \quad (6.7)$$

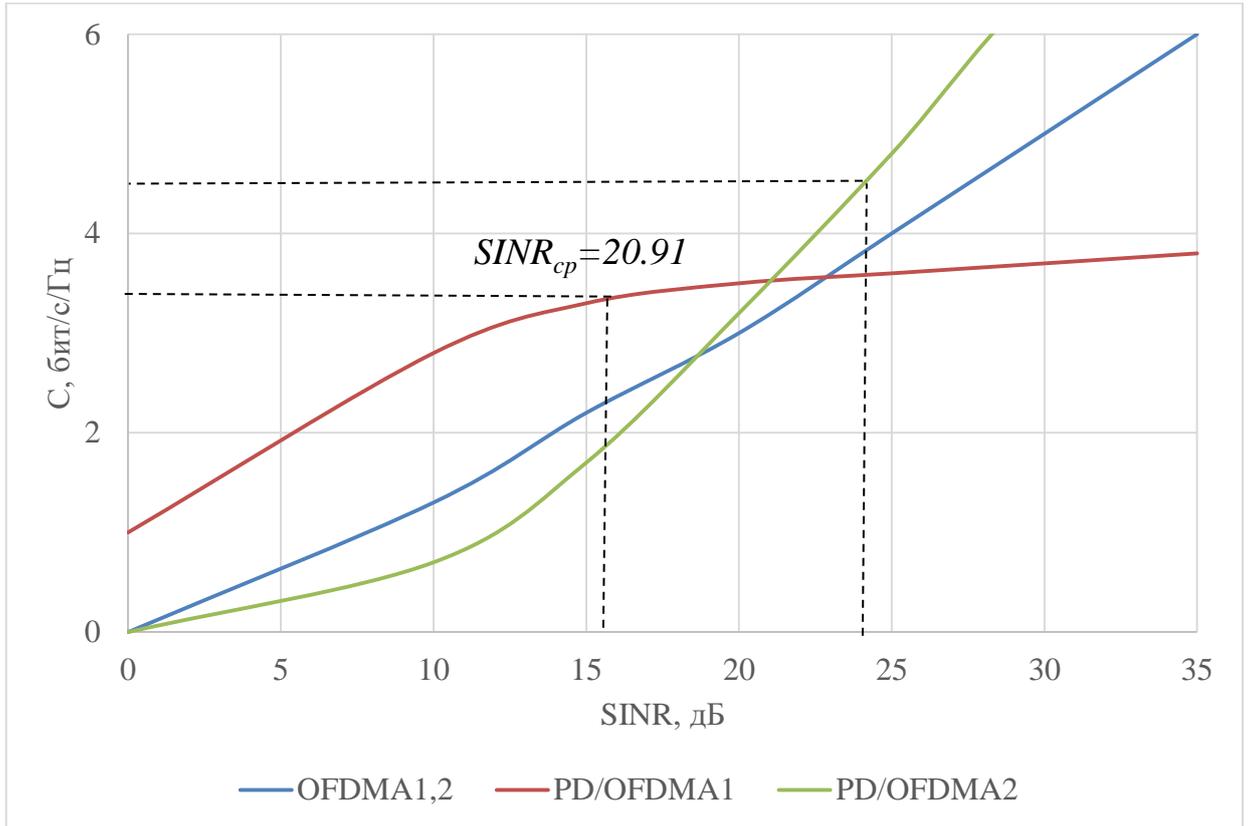
Шаг 5. Нахождение корня степенного уравнения (3.4) и расчет p_3 , используя (6.6 и 6.7):

$$p_3 = \sqrt[3]{\frac{N_{ср}^3}{h_{ср}^3} + \frac{N_{ср}^2 \cdot P_{изл}}{N_{ср}^2} - \frac{N_{ср}}{h_{ср}}} \quad (6.8)$$

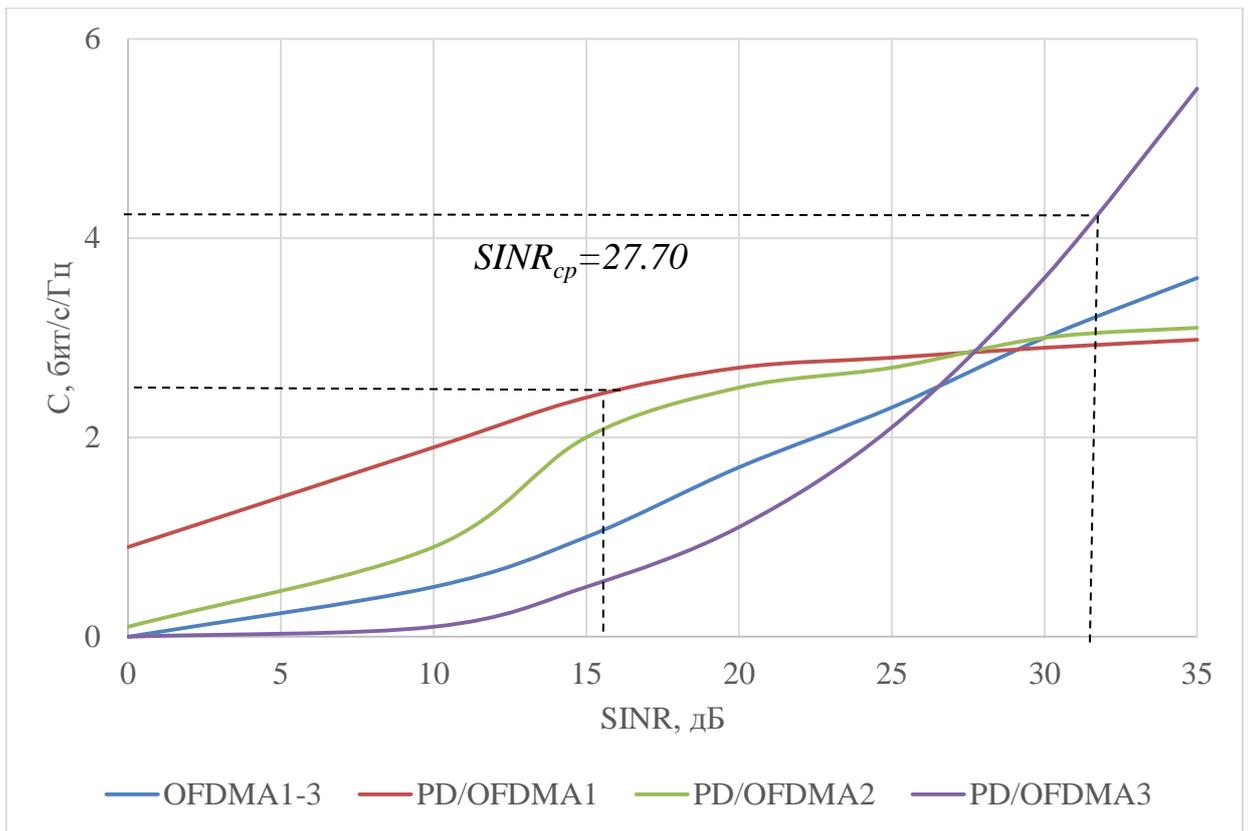
Шаг 6. Расчет p_1 и p_2 с помощью (6.6 и 6.7), используя (6.8).

Шаг 7. Распределение $p_{1,2,3}$ в соответствии с $SINR_1 < SINR_2 < SINR_3$. На рисунке 3.2 представлены зависимости $C(SINR)$, полученные с помощью выражений (2.4 и 2.5) с рассчитанной парциальной мощности p при $P_{изл} = 1$ Вт в случае уплотнения 2-х и 3-х ($K = 2$ и $K = 3$) пользователей, случайно

расположенных на расстоянии d в радиусе 500м от узловой станции. В таблице 3.1 приведены рассчитанные характеристики каналов передачи. Величина мощности АБГШ одинаковая для всех пользователей $N = -100$ дБ, а ослабление α определяется затуханием в свободном пространстве при распространении сигнала с частотой $f_0 = 2$ ГГц на расстояние d . Величинами $SINR_k$ и C_k обозначены значения отношения сигнал/шум в k -ом канале и его пропускная способность. Величиной ξ (выражение 2.6) обозначен выигрыш пропускной способности PD/OFDMA относительно OFDMA.



a



б

Рисунок 6.1 – Зависимость пропускной способности каналов от $SINR$ при рассчитанных парциальных мощностях при мультиплексировании: а - 2-х каналов; б – 3-х каналов

Таблица 6.1 – Значения рассчитанных характеристик каналов

K	2	3
p_k , Вт	$p_1 = 0,917, p_2 = 0,083$	$p_1 = 0,917, p_2 = 0,083$
C_k , бит / с / Гц	$C_1 = 3,29; C_2 = 4,13$	$C_1 = 2,86; C_2 = 2,8;$ $C_3 = 4,32$
$SINR_k$, дБ	$SINR_1=16,21$ $SINR_2=23,27$	$SINR_1=16,54$ $SINR_2=23,01$ $SINR_3=31,87$
$SINR_{cp}$	$SINR_{cp}=20,91$	$SINR_{cp}=27,70$
ζ	1,12	1,26

6.3 Расчет парциальной мощности с учетом требуемой пропускной способности каналов с минимизацией общей мощности излучения

Приоритетной задачей данного метода расчета является обеспечение требуемых пропускных способностей в пользовательских каналах с минимизацией общей мощности излучения транспортного сигнала [22]. В качестве критерия эффективности метода выступает максимизация общей

пропускной способности системы при минимизации общих энергетических затрат:

$$\begin{aligned} \max(\sum_{k=1}^K C_k) \\ \min(\sum_{k=1}^K p_k) \end{aligned} \quad (6.8)$$

Исходя из количества каналов K , происходит формирование $M = !K$ различных комбинаций, после чего проводится поиск наиболее эффективного порядка уплотнения каналов. Далее для каждой m -й комбинации производится последовательный расчет парциальной мощности $p_{1,m} \dots p_{K,m}$, начиная с последнего K -го слоя:

$$p_{k,m} = \begin{cases} \frac{(2^{\frac{R_k}{F}} - 1) \cdot (\alpha_k \cdot \sum_{i=k+1}^K p_i + N_k)}{\alpha_k} & 1 \leq k \leq K \\ \frac{(2^{\frac{R_k}{F}} - 1) \cdot N_k}{\alpha_k} & k = K \end{cases} \quad (6.9)$$

Таблица 6.2– Характеристики пользовательских каналов передач

K	2	3	4
p_k , Вт	$p_1 = 0,0893$; $p_2 = 0,0071$;	$p_1 = 0,882$; $p_2 = 0,105$; $p_3 = 0,012$	$p_1 = 2,59$; $p_2 = 2,26$; $p_3 = 0,030$; $p_4 = 0,02$;
C_k , бит / с / Гц	$C_1 = 2$; $C_2 = 4$	$C_1 = 2$; $C_2 = 4$; $C_3 = 7$	$C_1 = 1$; $C_2 = 3$; $C_3 = 4$; $C_4 = 6$;
α_k	$\alpha_1 = 4,4e^{-9}$ $\alpha_2 = 2,1e^{-7}$	$\alpha_1 = 5,8e^{-9}$ $\alpha_2 = 1,4e^{-8}$ $\alpha_3 = 1,5e^{-7}$	$\alpha_1 = 8,3e^{-9}$ $\alpha_2 = 4,3e^{-8}$ $\alpha_3 = 1,3e^{-7}$ $\alpha_4 = 3,3e^{-7}$
$P_{изл}$, Вт	0,0964	0,999	5,17
ζ	1,17	1,14	1,21

6.4 Выводы

Управление энергетическими параметрами канала связи существенно влияет на его эффективность. Особенно это утверждение относится к каналам связи, которые мультиплексированы неортогональным методом множественного доступа с разделением каналов по мощности, т.к. изменение мощности одного канала напрямую влияет на помехоустойчивость соседних каналов вследствие межканальной интерференции. В связи с этим существует проблема расчета парциальной мощности пользовательских каналов. Предложено два метода расчета парциальной мощности, которые обеспечивают:

1. Расчет парциальной мощности с учетом требуемой пропускной способности каналов и минимизации общей мощности излучения.
2. Расчет парциальной мощности без учета требуемой пропускной способности каналов при фиксированной общей мощности излучения. Первый

метод осуществляет распределение общей мощности излучения между пользовательскими каналами, не учитывая требования пропускной способности в каналах. Второй метод может быть использован при расчете парциальной мощности для обеспечения требуемой пропускной способности в каждом канале с минимизацией общей мощности излучения. Эффективность предложенных методов подтверждается результатами расчета и моделирования. Общая пропускная способность системы PD/OFDMA превосходит OFDMA при рассчитанных парциальных мощностях. Основное отличие предложенных методов от ранее известных – использование иного набора параметров при расчете и использование другого подхода.

Анализируя результаты расчета, моделирования можно сделать выводы:

1. Каналы связи PD/OFDMA способны обладать лучшей помехоустойчивостью и информационной эффективностью, чем каналы OFDMA при условии разности отношения сигнал/шум в пользовательских каналах.

2. Разница значений помехоустойчивости при расчете и моделировании объясняется допущением, сделанным при расчете, суть которого в том, что помеха от каналов нижнего уровня представляется в виде АБГШ.

3. С помощью теоретического расчета можно наметить прогноз выигрыша помехоустойчивости и информационной эффективности.

4. В одинаковых каналах распространения РРВ метод множественного доступа PD/OFDMA не обеспечивает выигрыш пропускной способности относительно OFDMA. Каналы PD/OFDMA оказываются менее помехоустойчивыми за счет наличия вероятности ошибки компенсации при SIC-демодуляции. В этой ситуации применение PD/OFDMA нецелесообразно из-за уменьшения помехоустойчивости и увеличения вычислительной сложности обработки сигнала в сравнении с OFDMA

5. Чем сложнее канал РРВ, тем больше выигрыш помехоустойчивости и информационной эффективности способна обеспечить система PD/OFDMA за счет более эффективного и адаптивного к каналу РРВ распределения энергетического ресурса между каналами.

Метод множественного доступа с разделением каналов по мощности на ортогональных несущих может быть адаптивно применен в реальных системах мобильной связи в том случае, если характеристики канала распространения радиоволн позволяют произвести уплотнение каналов по мощности с последующей компенсацией межканальной помехи на приемной стороне. При этом достигается увеличение спектральной эффективности системы связи.

Получен ожидаемый выигрыш помехоустойчивости системы PD/OFDMA относительно OFDMA при одинаковых скоростях передачи и одинаковых параметрах канала распространения радиоволн. Разница выигрыша помехоустойчивости в каналах верхнего уровня, полученного в расчете и моделирования, объясняется допущением, сделанном при расчете, суть которого в том, что помеха от канала нижнего уровня представляется в виде АБГШ.

Заключение

Актуальность исследования, проведенного в ходе диссертационной работы, заключается в необходимости повышения эффективности использования частотно-временного ресурса в будущих беспроводных мобильных системах связи широкополосного доступа. Рассмотрен метод неортогонального множественного доступа с разделением пользовательских каналов по мощности PD-NOMA, который способен обеспечить выигрыш пропускной способности многоканальной системы в сравнении с используемыми в настоящее время ортогональными методами множественного доступа в случае, если мультиплексируемые каналы обладают различным друг от друга отношением сигнал/шум.

Рассмотрен метод SIC-демодуляции, который применяется для демодуляции PD-NOMA сигнала. Получена оценка вычислительной сложности процедуры демодуляции каналов PD-NOMA относительно OFDMA. Проведено сравнение SIC-компенсации на уровне канальных символов и компенсации на уровне кодового слова. Одной из основных проблем применения PD-NOMA в реальных системах связи является сложность практической реализации уплотнения по мощности большого количества каналов. Это связано как с повышением вычислительных затрат при обработке сигнала, так и со сложностью расчета парциальной мощности. Решением данной проблемы может быть дополнительное уплотнение каналов по частоте и (или) времени. Выгодным решением является применение метода PDNOMA на основе метода OFDMA.

Рассмотрен алгоритм формирования и обработки сигналов множественного доступа с разделением каналов по мощности на ортогональных несущих PD/OFDMA, который позволяет увеличить пропускную способность системы многоканальной связи.

Показано, что выигрыш пропускной способности напрямую зависит от метода расчета парциальной мощности мультиплексируемых методом PD-NOMA каналов. Исследовано два метода расчета парциальной мощности, которые обеспечивают:

1. Расчет парциальной мощности с учетом требуемой пропускной способности каналов и минимизации общей мощности излучения.
2. Расчет парциальной мощности без учета требуемой пропускной способности каналов при фиксированной общей мощности излучения.

Метод множественного доступа с разделением каналов по мощности на ортогональных несущих может быть адаптивно применен в реальных системах мобильной связи в том случае, если характеристики канала распространения радиоволн позволяют произвести уплотнение каналов по мощности с последующей компенсацией межканальной помехи на приемной стороне. При этом достигается увеличение спектральной эффективности системы связи.

Список сокращений

FDMA - Frequency Division Multiple Access
TDMA - Time Division Multiple Access
CDMA - Code Division Multiple Access
квазиортогональных последовательностей.
OFDMA - Orthogonal Frequency Division Multiple Access
SDMA - Space Division Multiple Access
PDMA - Polarization Division Multiple Access
OMA - Orthogonal Multiple Access
NOMA - Non-Orthogonal Multiple Access
МСИ - Межсимвольная интерференция
ЦП - циклический префикс
LTE - Long-Term Evolution
Wi-MAX - Worldwide Interoperability for Microwave Access
PD-NOMA - Power Division NOMA
CD-NOMA - Code Division NOMA
SIC - Serial interference cancellation
PDMA - Pattern Division Multiple Access
SDMA - Spatial Division Multiple Access
MPA – Message Passing Algorithm
LDS - Low Density Signature
MIMO - Multiple Input Multiple Output

Список литературы

1. . P. Wang, J. Xiao Comparison of orthogonal and non-orthogonal approaches to future wireless cellular systems // *IEEE Veh. Technol. Mag.* – 2006. – Vol. 1. – № 3. – PP. 4- 11
2. 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.
3. 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.
4. 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
5. 3GPP TS 36.211 version 12.4. 0 Release 12, Access, Evolved Universal Terrestrial Radio, Physical channels and modulation. – 2014.
6. Yang Y. Relay technologies for WiMAX and LTE-advanced mobile systems // *IEEE Communications Magazine.* – 2009. – Vol. 47. – №10. – PP. 13-18.
7. Benjebbour A. Concept and practical considerations of non-orthogonal multiple access (NOMA) for future radio access / A. Benjebbour, Y. Saito, Y. Kishiyama, A. Li, A. Harada, T. Nakamura // *Proc. Int. Symp. Intelligent Signal Process. Commun. Syst. (ISPACS).* – 2013. – PP. 770-774.
8. 9. 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.
9. 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.
10. Abe T., Matsumoto T. Space-time turbo equalization in frequency-selective MIMO channels // *IEEE Trans. Veh. Technol.* – 2003. – Vol. 52. – №3. – PP. 469-475.
11. Hojeij M. Resource allocation in downlink non-orthogonal multiple access (NOMA) for future radio access // *Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2015 IEEE 81st.* – 2015. – PP. 1-6.
12. Parida P., Das S. S. Power allocation in OFDM based NOMA systems: A DC programming approach // *Globecom Workshops (GC Wkshps), 2014.* – 2014. – PP. 1026- 1031.
13. Y. Saito et al., "Non-orthogonal multiple access (NOMA) for cellular future radio access," *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2013, Dresden, Germany,* pp. 1-5.

14. 5G radio access: Requirements, concepts and technologies," NTT DOCOMO, Inc., Tokyo, Japan, 5G Whitepaper, Jul. 2014.

15. 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.

16. Hara S., Prasad R. Design and performance of multicarrier CDMA system in frequency-selective Rayleigh fading channels // Vehicular Technology, IEEE Transactions on. – 1999. – Vol. 48, №5. – PP. 1584-1594

17. Nathan Y., Linnartz J.P., Fettweis G. Multi-carrier CDMA in indoor wireless radio networks / Y. Nathan, J. Linnartz, G. Fettweis // IEICE Transactions on Communications. – 1994. – Vol. 77, №7. – PP. 900-904.

18. Рогожников Е.В. Метод подавления прямого сигнала подсвета в многопозиционной пассивной РЛС, работающей по сигналам сторонних источников / Рогожников Е.В., Крюков Я.В., Шибельгут А.А., Ворошилин Е.П. // Известия МГТУ «МАМИ» № 1(25), 2015, Т. 4, С. 81-88.

19. Ngo H.Q., Larsson E.G., Marzetta T.L. Energy and spectral efficiency of very large multiuser MIMO systems // IEEE Transactions on Communications. 2013. V. 61. № 4. P. 1436-1449..

20. Shannon C. E. Communication in the presence of noise // Proceedings of the IRE. – 1949. – Vol. 37. – №1. – PP. 10-21.

21. 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.

22. 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.

23. 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.

24. Формирование и обработка сигналов множественного доступа с разреженным кодом / Д.А. Покаместов, А.Я. Демидов, Я.В. Крюков, Е.В. Рогожников, Р.Р. Абенов // Электросвязь. – 2016. – № 10. – С. 73–78.

25. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / пер. с англ.; под ред. А. В. Назаренко. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1114 с.

26. 5G Network Architecture Design 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/RegionalPresence/CIS/Documents/Events/2015/02_Moscow/Session_3_Tikhvinskiy.pdf, свободный (дата обращения 12.01.2017).

27 Тихвинский В. О., Бочечка Г. С. Концептуальные аспекты создания 5G //Электросвязь. – 2013. – №. 10. – С. 29-34.

28. Жунибеков Д. Применение зондирующего опорного сигнала для эквалайзирования в системе LTE / Жунибеков Д., Крюков Я.В. // Материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2016», 15–17 мая 2016 г., г. Томск, Ч. 1 С. 289-292.

29 Крюков Я.В., Ушарова Д.Н., Вершинин А.С., Эквалайзирование канала данных системы LTE с частотно-селективными замираниями и аддитивным гауссовым шумом, Молодой ученый. — 2015. — №10. — С. 244-247.

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