

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ  
федеральное государственное автономное  
образовательное учреждение высшего образования  
«Национальный исследовательский Томский политехнический университет»  
(ТПУ)

На правах рукописи

Хан Рабиа

**Разработка алгоритмов для повышения эффективности Неортогонального  
множественного доступа (NOMA) для беспроводных сетей**

2.2.15. Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Диссертация на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель:  
PhD (Дублин), профессор  
Джаякоди Арачшиладж Душанта Налин Кумара

Санкт-Петербург – 2023

## СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	6
1 ОБЗОР СИСТЕМЫ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ.....	15
1.1 Цифровая модуляция и обнаружение.....	15
1.1.1 Амплитудная и фазовая модуляция.....	16
1.1.2 Квадратурная амплитудная модуляция (Quadrature Amplitude Modulation, MQAM).....	17
1.2 Обзор существующих беспроводных технологий.....	19
1.3 Безопасность и конфиденциальность технологий 5G.....	20
1.3.1 РНУ Безопасность.....	21
1.3.2 Неортогональный множественный доступ (NOMA).....	21
1.4 Машинное обучение для беспроводной связи.....	23
1.5 Технические ограничения в реализации NOMA.....	25
1.6 Заключение главы.....	26
2 ВНЕДРЕНИЕ НЕОРТОГОНАЛЬНОГО МНОЖЕСТВЕННОГО ДОСТУПА (NOMA) ДЛЯ СИСТЕМЫ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ.....	27
2.1 Неортогональный множественный доступ.....	28
2.2 Мультиплексирование домена питания (PDM) NOMA.....	30
2.2.1 NOMA для нисходящей связи.....	31
2.2.2 NOMA для восходящей линии.....	34
2.3 Обзор литературы.....	37
2.3.1 NOMA для базовой системы беспроводной связи.....	37
2.3.2 NOMA с интеллектуальной транспортной системой.....	40
2.3.3 NOMA для WPT и SWIPT.....	43
2.3.4 NOMA для полнодуплексной беспроводной связи.....	45
2.4 Интеграция полного дуплекса в 5G & Beyond.....	50
2.5 Внедрение NOMA в технологии за пределами 5G.....	51
2.6 Заключение главы.....	53

3 НЕОРТОГОНАЛЬНЫЙ МНОЖЕСТВЕННЫЙ ДОСТУП НА ОСНОВЕ МОДУЛЯЦИИ.....	54
3.1 Алгоритм NOMA на основе модуляции.....	55
3.2 Полудуплексный (HD) M-NOMA.....	59
3.2.1 Два пользователя с одной передающей станцией.....	59
3.2.1.1 M-NOMA с каналом AWGN.....	59
3.2.2 Четыре пользователя с одной передающей станцией.....	64
3.2.2.1 M-NOMA с плоским затухающим каналом.....	64
3.2.3 Интеллектуальная транспортная система для поддержки сверхнадежной связи с низкой задержкой (URLLC) для К транспортных средств.....	70
3.2.3.1 Модель системы.....	71
3.2.3.2 Прямая связь.....	73
3.2.3.2.1 Расчет отношения сигнал/помеха плюс шум.....	74
3.2.3.2.2 Вычисление достижимой скорости передачи данных.....	75
3.2.3.3 Совместная коммуникация DF.....	75
3.2.3.4 Аналитическая часть.....	76
3.2.3.4.1 Частота ошибок символов (SER).....	76
3.2.3.4.2 Задача оптимизации SER.....	78
3.2.4 BEEM-NOMA для четырехфункциональной системы.....	81
3.2.4.1 Связь BEEM-NOMA.....	81
3.2.5 BEEM-NOMA для ITS с MLGA.....	84
3.2.5.1 Модель системы.....	84
3.2.5.1.1 Связь "точка-точка".....	87
3.2.5.1.2 Совместная коммуникация для BEEM-NOMA.....	89
3.2.5.1.3 Реализация генетического алгоритма машинного обучения.....	90
3.3 Внутриполосная полнодуплексная связь (In-Band Full Duplex, IBFD) с разработанным алгоритмом компонент-форвард (CF).....	91
3.3.1 IBFD-CF для типовой системы связи.....	92
3.3.1.1 Мотивация и вклад.....	92
3.3.1.2 Модель системы.....	94

3.3.1.3	Добавление искусственного шума для повышения безопасности.....	97
3.3.1.4	Системный анализ.....	98
3.3.1.5	Оценка эффективности.....	98
3.3.1.5.1	Расчет емкости секретности.....	98
3.3.1.5.2	Выбор передатчика.....	99
3.3.1.5.3	Вычисление вероятности отключения секретности (SOP).....	100
3.3.1.5.4	Сбор радиочастотной энергии.....	101
3.3.1.5.5	Оценка пропускной способности секретности.....	102
3.3.2	IBFD для NOMA ITS с MLGA.....	102
3.3.2.1	Мотивация и вклад.....	102
3.3.2.2	Модель системы.....	103
3.3.2.3	Добавление искусственного шума для повышения безопасности.....	106
3.3.2.4	Системный анализ.....	106
3.3.3	Полный дуплекс с NOMA для IoT и ML.....	107
3.3.3.1	Оптимизация на основе генетического алгоритма машинного обучения.....	108
3.3.3.2	Проблемы оптимизации емкости секретности сумм.....	109
3.4	Заключение главы.....	111
4	ОЦЕНКА ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ ДЛЯ НЕОРТОГОНАЛЬНОГО МНОЖЕСТВЕННОГО ДОСТУПА НА ОСНОВЕ МОДУЛЯЦИИ.....	112
4.1	Оценка производительности для HD M-NOMA.....	112
4.1.1	Два пользователя с одной передающей станцией (канал AWGN).....	112
4.1.2	Четыре пользователя с одной передающей станцией (плоский затухающий канал).....	117
4.1.3	ITS для поддержки URLLC в системе К транспортных средств.....	121
4.2	BEEM-NOMA для четырехфункциональной системы.....	129
4.2.1	M-NOMA: эффективная система.....	129
4.3	BEEM-NOMA для ITS с MLGA.....	131
4.4	IBFD с использованием алгоритма “компонент-форвард”.....	134
4.4.1	IBFD-CF для типовой системы связи.....	134

4.4.2 IBFD для NOMA ITS с MLGA.....	139
4.5 Заключение главы.....	141
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	143
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ.....	152
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	166
СПИСОК РИСУНКОВ.....	178
СПИСОК ТАБЛИЦ.....	183
ПРИЛОЖЕНИЯ .....	184
Приложение А.....	184
Приложение В.....	185
Приложение С.....	186
Приложение D.....	187
Приложение E.....	188
Приложение F.....	189
Приложение G.....	190

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность темы диссертации.** Беспроводная связь возникла в 1865 году и с тех пор постоянно совершенствовалась. В процессе развития технология прошла путь от 1G до 4G и продолжает развитие в настоящее время, оказывая все большее влияние на реальную жизнь. Существующая связь поколения 3G и 4G сталкивается с множеством технических проблем, таких как безопасность, ограниченная пропускная способность, задержка передачи сигнала, чрезмерно высокое энергопотребление и т. д. Новейшие технологии открывают ранее недоступные перспективы и горизонты и вместе с тем приводят к снижению вычислительной сложности и другим недостаткам, таким как проблемы безопасности и конфиденциальности.

Неортогональный множественный доступ (*NOMA*) является одной из инноваций, способных в перспективе обеспечить работу беспроводной связи 5-го и последующего поколений (5G и *B5G*). Для обеспечения системы связи в существующих системах используется разделение естественного доступного спектра, что на данный момент привело к исчерпанию большей части спектра. *NOMA* не требуется разделять спектр для предоставления связи пользователям и выполнения других системных требований, он может эффективно использовать выход спектра для выполнения всех современных требований связи наряду с Интернетом вещей (*IoT*), *BigData* и тактильным Интернетом. Эта эффективная система использует множество различных механизмов преодоления разрыва в разделении спектра, что позволяет предоставлять услуги связи более высокого качества. Использование *NOMA* обеспечивает лучшую секретность и конфиденциальность, высокую скорость передачи данных, пропускную способность, энергоэффективность, спектральную эффективность, равную доступность связи для пользователей (системную справедливость), снижает вероятность простоя, задержку, число ошибок на бит (*BER*) и т. д. *NOMA* может быть интегрирован с любым из ныне существующих алгоритмов системы выхода. Наряду с эффективной стороной, *NOMA* сталкивается с определенными ограничениями, которые требуют внимания, в первую очередь с большим числом

помех. Это приводит к определенным недостаткам, включая сложность системы, проблемы с обеспечением безопасности и конфиденциальности.

Перед передачей *NOMA* разделяет сигналы пользователей по частоте и времени, используя *FDMA* (*Frequency Division Multiple Access* — множественный доступ с разделением каналов по частоте) и *TDMA* (*Time Division Multiple Access* — многократный доступ с временным разделением). Чтобы дифференцировать пользователей, *NOMA* выделяет различное количество мощности для разных пользователей, что повышает уровень помех и проблемы безопасности между сигналами. Каждый пользователь получает комбинированный сигнал сообщения с помехами от сигналов всех других пользователей. Следовательно, каждый пользователь должен выполнить *SIC* (*Successive Interference Cancellation* — последовательное подавление помех) для сигналов всех других пользователей. Большее количество помех со стороны пользователей увеличивает вычислительную сложность *SIC* по мере увеличения количества мешающих сигналов. Эта диссертация посвящена обеспечению решения проблем *NOMA*.

**Степень разработанности темы.** В области Интернета Вещей (*IoT*) и неортогонального множественного доступа (*NOMA*), сетей связи пятого и последующих поколений существует достаточно много работ отечественных и зарубежных ученых: В.В. Бутенко, Б.С. Гольдштейна, В.М. Вишневого, В.Г. Карташевского, А.И. Парамонова, К.Е. Самуйлова, А.Е. Кучерявого, В.К. Сарьяна, М.А. Сиверса, А.В. Рослякова, А.Е. Рыжкова, С.Н. Степанова,, В.О. Тихвинского, Ю.В. Гайдамаки, Р.В. Киричка, Е.А. Кучерявого, Д.А. Молчанова, А.С.А. Мутханна, Т. Rappoport, D. C. Liang, H. S. Ali, Z. Ding, M. Dohler, C. Toker, F. Vaccelli, S. Singh, S. Rangan и других.

Отмеченные выше работы внесли решающий вклад в исследования *NOMA* и других сетей беспроводной связи пятого и последующих поколений. Технические характеристики *NOMA* могут быть дополнительно улучшены путем системного анализа с использованием математических и интеллектуальных инструментов, таких как оптимизация Лагранжа и машинное обучение (*ML*), наряду с использованием подходящих алгоритмов и сценариев. Это может не только

принести пользу беспроводной связи и социальным медиа, но и обеспечивает решение многих задач в мире *IoT*. Для понимания основной концепции *NOMA* и причин ее несовершенства был проведен литературный обзор. В ходе сбора и изучения информации были отмечены два основных недостатка *NOMA*: вычислительная сложность системы и наличие значимых помех. Добавление некоторой доли ортогональности связи позволяет оптимизировать параметры системы. Оптимизация скорости и качества связи за счет установления оптимального соотношения между ортогональной и неортогональной составляющей и является целью диссертационной работы, которая определяет также ее задачи, объект и предмет.

**Объект исследования.** Объектом исследования являются Неортогональный множественный доступ (*NOMA*) в системе беспроводной связи пятого и последующих поколений.

**Предмет исследования.** Алгоритмы для уменьшения помех и сложности системы неортогонального множественного доступа.

**Цель работы.** Целью этой диссертационной работы является разработка алгоритмов для повышения общей эффективности *NOMA* с учетом помех между сигналами пользователей, вычислительной сложности *SIC* (которая необходима для подавления помех на приемнике), проблем безопасности, энергоэффективности, сбора радиочастотной энергии, достижимой скорости передачи данных и задержки.

**Задачи исследования.** Указанная цель достигается путем решения в диссертационной работе следующих задач:

1. Проанализировать существующий алгоритм *NOMA* и оценить его производительность путем проведения тщательного литературного обзора существующих статей.

2. Разработать алгоритм для улучшения показателей существующего *NOMA* для пользователей, использующих одни каналы связи: защищенности от помех, надежности и эффективности.



3. Использовать разработанный алгоритм разработки системных моделей для внедрения в современную систему *IoT*.

4. Сформулировать математическое выражение для разработанного алгоритма для определения математической достоверности и сравнения с существующими теоретическими моделями.

5. Сформулировать выражения для повышения энергоэффективности и сбора радиочастотной энергии, чтобы определить практическую значимость разработанного алгоритма.

6. Сформулировать и оптимизировать конструкцию системы с помощью метода оптимизации Лагранжа.

7. Использовать алгоритм машинного обучения во время передачи сигнала для автоматической оптимизации параметров в режиме реального времени, за счет чего смоделированная система станет более интеллектуальной.

8. Разработать еще одну модель системы с использованием механизма компонент-форвард для полнодуплексной беспроводной системы связи с целью уменьшения помех в полнодуплексной системе.

9. Использовать генетический алгоритм машинного обучения в разработанном алгоритме с использованием механизма компонент-форвард для интеллектуальной транспортной системы.

10. Имитировать параметры системы для получения результатов работы предлагаемого алгоритма и сравнения его с существующими результатами *NOMA*, оценить полученные результаты.

**Научная новизна.** Научная новизна полученных результатов состоит в следующем:

1. Новый алгоритм неортогонального множественного доступа *NOMA* (*M-NOMA*) на основе модуляции предназначен для улучшения существующего алгоритма *NOMA*. При передаче сигналов *NOMA* возникает множество помех из-за отсутствия разделения между передаваемыми сигналами *NOMA* по частоте и времени. *M-NOMA* разделяет пользователей, уникально модулируя сигналы сообщений каждого пользователя. В *M-NOMA* источник модулирует половину

пользователей квадратурным ( $Q$ ) компонентом, а оставшуюся половину — синфазным ( $I$ ) компонентом созвездия модуляции  $QAM$ . Такое разделение сигналов пользователей с помощью  $M-NOMA$  снижает помехи на 50 %.

2.  $M-NOMA$  снижает вычислительную сложность  $SIC$  на приемниках сигналов на 50% по сравнению с  $NOMA$ . Половина от общего количества сигналов пользователей разделяется модуляцией  $M-NOMA$ , поэтому  $SIC$  не применяется для сигналов половины пользователей, что снижает вычислительную сложность на приемнике сигналов на 50% по сравнению с  $NOMA$ . Для дальнейшего снижения сложности вычислений пользователи с мощным сигналом отделены друг от друга. Это снижает вычислительную сложность на 25%. Таким образом, общее сокращение составляет 75%.

3. Алгоритм компонент-форвард ( $CF$ ) предназначен для полнодуплексной беспроводной системы связи. Этот алгоритм уменьшает помехи, вычислительную сложность и проблемы безопасности существующей системы связи  $IBFD$  (*In-Band Full Duplex* — Внутриполосный полный дуплекс). Алгоритм  $CF$  направлен на устранение помех в приемнике / ретрансляторе сигнала, который принимает и передает сигналы в одно и то же время и с одинаковой частотой, и, следовательно, наблюдает большое количество помех между принятым и переданным сигналом при использовании совместной связи  $DF$  (*Decode-and-Forward* — Декодирование и пересылка). С  $CF$  приемник/ретранслятор получает сигнал от источника в синфазной ( $I$ ) составляющей и перенаправляет его в квадратурной ( $Q$ ) составляющей созвездия  $QPSK$ . Таким образом, он предотвращает помехи между принимающим и передающим сигналами.

**Теоретическая и практическая значимость диссертации.** Теоретическая значимость диссертационной работы заключается в разработке и исследовании новых алгоритмов для системы связи  $NOMA$  5G с учетом проблемы помех и вычислительной сложности. Пользователи  $NOMA$  не разделены по частоте и времени. Следовательно, принимаемый сигнал содержит много помех от сигналов всех других пользователей. Каждый пользователь должен вычесть помехи от всех других пользователей, прежде чем декодировать требуемый сигнал. При

сохранении спектральной эффективности *NOMA* разработаны два алгоритма. Первый алгоритм предназначен для *HD* (полудуплексной) связи, называемой *M-NOMA*. Другой алгоритм предназначен для *IBFD* (внутриполосной полнодуплексной) связи и называется компонент-форвард. Оба алгоритма ориентированы на разделении пользователей для предотвращения помех и сложности вычислений. Разделение создается во время модуляции сигнала, когда половина пользовательских сигналов модулируется синфазной составляющей, а оставшаяся половина – квадратурной составляющей модуляции *QAM*. Алгоритм *M-NOMA* и *CF* обеспечивают значительное улучшение в уменьшении помех между сигналами и вычислительной сложности, необходимой для *SIC*. Наряду с основными целями, оба алгоритма также повышают общую эффективность *NOMA* за счет улучшения *SER*, безопасности, скорости передачи данных и задержки.

Практическая значимость диссертационной работы заключается в создании методики планирования внедрения *M-NOMA* и *CF* в *ITS* (Интеллектуальную транспортную систему). Он основан на выборе реальной среды, включая здания, стены, другие транспортные средства, другие существующие коммуникации, переменную скорость и расстояние между транспортным средством и источником. Оптимизация *MLGA* была признана полезной для оптимизации требуемых параметров в сценарии реального времени и обеспечения успешной реализации.

Результаты, полученные в диссертационной работе, были использованы в Университете Стратклайда, Глазго, для научно-технической и методической поддержки внедрения промышленной системы Интернета вещей в энергетическом секторе. Результаты также были использованы на курсах и вебинарах Технологического кампуса Шри-Ланки. Курсы назывались "Система беспроводной связи" и "Цифровая коммуникация и дизайн". Еженедельный вебинар назывался "Современная система беспроводной связи".

**Методы исследования.** Методология исследования данной работы использует в качестве инструмента такие подходы, как обзор литературы, системный анализ, системный дизайн, проектирование системы, базовая оптимизация Лагранжа, алгоритм машинного обучения, *IoT*, беспроводная связь

(потеря пути, линия видимости, *AWGN*, замирание Рэлея, модуляция, *IoT*, *NOMA* и *URLLC*). Для вывода математического выражения использовались следующие математические подходы; линейная алгебра, частичные производные, дифференцирование, интегрирование, функции плотности вероятности и кумулятивные функции распределения Гаусса, экспоненциальные, геометрические распределения и распределения Рэлея. Инструменты моделирования включают в себя метод моделирования Монте-Карло, реализация функций в *C*, *Python*, *Matlab* и *Wolfram Mathematica*.

**Соответствие паспорту специальности.** Содержание диссертации соответствует следующим пунктам паспорта специальности 2.2.15 Системы, сети и устройства телекоммуникаций: п.1, п.2, п.3, п.5, п.8, п.10, п.11, п. 14.

**Основные положения, выносимые на защиту:**

1. Эта диссертация включает в себя новый алгоритм неортогонального множественного доступа на основе модуляции (*M-NOMA*), чтобы превзойти существующий обычный *NOMA* для повышения общей эффективности системы, в частности на помехи и вычислительную сложность. “Соответствует направлениям исследований 1, 2, 3, 5 и 8 специальности”.

2. Новая *M-NOMA* дополнительно разработан с использованием различных подходов, таких как базовая оптимизация Лагранжа и генетический алгоритм машинного обучения для проверки производительности системы в современном мире с помощью существующего инструмента. “Соответствует исследовательской области 3 специальности”.

3. Для уменьшения помех в связи с *In-Band Full Duplex (IBFD)* предлагается еще один новый алгоритм совместной связи. Вероятность отключения секретности и уравнения пропускной способности получены для проверки системы в современной беспроводной телекоммуникационной системе *5G*. “Соответствует направлениям исследований 5, 8 и 10 специальности”.

4. Новые системные модели предназначены для каждого алгоритма практического развертывания в реальных сценариях электросвязи. “Соответствует исследовательской области 14”.

5. Разработана новая система безопасности с новым алгоритмом совместной связи компонента и вперед для беспроводной телекоммуникационной системы. “Соответствует исследовательской области 10 и 11”.

6. Предлагаемые алгоритмы исследуются для современного Интернета вещей как приложения в Интеллектуальной транспортной системе (*ITS*). Он показывает значительное улучшение, в среднем в 2 раза, с *ITS* и может быть полезным инструментом для будущих сетей электросвязи *5G*. “Соответствует исследовательской области 14”.

**Тестирование результатов исследования.** Результаты, полученные для этого тезиса, были опубликованы в нескольких научных статьях наряду с сравнением других методов эталона. Физическое обсуждение результатов также проводилось на международных конференциях, в том числе: Международный форум по стратегическим технологиям (*IFOST*), Томск, Российская Федерация, 2019 и в семинарах *IEEE Globecom (GC Wkshps)*, Абу-Даби, Объединенные Арабские Эмираты, 2018.

Научная работа выполняется в сотрудничестве с *Department of Information Security Engineering, Soonchunhyang University*, Южная Корея, *Department of Electronics and Communication Engineering, Visversvaraya National Institute of Technology*, Индия, *Department Ecole de Technology Superieure, University du Quebec*, Монреаль, Канада, *Faculty of Information Technology, University of Jyaskyla*, Финляндия, *School of Computer Science, University College Dublin*, Ирландия and *Centre for Wireless Communications, University of Oulu*, Финляндия, *Department of Computer Science, Swansea University*, Суонси, Великобритания и *ICS, Home of 5GIC, University of Surrey*, Великобритания.

**Апробация результатов исследования.** Результаты предлагаемого метода представлены, приняты и опубликованы в нескольких международных журналах и конференциях, включая *MDPI Electronics, Dec 2020 (Quartile 2)*, *Physical Communication March 2020 (Quartile 3)*, *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 22, no. 1, pp. 196-248, *Firstquarter 2020 (Quartile 1, Impact factor 29.83)*, *Wireless Networks. Sensors*, 19(5), 1169, 2019, *International Journal of Engineering &*

*Technology, March 2018, International Forum on Strategic Technology (IFOST), Томск, Российская Федерация, 2019 and IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), Абу-Даби, Объединенные Арабские Эмираты, 2018.*

**Личный вклад автора.** Основные результаты диссертации получены автором самостоятельно, включая написание, редактирование, выводы, моделирование, идеи и новизну. Автор публикует одну статью самостоятельно, а остальные остальные статьи написаны в соавторстве. Соавторы только вычитывают статьи, остальная работа выполняется автором этой диссертации.

# 1 ОБЗОР СИСТЕМЫ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ

Беспроводная связь является самой быстрорастущей и наиболее динамичной технологической областью в области связи. Беспроводная связь – это метод передачи информации из одной точки в другую без использования физических носителей, таких как провода, кабели и т. д. В этой главе кратко описываются основные принципы беспроводной связи, необходимые для понимания предлагаемых алгоритмов. Глава включает в себя описание нескольких методов цифровой модуляции, безопасности систем связи *5G* на физическом уровне, генетический алгоритм машинного обучения, технические ограничения для реализации *NOMA* и краткое изложение главы.

## 1.1 Цифровая модуляция и обнаружение

Инновационное аппаратное обеспечение и цифровая обработка сигналов сделали цифровые преempoпередатчики экономичнее, быстрее и энергоэффективнее по сравнению с аналоговыми. Помимо этого, цифровая модуляция имеет множество дополнительных преимуществ по сравнению с аналоговой, включая существенно более высокую скорость передачи данных, эффективные методы исправления ошибок и предотвращения разрушения канала, дополнительные подходы к множественному доступу и повышенную безопасность и конфиденциальность. Конечно, процедуры модуляции высокого уровня, такие как *M-QAM*, обеспечивают более широкое распространение и более высокие скорости передачи сложных данных в цифровой модуляции по сравнению с аналоговой модуляцией с эквивалентной полосой пропускания сигнала. Разработки в области кодирования и функционала кодированной модуляции для цифровой передачи сигналов делают сигнал менее уязвимым к шуму и затуханию, а многоканальные методы или частотная коррекция могут быть использованы для уменьшения помех, вызванных наложением символов (*Inter-Symbol Interference*,

*ISI*) [1]. Цифровая модуляция включает в себя преобразование информационных битов в аналоговый сигнал для связи по каналу. Обнаружение включает в себя формирование исходной битовой последовательности, основанной на сигнале, принятом по каналу. Основными соображениями при выборе конкретного метода цифровой модуляции являются:

- высокая спектральная эффективность (минимальная нагрузка полосы пропускания)
- высокая скорость передачи данных
- высокая энергоэффективность (минимально необходимая мощность передачи)
- низкое энергопотребление/стоимость внедрения
- устойчивость к нарушениям каналов (минимальная вероятность битовой ошибки).

Цифровая модуляция имеет обширную область применения и детализации. Однако в этой главе мы обсудим несколько методов модуляции, включенных в результаты моделирования предложенных методов. Общие принципы анализа сигнального пространства впоследствии будут задействованы для изучения методов амплитудной и фазовой модуляции, включая импульсно-амплитудную модуляцию (*PAM*) и квадратурную амплитудную модуляцию (*QAM*). Мы также рассмотрим формирование созвездия для этих модуляций.

### 1.1.1 Амплитудная и фазовая модуляция

Когда информационный битовый поток кодируется в амплитуде, фаза потока передачи  $K = \log_2 M$  кодируется на сигнал передачи  $x(t)$  во временном интервале  $T_s$ , где  $0 \leq t \leq T_s$ . Представление передаваемого сигнала  $x(t)$  в сигнальном пространстве может быть записано как  $x(t) = x_{i1}\phi_1(t) + x_{i2}\phi_2(t)$  наряду с базовой функцией  $\phi_1(t) = g(t)\cos(2\pi f_c t + \phi_0)$  и  $\phi_2 = -g(t)\sin(2\pi f_c t + \phi_0)$ , с формирующим импульсом  $g(t)$ . Передача  $i$ -го сообщения во временном интервале  $\{kT, (k+1)T\}$ , мы рассматриваем в виде  $x_I(t) = x_{i1}g(t)$  и  $x_Q(t) = x_{i2}g(t)$ . Форма импульса  $g(t)$  определяет сигналы фазовых и квадратурных компонентов основной полосы частот со спектральными характеристиками. Полоса



пропускания формы импульса  $g(t)$  и компонентов сигнала одинакова –  $B$ . Передаваемый сигнал  $x(t)$  имеет полосу пропускания  $2B$  и центральную частоту  $f_c$ . Практически мы рассматриваем  $B = K_g/T_s$ , где значение  $K_g$  изменяется в зависимости от формы импульса. Для прямоугольного импульса  $K_g = 0.5$ , и передаваемый сигнал колеблется между  $0.5 \leq K_g \leq 1$  для повышенного косинусного импульса. Поэтому для прямоугольного импульса полоса пропускания  $g(t)$  равна  $0.5/T_s$ , а для  $x(t)$  равна  $1/T_s$ . Для фиксированной формы импульса  $g(t)$  амплитуда и фазовая модуляция сигнала определяется с помощью точки созвездия  $x_i = (x_{i1}, x_{i2}) \in \mathbb{R}^2$ ,  $i = 1, \dots, M$ . Точка созвездия  $x_i$  также называется символом, связанным с битами  $K = \text{Log}_2 M$ , а  $T_s$  — символом времени. Битрейт модуляции задается как  $R = \text{Log}_2 M/T_s$  [1].

$x(t)$  также может быть записан в сложной форме полосы частот,  $x(t) = \Re\{u(t)e^{j(2\pi f_c t + \phi_0)}\}$ , где  $u(t) = x_I(t) + jx_Q(t) = (x_{i1} + jx_{i2})g(t)$ .

Амплитудная и фазовая модуляция далее делятся на следующие типы.

1. Амплитудная модуляция (Pulse Amplitude Modulation, MPAM)
2. Фазовая модуляция (Phase Shift Keying, MPSK)
3. Квадратурная амплитудная модуляция (Quadrature Amplitude Modulation, QAM)

Конструкция цифровой модуляции зависит от формы импульса  $g(t)$ , сигнального созвездия  $x_i = (x_{i1}, x_{i2}) \in \mathbb{R}^2$ ,  $i = 1, \dots, M$  и количества бит на символ  $K = \text{Log}_2 M$ . Задача импульсной формы  $g(t)$  заключается в повышении спектральной эффективности и борьбе с *ISI*.

### 1.1.2 Квадратурная амплитудная модуляция (*Quadrature Amplitude Modulation, MQAM*)

Квадратурной амплитудной модуляцией (*MQAM*) называется кодирование информационных битов как по амплитуде, так и по фазе передаваемого сигнала. Таким образом, MQAM имеет две степени свободы кодирования информационных

битов (амплитуда и фаза), а амплитудное (*MPAM*) и фазовое (*MPSK*) кодирование – только одну. Для заданной средней энергии *MQAM* может кодировать больше бит на символ, чем *MPAM* и *MPSK*, что делает его спектрально эффективным [1].

Выражение для передаваемого сигнала  $x_i(t)$ , его энергии и расстояния между каждой парой соседствующих символов задается

$$x_i(t) = \Re\{A_i e^{j\theta_i} g(t) e^{j2\pi f_c t}\} = A_i \cos(\theta_i) g(t) \cos(2\pi f_c t) - A_i \sin(\theta_i) g(t) \sin(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T_s, \quad (1.1)$$

$$E_{x_i} = \int_0^{T_s} x_i^2(t) dt = A_i^2 \quad (1.1)$$

и

$$d_{ij} = \|x_i - x_j\| = \sqrt{(x_{i1} - x_{j1})^2 + (x_{i2} - x_{j2})^2}. \quad (1.2)$$

Минимальное расстояние уменьшается до  $d_{min} = 2d$  для квадратного сигнального созвездия, при этом значение  $x_{i1}$  и  $x_{i2}$  принимается как  $(2i - 1 - L)d, i = 1, 2, \dots, L = 2^l$ . Действительно, *MQAM* с квадратными созвездиями размера  $L^2$  эквивалентен *MPAM* с квадратными созвездиями размера  $L$  на каждом из внутрифазных и квадратурных компонентов сигнала, таких как *4QAM* и *16QAM*. Примеры квадратных созвездий, показанных на Рисунок 1.1, имеют  $M = 2^{2l} = L^2$  точки созвездия, которые могут отправлять  $2l$  бит на символы или  $l$  бит на измерение. Такие квадратные созвездия имеют среднюю мощность  $S_l$ , пропорциональную  $4^l/3$ , она отстает от средней мощности для одного бита на измерение  $S_{l+1} \approx 4S_l$ . Таким образом, для отправки 1 или 2 дополнительных бит в квадратных созвездиях с ограничением минимального расстояния между точками созвездий требуется примерно на 6 дБ больше мощности.

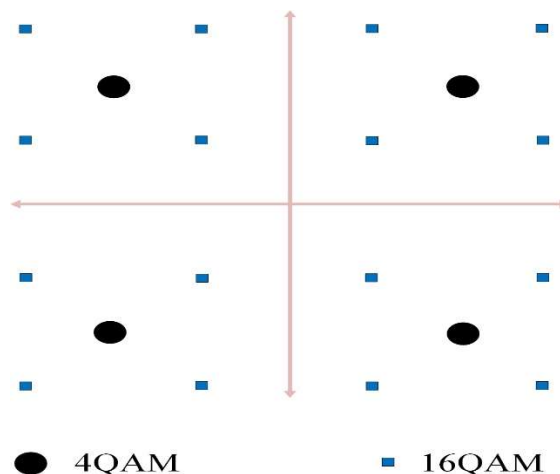


Рисунок 1.1 – Созвездия 4QAM и 16QAM

Трудно найти преобразование созвездий  $MQAM$ , особенно для неправильных форм созвездий, где соседние символы отличаются одним битом, включая «серое преобразование (Gray mapping)». На Рисунок 1.2 показаны области принятия решений, связанные с 16-QAM с  $Z_i = 1, 2, \dots, M$ .

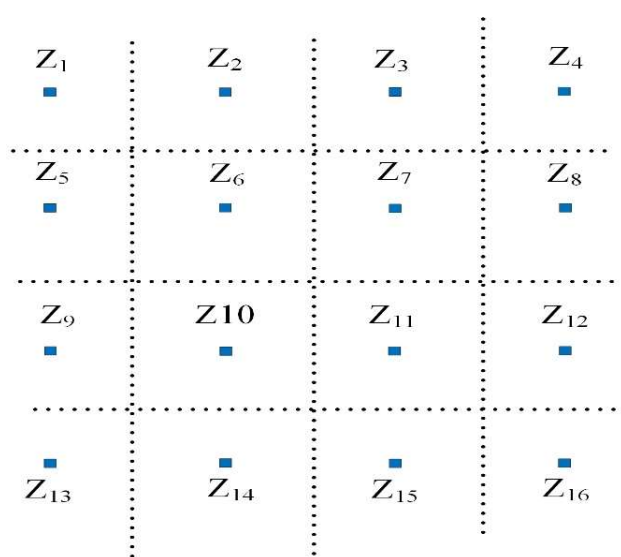


Рисунок 1.2 – Область принятия решений для MQAM при MQAM с  $M = 16$

## 1.2 Обзор существующих беспроводных технологий

Ортогональный множественный доступ (*Orthogonal multiple access, OMA*) является очень полезным методом, давно реализованным и применяемым на практике. Он был использован в технологиях беспроводной связи, начиная с поколения  $1G$  и заканчивая  $4G$ . При переходе от  $1G$  к  $3G$  качество обслуживания было снижено из-за увеличения числа пользователей, что привело к появлению

самопомех. На смену 3G-технологии пришла коммуникация 4G, основанная на технике мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (*OFDMA*), используемой во всех новейших методах беспроводной связи. Для передачи *LTE uplink* был использован *SC-FDMA* (из-за таких недостатков *OFDM*, как потеря мощности в результате самопомех, ложное излучение и искажение интермодуляции) [3]. 4G-технологии в настоящее время достаточно хорошо развиты для достижения соответствия передовым требованиям. Но есть граница, после которой используемые методы становятся неэффективными. Следовательно, с течением времени и увеличением спроса на беспроводные способы коммуникации возникает необходимость дальнейшего совершенствования технологии. Растущие требования к скорости передачи данных, спектральной эффективности, равной доступности ресурсов систем для пользователей, снижению показателей задержки, массовой связи, качеству обслуживания, снижению стоимости и т.д. приводят к необходимости перехода от традиционных методов *OMA*, таких как *TDMA*, *FDMA* (включая *OFDMA*) и *CDMA*, к методу *NOMA* [2] [3].

Беспроводная передача сигнала сотовой связи может быть улучшена за счет использования нескольких антенн на приемном конце, а также на конце передачи, который находится на базовой станции и на мобильном терминале. Таким образом, мы можем улучшить пространственное измерение так, чтобы оно создавало функционально мощную и жизнеспособную сеть, позволяющую избежать затухания, увеличить мощность сигнала, избежать перекрытия и взаимопомех каналов связи и использовать частоту повторно.

### **1.3 Безопасность и конфиденциальность технологий 5G**

Вопрос безопасности является одним из основных во многих телекоммуникационных отраслях, и сейчас он стоит острее, чем когда-либо прежде, поскольку риски и возможные негативные последствия могут быть очень существенны. С учетом того, что ядро и возможности технологий будут связаны с сетью 5G, конфиденциальная информация будет перемещаться на всех уровнях

будущих беспроводных систем. Несколько инцидентов показали, что опасность, которую создает заражение беспроводной сети, не только влияет на проблемы безопасности и конфиденциальности, но и нарушает сложную динамику коммуникационной экосистемы, влияя на производительность, надежность, стоимость и бизнес. В последнее же время сложность и сила информационных атак на безопасность неуклонно возрастает, что делает обнаружение или предотвращение подобных инцидентов первоочередной задачей.

### **1.3.1 PHY Безопасность**

*PLS* предлагает меры безопасности для обеспечения секретности данных. Он получил заслуживающий внимания исследовательский интерес. Рост в направлении беспроводной связи *6G* ставит новые задачи в сообществе безопасности физического уровня. Их выполнение может быть обеспечено за счет использования расширенных кодов каналов или внедрения генерации ключей. Есть два основных кандидата кода для создания каналов, идентифицированных сообществом *3GPP* [4], а именно: коды *Polar* [5] и коды *LDPC* [6]. На данный момент для основных технических проблем существуют частные (индивидуальные) решения, представленные в литературе в отношении сетей *5G*, но нет единого общего решения. В этом разделе освещаются потенциальные проблемы безопасности уровня *PHY* и текущие решения, представленные в других ключевых технологиях *5G*, таких как *OFDMA*, *NOMA*, *UAV*, *mmWave*, *massive MIMO*, кодирование каналов, сбор энергии и некоторые другие связанные с этим вопросы.

### **1.3.2 Неортогональный множественный доступ (NOMA)**

Инновационная эффективная технология *NOMA* признана одним из кандидатов в технологии *6G*. По сравнению с другими существующими технологиями *NOMA* имеет ряд преимуществ: высокоэффективное использование спектра, повышенная системная справедливость, качество обслуживания, надежность, скорость передачи данных и пропускная способность [3]. Неортогональный множественный доступ на основе модуляции (*M-NOMA*) [7], [8] – это энергоэффективный метод на основе модуляции, который обеспечивает

меньшую сложность системы, лучшую защиту от помех, большую скорость передачи данных и  $SER$ . Из-за наименьшего разделения спектра он, безусловно, уязвим для ряда угроз безопасности. Поэтому до внедрения  $NOMA$  в реальном мире ряд авторов предоставили подходящий способ решения предстоящих вероятных проблем безопасности. На Рисунок 1.3 показаны проблемы безопасности и решения для  $NOMA PLS$ .  $NOMA$  хорошо объясняется в следующей главе данной работы.



Рисунок 1.3 – Проблемы безопасности и решения для  $NOMA PLS$ . Когда базовая станция наблюдает за внешним миром, принимается решение и предпринимаются соответствующие действия. В таком случае  $NOMA$  объединяется с  $CRNs$  [9]

В целях обеспечения секретности  $NOMA$  ряд авторов сосредоточились на предоставлении защищенных зон легитимным пользователям (ЛП, LUs) для повышения безопасности. В [9] авторы предоставили защищенную зону вокруг ЛП – установили зону исключения подслушивающего устройства. В [10] представлена идеальная кооперативная схема, которая зависит от количества передатчиков и их расстояний от базовой станции и подслушивающих устройств. Цель состоит в том, чтобы оптимизировать область скорости секретности ЛП с учетом ограничений мощности на передачу сигнала передатчиками и базовой станцией. Начиная с [11], для повышения эффективности секретности в крупномасштабных сетях  $NOMA$  требуется расширение выбора защищенных зон или сокращение выбора зон обслуживания. Кроме того, согласно [12], генерируя  $AN$ ,  $BS$  связывается со случайно распределенными пользователями  $NOMA$  через одну или несколько антенн [9].

В [13] авторы предложили схему, которая не позволяет подслушивающему устройству выполнять последовательное подавление помех (*SIC*), даже если они знают порядок каналов. Кроме того, авторами сформулирована задача совместной оптимизации носителя и распределения мощности для повышения секретности в *DL PD-NOMA HetNet* с несколькими подслушивающими устройствами.

В [14] авторы изучали оптимальную конструкцию выделенной мощности, порядок декодирования и скорость передачи для поддержания секретности в *PD-NOMA*. В рассматриваемом сценарии каналы пассивного подслушивания неизвестны. В [15] авторы рассматривают сочетание *PLS* с сетями *NOMA* и *CR*. Прослушивание было смоделировано в соответствии с техническим требованием комбинированной *CR-NOMA*. В [16] авторы предложили *Chaos NOMA (C-NOMA)* для безопасной передачи с множественным доступом. Они предложили альтернативную схему *C-MIMO* в качестве схемы закодированного канала связи с использованием коммуникационного принципа хаоса. В [17] авторы предложили схему назначения несущих низкой сложности (*SCAS-1*) в *NOMA* с использованием двухсторонних ретрансляционных беспроводных сетей с усилением и прямой передачей. Предлагаемая схема одновременно реализует защиту носителя и питание системы *NOMA*.

#### **1.4 Машинное обучение для беспроводной связи**

Несколько авторов исследовали различные методы машинного обучения (*ML*) для *OMA* в разных сценариях. В [18] авторы предложили алгоритм кластеризации на основе *ML* для оптимизации кластеризации пользователей и распределения мощности в *mmWave-NOMA*. По сравнению с поиском методом перебора сложность алгоритма кластеризации снизилась с помощью генетического алгоритма (*GA*). Авторы [19] предложили *ML* для *NOMA* в качестве будущего направления. Предложенный тест Андерсона-Дарлинга в [20] обеспечил слепое обнаружение возможности порядка модуляции на основе *ML* в интерференционных сигналах *NOMA* [21].

*GA* основана на принципах естественного отбора и натуральной генетики. Задачи с прерывистыми переменными, смешанными непрерывными дискретными переменными и невыпуклыми пространствами требуют оптимизации для проектирования системы [18]. Для таких задач могут использоваться методы линейного программирования в режиме онлайн; однако они будут вычислительно дорогими и неэффективными. Поэтому использование *GA* будет плодотворным. Как и естественные генетические процессы, *GA* также основана на размножении, кроссовере и мутации. Рисунок 1.4 представляет всю процедуру, которая должна иметь место для реализации *GA* в соответствующей задаче оптимизации [21].



Рисунок 1.4 – Иллюстрация блок-схемы генетического алгоритма [21].

*GA* является подходящим методом для неограниченной оптимизации *ML*. Он использует принцип выживания наиболее приспособленного, чтобы максимизировать фитнес-функцию рассматриваемой проблемы. Несколько авторов также работали над *MLGA*. Для ускорения процесса выбора параметров в [21] авторы развернули искусственные нейронные сети (ИНС) с *GA* в оптической беспроводной связи. Авторы [22] использовали *GA* для оптимизации *BER* в



мультиплексировании с разделением по длине волны (*WDM*) для четырех явлений смешивания волн. Предлагаемое генетическое декодирование конечного результата (*SPGD*) [23] использовало *GA* для улучшения производительности коррекции ошибок декодирования кодов *LDPC*. Чтобы увеличить срок службы батареи беспроводных сенсорных сетей (*WSN*) в [24], авторы использовали *GA* с уже существующей адаптивной иерархией кластеризации с низким энергопотреблением (*LEACH*). Результаты моделирования показали, что *Genetic-LEACH* работает лучше, чем стандартный (не модернизированный) *LEACH*. Для В [25] авторы использовали *GA* для создания энергоэффективных кластеров в *WSN* в целях распространения данных. Предложенная схема была названа интеллектуальной иерархической кластеризацией. Использование *GA* для контролируемых интенсивностей многоточечного диффузионного передатчика (*MSD*) было изучено в [26]. Предложенная схема является альтернативным способом оптимизации *SNR* для внутренних оптических систем беспроводной связи. Авторы [27] исследовали *GA* для оптимизации основных параметров в антенне Вивальди или сверхширокополосной связи (*UWB*).

### **1.5 Технические ограничения в реализации *NOMA***

Неортогональный множественный доступ (*NOMA*) является кандидатом на систему связи *6G*. Однако существует ряд ограничений для использования и проектирования алгоритмов для этой технологии. Некоторые из таких ограничений приведены ниже;

Сложность приемника и энергопотребление значительно увеличиваются с количеством пользователей. В случае машинной ошибки во время *SIC* декодирование всей информации другого пользователя будет ошибочным. Это приводит к необходимости установления ограничений максимального числа пользователей, обслуживаемых каждым из кластеров ячейки. Для достижения желаемых функциональных возможностей концепции силового домена в *NOMA* на приемнике разница в коэффициенте усиления канала между пользователями должна быть адекватной. Это ограничивает эффективное число пар пользователей,

обслуживаемых кластерами. Конкурентные преимущества *NOMA* перед *Massive MIMO* ограничены.

## 1.6 Заключение главы

1. В этой главе рассматриваются основы цифровой и беспроводной системы связи.
2. Описаны модуляция сигнала перед передачей и его демодуляция после передачи. Приведен обзор развития технологий беспроводной связи, существующих на данный момент.
3. Приведен краткий обзор системы связи *LTE* и технические детали.
4. Проводится тщательный опрос по безопасности и конфиденциальности *5G*, который включает в себя детали основных областей, используемых в *5G*, краткий обзор, связанный с безопасностью физического уровня, используется в этой главе из опроса.
5. Общий процесс, участвующий в *MLGA*, также описан в этой главе, алгоритм используется для моделирования и оптимизации в последующих главах.
6. Приведены технические ограничения на изучение *NOMA*. Наконец, также приводится краткое изложение всей диссертации и список публикаций этой диссертации.

## 2 ВНЕДРЕНИЕ НЕОРТОГОНАЛЬНОГО МНОЖЕСТВЕННОГО ДОСТУПА (NOMA) ДЛЯ СИСТЕМЫ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ

Переход от *OFDM* к *NOMA* повышает спектральную эффективность, поддерживает возможность массовой связи и повышает системную справедливость, обеспечивает низкую задержку, улучшает качество обслуживания, минимальный трафик беспроводной сети, доступность устройств (снижение цен на них) и Интернета вещей (*IoT*) и т. д. *NOMA* распределяет временные и частотные ресурсы между пользователями на одном пространственном уровне посредством мультиплексирования домена питания или домена кода [28]. На стороне передатчика *NOMA* накладывает сигналы нескольких пользователей, а на стороне приемника используется алгоритм для разделения суперпозиционного сигнала между соответствующими пользователями. *NOMA* имеет различные схемы (множественный доступ к разреженному коду (*SCMA*), многопользовательский общий доступ (*MUSA*), мультиноситель банк фильтров (*FBMC*) и мультиплексирование с битовым разделением (*BDM*) и т. д. Они вносят значительный вклад в удовлетворение ключевых функций в *6G* [29].

Международный союз электросвязи (МСЭ) в основном нацелен на поддержку связи *5G* с *URLLC*, *mMTC* и широкополосной мобильной связью большого охвата (*eMBB*) в качестве трех гетерогенных генетических услуг. Гетерогенная *NOMA* (*H-NOMA*) [29] состоит из комбинации устройств *URLLC*, *mMTC* и *eMBB*, обслуживаемых одной *BS*. *H-NOMA* с неортогональной сетью радиодоступа (*RAN*) работает лучше, чем обычная ортогональная передача сигнала. Однако использование технологии неортогонального множественного доступа невозможно без четкого выполнения ряда условий, не все из которых являются легко реализуемыми [30]. В этой главе кратко рассматриваются основы *NOMA* и детали его вклада в исследовательскую часть этой диссертации. *NOMA* является кандидатом на *6G*, однако, поскольку полный переход от *OFDMA* к *NOMA*

невозможен, перспективной может считаться комбинация этих методов. Исследования *NOMA* для системы беспроводной связи *6G* продолжаются. Эта глава содержит обзор литературы по актуальным исследовательским работам, выполненным по тематике *NOMA*, *SWIPT*, безопасности, *ML* и других соответствующих методов [102].

## 2.1 Неортогональный множественный доступ

Мультиплексирование домена питания (*PDM*) и мультиплексирование домена кода (*CDM*) — это две схемы, используемые для разделения методов *NOMA*. Схема *PDM* работает на распределение уровня мощности на передатчике для разных пользователей в соответствии с состоянием их каналов связи для повышения производительности, достижения максимальной пропускной способности и обеспечения идентификации различий всех пользователей. Кроме того, на приемнике используются схемы *SIC* для уменьшения отношения «сигнал-помехи плюс шум» (*SINR*) различными способами. Чтобы избежать помех между двумя сигналами, необходимо декодировать каждый сигнал на требуемом приемнике, а затем вычесть отдельный пользовательский сигнал из общего принятого сигнала.

В многоячеечной *NOMA* производительность снижается из-за сильных помех со стороны соседствующих ячеек. Для доступа к данным пользователей и *CSI* на каждой базовой станции в многоячеечной схеме может быть использован совместный прекодер, но для процесса должен быть определен лучший прекодер.

Спектральная эффективность в *NOMA* достигается с использованием подхода *MIMO* [31]. Первый вариант технологии включал одну антенну, затем на смену этому методу пришла вариация *MISO* с двухступенчатым формированием луча, а уже после – ныне применяемая концепция *MIMO*. Для получения лучшей производительности, чем у *MIMO-OMA*, в *MIMO-NOMA* были введены новые методы. Были решены проблемы динамической кластеризации пользователей и распределения мощности. Для оптимизации распределения мощности был использован алгоритм поиска *Bisection*. Дальнейшее улучшение достигнуто с

использованием *MU-MIMO* (многопользовательский *MIMO*). Пользователи в луче сталкиваются с межпользовательскими помехами, которые могут быть устранены с помощью *SIC*.

*NOMA* с прямым взаимодействием устройств – передатчика и приемника (*Device-to-Device NOMA, D2D NOMA*) демонстрирует высокую эффективность, но при этом имеет ряд исследовательских задач, которые необходимо решить для наиболее продуктивного использования данной технологии. Сопряжение пользователей, производительность *NOMA* в отношении мобильности пользователей, взаимосвязь помех пары *D2D*, управление помехами *D2D*, распределение ресурсов пары *D2D* и поддержка гетерогенных сетей с помощью различных устройств входят в список исследовательских задач. С концепцией «*D2D group*» была введена коммуникационная структура нового *D2D* на основе *NOMA*. Использование протокола *D2D* в этой структуре позволяет осуществлять взаимодействие одного устройства с несколькими (*D2D*). Проблема межканальных помех среди пользователей в связи *NOMA* и *D2D* может быть решена путем переформулировки проблемы распределения ресурсов: предоставления группам *D2D* разрешения на повторное использование одного и того же канала в соответствии с установленной исходной структурой.

*C-NOMA* (кооперативная *NOMA*) – это еще один подход к повышению спектральной эффективности для повышения пропускной способности и надежности, а также улучшенного распознавания пользователей в нисходящем канале. Как и схема *PDM*, она зависит от состояния канала, включая самопомехи и проблемы, связанные с различными расстояниями до пользователей. Как указывает название кооперативного *C-NOMA*, сильный пользователь выступает в роли ретранслятора для передачи информации. *NOMA* обеспечивает высокий уровень справедливости для каждого пользователя, обеспечивая высокую мощность передачи сигнала слабым пользователям. Скорость передачи данных в экспериментальной модели *NOMA* выше по сравнению с *OMA*.

Спектральная эффективность также может быть улучшена с помощью когнитивных радиосетей (*CNR*). Считается, что простой первичный передатчик

(PT) интегрирует CRN с NOMA. Для этого NOMA может повысить спектральную эффективность, обеспечив дополнительное управление мощностью базовой станции. Однако на сегодняшний день в области распределения мощности CRN на основе NOMA не было проведено никаких исследований.

При использовании NOMA потребность в энергии, безусловно, будет увеличена в соответствии с требованиями высокой мощности обработки для максимизации связи между устройствами. Это может быть сделано с помощью таких методов, как IoT, MIMO, телевидение, высокоскоростные сети, интерактивная обработка мультимедиа и т. д. Емкости стандартных аккумуляторов будет недостаточно для уровня энергопотребления технологий 5G. Решением может стать сбор энергии из всех видов естественных природных источников (из окружающей среды). Для извлечения энергии из окружающей среды концепции NOMA и одновременной передачи информации и мощности (SWIPT) являются естественными.

## 2.2 Мультиплексирование домена питания (PDM) NOMA

Как правило, методы NOMA можно разделить на две схемы, а именно: PDM и CDM. В схеме PDM различные уровни мощности выделяются для разных пользователей в зависимости от условий их канала, чтобы получить максимальную производительность и разделить разных пользователей. Для того чтобы устранить многопользовательские помехи на приемнике, используются методы SIC [9]. Кроме того, SIC уменьшает отношение «сигнал - помехи плюс шум» (SINR) из-за естественного эффекта ближнего расстояния или при изменении распределения мощности между пользователями на передатчике. Здесь отдельные уровни мощности (уровни питания) назначаются для передачи каждого отдельного пользовательского сигнала и накладываются, чтобы сбалансировать общую скорость всех мультиплексированных пользователей и получить максимально равномерную пропускную способность среди отдельных пользователей [9].

Исследования показывают, что схема PDM может обеспечить лучшую пропускную способность, спектральную эффективность и минимальную задержку

для системы передачи по сравнению с другими технологиями. [32]. В NOMA источник транслирует предполагаемые сигналы всех целевых пользователей. Для кодирования суперпозиции (SC) в домене питания NOMA источник обеспечивает сравнительно низкую мощность для близкого пользователя и высокую мощность для дальних пользователей. Каждый пользователь получает суммарный сигнал от всех пользователей. Чтобы расшифровать свой интересующий сигнал, каждый близкий пользователь вычислительно выполняет SIC. С помощью SIC ближний пользователь вычитает сигнал высокой мощности всех дальних пользователей и декодирует собственный сигнал. Для  $N$  пользователей, ближние пользователи вычитают сигналы пользователей  $N - 1$  с помощью SIC. Это увеличивает сложность системы и требует более высокой мощности декодирования. Дальние пользователи рассматривают сигналы ближних пользователей как помехи и декодируют их сигнал.

### **2.2.1 NOMA для нисходящей связи**

Распределение мощности для разных пользователей является сложной задачей для  $BS$  в  $NOMA$ , поскольку это может усложнить  $SIC$ . Удаленным пользователям требуется больше энергии, поэтому  $BS$  распределяет мощность на их сигнал соответствующим образом. Все пользователи получают суммарный сигнал от всех пользователей и извлекают свой собственный сигнал с помощью приемника  $SIC$ , итерировано вычитая другие сигналы до тех пор, пока не получит свой собственный сигнал. Иллюстрация  $DL$   $NOMA$  приведена на Рисунок 2.1.

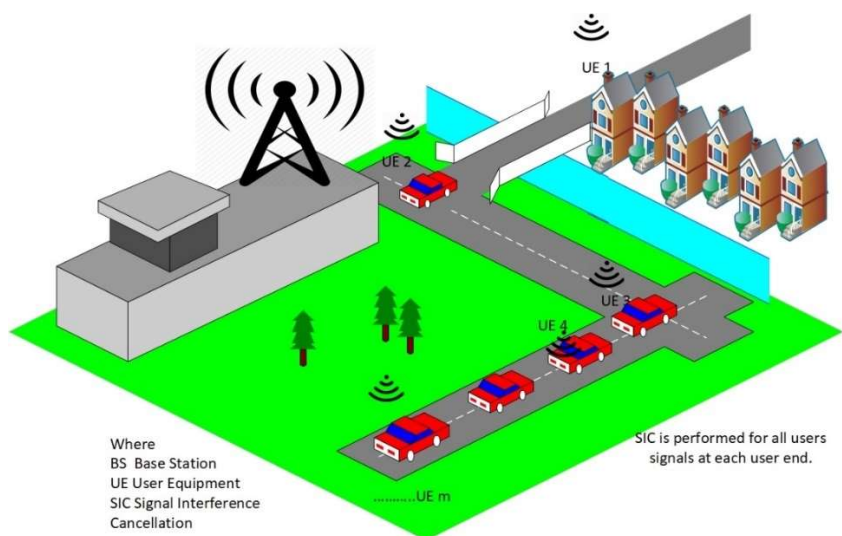


Рисунок 2.1 – Неортогональная передача с множественным доступом по нисходящей линии

Ниже приведено уравнение для сигнала, передаваемого базовой станцией

$$x(t) = \sum_{m=1}^M \sqrt{\alpha_m P_T} x_m(t), \quad (2.1)$$

где  $x_m(t)$  – индивидуальная информация о пользователе (по форме сигнала OFDM),

$P_T$  – общая мощность, доступная на базовой станции (BS),

$\alpha_m$  – коэффициент распределения мощности для конкретного пользователя.

В приведенном выше уравнении произведение коэффициента распределения мощности и суммарной мощности сигнала обозначает мощность сигнала конкретного пользователя.

Принятый пользователем сигнал может быть записан как

$$y_m(t) = x(t)g_m + w_m(t), \quad (2.2)$$

где  $y_m(t)$  – принятый сигнал,

$w_m$  – аддитивный белый гауссов шум с плотностью  $N_0$  (W/Hz) и нулевым средним.

Удаленный пользователь непосредственно декодирует свой собственный сигнал и рассматривает сигналы других как помехи, потому что благодаря максимальной мощности его можно легко различить.



Следовательно, отношение сигнал/шум ( $SNR$ ) для пользователя с наибольшей мощностью может быть записано как

$$SNR_M = \frac{P_M g_M^2}{N_0 W + \sum_{i=1}^{M-1} P_i g_M^2}. \quad (2.3)$$

В приведенном выше уравнении  $W$  представляет полосу пропускания передачи.

Ближайший пользователь в конце концов декодирует собственный сигнал, для такой ситуации уравнение  $SNR$  может быть записано как

$$xSNR_1 = \frac{P_1 g_1^2}{N_0 W}. \quad (2.4)$$

Поэтому, как правило,  $SNR$  для каждого пользовательского оборудования может быть записано как

$$SNR_m = \frac{P_m g_m^2}{N_0 W + \sum_{i=1}^{m-1} P_i g_m^2}. \quad (2.5)$$

Пропускная способность (бит/с) для технологии NOMA для пользовательского оборудования может быть записана как

$$R_m = W \log_2 \left( 1 + \frac{P_m g_m^2}{N + \sum_{i=1}^{m-1} P_i g_m^2} \right). \quad (2.6)$$

Для OFDMA пропускная способность может быть записана как

$$R_m = W_m \log_2 \left( 1 + \frac{P_m g_m^2}{N_m} \right). \quad (2.7)$$

В приведенном выше уравнении  $W_m = \frac{W}{K}$  and  $N_m = N_0 W_m$ .

Следовательно,

$$R_T = \sum_{m=1}^M R_m, \quad (2.8)$$

показывает суммирование мощностей для NOMA и OFDMA.

Для обоснования справедливого распределения мощности между всеми пользователями индекс справедливости может быть рассчитан с помощью

$$F = \frac{(\sum R_m)^2}{K \sum R_m^2}, \quad (2.9)$$

Если  $F$  близко к 1, то это показывает справедливое распределение.

Для выполнения требований NOMA по максимизации суммарной емкости  $R_T$  путем надлежащего распределения мощности с учетом ограничения справедливости.

Приведенная ниже формула относится к задаче оптимизации

$$\sum_{m=1}^M P_m \leq P_T, \quad (2.10)$$

$$R_T = \text{maximize } W \log_2 \left( 1 + \frac{P_m g_m^2}{N + \sum_{i=1}^{m-1} P_i g_m^2} \right) \text{ subject to: } P_m \geq 0, \forall m$$

### 2.2.2 NOMA для восходящей линии

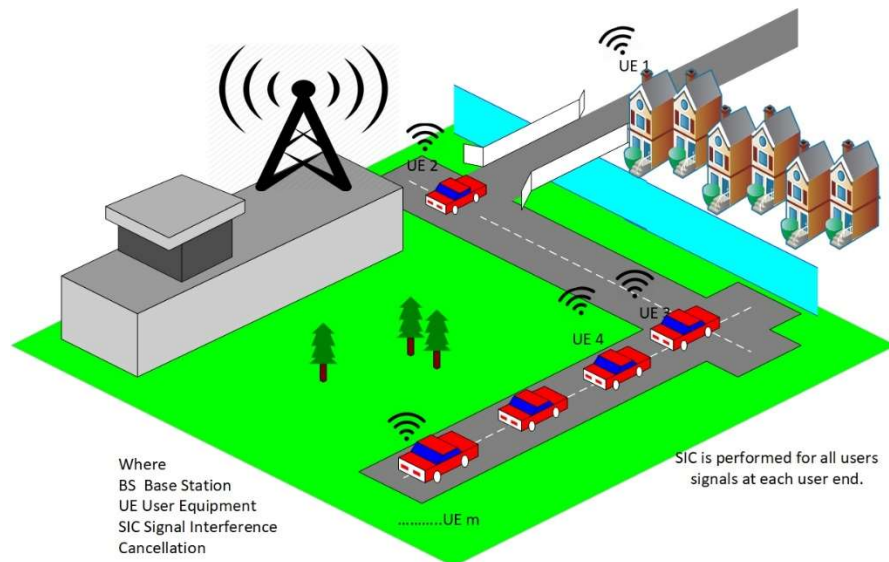


Рисунок 2.2 – Неортогональная передача с множественным доступом по восходящей линии

Как показано на схеме выше, базовая станция (BS) принимает сигнал от нескольких пользователей или восходящего канала. Сигнал, принимаемый базовой станцией, может быть записан как

$$y(t) = \sum_{m=1}^M x_m(t) g_m + w(t), \quad (2.11)$$

где  $m$  – число пользователей,

$g_m$  – коэффициент усиления затухания канала,

$x(t)$  – форма информационной волны,

$w(t)$  – аддитивный белый Гауссов шум в  $BS$ .

В восходящем канале  $BS$  сначала декодирует сигнал и реализует  $SIC$ , полученный от ближайшего пользователя, из-за разницы в уровне мощности пользователей в соответствии с их расстояниями и рассматривает другие сигналы как помехи. Следовательно, сигнал, полученный от UE1, приведен ниже.

$$R_1 = \frac{P g_1^2}{N + \sum_{i=2}^M P g_i^2} \quad (2.12)$$

Здесь  $P$  – мощность, передаваемая UEs,  $N = N_0 W$ .

При декодировании сигнала самого дальнего пользователя  $SNR_{UE_M}$  может быть представлен как

$$SNR_M = \frac{P g_M^2}{N}. \quad (2.13)$$

Как правило, это может быть записано как

$$SINR_M = 1 + \frac{P g_M^2}{N + \sum_{i=m+1}^M P g_i^2}. \quad (2.14)$$

Для каждого UE пропускная способность может быть записана как

$$R_m = W \log_2 \left( 1 + \frac{P g_m^2}{N + \sum_{i=m+1}^M P g_i^2} \right). \quad (2.15)$$

Однако для OFDMA пропускная способность для каждого UE может быть записана как

$$R_m = W_m \log_2 \left( 1 + \frac{P_m g_m^2}{N_m} \right), \quad (2.16)$$

здесь  $N_m = N_0 W_m$  и  $W_m = \frac{W}{K}$ .

Таким образом, как для NOMA, так и для OFDMA общая емкость может быть представлена как

$$R_T = \sum_{m=1}^M R_m. \quad (2.17)$$

Практически очень трудно выделить сигналы, которые рассматриваются как помехи после декодирования сигнала, для которого выполняется  $SIC$ .

Следовательно,  $SNR$  с ошибкой отмены может быть представлен следующим уравнением

$$SNR_m = \frac{P_m g_m^2}{N_0 W + \sum_{i=1}^{m-1} P_i g_m^2 + \epsilon \sum_{i=m+1}^M P_i g_m^2}, \quad (2.18)$$

здесь  $\epsilon$  включен в приведенное выше уравнение для представления оставшегося вычитаемого сигнала и представляет собой погрешность вычитания в сигнале отмены.

Общая мощность, потребляемая BS, может быть представлена с помощью следующего уравнения

$$P_{total} = P_T + P_{static}, \quad (2.19)$$

где  $P_{total}$  – общая потребляемая или требуемая базовой станцией мощность;

$P_T$  – мощность, потребляемая формой сигнала, включая информацию;

$P_{static}$  – мощность, потребляемая схемой, особенно усилителем мощности.

Энергоэффективность может быть определена следующим уравнением

$$\epsilon_{energy} = \frac{R_T}{P_{total}}, \quad (20.20)$$

где  $\epsilon_{energy}$  – энергоэффективность.

С точки зрения спектральной эффективности приведенные выше уравнения могут быть записаны как

$$\epsilon_{energy} = \frac{R_T}{P_{total}} = \epsilon_{spectral} \frac{W}{P_{total}}, \quad (2.21)$$

где  $\epsilon_{spectral}$  – спектральная эффективность.

Следовательно,  $\epsilon_{spectral}$  может быть записана как  $\epsilon_{spectral} = \frac{R_T}{W}$  в терминах бит / с / Гц.

Если связь между энергоэффективностью и спектральной эффективностью представить графически, принимая во внимание мощность цепи, то максимальная энергоэффективность происходит в точке, называемой «зеленой точкой». Также наблюдается линейная зависимость между  $\epsilon_{energy}$  и  $\epsilon_{spectral}$ .

## 2.3 Обзор литературы

### 2.3.1 NOMA для базовой системы беспроводной связи

Полезность методов ортогонального множественного доступа (*OMA*) совершенно очевидна при нынешнем использовании мобильных телефонов. Технология *5G* будет частично состоять из *OMA*, как и предыдущие поколения. Однако развитие технологии и совершенствование имеющихся ее прототипов в будущем, очевидно, позволит распространить ее использование от локального мобильного телефона до полноценного «умного города». Выполнение технологических требований к пропускной способности (для *Big Data* и других) не может быть достигнуто в рамках *OMA*. Традиционные методы *OMA* включают *TDMA*, *FDMA*, *OFDMA* и *CDMA*. Несколько недостатков *OMA* привели к снижению *QoS* при переходе от *1G* к системам связи более новых поколений из-за высокого спроса. Связь *4G* опирается на процедуры *OFDMA*. Системы *OFDM* составляют основу всех современных методов множественного доступа; наиболее значимыми недостатками которой являются потеря мощности при самопомехах, ложном излучении и искажениях интермодуляции. Поэтому в [33] для передачи восходящего канала используется *LTE SC-FDMA*. Для сравнения, *NOMA* является чрезвычайно спектрально эффективной схемой из-за передачи нескольких сигналов в пределах одной полосы пропускания. Он может удовлетворить многочисленные потребности системы, включая высокую скорость передачи данных, *QoS*, *EE*, спектральную эффективность, уровень секретности и низкую задержку, вероятность отключения секретности и др. [32].

Для удовлетворения высоких технологических требований *NOMA* предлагается в качестве претендента на предстоящую технологию *6G* [2]. Он может обеспечить ряд преимуществ, включая системную справедливость, чрезвычайно высокую скорость, лучшую спектральную эффективность, меньшую задержку, превосходную скорость эргодической суммы и множественного доступа и т. д. В [34] уточняется, что вероятность отключения *NOMA* зависит от выбора подходящей результирующей скорости и мощности. Выделение в качестве субпередатчиков пользователей с худшими условиями

канала существенно влияет на спектральную эффективность системы в *OMA*. Использование *NOMA* в *5G* может преодолеть этот недостаток благодаря более эффективному использованию спектра всеми пользователями вместе с использованием различных или обычных стратегий распределения энергии [35], [36]. В *OMA* в определенных случаях обслуживались только пользователи с разумными условиями канала, тогда как в *NOMA* все пользователи являются равнозначными, что обеспечивает равноценное обслуживание наряду с высокой связностью и низкой задержкой [37]. Методы повышения спектральной эффективности *MIMO-NOMA* и связи между когнитивным радио и *NOMA* обсуждаются в [37]. Преимущества *NOMA* по сравнению с *OMA* (включая *OFDMA*) с использованием результатов моделирования были продемонстрированы в [38]. Компромисс между пропускной способностью и энергоэффективностью для энергетической области *OMA* и несколько проблем для *NOMA* были отражены на [39].

*NOMA* является ключевым фактором для существенного продвижения *SE* в системе связи *6G* и обеспечения глобального доступа. В этом методе кодирование распределенного блока пространства-времени [40] использует пользователей с лучшими условиями канала для совместного управления уровнем мощности передачи всех пользователей. Пользователи с лучшими условиями канала могут использовать распределенную схему кодирования пространственно-временных блоков *Alamouti* для поддержки пользователей с худшими условиями канала вместо того, чтобы распределять суперпозиционный сигнал между собой [40]. Авторы в [34] изучили два различных случая с точки зрения хаотично организованных пользователей в схеме передачи *DL NOMA*. В первом случае каждый пользователь нуждается в выполнении своих минимальных требований *QoS*, что играет особенно большую роль с точки зрения отключения *NOMA*. Авторы также предоставили аналитические и имитационные результаты, чтобы продемонстрировать эффективность *NOMA* по сравнению с *OMA* в ситуации *SE* [7].

Последовательно авторы в [41] предложили новую процедуру распределения спектра с использованием *NOMA* для сетей *5G*, используя гибридную методологию

последовательного разделения полосы пропускания (*SBD*), сочетающую в себе характеристики как обычных систем *NOMA*, так и *OMA*. Демонстрируются тенденции к отключению *NOMA* в схеме передачи *DL* [42], в которой каждый пользователь направляет только 1 бит своей информации о состоянии канала (*CSI*) на базовую станцию. Это было хорошо объяснено, когда была сформулирована задача оптимизации динамического распределения мощности для минимизации вероятности отключения, потребляющей однобитную обратную связь *CSI*. Пространственная модуляция с помощью *NOMA* [43] уменьшает межпользовательские помехи без ухудшения *SE*. При последовательном подавлении помех на стороне пользователя межпользовательские помехи эффективно устраняются, однако при этом повышается вычислительная сложность. Другая схема *NOMA* с поддержкой пространственной модуляции, предлагаемая в [44], направлена на устранение внутрикластерных помех. Аналогичным образом в [45] предлагается пространственная модуляция с поддержкой *DL NOMA Multiple-Input Multiple-Output (MIMO)*. Нахождение и обоснование нижней границы вычислительной эффективности обеспечило приближение к информации, которая используется для характеристики достижимой *SE* [102].

Другие новые идеи в областях, связанных с *NOMA*, охватывают такие вопросы, как совместное *NOMA*, потребляющее кодирование распределенных пространственно-временных блоков [40], влияние хаотично распределенных пользователей на *NOMA* [34], новые методы совместного использования спектра для *5G* с использованием *NOMA* [41], [46], исследование производительности сбоев [42] и *NOMA* на основе пространственной модуляции [43], [44], [45]. Виртуальное сопряжение пользователей *OMA* из пограничных зон связи с центральными пользователями *NOMA* под названием *VP-NOMA* [47] предоставило возможность связать одного центрального пользователя с несколькими пользователями *OMA* пограничных зон. Для *VP-NOMA* пользователей периферийных ячеек должно быть больше, чем центральных пользователей. Результат моделирования доказал, что *VP-NOMA* работает лучше, чем *NOMA* и *OMA*. Для компромисса между *SE* и *EE* в

[48] был предоставлен метод решения проблем оптимизации. Для анализа проблемы авторы использовали гетерогенные сети на основе *NOMA (HetNets)*. Результаты моделирования показали лучшую производительность *EE* и *SE* в системе *NOMA-HetNets*, чем *OFDMA*. В [31] авторы максимизировали достижимую скорость передачи данных определенного уровня многоуровневой сети с помощью знаний о помехах канала на предполагаемой базовой станции (*BS*). Предлагаемый сценарий охватывает как когнитивные радиосети, так и *HetNets* [102].

### **2.3.2 *NOMA* с интеллектуальной транспортной системой**

Передовой технологический спрос направлен на изменение парадигмы мира в сторону концепции “умного города”. Большая ожидаемая трансформация данных требует большей надежности, энергоэффективности (*EE*), низкой задержки и массивных возможностей подключения. В качестве основного фактора Интернета вещей (*IoT*) рассматривается технология связи машинного типа (*Machine Type Communication, MTC*) [49]. Международный союз электросвязи разделил *MTC* на сверхнадежную связь с низкой задержкой (*URLLC*) и потоковую *MTC (massive MTC)* [50]. В данной работе, помимо прочего, рассматриваются вопросы интеграции *URLLC*. *URLLC* является основным образцовым подходом к поддержке технологий умного города. Он имеет высокую надежность и низкие требования к задержке. Интеллектуальные сети, домашняя автоматизация, промышленный интернет, удаленная хирургия и интеллектуальная транспортная система (*ITS*) [51] – вот некоторые из примеров *URLLC*. В данной работе исследуется реализация *URLLC* в качестве одного из приложений системы *ITS*. На Рисунок 2.3 демонстрируется общий сценарий *ITS*. *ITS* - это система для оптимизированного управления транспортом с точки зрения трафика, безопасности и координации [52]. Внедрение *URLLC* в *ITS* обеспечит лучшую надежность и меньшую задержку в системе. Это будет полезно для предотвращения различных аварийных ситуаций на дороге [102].



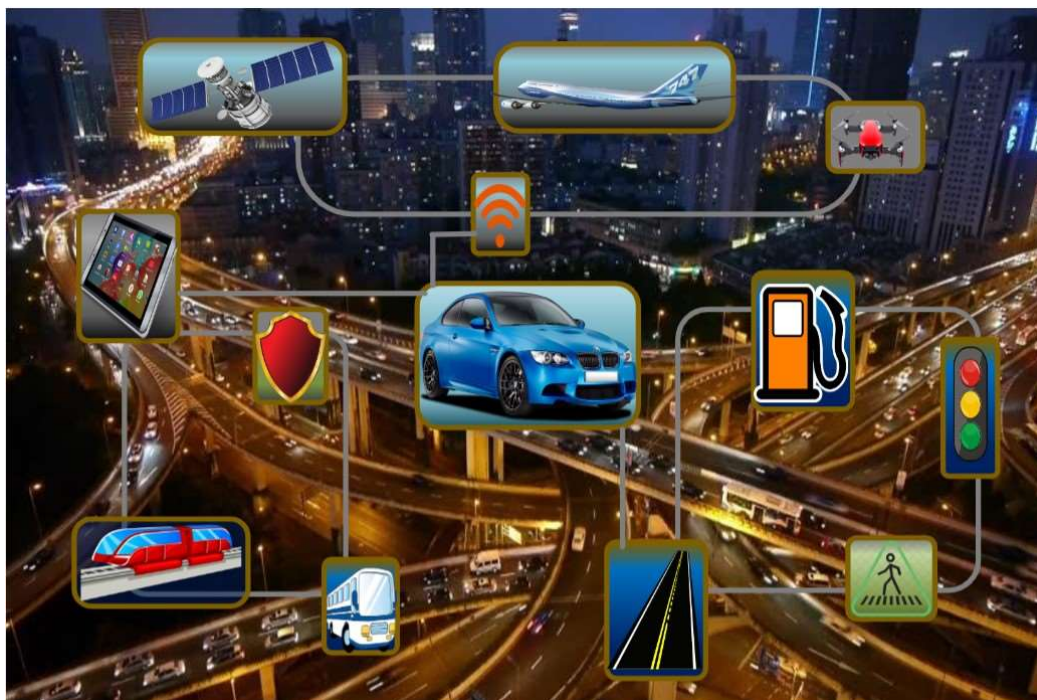


Рисунок 2.3 – Интеллектуальная транспортная система объединяет всю транспортную систему, включая спутники, поезда, общественный транспорт, самолеты, беспилотные летательные аппараты и др.

Децентрализованная системная модель полнодуплексного *NOMA* (*FD-NOMA*) [48] может быть полезна для обеспечения *QoS* и *URLLC* для автомобилей и всех других участников (пользователей) сети (*V2X*). Эффективный анализ пропускной способности с коротким пакетом также отвечает за высокую надежность и низкие задержки *NOMA URLLC* [53]. Внедрение *URLLC* приносит пользу системе *ITS* с точки зрения снижения задержки и повышения надежности системы. Как обсуждалось ранее, *M-NOMA* обеспечивает лучшую *SER*, скорость передачи данных, пропускную способность, меньшие задержку и помехи. Следовательно, реализация *M-NOMA* с *URLLC* удовлетворяет нескольким системным требованиям *ITS*. Числовой раздел дополнительно развивает комбинированную реализацию, как показали результаты моделирования [102].

Наводящая на размышления реализация технологии физического уровня с *URLLC* сталкивается с серьезной проблемой. Внедрение *URLLC* в систему *ITS* является одной из важнейших задач, однако выполнение ряда требований по-прежнему является камнем преткновения. В целях улучшения системы *ITS* исследователями были рассмотрены несколько методов. В [52] предложена

система *ITS* на основе нечеткой логики. Авторы рассматривали систему управления дорожным движением и аварии, происходящие по вине водителей. Предложенная система использовала прогнозирование для окружающей среды. Другая система в [54] использовала нечеткую синтетическую оценку эффективности безопасности транспортной системы. Авторы [55] разработали Цифровую сеть интерактивной визуализации и оценки дорожного полотна (*DRIVE Net*) для обеспечения онлайн-обмена, визуализации и анализа данных о сложных перевозках. Параллельные системы управления и контроля транспорта (*ITMC*), основанные на искусственном обществе, параллельном выполнении и вычислительном эксперименте, были предложены в [56]. Для экспозиции системы использовались облачные вычисления и платформа социального транспорта. *PTMS* был оценен с использованием плана эвакуации, реализованного в Азиатских играх. В [57] наблюдается сдвиг парадигмы от *ITS*, ориентированного на технологии, к *ITS*, ориентированному на общество, с архитектурой киберфизической социальной системы (*CPSS*). Наряду с другими существующими ситуациями была предложена модель транспортной связи [58] для улучшения некоторых факторов *ITS*.

Существует множество способов развертывания системы *ITS*. Это полезно для предотвращения дорожно-транспортных происшествий, повышения мобильности и эффективности. Помимо основных преимуществ, возможно применение *ITS* для электронного сбора платы за проезд, координации светофоров, счетчиков пандусов, камер, дорожной информационной системы, минимизации воздействия на окружающую среду, помощи аварийным службам и др. Система *ITS* будет предлагать связь между транспортными средствами, связь между машинами (*M2M*), связь между системами, связь между транспортными средствами и мобильную связь с транспортным средством. Она будет применяться для беспроводной, проводной и встроенной передачи между проводной и беспроводной службой [102].

*URLLC* может принести мощную технологическую трансформацию в текущую транспортную систему. Он включает в себя эффективность движения, автоматизированное вождение и безопасность дорожного движения. С

трансформацией традиционной транспортной системы автомобиля могут сами контролировать критические дорожные ситуации путем сетевого взаимодействия, а не с использованием доступной местной видимой информации. Система может управлять движением плотных транспортных колонн, автоматизировать обгон и предотвращать столкновения посредством надежной инфраструктуры системы с низкой задержкой. *URLLC* имеет очень строгие требования к надежности и низкой задержке. Он бросает вызов существующим характеристикам сетей с точки зрения перемещений пользовательского оборудования, бюджета задержки пакетов, уровня приоритета, затухания канала, помех и частоты ошибок [51].

### **2.3.3 *NOMA* для *WPT* и *SWIPT***

В беспроводной сети разрешение одновременной беспроводной передачи информации и питания (*SWIPT*) с *NOMA* способствует энергосбережению и повторному использованию канала. Несколько авторов объединяют *SWIPT* с *NOMA* различными техническими способами [32]. В [8] авторы представили исследование с комбинацией беспроводной передачи энергии (*WPT*), *SWIPT* и *NOMA* [8].

Конструкция систем беспроводной связи имеет ряд энергетических и спектральных ограничений. Существует ряд недавно открытых технологий, которые претендуют на лучшее использование спектра и энергии с точки зрения удовлетворения предстоящего высокого спроса на новый сетевой мир. *NOMA* является одним из инициаторов предстоящей технологии *6G* для более эффективного использования радиочастотного спектра. Предшествующие поколения систем связи, включая *2G*, *3G*, *4G* и *5G*, обеспечивают доступ к радиочастотному спектру по схеме ортогонального множественного доступа (*OMA*). *OMA* делит полностью доступный спектр на нескольких пользователей с точки зрения его частоты. Пользователь, удаленный от передатчика, возможно, в соседней ячейке, может использовать спектр, выделенный одному пользователю. Минимальное повторное использование спектральных ресурсов легко исчерпывает спектр. *NOMA*, напротив, позволяет получить доступ к спектру без разделения радиочастотного спектра (либо с минимальным разделением). Таким образом, нет

никаких проблем с точки зрения использования спектра, поскольку он не ограничен для одного или нескольких пользователей. В связи с улучшением спектральной эффективности *NOMA* предоставляет быстрые, надежные и энергоэффективные услуги связи. Включение *SWIPT* с *NOMA* в беспроводную сетевую систему обеспечивает эффективное использование энергии и радиочастотного спектра. Многие авторы сложили эти схемы вместе и получили впечатляющие результаты. Сети когнитивного радио (*CR*) – это новый тип сетей, которые используют инновационные технологии на благо системы связи. Многие авторы объединяют такие инновационные полезные технологии, чтобы обеспечить лучшую производительность и большую эффективность системы. Для масс населения, для которых доступность услуг связи ограничивается зарядом батареи используемых устройств, автор [59] предложил сети *MISO NOMA CR* с поддержкой *SWIPT*. Для повышения секретности предлагаемый метод обеспечивает безопасность в сочетании с кооперативным глушением за счет искусственного шума. В [60] авторы изучили когнитивные сети *MIMO NOMA* с поддержкой *SWIPT* для максимизации собранной энергии вторичным пользователем (передатчиком) и минимизации мощности передачи на когнитивных базовых станциях. В [61] авторы исследовали совместное многоэлементное формирование луча *SWIPT NOMA* для физической безопасности слоя (*PLS*) с помощью оптимизации приемопередатчика искусственного шума (*AN*). Чтобы гарантировать высокое качество обслуживания (*QoS*), авторы формулируют задачу оптимальной спектральной эффективности. В системе *DL NOMA* совместно с *SWIPT* авторами [62] исследуется *PLS* с оптимальной задачей разделения мощности и распределения мощности для максимизации секретности. Для максимизации секретности авторы [63], изучавшие *DL SWIPT*, включили *NOMA* с удовлетворением требований *QoS* всех пользователей. Авторы [64] предложили схему *MIMO* и *SISO SWIPT NOMA* с совместной оптимизацией расщепления мощности (*PS*) и формирования луча. Последний максимизирует скорость передачи данных сильного пользователя и *QoS* слабого пользователя, где сильный пользователь собирает энергию и передает сигнал слабому пользователю. В [65] авторы предложили *SWIPT*-совместимый

*NOMA* в сочетании с формированием луча. В данной работе рассматривался механизм, в котором сильный пользователь собирает энергию и передает мощность в полнодуплексном режиме. Авторы [66], [67] нацелились на безопасность *MISO NOMA SWIPT* с помощью искусственного формирования шумового луча. В одном из разделов этой диссертации мы продемонстрировали технику формирования луча для *WPT* [8].

#### **2.3.4 *NOMA* для полнодуплексной беспроводной связи**

Технологическое развитие требует рационального использования доступных природных ресурсов. В последнее время несколько стран ввели *5G* с высокими частотными диапазонами спектра. Сложность использования оставшегося электромагнитного спектра может быть уравновешена повышением спектральной эффективности [7]. Для достижения высокой пропускной способности могут быть реализованы многочисленные подходы, среди них преобладают такие технологии, как *In-Band Full Duplex (IBFD)*. *IBFD* фокусируется на эффективном использовании спектра для разработки системы с лучшим SE-сложным способом повторного использования спектра [68]. Существующая производительность *5G* в основном базируется на *OFDMA* с полудуплексом (*HD*) из-за высоких междуканальных помех. Схема *4G* также основана на *OFDMA* с *HD*. Замена существующей установки *4G* на *5G* сравнительно проста и обходится недорого. Учитывая ограничения спектра, будет лучше расширить систему дальше, используя *IBFD* для технологий за пределами *5G* [104].

Существующие исследования *FD* систем доказывают, что использование *FD* в передаче удваивает *SE* системы. Режим обмена передачей из *HD* в *FD* или наоборот для связи между устройствами (*D2D*) является одним из подходов к сохранению равновесия между *HD* и *FD* [69], [70]. Формирование луча является одним из подходов для *FD*. Точность формирования луча при управлении распределением мощности [71] между передатчиком-ретранслятором связи в когнитивных радиосетях позволяет обеспечивать высокую скорость передачи данных для конкретного ближнего или удаленного пользователя. Связь *FD*, *D2D* и *NOMA* вместе обеспечивает лучшую скорость эргодической суммы (*ESR*), чем *HD*

[72]. Однако *HD* опережает *FD* при высоком коэффициенте сигнал/шум (*SNR*) в виде вероятности отключения и в задержкоустойчивой передаче [69], [72]. Безопасность необходима на каждом уровне системы связи. Каждый уровень имеет различные потребности в безопасности в различных перспективах из-за параллельного влияния факторов, вызываемых множеством взаимосвязанных объектов за пределами технологий 5G [19], [73], [74]. Безопасность физического уровня (*PLS*) является одним из источников повышенного риска в любом умном устройстве. Соединение нескольких устройств вместе, широковещательный характер системы, большие объемы данных и разделение частот приводят к большой угрозе безопасности.

На данный момент система связи *5G* в основном строится на базе *OFDMA* из-за высокой стоимости внедрения совершенно новой системы на базе *NOMA*. Система *4G* также основана на *OFDMA*, поэтому применение *5G* на существующей настройке *4G* сравнительно проще и обходится недорого. Учитывая ограничения спектра, будет лучше расширить систему дальше, используя *NOMA* для технологий *5G*.

Включение *NOMA* в *FD* является сложным, но многообещающим подходом для технологии за пределами *5G*. Идея объединения *NOMA* с *FD* может улучшить *SE*, комбинация также поможет в управлении недостатками каждой технологии. В Таблица 2.1 приведен краткий обзор существующей литературы, посвященной *FD-NOMA*. В приведенных источниках исследуются преимущества *FD* и *NOMA*. Режим переключения передачи с *HD* на *FD* и наоборот является одним из распространенных подходов к коммуникации, реализующим поддержание баланса между *FD* и *HD* [75]. Формирование луча является еще одним успешным подходом для *NOMA* и *FD*. Оно может улучшить скорость передачи данных для конкретного пользователя с помощью управления распределением энергии [76] и обеспечивает лучшую эргодическую сумму, чем *HD* [72]. Тем не менее, *HD* превосходит *FD* при высоком *SNR* с точки зрения вероятности отключения и по задержкоустойчивой передаче [75], [72].

Таблица 2.1 – Исследование существующих работ, включающих *NOMA* с *OFDMA*

Журнал	Тема	Обсуждаемые технологии	Цель
[77]	<i>C-RAN</i> на основе <i>FD-NOMA</i> .	Совместная связь на основе ретрансляторов и <i>D2D</i>	Сравнение и измерения производительности.
[78]	Области применения <i>FD-NOMA</i> .	Сотовое, ретрансляционное и когнитивное радио.	Сравнение и обсуждение.
[79]	<i>QoS</i> со спектром <i>5G</i> .	<i>FD</i> , массивный <i>MIMO</i> , <i>NOMA</i> , <i>SWIPT</i> .	Оценка производительности и сравнение технологий.
[80]	Сочетание потенциальных технологий.	массивные <i>MIMO</i> , <i>mmWave</i> , <i>FD</i> , <i>NOMA</i> , агрегация несущих, <i>CR</i> и ультра-уплотнение сети.	Комбинированные факторы связи, проблемы и возможные решения для существующей литературной комбинации.
[81]	Совместное использование спектра в <i>5G</i> .	<i>D2D</i> , внутрисполосные <i>FD</i> , <i>NOMA</i> и <i>LTE</i> .	Обсуждение методологий исследований и вызовов в сетях <i>5G</i> .

Система связи состоит из нескольких уровней, каждый уровень предъявляет различные требования к безопасности из-за нескольких подключенных объектов в *5G* и за его пределами [19]. *PLS* является одной из основных проблем в интеллектуальной системе. Часть приведенной литературы посвящена безопасности на физическом уровне. Существует два типа подслушивающих устройств (*Eve*), которые создают угрозу безопасности: активный и пассивный. Он может быть среди предполагаемых «надежных» пользователей или посторонних пользователей. Несколько существующих алгоритмов являются обязательными для решения проблем безопасности, однако из-за развития технологий угрозы безопасности также становятся все более продвинутыми. Для

гибридного подслушивания *FD-NOMA* влияние глушения и подслушивания может быть уменьшено путем исчерпывающего прослушивания с усложнением декодирования [82].

Существуют различные типы прослушивания против безопасности системы связи. Прослушивание может быть пассивным или активным в зависимости от ситуации и может быть инициировано как сторонним пользователем, так и предполагаемым «надежным» пользователем. Существующие алгоритмы реагируют на текущие проблемы безопасности; однако технологический прогресс также усиливает и видоизменяет угрозы безопасности. Внедрение технологии повсеместно, включая банки, здания, системы безопасности, дома, школы, промышленность и транспорт, делают все эти новоиспеченные элементы информационной инфраструктуры уязвимыми. Гибридное прослушивание (пассивное прослушивание на источнике передачи и реактивное глушение на надежных пользователях) в *FD-NOMA* может быть устранено методом исчерпывающего прослушивания путем добавления кумулятивной сложности декодирования и высокого энергопотребления. Это может уменьшить эффект глушения и прослушивания [82].

Связь *FD* и *D2D* имеет общие характеристики, включая лучшую производительность на коротких расстояниях и снижение помех при передаче сигналов с низким энергопотреблением [81], [83]. В режиме *FD* беспроводные узлы не могут просто декодировать сигналы. Из-за большой разницы в мощности между устройствами, осуществляющими передачу сигнала самостоятельно, и устройствами, использующими дистанционные передающие антенны, в принимаемом сигнале *FD* происходит эрозия сигнала интерференции (*SI*). Как правило, передаваемый сигнал примерно на 100 дБ выше, чем принятый сигнал, производящий эродированный *SI* в принимаемом сигнале *FD*. Это снижает уровень его емкости ниже такового для *HD*. Достичь отмены / подавления *SI* для внедрения *FD* проблематично с точки зрения как теории, так и практики. Уменьшение помех является очень важным фактором перед применением *FD* на практике.



Кумулятивные помехи уменьшают скорость передачи данных, емкость секретности и пропускную способность и увеличивают задержку.

Для решения проблемы помех в полнодуплексной системе связи было предложено несколько подходов, в том числе: цифровое подавление радиочастотных помех [81], предварительное подавление антеннами и цифровым базовым диапазоном, оценка канала и распределение мощности [83] предлагают пути решения проблем *FD*. Гибридные ресурсы, которые переключают режим между *FD* и *HD*, были разработаны для появления радиоресурсов и одновременного освещения *SE*. Необходимы определенные ресурсы, такие как антенны для четкой передачи с наименьшими возможными помехами. Если устройства находятся слишком близко, то это может быть пустой тратой на использование частотного диапазона, особенно если данные для связи массивны. Использование дополнительных устройств, таких как передатчики, также может увеличить сложность системы. Было замечено, что связь *D2D* надежна, когда устройства находятся в непосредственной близости. Базовая станция может предоставить разрешение на связь между устройствами только в одной и той же ячейке. При увеличении расстояния между *D2D* пропускная способность значительно снижается. *FD* может улучшить традиционную беспроводную связь в большей степени с точки зрения: потери данных из-за перегрузки, скрытых терминалов, задержки времени и *SE*. Ключевая идея использования *FD*-связи заключается в создании гетерогенной плотной сети с высокой пропускной способностью и гибкими режимами ретрансляции. Количественный анализ теоретического и практического размещения показывает, что за счет увеличенной сложности *FD* обеспечивает разнообразие, высокую пропускную способность, низкую частоту ошибок символов и снижение использования *HD*. Производительность связи *D2D FD* улучшается с увеличением коэффициента связи внутри ячейки, что обеспечивает эффективность полосы пропускания.

## 2.4 Интеграция полного дуплекса в 5G & Beyond

В *HD* канал разделяется между двумя задачами с ортогональными (различными) временными интервалами или ортогональными полосами частот (внеполосный режим *FD*). *FD* позволяет устройству транслировать и принимать сигналы в одном и том же диапазоне частот и временном интервале. Существует два типа *FD*: *Out-of-Band FD (OBFD)*, который является разновидностью *HD*, и *In-Band FD (IBFD)*, где передача и прием сигнала происходят в одном и том же временном промежутке и полосе частот. По пропускной способности сети, надежности системы, суммирующей скорости и другим теоретическим аспектам *IBFD* превосходит обычные *HD* [81].

Три способа развертывания *IBFD* показаны на Рисунок 2.4. Связь *FD* и *D2D* имеет общие характеристики, включая лучшую производительность на коротких расстояниях и снижение помех при передаче сигналов с низким энергопотреблением [81]. *IBFD* – это эффективная и находчивая технология. Поэтому данная работа фокусируется на важных проблемах, решениях, преимуществах, вызовах и исследованиях в предлагаемой системе с *IBFD* [104].

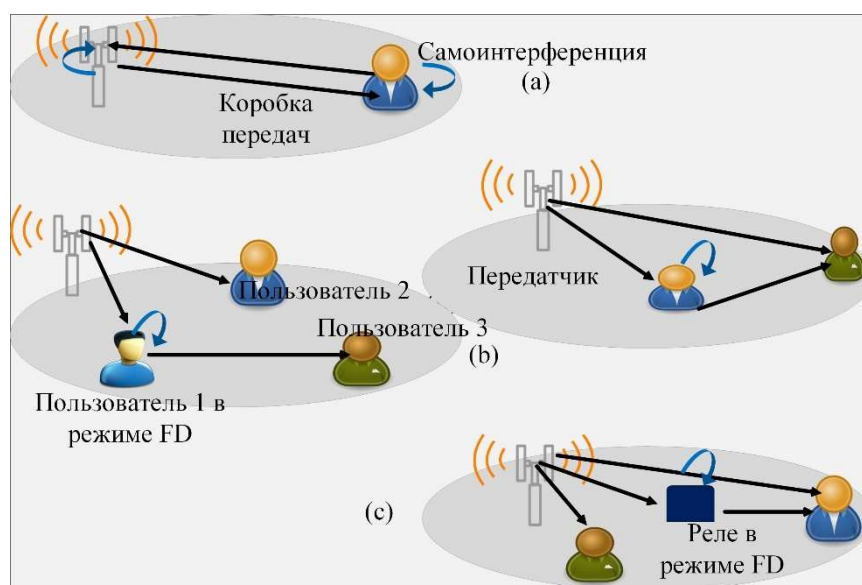


Рисунок 2.4 – Три различных способа объединения *FD* с *NOMA*. а) передача осуществляется как по нисходящему, так и по восходящему каналу, б) связь *D2D* с прямой и без прямой связи между передатчиком и удаленным пользователем, в) использование передатчика режима *FD* для оказания помощи удаленному пользователю

*FD* может использоваться для развития гетерогенной плотной сети с высокой пропускной способностью и гибкими узлами ретрансляции. Количественный анализ показывает, что за счет повышенной сложности *FD* показывает высокую пропускную способность, разнообразие, низкую частоту ошибок в символах и сокращение использования обычных *HD*.

Производительность связи *D2D FD* увеличивается с увеличением коэффициента связи внутри ячейки, что приводит к увеличению эффективности полосы пропускания. Развертывание *IBFD* требует новых алгоритмов для развертывания *B5G*. Он направлен на использование высокочастотных диапазонов, таких как *mmWaves*. Это связано с тем, что низкочастотный спектр полностью используется с существующими системами ниже *5G*. Чтобы предотвратить использование высоких частот, вредных для организма, лучше повторно использовать спектр с комбинацией *FD* и *NOMA* для более высокого *SE* и лучшего использования более низких частотных диапазонов.

## 2.5 Внедрение *NOMA* в технологии за пределами *5G*

Степенной домен *NOMA* и кодовый домен *NOMA* являются двумя основными подразделениями. Этот тезис фокусируется на энергетической области *NOMA* с *IBFD*, поэтому мы обсудим проблемы, решения, преимущества и вызовы, предлагаемые для энергетической области *NOMA*.

Обычно мощность распределяется относительно расстояния и состояния канала отдельного пользователя в одном и том же диапазоне частот. Слабый пользователь нуждается в наибольшем количестве энергии. Передатчик накладывает сигналы всех пользователей перед передачей. Сумма всех коэффициентов мощности пользователя всегда равна 1,  $\alpha_1 + \dots + \alpha_N = 1$ . На каждом принимающем узле ближайшему сильному пользователю необходимо выполнить *SIC* для всех пользователей, которые имеют мощность выше их собственного сигнала. Точно так же другие пользователи декодируют свои сигналы. Самый дальний слабый пользователь не получает сигналы высокой мощности от других пользователей; поэтому он рассматривает способность других

пользователей с лучшими условиями канала как шум, чтобы декодировать свой собственный сигнал.

Среди многих проблем *NOMA* основными являются сильные помехи, сложность *SIC* и использование распределения высокой мощности. Установка алгоритма *NOMA* требует высокой вычислительной мощности как для распределения мощности в режиме реального времени, так и для последовательного подавления помех. Новые технологии; *IoT*, *Multiple Input and Multiple Output (MIMO)*, высокоскоростной веб-интерфейс, интерактивная обработка мультимедиа и потоковое ТВ также требуют потребления энергии. Нормального времени автономной работы для интеграции технологий *B5G* будет недостаточно.

Существует ряд возможных предлагаемых решений, позволяющих преодолеть помехи и сохранить баланс в системе с точки зрения высоких требований к распределению мощности. *FD Cooperative NOMA (FD-CNOMA)* демонстрирует лучшую системную справедливость по сравнению с *HD Cooperative NOMA (HD-CNOMA)*. Тем не менее, гибридная комбинация переключения между *HD*- и *FD*-связью также является подходящим способом поддержания баланса помех [78]. Кодирование блоков пространства-времени *NOMA (STBC-NOMA)* является одним из подходов, который полезен для снижения сложности *SIC* в системе с использованием распределенного *STBC Alamouti* [7]. *M-NOMA* является одним из методов, который предлагает уменьшенные помехи, меньшую сложность *SIC*, а также является энергоэффективным [88]. Использование для передачи данных пользователей с плохими условиями канала влияет на *SE* системы в *OMA*. *NOMA* позволяет использовать канал всем пользователям одновременно и предлагает пользователю улучшенную системную справедливость, массивную связь, низкую задержку и высокое *QoS*.

Существует множество предлагаемых решений для различных проблем *NOMA*. Тем не менее, интерференция, вычислительная сложность системы и требуемая энергия в *NOMA* все еще нуждаются в вдумчивом рассмотрении. *IoT* требует подключения всех объектов инфраструктуры в единое информационное

пространство, что может быть перспективным, но предъявляет очень высокие требования. *AI* и *ML* вместе с *FD* и *NOMA* кажутся многообещающими, но сложными. Наряду с этим, самой большой проблемой является безопасность, и эта проблема должна быть решена в первую очередь для дальнейшего развития технологий. Чем больше связей между объектами, тем больше появляется лазеек в системе безопасности и конфиденциальности [19].

## **2.6 Заключение главы**

Эта глава включает в себя описание технологии *NOMA*, в том числе:

1. Предыстория *NOMA*, описывающая базовую модель передачи и приема данных;
2. Домен питания *NOMA* для распределения мощности передачи сигнала;
3. Обзор литературы: существующие исследования и публикации о *NOMA*;
4. Математические уравнения, участвующие в передаче сигнала *NOMA*, скорости передачи данных, энергоэффективности и т. д.;
5. Радиочастотная энергоэффективность для *NOMA*;
6. Полудуплексная и полнодуплексная связь *NOMA*.

### 3 НЕОРТОГОНАЛЬНЫЙ МНОЖЕСТВЕННЫЙ ДОСТУП НА ОСНОВЕ МОДУЛЯЦИИ

В этом тезисе неортогональный множественный доступ (*NOMA*) на основе модуляции является предлагаемым методом для сетей *6G*. Как и в обычном *NOMA*, в *M-NOMA BS* транслирует сигнал всем пользователям. Однако в *M-NOMA BS* работает по-разному при модуляции сигналов. В этой диссертации мы используем методы модуляции *4-QPSK* и *16-QPSK*. Однако следует отметить, что *M-NOMA* применим для любой сложной схемы модуляции. В предложенном *M-NOMA BS* модулирует сигнал ближнего пользователя на реальном компоненте и сигнал удаленных пользователей на воображаемом компоненте отображения созвездия *QPSK*. Это создает ортогональность между пользователями. Следовательно, снижается вычислительная сложность *SIC*, уменьшаются помехи, обеспечиваются лучшие *SER* и пропускная способность.

Каждый пользователь в *NOMA* сталкивается с помехами, вызываемыми другими пользователями, из-за отсутствия ортогонального разделения между пользователями. *M-NOMA* – это алгоритм, который уменьшает помехи вдвое, разделяя общее количество пользователей во время модуляции. Половина пользователей модулируется на квадратурной, а половина на реальной составляющей сигнала созвездия, что позволяет избежать взаимных помех.

В *NOMA* после кодирования суперпозиции (*SC*) источник транслирует наложенные сигналы всех предполагаемых пользователей/транспортных средств [3]. По-отдельности приемники собирают наложенные сигналы, которые состоят из индивидуального сигнала и сообщений всех предполагаемых пользователей, поддерживаемых одним и тем же источником. Ближние пользователи получают сигналы высокой мощности от всех ближних и удаленных пользователей. Если есть общее количество пользователей  $N$ , то каждый  $V_n^{th}$  рядом с пользователем выполняет *SIC* от пользователей с  $g_n > g$  для декодирования своего собственного

сигнала. Однако удаленные пользователи получают сигналы очень низкой мощности от ближних пользователей, поэтому они рассматривают сигналы ближних пользователей как помехи. Примечательно, что каждый удаленный пользователь получает сигналы высокой мощности всех других удаленных пользователей из-за высокого распределения мощности на удаленных пользователях. Следовательно, он должен вычитать все сигналы высокой мощности через SIC. Для общего числа пользователей  $N/2$  каждому дальнему пользователю с  $f_n > g$  необходимо выполнить SIC для всех пользователей с худшим состоянием канала или большей мощностью.

В предыдущих главах обсуждались основы системы беспроводной связи и NOMA для прокладывания пути для предлагаемой модели системы M-NOMA. В этой главе обсуждаются несколько системных моделей, использующих предлагаемый M-NOMA, наряду с соответствующими математическими моделями. Он включает в себя реализацию алгоритма для полудуплексной системы связи. Для большей аутентичности системы разработана новая схема совместной связи между компонентами, в которой M-NOMA используется в режиме FD для предотвращения помех. Для каждой схемы были обсуждены различные современные системные модели.

Для каждой системной модели этой диссертации новизна M-NOMA дополнительно исследуется с использованием результатов моделирования в следующей главе. Для сравнения также используются различные базовые алгоритмы. Затем следует вывод из проведенного сравнительного анализа предложенных алгоритмов.

### **3.1 Алгоритм NOMA на основе модуляции**

В M-NOMA источник модулирует сигналы удаленных пользователей на квадратурной, а сигналы ближних пользователей на реальной составляющей созвездия QPSK. Это обеспечивает ортогональность, или нарезку, между сигналами ближних и удаленных пользователей. Нарезка предотвращает помехи между удаленными и ближними пользователями. В M-NOMA пользователи,

расположенные ближе к источнику сообщения, получают сигналы сообщения без помех, вызываемых сигналами удаленных пользователей. Следовательно, они должны выполнять *SIC* только для вычитания сигналов сообщений ближних пользователей для  $g_n > g$ . Поэтому ближним и удаленным пользователям необходимо выполнять *SIC* только в пределах одного кластера ближних или удаленных пользователей. Для сравнения, ближние пользователи в *M-NOMA* выполняют в  $N/2$  t раза меньше *SIC*, чем в *NOMA*, но удаленные пользователи выполняют такое же количество *SIC*. В Таблица 3.1 приведен краткий обзор реализации алгоритма *M-NOMA*.

Таблица 3.1 – Реализация алгоритма системы *M-NOMA*

<b>Инициализация (Исходные данные)</b>
1. Набор $N$ пользователей - $N/2$ ближних и $N/2$ удаленных
2. Источник передает сигналы всем пользователям в пределах одной полосы частот.
<b>Распределение мощности</b>
1. Источник выделяет питание каждому пользователю из общей доступной мощности $P_T$ .
2. Коэффициенты мощности используются для распределения мощности каждому пользователю в соответствии с расстоянием от базовой станции и состоянием канала. Здесь, $g_1 > g_2 > g_3 \dots, > g_{k/2}, \dots, > g_k$ , $d_1 < d_2 < d_3, \dots < d_{k/2}, \dots < d_k$ , $\alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3, \dots < \alpha_{k/2}, \dots < \alpha_k$ и $\sum_{n=1}^N \alpha_n = 1$ .
<b>Передача сигнала для M-NOMA</b>
1. $N/2$ ближних пользователей модулируются на реальной составляющей модуляции <i>QPSK</i> и находятся в одном кластере.
2. $N/2$ удаленных пользователей модулируются на квадратурной составляющей модуляции <i>QPSK</i> и находятся в одном кластере.
<b>ПРИМЕЧАНИЕ:</b> <i>M-NOMA</i> применим и для других методов модуляции.



## Продолжение таблицы 3.1

<b>Кодирование суперпозиций</b>
<b>1.</b> Все сигналы объединяются для передачи с суперпозиционным кодированием в источнике.
<b>Конец</b>
<b>1.</b> $N/2$ ближних пользователей получают сигналы $N$ пользователя. Для демодуляции из-за отдельных компонентов модуляции каждый ближний пользователь реализует <i>SIC</i> для ближних пользователей со сравнительно худшим состоянием канала с $g_n > g$ . Следовательно, это снижает сложность системы.
<b>2.</b> $N/2$ удаленных пользователей получают сигналы $N$ пользователя. Для демодуляции из-за отдельных компонентов модуляции каждый дальний пользователь реализует <i>SIC</i> для дальних пользователей со сравнительно худшим состоянием канала с $g_n > g$ . Следовательно, это снижает сложность системы.
<b>ПРИМЕЧАНИЕ:</b> Приемники с предварительными знаниями компонентов модуляции декодируют свои сигналы.

Для изучения предложенной методики *M-NOMA* в данной диссертации используются два различных подхода к разработке алгоритма в системе. Каждая схема *HD* и *IBFD-CF* исследуется со списком системных моделей, как показано ниже.

#### 1. Полудуплексный *M-NOMA*

Эта базовая модель описана как алгоритм в Таблица 3.1. Геометрическое объяснение *M-NOMA* более подробно описано на Рисунок 3.1 с помощью общей диаграммы созвездия *QPSK*.

- i. Два пользователя с одной передающей станцией.
- ii. Четыре пользователя с одной передающей станцией.
- iii. Интеллектуальная транспортная система поддержки *URLLC* для  $K$  транспортных средств.
- iv. Встроенная энергоэффективная модуляция на основе *NOMA* (*BEEM-NOMA*) для четырехфункциональной системы.

v. *BEEM-NOMA* для *ITS* с генетическим алгоритмом машинного обучения (*MLGA*).

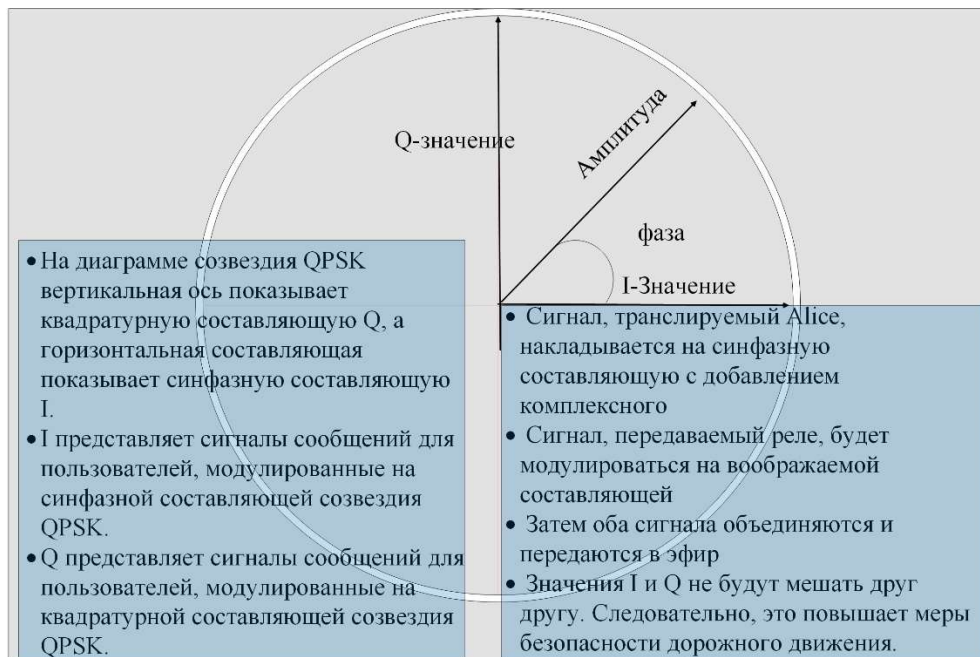


Рисунок 3.1 – Объяснение модуляции полудуплексного *M-NOMA* для уменьшения помех между передаваемыми сигналами

## 2. *IBFD* с использованием механизма компонент-форвард

Компонент-форвард – это еще один предложенный алгоритм, предназначенный для *IBFD* и поэтому называемый полнодуплексным компонент-форвардом (*FD-CF*). В *FD-CF* источник модулирует передающее сообщение на любой из компонентов метода модуляции (вещественный или квадратурный) и добавляет сложный *AN* (искусственный шум) с модулированным сигналом (*AN* – нулевое пространство канала приемника). По мнению авторов [90]. в целях улучшения *QoS* для передачи сигнала на предполагаемый приемник используется определенный трансмиттер, выбираемый из общего числа всех доступных передатчиков (*K*). Выбранный передатчик из *K* передатчиков получает только вещественную/квадратурную составляющую сигнала, так как *AN* уже обнулен из своего канала. После получения сигнала трансмиттер модулирует сигнал на один из компонентов модуляции, противоположный тому, который он получил. Затем он добавляет *AN*, который является нулевым пространством предполагаемого

приемника, и пересылает его без декодирования. Передатчик принимает однокомпонентный модулированный сигнал и пересылает сигнал противоположного компонента сигнала. Поэтому в идеале нет междуканальных помех, что является основной проблемой при передаче *IBFD*. Весь этот процесс показан на Рисунок 3.1.

- i. *IBFD-CF* для типичной системы связи.
- ii. *IBFD* для *NOMA ITS* с *MLGA*.

## **3.2 Полудуплексный (HD) M-NOMA**

### **3.2.1 Два пользователя с одной передающей станцией**

Для данной ситуации были рассмотрены два сценария:

1. *M-NOMA* с каналом *AWGN*.
2. *M-NOMA* с плоским каналом затухания.

#### **3.2.1.1 M-NOMA с каналом AWGN**

Предложенная методика была рассмотрена как для *UL*, так и для *DL NOMA* в модуляции *QPSK*. Мы использовали простейший сценарий с одной базовой станцией и двумя пользователями [32].

#### **Восходящая связь с двумя пользователями**

Предлагаемая передача *UL* может быть наглядно продемонстрирована с помощью Рисунок 3.2, где два пользователя *Q1* и *Q2* передают свои сигналы на *BS*. Каждому сигналу выделяется определенный компонент модуляции *QPSK*. В модуляции *QPSK* для передачи сигнала сообщения используются фазовый и квадратурный компоненты. На рисунке показано, что дальний пользователь использует квадратурный, а ближний пользователь – фазовый компонент созвездия *QPSK* для передачи своих сигналов. Идея состоит в том, чтобы избежать помех между одновременным восходящим каналом двух пользователей. *BS* принимает наложенный сигнал обоих пользователей. В этой системе мы предполагаем идеальную синхронизацию.

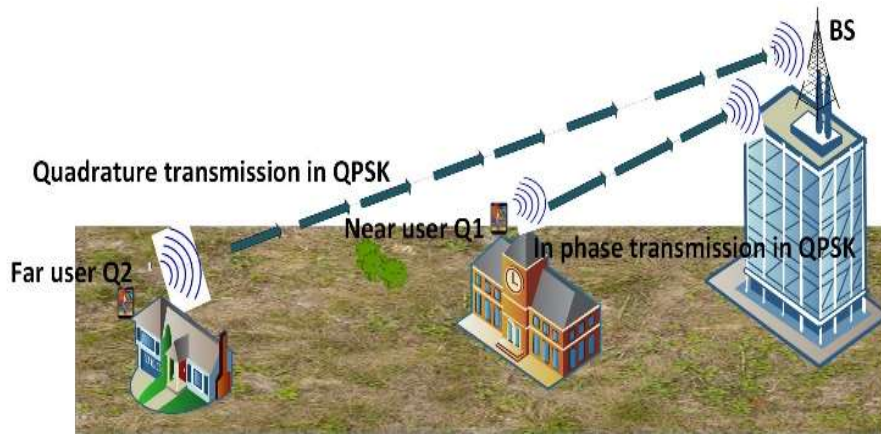


Рисунок 3.2 – Передача по восходящему каналу, где  $Q2$  и  $Q1$  передают сигналы по квадратурным и фазовым компонентам модуляции  $QPSK$

В  $UL\ NOMA$  оба пользователя передают свои сигналы в  $BS$ , используя один и тот же спектр, но с разными уровнями мощности. Сигнал, передаваемый от пользователя  $Q1$ , может быть записан как

$$x_{Q1}(t) = \sqrt{\alpha_1 P_T} x_1(t) = P_{Q1} x_1(t). \quad (3.1)$$

А сигнал, передаваемый от пользователя  $Q2$ , может быть записан как

$$x_{Q2}(t) = \sqrt{\alpha_2 P_T} x_2(t) = P_{Q2} x_2(t). \quad (3.2)$$

Наложённый сигнал с добавлением шума, принимаемого базовой станцией от обоих пользователей, может быть записан как

$$y_m(t) = \sum_{m=Q1}^{Q2} x_m(t) g_m + w(t), \quad (3.3)$$

где  $w(t)$  – аддитивный белый гауссов шум.

$BS$  получает сильный сигнал от пользователя  $Q1$  из-за его лучших условий канала, поэтому он может напрямую декодировать свой сигнал без выполнения  $SIC$ . Пользователю  $Q2$  необходимо реализовать  $SIC$ , удалив декодированный сигнал пользователя  $Q1$  из общей полученной суммы, а затем получить требуемое сообщение пользователя  $Q2$ . Дальний передатчик использует больше мощности для передачи сигнала, ближний пользователь передает с наименьшей мощностью. Различные уровни мощности были рассмотрены в соответствии с условиями канала каждого пользователя.  $Q1$  имеет лучшее состояние канала, чем пользователь  $Q2$ . В нашей методике  $SIC$  не требуется из-за интегральной

ортогональности в кодировании суперпозиций. Тем не менее, мы смоделировали процесс передачи и декодирования сигнала с выполнением *SIC* и без него. Когда *SIC* не был выполнен, никаких изменений при приеме и декодировании сигнала не наблюдалось. Это связано с тем, что в предлагаемой методике сигналы для пользователей были рассмотрены в соответствии с условиями канала каждого пользователя  $Q_1$  и  $Q_2$  передавались по различным компонентам модуляции *QPSK*.

### Передача по нисходящему каналу для случая двух пользователей

Рисунок 3.3 объясняет сценарий для предлагаемого *DL*, где базовая станция транслирует сигнал обоих пользователей с кодированием суперпозиции с использованием разных уровней мощности в соответствии с известными условиями канала. На схеме видно, что *BS* использует различные компоненты модуляции *QPSK* для пользователей  $Q_1$  и  $Q_2$  [32].

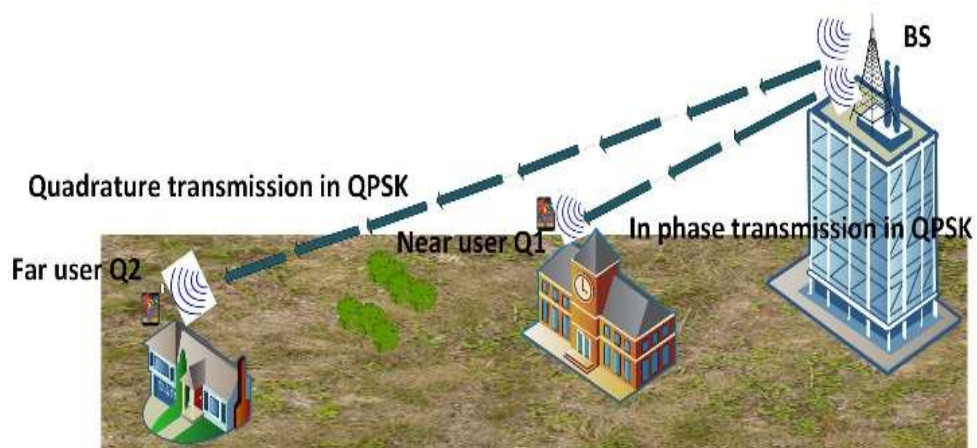


Рисунок 3.3 – Передача по нисходящему каналу, где  $Q_2$  и  $Q_1$  передают сигналы на квадратурный и фазовый компоненты модуляции *QPSK*

В *DL NOMA*, поскольку *BS* транслирует сигналы, он также выделяет больше энергии пользователю  $Q_2$  и меньше энергии пользователю  $Q_1$  во время суперпозиционного кодирования передаваемых сигналов. Однако суммарная мощность передачи сигнала постоянна. Как и *UL*, в предлагаемой технике *BS* устанавливает различные компоненты модуляции для каждого пользователя и транслирует комбинированные сигналы без какого-либо деления спектра на полосы частот. Широковещательный сигнал после суперпозиционного кодирования в *DL NOMA* может быть записан как

$$x_M(t) = \sum_{m=Q_1}^{Q_2} \sqrt{\alpha_m P_T} x_m(t) \quad (3.4)$$

Каждый пользователь получает закодированные сигналы обоих пользователей. Общий сигнал, полученный каждым пользователем, может быть представлен как

$$y_m(t) = x_M(t)g_m + w(t). \quad (3.5)$$

В *DL* обычного *NOMA* ближний пользователь должен применить *SIC* для вычитания большего сигнала мощности другого пользователя, затем он может декодировать свой собственный сигнал без помех. Для предложенной схемы мы выполнили моделирование с *SIC* и без него. Было замечено, что *SIC* не требуется и в нашей схеме для *DL*, что обсуждается в разделе моделирования. Пользователь  $Q_2$  напрямую декодирует свой сигнал, рассматривая сообщение  $Q_1$ 's как помеху во всех конкурентных схемах.

#### Вычисление скорости передачи данных

В этом разделе мы излагаем и объясняем выражения *SNR* и *SINR* для обычных схем *NOMA* и предлагаемую технику как для *UL*, так и для *DL NOMA*. Для обычного *NOMA SINR* пользователя, близкого к *UL*, может быть представлено в следующем виде:

$$\zeta_{N1-UL} = \frac{P_T |g_{B1}|^2}{\sigma^2 + P_T |g_{B2}|^2}. \quad (3.6)$$

После декодирования сигнала  $Q_1$  вычитает его из общего принятого сигнала для декодирования сообщения  $Q_2$ . Информация удаленного пользователя извлекается без помех после вычитания сигнала  $Q_1$ , тогда *SNR*  $Q_2$  может быть записан как:

$$\lambda_{N2-UL} = \frac{P_T |g_{B2}|^2}{\sigma^2}. \quad (3.7)$$

*DL SNR* для пользователя  $Q_1$  записывается как:

$$\lambda_{N1-DL} = \frac{P_{Q1} |g_{B1}|^2}{\sigma^2}. \quad (3.8)$$

Принимая во внимание, что дальний пользователь  $Q_2$  может декодировать свой сигнал напрямую, рассматривая информацию как помеху из-за высокой мощности своего собственного сигнала,  $SINR$  пользователя  $Q_2$  можно представить в виде:

$$\zeta_{N_2-DL} = \frac{P_{Q_2}|g_{B_2}|^2}{\sigma^2 + P_{Q_1}|g_{B_2}|^2}. \quad (3.9)$$

Скорость передачи данных для пользователя  $Q_1$   $UL$  NOMA указана как:

$$R_{N_1-UL} = \log_2 \left( 1 + \frac{P_T|g_{B_1}|^2}{\sigma^2 + P_T|g_{B_2}|^2} \right). \quad (3.10)$$

А для пользователя  $Q_2$  она может быть записана как:

$$R_{N_2-UL} = \log_2 \left( 1 + \frac{P_T|g_{B_2}|^2}{\sigma^2} \right). \quad (3.11)$$

Аналогичным образом, согласно  $SNR$ , рассчитанному выше, скорость передачи данных  $DL$  NOMA для пользователя  $Q_1$  указана как

$$R_{N_1-DL} = \log_2 \left( 1 + \frac{P_{Q_1}|g_{B_1}|^2}{\sigma^2} \right). \quad (3.12)$$

А скорость передачи данных для пользователя  $Q_2$  указана как

$$R_{N_2-DL} = \log_2 \left( 1 + \frac{P_{Q_2}|g_{B_2}|^2}{\sigma^2 + P_{Q_1}|g_{B_2}|^2} \right). \quad (3.13)$$

В предложенном методе  $M$ -NOMA ортогональность была введена во время суперпозиционного кодирования. Этот метод устраняет помехи между пользователями, как показано в результатах моделирования в следующем разделе.  $SINR$  пользователя  $Q_1$  в  $UL$  после удаления коэффициента интерференции из (3.6) сводится к следующему уравнению  $SNR$ .

$$\lambda_{MN_1-UL} = \frac{P_T|g_{B_1}|^2}{\sigma^2}. \quad (3.14)$$

Следовательно, имеем

$$R_{MN_1-UL} = \log_2 \left( 1 + \frac{P_T|g_{B_1}|^2}{\sigma^2} \right). \quad (3.15)$$

Аналогично,  $SNR$  пользователя  $Q_2$  в  $DL$  NOMA в предлагаемой методике может быть записан как:

$$\lambda_{N2-UL} = \frac{P_{Q2}|g_{B2}|^2}{\sigma^2}. \quad (3.16)$$

Таким образом, скорость передачи данных задается как

$$R_{MN2-DL} = \log_2 \left( 1 + \frac{P_{Q2}|g_{B2}|^2}{\sigma^2} \right). \quad (3.17)$$

Выражения скорости передачи данных принимают вид (3.15) и 3.17) из-за устранения помех между пользователями как в *UL*, так и в *DL*. Выражения (3.7), (3.8), (3.11) и (3.12) остаются неизменными для предлагаемого метода *M-NOMA*.

### 3.2.2 Четыре пользователя с одной передающей станцией

#### 3.2.2.1 *M-NOMA* с плоским затухающим каналом

Рассмотрим *DL*-сценарий системы мобильной связи, как показано на Рисунок 3.4. В рассматриваемом сценарии есть одна ячейка с одной *BS* в центре ячейки и четырьмя пользователями. Для предлагаемой схемы мы также можем иметь  $N$  пользователей в ячейке. Однако для простоты мы рассматриваем 4 пользователя. Пользователи отделены от *BS* расстоянием  $d_i$  f, как показано на Рисунок 3.4. Из рисунка видно, что  $d_4 > d_3 > d_2 > d_1$ . Общее количество пользователей разделено на две группы кластеров. Половина ( $N/2$ ) пользователей считается ближними, а оставшаяся половина – удаленными [7].

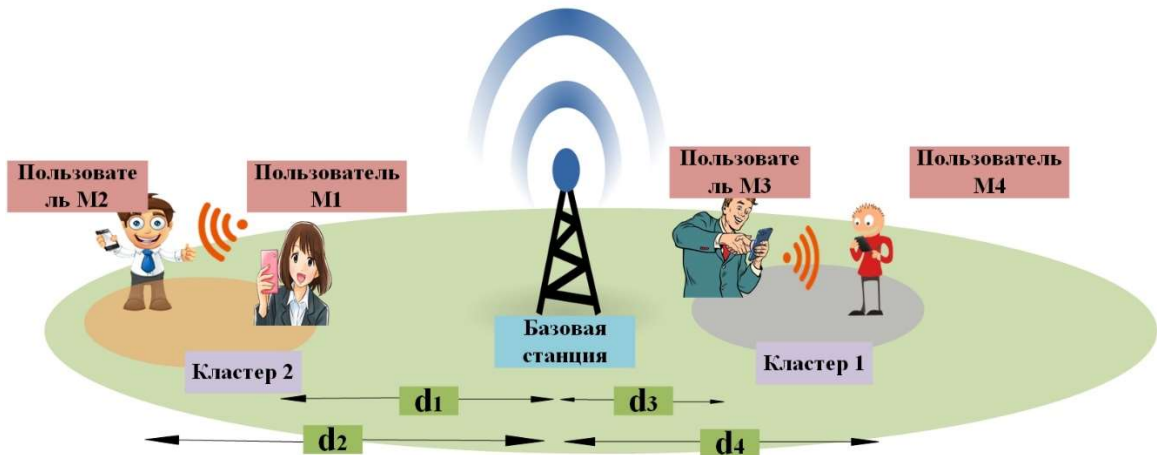


Рисунок 3.4 – Совместный и точечный сценарий связи с одной ячейкой, базовая станция, кластер 1 несет двух ближних пользователей, кластер 2 несет двух удаленных пользователей



Эта модель системы использует два различных сценария для плоского затухающего канала  $M$ - $NOMA$ . Одна и та же настройка, показанная на Рисунок 3.4, используется для обоих сценариев.

### **Связь "точка-точка"**

В  $NOMA$   $BS$  транслирует наложенные сигналы всех предполагаемых пользователей после суперпозиционного кодирования ( $SC$ ). Каждый пользователь получает свой собственный сигнал с сигналами всех остальных пользователей. Все находящиеся рядом пользователи получают сигналы высокой мощности от всех ближних и дальних пользователей. Если общее количество пользователей обозначить как  $N$ , то каждый рядом с пользователем выполняет  $SIC$  ( $N - 1$ ) раз для декодирования своего собственного сигнала. Однако удаленные пользователи получают сигналы очень низкой мощности от ближних пользователей, поэтому они рассматривают сигналы ближних пользователей как помехи. Следует отметить, что каждый удаленный пользователь получает сигналы высокой мощности всех других удаленных пользователей, так как каждому удаленному пользователю выделяется высокая мощность из-за большого расстояния. Поэтому он должен вычитать весь мощный сигнал других удаленных пользователей через  $SIC$ . Для общего числа удаленных пользователей  $N/2$  каждый пользователь должен выполнить  $SIC$  ( $N/2 - 1$ ) раз.

В  $M$ - $NOMA$   $BS$  накладывает сигналы удаленных пользователей на квадратурные компоненты, а сигналы ближних пользователей на реальную составляющую созвездия  $QPSK$ . Это делает сигналы сообщений ортогональными, что предотвращает помехи между сигналами удаленных и ближних пользователей. В  $M$ - $NOMA$  ближние пользователи не получают сигналы сообщений с помехами сигнала удаленных пользователей. Следовательно, им нужно применять  $SIC$  только для вычитания сигналов сообщений ближних пользователей. Поэтому ближним и удаленным пользователям необходимо выполнять  $SIC$  ( $N/2 - 1$ ) раз. По сравнению с  $NOMA$ , в  $M$ - $NOMA$  ближние пользователи выполняют в  $N/2$  раза меньше  $SIC$ , но удаленные пользователи выполняют такое же количество  $SIC$ .

В случае четырех пользователей в ячейке, ближние пользователи выполняют *SIC* три раза в *NOMA* и только один раз в *M-NOMA*. Следует отметить, что для четырех пользователей *M-NOMA* снижает вычислительную сложность до одной трети ( $1/3$ ) от значения *NOMA*. В случае удаленных пользователей количество выполненных *SIC* одинаково, но в *NOMA* удаленные пользователи получают сигналы с помехами не только от других удаленных пользователей, но и от ближних пользователей. Помехи удаленного пользователя могут быть вычтены с помощью *SIC*, но *SIC* не может быть выполнен для сигнала ближнего пользователя из-за очень низкой мощности этого сигнала, принятого удаленным пользователем. В *M-NOMA* сигналы ближних пользователей в идеале не создают помех для декодирования удаленных пользователей, так как сигналы удаленных и ближних пользователей ортогональны друг другу. Следовательно, в *M-NOMA* помехи приемника для удаленного пользователя уменьшаются в  $N/2$  раза относительно уровня базовой *NOMA*. В случае  $N$  пользователей помехи возникают у каждого пользователя приемника  $(N-1)$  пользователей в *NOMA* и  $(N/2-1)$  пользователей в *M-NOMA*. Для четырех пользователей помехи сигналу пользователя вызваны тремя пользователями в *NOMA* и только 1 пользователем в *M-NOMA*. Следовательно, *M-NOMA* снижает вычислительную сложность до 3 раз для ближних пользователей. Это также уменьшает общие помехи системы в 6 раз.

В *DL M-NOMA BS* транслирует сигнал с суперпозиционным кодированием. В *SC BS* выделяет различные уровни мощности для каждого пользователя. Индивидуальное распределение мощностей пользовательских сигналов после *SC* приведено ниже:

$$x_{Mn}(t) = \sqrt{\alpha_n P_T} x_n(t), \quad (3.18)$$

где  $n = \{1, 2, \dots, 4\}$ . После *SC* наложенный сигнал четырех пользователей для передачи записывается как

$$x_M(t) = \sum_{n=1}^4 \sqrt{\alpha_n P_T} x_n(t). \quad (3.19)$$

Каждый пользователь получает наложенный сигнал, который включает в себя сигналы других пользователей. Полученная мощность каждого пользователя

ослабевает из-за потери пути. Мощность, получаемая каждым пользователем, зависит от передаваемой мощности всех пользователей и расстояния между предполагаемыми пользователями. Получаемая мощность каждого пользователя  $M_n$  зависит от расстояния  $d_n$  от  $BS$  до предполагаемого пользователя  $M_n$ . Общая полученная мощность каждого пользователя  $M_n$  приведена как

$$P_{RM_n}(t) = \sum_{n=1}^4 \sqrt{\alpha_n P_T} K_n \left( \frac{d_0}{d_n} \right)^\gamma \quad (3.20)$$

Общий принятый пользователем сигнал  $M_n$  задается как

$$y_{M_n}(t) = x_M \sqrt{g_n} K_n \left( \frac{d_0}{d_n} \right)^\gamma + w(t), \quad (3.21)$$

где  $n = 1, \dots, 4$  и  $w(t)$  – аддитивный белый гауссов шум (AWGN) с нулевым средним и дисперсией  $\sigma^2$ .

#### Расчет отношения сигнал/помеха плюс шум

В  $M$ -NOMA нет межпользовательского вмешательства с двумя пользователями, так как сигнал каждого пользователя передается на разном реальном или воображаемом компоненте созвездия  $QPSK$ . Однако, когда число пользователей увеличивается, как обсуждается в начале раздела, удаленный пользователь декодирует свой сигнал с учетом помех от других удаленных пользователей того же уровня. В  $M$ -NOMA интерференция внутри каждого кластера в 3 раза меньше, чем для обычной NOMA (Рисунок 3.4).

В рассматриваемом сценарии  $BS$  транслирует наложенные сигналы всем пользователям.  $BS$  накладывает сигналы удаленных пользователей на воображаемую составляющую созвездия  $QPSK$  и сигнал ближних пользователей на реальную составляющую. Ближние пользователи выполняют SIC, поэтому в идеале на декодированном сигнале нет помех. В  $M$ -NOMA удаленный пользователь декодирует свое сообщение после SIC только с сигналами других удаленных пользователей, потому что  $BS$  транслирует на воображаемый компонент только сигнал удаленных пользователей. Таким образом, созвездие  $QPSK$  ведет себя как два созвездия  $BPSK$ . Аналитические выражения могут быть обобщены для любого другого метода модуляции с помощью той же процедуры

$SINR$  для пользователя  $M_1$  в  $NOMA$  приведен следующим образом:

$$\zeta_1 = \frac{\alpha_1 P_T K_1 d_0^\gamma d_1^{-\gamma} g_1}{\sum_{k=2}^4 \alpha_k P_T K_1 d_0^\gamma d_1^{-\gamma} g_1 + \sigma^2}. \quad (3.22)$$

Аналогичным образом можно вычислить  $SINR$  других пользователей. Это показывает, что в  $NOMA$  каждый пользователь сталкивается с помехами от всех прочих пользователей.

$SINR$  пользователя  $M_1$  в  $M-NOMA$  приведен как

$$\zeta_{M1} = \frac{\alpha_1 P_T K_1 d_0^\gamma d_1^{-\gamma} g_1}{\alpha_1 P_T K_1 d_0^\gamma d_1^{-\gamma} g_1 + \sigma^2}. \quad (3.23)$$

Для  $M-NOMA$  мешающим пользователем является тот, который находится на том же компоненте модуляции  $QPSK$ . Приведенное выше выражение предназначено для ближнего пользователя, модулируемого на реальном компоненте. Точно так же мы можем управлять математическими выражениями других пользователей.

В приведенном выше математическом выражении первый член в знаменателе показывает интерференцию, наблюдаемую целевым пользователем со стороны конкурирующих пользователей. Интерференция зависит от мощностей интерферирующих сигналов, принимаемых целевым пользователем. Можно заметить, что интерференция для каждого пользователя в  $NOMA$  намного больше, чем в  $M-NOMA$ , так как количество мешающих пользователей меньше за счет предложенного алгоритма ортогональности. Следовательно, вычислительная сложность в  $NOMA$  также выше по сравнению с  $M-NOMA$ , потому что количество  $SIC$  в  $M-NOMA$  намного меньше по сравнению с  $NOMA$ .

#### Вычисление достижимой скорости передачи данных

В этом разделе мы обсудим математические выражения достижимой скорости передачи данных по схемам  $NOMA$  и  $M-NOMA$  для случая четырех пользователей. Достижимая скорость передачи данных каждого пользователя зависит от его  $SINR$ . С учетом вышеупомянутого вычисляемого  $SINR$ , скорости передачи данных для  $NOMA$  приведены следующим образом:

$$R_n = \log_2(1 + \zeta_n). \quad (3.24)$$

Для  $M$ -NOMA достижимая скорость передачи данных для каждого пользователя приведена следующим образом:

$$R_{Mn} = \log_2 1 + \zeta_{Mn}. \quad (3.25)$$

где  $n = 1, \dots, 4$ .

Следует отметить, что достижимая скорость передачи данных прямо пропорциональна  $SINR$ . Для  $M$ -NOMA  $SINR$  выше по сравнению с  $NOMA$ . Таким образом, достижимая скорость передачи данных для  $M$ -NOMA лучше, чем для  $NOMA$ . Скорость передачи данных или пропускная способность напрямую связана с задержкой системы, т. е. более высокая достижимая скорость передачи данных соответствует меньшей задержке передачи. Следовательно,  $M$ -NOMA предлагает меньшую задержку и большую надежность по сравнению с  $NOMA$ .

### **Сценарий совместной коммуникации (CM-NOMA)**

Во втором сценарии мы рассмотрели совместную коммуникацию в двух кластерах – ближнем и удаленном. Этот сценарий можно хорошо понять с помощью Рисунок 3.4. Он представляет два разных кластера. Кластер 1 - это кластер с лучшим  $SNR$  по отношению к кластеру 2. В рассматриваемом сценарии  $M_1$  является ближайшим пользователем в кластере 1, а  $M_3$  является ближайшим пользователем в кластере 2 по отношению к  $BS$ . В  $M$ -NOMA  $BS$  кодирует сигналы пользователей кластера 1 на реальном компоненте и сигналы пользователей кластера 2 на воображаемом компоненте созвездия  $QPSK$ . Мы предполагаем, что каждый пользователь уже знает, на каком компоненте находится его сообщение. В кластере 1 пользователь  $M_1$  принимает сигнал всех других пользователей во временном интервале 1 с помощью  $M$ -NOMA, декодирует весь сигнал и выполняет  $SIC$  для получения собственного сигнала. После декодирования сигнала пользователя  $M_2$  он пересылает сигнал пользователю  $M_2$  во втором временном интервале с использованием традиционного  $DF$ . Таким образом, пользователь  $M_2$  получает два сигнала, один от  $BS$ , а другой от пользователя  $M_1$ . Сигналы, полученные пользователем  $M_2$  от  $BS$  и пользователя  $M_1$ , могут быть записаны как

$$r_{SR}(t) = x_M \sqrt{g_1} K_1 \left( \frac{d_0}{d_1} \right)^\gamma + w(t), \quad (3.26)$$

и

$$r_{SD}(t) = x_M \sqrt{g_2} K_2 \left( \frac{d_0}{d_1} \right)^\gamma + w(t). \quad (3.27)$$

Затем пользователь  $M_2$  объединяет оба сигнала через MRC и декодирует свой сигнал.

Аналогично, в кластере 2 пользователь  $M_3$  получает сигнал пользователя  $M_4$  вместе со своим собственным сигналом. Он также декодирует и пересылает сигнал пользователю  $M_4$ .

### **3.2.3 Интеллектуальная транспортная система для поддержки сверхнадежной связи с низкой задержкой (URLLC) для К транспортных средств**

Потребности современного динамично развивающегося общества обуславливают быстрый рост заинтересованности в *IoT*. Вероятным сценарием развития является переход к концепции “умный город”. Наряду с несколькими другими приложениями, *ITS* будет отвечать за доминирующий сдвиг в сторону “умного общества”. *ITS* перспективен с точки зрения повышения безопасности и надежности транспортных систем. Немаловажно использование технологий *5G URLLC* в рамках *ITS* из-за больших требований к данным и трафику. В этой диссертации мы демонстрируем поддержку нашей техники *M-NOMA* для пользовательского случая *URLLC 5G*. Затем мы представляем его использование в рамках *ITS*. *M-NOMA* гарантирует большую надежность и низкую задержку системы благодаря минимальной частоте ошибок в символах (*SER*), снижению помех, лучшей скорости передачи данных и, следовательно, QoS. В этом тезисе мы выводим *SER* для *M-NOMA* с *AWGN* и затухающим каналом. Мы также оптимизировали производный *SER*, скорость передачи данных с оптимизацией Лагранжа. Предлагаемая система демонстрирует низкие задержки и удовлетворяет высоким требованиям к надежности. Результат моделирования

подтвердил дополнительные преимущества предлагаемой нами схемы *M-NOMA* по сравнению с традиционными схемами.

Рассматриваемая модель системы является логическим продолжением исследовательской работы по теме данной диссертации, уже проведенной ранее [7]. Основное внимание уделяется *URLLC* на основе *ITS* с *M-NOMA*, поскольку данная схема способна обеспечивать улучшение качества обслуживания, снижение *SER*, высокую скорость передачи данных и низкую задержку. *ITS* с *M-NOMA* применим к определенным системам управления транспортом. Помехи в этих системах становятся источником повышенной опасности. *M-NOMA* делает систему устойчивой минимизирует помехи и задержку данных. Для достижения цели мы вывели производную *SER* для *AWGN* и канала затухания, минимизировали оба уравнения *SER* и максимизировали скорость передачи данных, используя их коэффициенты мощности в качестве ограничений. Результаты моделирования подтверждают данные производного и оптимизированного анализа. Кроме того, мы показали результат моделирования пропускной способности и задержки.

### 3.2.3.1 Модель системы

Сценарий *DL M-NOMA ITS* показан на Рисунок 3.5. В рассматриваемом сценарии система безопасности (*SS*) посылает сигналы различным транспортным средствам для предотвращения серьезного дорожно-транспортного происшествия. Для *M-NOMA* имеем  $N = \{1, \dots, k/2, \dots, k\}$  транспортных средств/потребителей. Транспортные средства находятся на расстоянии  $d_i$  от *SS*, как показано на Рисунок 3.5. Транспортные средства пронумерованы в порядке удаления от *SS*, т. е.  $d_n, \dots, d_4 > d_3 > d_2 > d_1$ . Есть два кластера, каждый из которых содержит половину пользователей. Ближний кластер несет  $N/2$  ближних пользователей (находящихся рядом с *SS*), а удаленный кластер содержит  $N/2$  удаленных пользователей [102].

Одна и та же модель может быть реализована для различных сценариев, таких как

- i. Автомобиль посылает прямые сигналы связи четырем транспортным средствам, движущимся в его направлении с разных сторон, чтобы предотвратить несчастный случай с ребенком, переходящим дорогу.
- ii. Декодирование прямой совместной связи (*CM-NOMA*) в двух разных кластерах, где ближайший пользователь в каждом кластере помогает дальнему пользователю в одном кластере, декодируя его сигнал, полученный от источника, и пересылая его.

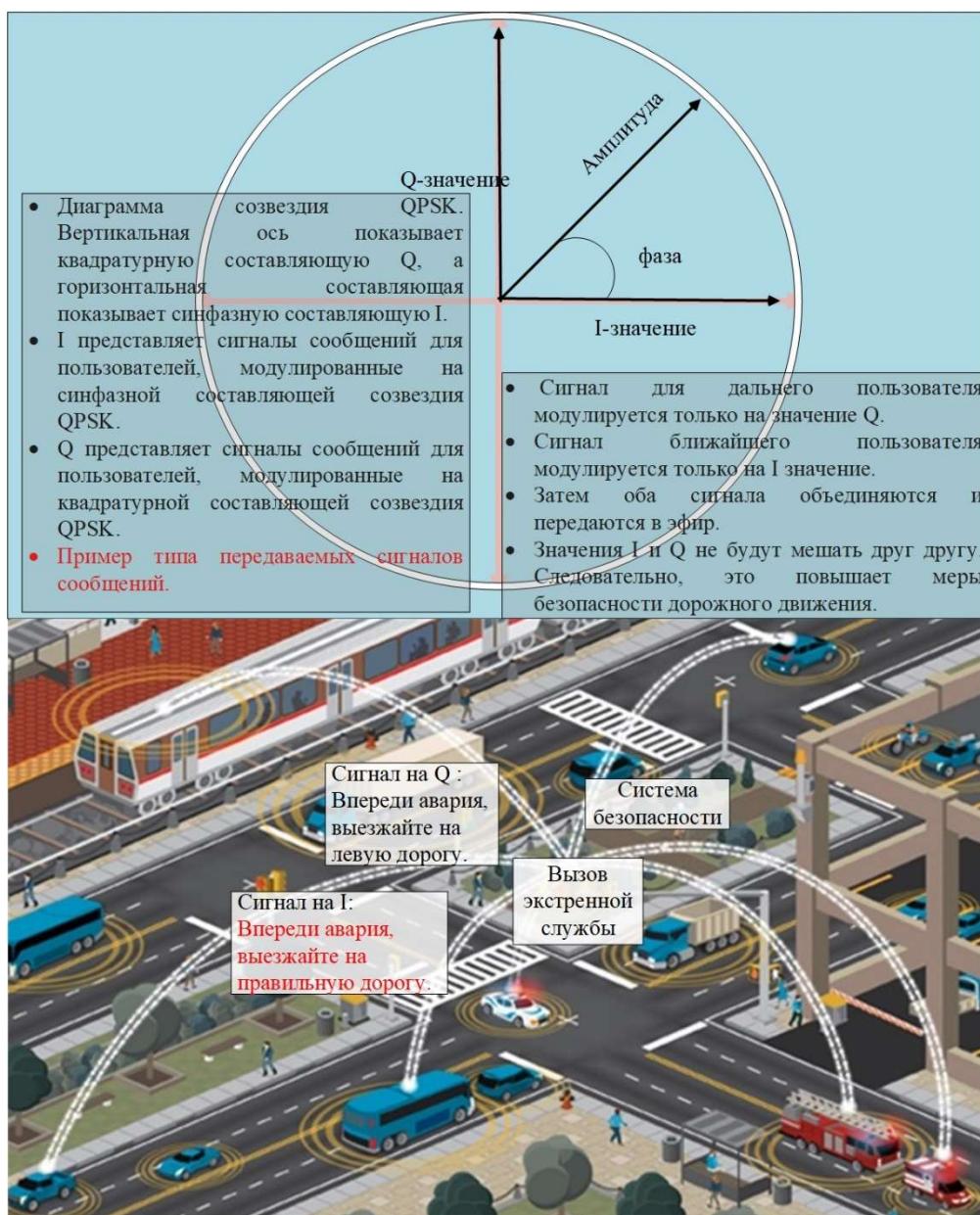


Рисунок 3.5 – Модель интеллектуальной транспортной системы (*ITS*) с поддержкой *M-NOMA URLLC* для контроля аварийности



### 3.2.3.2 Прямая связь

В *DL M-NOMA* источник транслирует сигнал с помощью *SC*. В *SC* источник выделяет различные уровни мощности для каждого потребителя.

Каждый потребитель получает наложенные сигналы, которые состоят из сигналов сообщений других потребителей. Полученная каждым пользователем мощность ослабевает из-за потери пути. Степень потери зависит от передаваемой мощности для всех пользователей и расстояния между предполагаемыми пользователями. Общая полученная мощность каждого пользователя  $V_n$  – го указывается как

$$P_{RM_n}(t) = K_n \left( \frac{d_0}{d_n} \right)^\gamma \sqrt{P_T}. \quad (3.28)$$

Суммарный наложенный сигнал  $N$  пользователей после индивидуального распределения мощности приведен ниже:

$$x_{V_N}(t) = P_{RM_n}(t) \left( \sum_{I=1}^{\frac{k}{2}} \sqrt{\alpha_I} x_I(t) + \sum_{Q=\frac{k}{2}+1}^k \sqrt{\alpha_Q} x_Q \hat{i}(t) \right). \quad (3.29)$$

В приведенных выше уравнениях  $\alpha$  является коэффициентом мощности. Мы можем записать его как:

$$\alpha = \sum_{I=1}^{\frac{k}{2}} \sqrt{\alpha_I} + \sum_{Q=\frac{k}{2}+1}^k \sqrt{\alpha_Q}. \quad (3.30)$$

Общий сигнал, принятый пользователем  $V_n$ , приведен следующим образом:

$$y_{M_n}(t) = P_{RV_n}(t) x_{V_n} \sqrt{g_n} + w(t), \quad (3.31)$$

где  $g_n$  – коэффициент усиления канала,

$w(t)$  – AWGN с нулевым средним и дисперсией  $\sigma^2$ .

### 3.2.3.2.1 Расчет отношения сигнал/помеха плюс шум

Когда источник передает сигналы для двух пользователей, только тогда в  $M$ - $NOMA$  в идеале нет никаких межпользовательских помех, поскольку сигналы каждого пользователя передаются по разной реальной или квадратурной составляющей модуляции  $QPSK$ . Тем не менее, когда число пользователей увеличивается, удаленный пользователь сталкивается с помехами от сигналов других удаленных пользователей в том же кластере. В  $M$ - $NOMA$  интерференция в каждом кластере в 3 раза меньше, чем для обычной  $NOMA$ .

В рассматриваемом сценарии источник транслирует наложенные сигналы сообщения всем пользователям. Источник накладывает сигналы удаленных пользователей на квадратурную составляющую созвездия  $QPSK$  а сигналы ближних пользователей на реальную составляющую. Ближние пользователи выполняют  $SIC$ ; следовательно, на декодированном сигнале в идеале на декодированном сигнале нет помех. В связи с тем, что в  $M$ - $NOMA$  на воображаемом компоненте источник транслирует только сигнал удаленных пользователей, удаленный пользователь декодирует свое сообщение, выполняя  $SIC$  только для сигналов других удаленных пользователей (здесь  $g_n > g_{n+1}$ ).

Коэффициент сигнал-помеха плюс шум ( $SINR$ ) без  $SIC$  для пользователя  $V_n$  в  $NOMA$  приведен следующим образом:

$$\zeta_n = \frac{\alpha_n P_T K_n d_0^\gamma d_n^{-\gamma} g_n}{(\alpha - \alpha_n) P_T K_n d_0^\gamma d_n^{-\gamma} g_n + \sigma^2}. \quad (3.32)$$

Это показывает, что в  $NOMA$  каждый пользователь сталкивается с помехами от сигналов всех других пользователей.  $SINR$   $SIC$  пользователя  $V_n$  для  $M$ - $NOMA$  в кластере 1 задается как:

$$\zeta_{Vn} = \frac{\alpha_n P_T K_n d_0^\gamma d_n^{-\gamma} g_n}{\left(\sum_{l=1}^k \alpha_l - \alpha_n\right) P_T K_n d_0^\gamma d_n^{-\gamma} g_n + \sigma^2}. \quad (3.33)$$

Аналогично, для кластера 2  $SINR$  пользователя  $V_n$  задается как:

$$\zeta_{Vn\hat{l}} = \frac{\alpha_n P_T K_n d_0^\gamma d_n^{-\gamma} g_n}{\left(\sum_{Q=\frac{k}{2}+1}^k \alpha_Q - \alpha_n\right) P_T K_n d_0^\gamma d_n^{-\gamma} g_n + \sigma^2}. \quad (3.34)$$

Для *M-NOMA* мешающими потребителями являются те, кто находится на одном и том же компоненте модуляции *QPSK*. Приведенное выше выражение может обеспечить индивидуальный *SINR* каждого пользователя.

### 3.2.3.2 Вычисление достижимой скорости передачи данных

Достижимая скорость передачи данных каждого пользователя зависит от его *SINR*. На основе вышеупомянутых вычислений скорости передачи данных для *NOMA* и *M-NOMA* приведены следующим образом:

$$R_n = \log_2(1 + \zeta_n), \quad (3.35)$$

и

$$R_{Vn} = \log_2(1 + \zeta_{Mn}). \quad (3.36)$$

Следует отметить, что достижимая скорость передачи данных прямо пропорциональна *SINR*. Для *M-NOMA* *SINR* выше по сравнению с *NOMA*. Таким образом, достижимая скорость передачи данных для *M-NOMA* лучше, чем для *NOMA*. Скорость передачи данных или пропускная способность также напрямую связаны с задержкой системы, т. е. более высокая достижимая скорость передачи данных соответствует меньшей задержке / задержке передачи. Следовательно, *M-NOMA* предлагает лучшую задержку и надежность по сравнению с *NOMA*.

### 3.2.3.3 Совместная коммуникация DF

Во втором сценарии мы рассмотрели совместную коммуникацию в двух кластерах – ближнем и удаленном [102]. Кластер 1 содержит транспортные средства с лучшим *SNR* по отношению к кластеру 2. Если мы рассмотрим четырех пользователей,  $V_1$  является ближайшим пользователем в кластере 1, а  $V_3$  является ближайшим пользователем в кластере 2 по отношению к источнику. В *M-NOMA* источник кодирует пользователей кластера 1 на реальном компоненте и сигнал дальнего пользователя на виртуальном компоненте созвездия *QPSK*. Мы предполагаем, что каждый пользователь уже знает, на какой составляющей находится его сообщение. В кластере 1 пользователь  $V_1$  принимает сигнал всех остальных пользователей во временном интервале 1 с помощью *M-NOMA*, декодирует все сигналы реальной составляющей и выполняет *SIC* для получения собственного сигнала. После декодирования сигнала  $V_2$  он пересылает сигнал на  $V_2$

во втором временном интервале с использованием традиционного *DF*. Поэтому пользователь  $V_2$  получает два сигнала, один от BS, а другой от пользователя  $V_1$ . Сигнал, переданный БС пользователям  $V_1$  и  $V_2$ , может быть записан как:

$$r_{SR}(t) = x_{V_N} \sqrt{g_1} K_1 \left( \frac{d_0}{d_1} \right)^\gamma + w(t) \quad (3.37)$$

и

$$r_{SD}(t) = x_{V_N} \sqrt{g_2} K_2 \left( \frac{d_0}{d_2} \right)^\gamma + w(t). \quad (3.38)$$

Принятый сигнал от  $V_1$  до  $V_2$  может быть представлен в следующем виде:

$$r_{RD}(t) = x_{V_2} \sqrt{\hat{P}_T} \sqrt{g_{12}} K_{12} \left( \frac{d_0}{d_{12}} \right)^\gamma + w(t). \quad (3.39)$$

Пользователь  $V_2$  объединяет оба сигнала через *MRC* и декодирует свой сигнал. Аналогично, в кластере 2  $V_3$  принимает сигнал пользователя  $V_4$  вместе со своим собственным сигналом. Он также декодирует и перенаправляет сигнал на  $V_4$ . Общее отношение принятого сигнала к шуму при  $V_2$  приведено следующим образом:

$$\zeta_D = \frac{P_T \alpha_2 g_2 K_2 d_0^\gamma d_2^{-\gamma} + \hat{P}_T g_{12} K_{12} d_0^\gamma d_{12}^{-\gamma}}{\alpha_2 P_T K_2 d_0^\gamma d_2^{-\gamma} g_2 + \sigma^2}. \quad (3.40)$$

В приведенных выше уравнениях  $g_{12}$ ,  $d_{12}$  представляют собой соответственно коэффициент канала и расстояние между  $V_1$  и  $V_2$ .

Скорость передачи данных для связи DF также может быть вычислена с помощью (3.36) и (3.39). Аналогичным образом могут быть вычислены *SINR* и скорость передачи данных для  $V_4$ .

### 3.2.3.4 Аналитическая часть

#### 3.2.3.4.1 Частота ошибок символов (SER)

В этом разделе мы анализируем частоту ошибок в символах для прямой и совместной связи в системе модуляции *QPSK* для *M-NOMA*. Для простоты мы используем двух пользователей. Полученные результаты могут быть распространены на  $N$  пользователей.

***SER (частота ошибок символов) при передаче с добавлением искусственного белого гауссова шума (AWGN)***

Принятый пользователем 1 сигнал может быть записан как

$$y_{V_1} = (\sqrt{\alpha_1 P_T} x_1 + \hat{i} \sqrt{\alpha_2 P_T} x_2) \sqrt{g_1} K_1 \left( \frac{d_0}{d_1} \right)^\gamma + w. \quad (3.41)$$

Сигнал, полученный пользователем 2, может быть записан как

$$y_{V_2} = (\sqrt{\alpha_1 P_T} x_1 + \hat{i} \sqrt{\alpha_2 P_T} x_2) \sqrt{g_2} K_2 \left( \frac{d_0}{d_2} \right)^\gamma + w. \quad (3.42)$$

**Лемма 1:** Вероятность ошибки задается как

$$\rho_w \left( e \left| \frac{r}{\hat{i}} \right. \right) = Q(\sqrt{\zeta}), \quad (3.43)$$

где  $Q$  представляет собой гауссову  $Q$ -функцию.

**Доказательство:** см. в Приложении А.

В *M-NOMA* в идеальной ситуации нет помех для двух пользователей, так как каждый пользователь модулируется на отдельном созвездии. Поэтому мы используем  $SNR$  в приведенном выше уравнении. Тем не менее, для системы с более чем двумя пользователями существуют помехи, поэтому будет использоваться соответствующий  $SINR$ .

***Rayleigh Fading channel (Затухающий канал Рэлея)***

$PDF$  мгновенного  $SNR$  на бит для канала затухания Рэлея равен:

$$P_{\zeta_n}(\zeta_n) = \frac{1}{\zeta_n^*} \exp\left(-\frac{\zeta_n}{\zeta_n^*}\right),$$

где  $\zeta_n^*$  – средний  $SNR$  на бит.

Для вычисления средней вероятности ошибки для канала затухания Рэлея интегрируем произведение вычисленной вероятности ошибки предлагаемой методики с  $PDF$  мгновенного  $SNR$ :

$$\rho_f = \int_0^{\infty} Q(\sqrt{\zeta_n}) P_{\zeta_n}(\zeta_n) d\zeta_n. \quad (3.44)$$

**Лемма 2:** Средняя вероятность ошибки *M-NOMA* для канала затухания Рэлея приведена как:

$$\rho_f = \frac{1}{2} \left( 1 - \sqrt{\frac{\zeta_n^*/2}{1 + \zeta_n^*/2}} \right). \quad (3.45)$$

**Доказательство:** см. в Приложении В.

### 3.2.3.4.2 Задача оптимизации *SER*

Для повышения производительности системы с *M-NOMA* мы сформулировали оптимизированную задачу *SER*. Сформулированная задача направлена на минимизацию общей *SER* системы. Мы оптимизировали *SER* для систем плоского выцветания *AWGN* и затухающего канала Рэлея (3.43, 3.45).

#### *Задача оптимизации SER AWGN для M-NOMA*

Для постановки задачи мы рассмотрели четырех пользователей в ячейке с одной *BS* [102]. Тем не менее, у нас есть помехи среди пользователей, которые модулируются на одном и том же компоненте. Пользователи в одном кластере модулируются на реальном компоненте, следовательно, между ними возникают помехи. Для простоты мы сформулировали задачу кластерной оптимизации. Для оптимизации мы рассмотрели выражение  $\zeta_{V1}$  после *SIC*. *SER*  $\rho_w$  из (3.43) может быть записано как [1].

$$\rho_w = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp - \left( \sqrt{\frac{\zeta_{Vn}}{2}} \right). \quad (3.46)$$

Поэтому суммарную вероятность ошибки в канале *AWGN*  $\rho_{wT}$  можно записать как:

$$\rho_{wT} = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp - \left( \sqrt{\frac{\zeta_{V1}}{2}} \right) + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp - \left( \sqrt{\frac{\zeta_{V2}}{2}} \right). \quad (3.47)$$

Задача минимизации *SER* может быть сформулирована следующим образом:

$$\min: \rho_{wT}(\alpha_{w1}, \alpha_{w2}), \quad (3.48)$$

s.t.

$$C1: \alpha_{w1} + \alpha_{w2} = 1,$$

$$C2: \alpha_{w1}, \alpha_{w2} > 0.$$

Решение сформулированной задачи получаем с помощью функции Лагранжа. Функция Лагранжа задается как

$$L_w(\alpha_{w1}, \alpha_{w2}) = \rho_{wT} + \lambda_w z(\alpha_{w1}, \alpha_{w2}). \quad (3.49)$$

**Лемма 3:** Одновременное решение уравнений (С. 1), (С. 2) и (С. 3) из приложения С обеспечивает оптимизированное решение для  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$ , как указано ниже:

$$\alpha_{w1}^* = \frac{\frac{1}{2}\beta_2 - \beta_2^2 - \frac{1}{4}\beta_1}{\beta_1\beta_2 - 2\beta_2^2} \quad (3.50)$$

и

$$\alpha_{w2}^* = \frac{\beta_2^2 + \beta_2 - \beta_2^2 - \frac{1}{2}\beta_2 + \frac{1}{4}}{\beta_2(\beta_2 + \beta_2 + \frac{1}{2} - 2\beta_2 + \frac{1}{2})}. \quad (3.51)$$

В приведенном выше уравнении  $\beta_1 = \frac{\alpha_{w1} P_T K_1 d_0^\gamma d_1^{-\gamma} g_1}{2\sigma^2}$ ,  $\beta_2 = \frac{\alpha_{w2} P_T K_2 d_0^\gamma d_2^{-\gamma} g_2}{2\sigma^2}$ .

Следует отметить, что во время релаксации функция Лагранжа  $L_w$  положительна.

**Доказательство:** см. в Приложении С.

### ***Проблема оптимизации SER с плоским затуханием для M-NOMA***

Для постановки задачи мы рассмотрели двух пользователей в ячейке с одной BS. В идеальном случае помех нет из-за реализации M-NOMA.  $V_1$  модулируется на вещественной, а  $V_2$  на квадратурной составляющей модуляции. Записываем общую SER системы, как показано ниже:

$$\rho_{fT} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\zeta_1^*/2}{1 + \zeta_1^*/2}}\right) + \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\zeta_2^*/2}{1 + \zeta_2^*/2}}\right). \quad (3.52)$$

Задача минимизации SER может быть сформулирована следующим образом:  
минимизировать:

$$\rho_{fT}(\alpha_{f1}, \alpha_{f2}), \quad (3.53)$$

s.t.

$$C1: \alpha_{f1} + \alpha_{f2} = 1,$$

$$C2: \alpha_{f1}, \alpha_{wf} > 0.$$

Решение сформулированной задачи получается с помощью функции Лагранжа. Функция Лагранжа задается как

$$L_f(\alpha_{f1}, \alpha_{f2}) = \rho_{fT} + \lambda_f z(\alpha_{f1}, \alpha_{f2}). \quad (3.54)$$

**Лемма 4:** Одновременное решение уравнений (D. 1), (D. 2) и (D. 3) из приложения D обеспечивает оптимизированное решение для  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$ , как показано ниже:

$$\alpha_{f1}^* = \frac{\beta_1(1 + 3\beta_2 + 3\beta_2^2 + \beta_2^3)}{\beta_1 + \beta_2 + 4\beta_1\beta_2^3 + 6\beta_1\beta_2 + 9\beta_1\beta_2^2} \quad (3.55)$$

и

$$\alpha_{f2}^* = \frac{\beta_2(1 + 3\beta_1 + 3\beta_1^2 + \beta_1^3)}{\beta_1 + \beta_2 + 4\beta_1^3\beta_2 + 6\beta_1\beta_2 + 9\beta_1^2\beta_2}. \quad (3.56)$$

Следует отметить, что во время релаксации функция Лагранжа  $L_f$  положительна.

**Доказательство:** см. в Приложении D.

### ***Проблемы оптимизации скорости передачи данных и их решение***

Для оптимизации скорости передачи данных мы рассмотрели сценарий двух пользователей и одного BS. Задача максимизации скорости передачи данных сформулирована следующим образом:

Максимизировать:

$$R_T = R_1 + R_2, \quad (3.57)$$

s.t:

$$C1: O(\alpha_{R1}, \alpha_{R2}) = \alpha_{R1} + \alpha_{R2} \geq 1,$$

$$C2: \alpha_{R1}, \alpha_{R2} > 0,$$

$$C3: R_1 + R_2 \geq r.$$

где

$$R_T = \log_2(1 + \zeta_{M_1}) + \log_2(1 + \zeta_{M_2}). \quad (3.58)$$

Решение сформулированной задачи получается с помощью функции Лагранжа. Функция Лагранжа задается как



$$L_R(\alpha_1, \alpha_2) = R_T + \lambda_R O(\alpha_{w1}, \alpha_{w2}) + \kappa_r (\log_2(1 + \zeta_{M_1}) - r) + \tau_r (\log_2(1 + \zeta_{M_2}) - r). \quad (3.59)$$

**Лемма 5:** Одновременное решение уравнений (Е. 1), (Е. 2), (Е. 3), (Е. 4) и (Е. 5) из приложения Е обеспечивает оптимизированное решение для  $\alpha_{R1}$ ,  $\alpha_{R2}$ ,  $\tau_R$  и  $\kappa_R$ , как показано ниже.

$$\alpha_{R1}^* = \frac{\kappa_R G_1 - \tau_R G_2 + G_1 - G_2 + G_1 G_2 + \kappa_R G_1 G_2}{G_1 G_2 (2 + \tau_R + \kappa_R)}, \quad (3.60)$$

и

$$\alpha_{R1}^* = \frac{\tau_R G_2 - \kappa_R G_1 - G_1 + G_2 + G_1 G_2 + \tau_R G_1 G_2}{G_1 G_2 (2 + \tau_R + \kappa)}. \quad (3.61)$$

$$\kappa_R^* = \frac{G_1^2 G_2 2^r + G_1 G_2 2^r - G_1^2 G_2 - 2G_1 G_2^2 - 2G_1 G_2^2 + 2G_1 G_2 2^r}{G_1^2 G_2 + 2G_1^2 G_2^2 - 2G_1 G_2 2^r + 2G_1 G_2^2 + 2G_1 G_2^3 - G_2^3 - G_1 G_2^3 + G_2^3 2^r - G_1 G_2^2 - G_1^2 G_2^3 + G_1 G_2^3 2^r} \quad (3.62)$$

$$\frac{-G_2^3 2^r + G_2^3 + G_1^2 G_2^3 - G_1 G_2^3 2^r - G_1^2 G_2 2^r + 2G_1^2 G_2^2 2^r}{}$$

$$\tau_R^* = \frac{2G_1^2 G_2 - G_1^3 + 2G_1^3 G_2 - 2G_1^3 2^r + 3G_1^2 G_2^2 + 2G_1^3 G_2^2}{2G_1^2 G_2 2^r + 2G_1 G_2^2 2^r + 2G_1^2 G_2^2 2^r - G_1^3 - 2G_1^2 G_2 - 2G_1^3 2^r + G_1 G_2^2 - 2G_1^2 G_2 2^r - G_2^2 - G_1 G_2^2 + G_1^2 + G_1^3 2^r - 2G_1^2 G_2^2 - G_1^3 G_2^2 + G_1^3 G_2 2^r - G_1 G_2^2} \quad (3.63)$$

**Доказательство:** см. в Приложении Е.

### 3.2.4 ВЕЕМ-NOMA для четырехфункциональной системы

В этой модели системы предлагается энергоэффективная схема *M-NOMA SWIPT*. Она имеет встроенную возможность сбора мощности и может быть дополнительно улучшена с использованием генетических алгоритмов машинного обучения (*MLGA*) [8].

#### 3.2.4.1 Связь ВЕЕМ-NOMA

В приведенной четырехпользовательской системе на Рисунок 3.6 мы проанализировали *DL NOMA* и *M-NOMA* для одного канала передачи от *BS*, передачу по плоскому затухающему каналу Рэля с модуляцией *QPSK*. Коэффициент потери пути выбирается в зависимости от расстояния, коэффициент

мощности  $\alpha = \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 + \alpha_4 = 1$ , суммарная мощность обозначается как  $T_p$ . В системах связи *NOMA* и *M-NOMA* по типу “точка-точка” все пользователи аккумулируют энергию сигнала, полученного от *BS*. Каждый пользователь способен собирать энергию принятого наложенного сигнала [8].

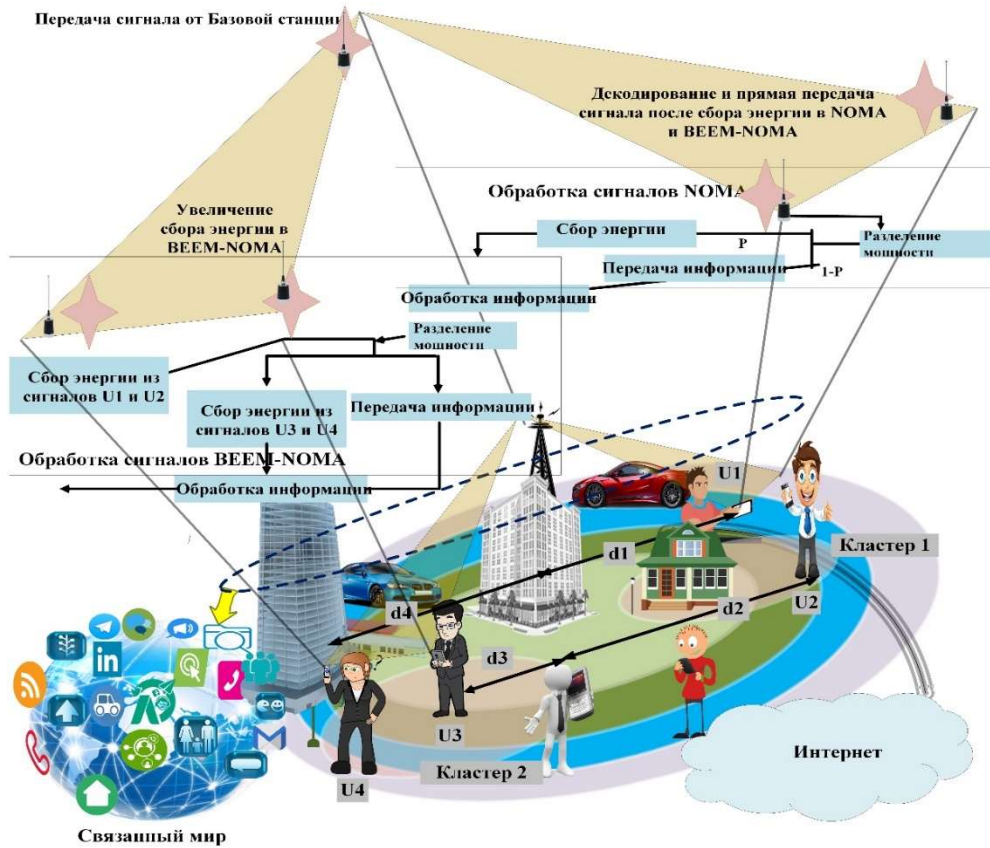


Рисунок 3.6 – Схемы связи точка-точка и совместный сценарий *M-NOMA* и *NOMA* с поддержкой *SWIPT*

В Таблица 3.2 перечислены различия в сборе энергии для каждого отдельного пользователя. Следует отметить, что для справедливого сравнения количество передаваемой мощности и других физических компонентов для всех пользователей одинаково для *NOMA* и *M-NOMA*. В Таблица 3.2, перечислены различия в сборе энергии для каждого отдельного пользователя. Это показывает, что каждый пользователь *NOMA* может собирать энергию с разделением мощности, как показано на Рисунок 3.6. Однако в *M-NOMA* каждый пользователь может использовать коэффициент разделения мощности для обработки сигнала собственных компонентов пользователя (реального или воображаемого) и полученной мощности сигнала других созвездий без разделения его мощности.

Следовательно, *M-NOMA* является встроенной энергоэффективной схемой (*BEEM-NOMA*).

Таблица 3.2 – Оценка индивидуальных возможностей *NOMA* и *BEEM-NOMA* по сбору энергии.

Оценка системы	Приёмник	<i>U1</i>	<i>U2</i>	<i>U3</i>	<i>U4</i>
Расшифровка	NOMA	<i>U1</i> , <i>U2</i> , <i>U3</i> и <i>U4</i>	<i>U2</i> , <i>U3</i> и <i>U4</i>	<i>U3</i> и <i>U4</i>	<i>U4</i>
	M-NOMA	<i>U1</i> и <i>U2</i>	<i>U2</i>	<i>U3</i> и <i>U4</i>	<i>U4</i>
SIC	NOMA	<i>U2</i> , <i>U3</i> и <i>U4</i>	<i>U3</i> и <i>U4</i>	<i>U4</i>	Н/а
	M-NOMA	<i>U2</i>	Н/а	<i>U4</i>	Н/а
Подавление помех	NOMA	Нет	Нет	Нет	<i>U1</i> , <i>U2</i> и <i>U3</i>
	M-NOMA	Нет	Нет	Нет	<i>U3</i>
Сигналы сбора энергии	<i>NOMA</i>	Силовое расщепление <i>U1</i> , <i>U2</i> , <i>U3</i> и <i>U4</i> Сигналы	Силовое расщепление <i>U1</i> , <i>U2</i> , <i>U3</i> и <i>U4</i> Сигналы	Силовое расщепление <i>U1</i> , <i>U2</i> , <i>U3</i> и <i>U4</i> Сигналы	Силовое расщепление <i>U1</i> , <i>U2</i> , <i>U3</i> и <i>U4</i> Сигналы
	<i>M-NOMA</i>	Силовое расщепление <i>U1</i> и Сигналы <i>U2</i> и напрямую без разделения мощности на сигналы <i>U3</i> и <i>U4</i>	Силовое расщепление <i>U1</i> и Сигналы <i>U2</i> и напрямую без разделения мощности на сигналы <i>U3</i> и <i>U4</i>	Силовое расщепление <i>U3</i> и Сигналы <i>U4</i> и напрямую без разделения мощности на сигналы <i>U1</i> и <i>U2</i>	Силовое расщепление <i>U3</i> и Сигналы <i>U4</i> и напрямую без разделения мощности на сигналы <i>U1</i> и <i>U2</i>

В данной диссертации для энергии, собранной из принятого сигнала, используется следующая формула:

$$\zeta_h = \frac{\eta_{eh} T_P |g| \alpha T}{d^m}. \quad (3.64)$$

здесь  $\zeta_h$  – собранная энергия,  $\eta_{eh}$  – эффективность собранной энергии,  $|g|$  – коэффициент усиления мощности канала,  $\alpha$  – коэффициент разделения мощности,  $T$  – время,  $d$  – расстояние и  $m$  – коэффициент потери пути.

Для совместных коммуникаций мы выбираем два кластера.  $U1$  и  $U2$  находятся в кластере 1, где сигнал процесса  $U1$  декодирует и направляет энергию в  $U2$ . Аналогичным образом,  $U3$  передает информацию  $U4$  после сбора энергии, как показано на Рисунок 3.6.

### 3.2.5 BEEM-NOMA для ITS с MLGA

Совместное применение искусственного интеллекта (AI) NOMA обсуждается все более активно и привлекает все больше внимания в связи с внедрением систем беспроводной связи поколения 5G. 5G требует значительных улучшений с точки зрения скорости передачи данных, пропускной способности, надежности, QoS, справедливости, SER, вероятности отключения, надежности и задержки по сравнению с текущими стандартами. Вышеупомянутые параметры оказывают критическое влияние при применении к IoT. Учитывая потребность в высокой мощности и энергии, мы оптимизировали EE и RFEH с использованием MLGA. Для системной интеграции мы предлагаем BEEM-NOMA. BEEM-NOMA – это энергоэффективная система, которая способна предотвратить потерю энергии. Сочетание BEEM-NOMA с MLGA еще больше повышает производительность системы, что доказано результатами моделирования.

#### 3.2.5.1 Модель системы

Для реализации предлагаемой нами системы рассматривается схема ИТС, представленная на Рисунок 3.7 [88]. Предлагаемая система реализуется для одного интеллектуального источника управления трафиком и  $N$  легитимных пользователей ( $L_N$ ); ( $L_N$ ); чтобы упростить наше обсуждение, система построена с использованием четырех пользователей. Четырьмя легитимными пользователями

являются  $L_1, L_2, L_3$  и  $L_4$ .  $d_1, d_2, d_3$  и  $d_4$  г представляет собой расстояние от источника управления трафиком до каждого пользователя. Разделение расстояний показывает, что пользователи не равноудалены от источника,  $d_4 > d_3 > d_2 > d_1$ . В том же сценарии мы выполняем связь точка-точка и *DF*. Для связи с *DF*  $L_1$  и  $L_2$  находятся в кластере 1, а  $L_3$  и  $L_4$  – в кластере 2. Очевидно, что кластер 1 несет двух ближних пользователей, а кластер 2 несет двух удаленных пользователей. В кластере 1  $L_1$  передает сообщение  $L_2$ , а в кластере 2  $L_3$  передает сообщение  $L_4$ . В общей сложности ( $L_N$ ) каждый кластер может вмещать ( $N/2$ ) пользователей. Общее количество пользователей в системе указывается как  $N = \{1, \dots, k/2, \dots, k\}$ . Как правило, каждый пользователь считается  $n$  – м пользователем.

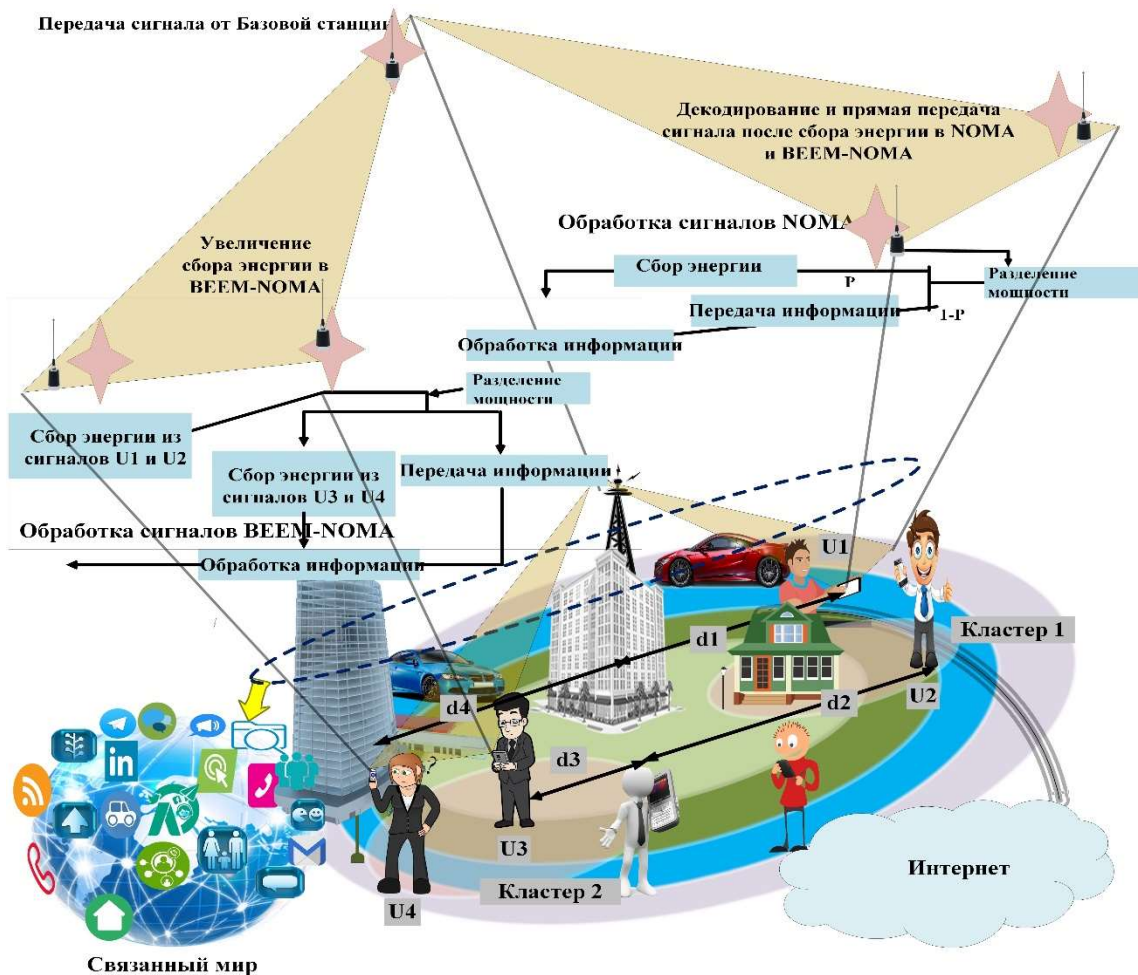


Рисунок 3.7 – Интеллектуальная транспортная система как сфера приложения NOMA. Передача сигнала осуществляется интеллектуальным источником управления трафиком. Блок-схемы показывают, что при *DF*-передаче *BEEM-NOMA* собирает больше энергии, чем *NOMA*

Созданная ортогональность повышает сложность системы, но при этом улучшает  $SER$  системы, скорость передачи данных, пропускную способность,  $EE$  и  $RFEH$ , а также снижает влияние помех. В этом тезисе наша цель состоит в том, чтобы сосредоточиться на общей эффективности системы и возможном  $RFEH$  с использованием  $BEEM-NOMA$ . В Таблица 3.3 приведено краткое и точное описание того, как  $BEEM-NOMA$  может уменьшить помехи и собрать больше энергии по сравнению с  $NOMA$ . Таблица также показывает, что в  $NOMA$  требуется больше  $SIC$  у каждого пользователя в кластере 1, ему также требуется больше энергии. С точки зрения  $RFEH$ ,  $NOMA$  должен разделять питание только для пользователей, где он должен выполнять  $SIC$ , и тот же пользователь требует пересылки с  $DF$ . В  $BEEM-NOMA$  нет помех между пользователями различных кластеров, однако все пользователи в каждом кластере также получают сигналы пользователей другого кластера. Он может собирать энергию от полученных пользователями другого кластера сигналов без разделения мощности.  $BEEM-NOMA$  также собирает энергию у пользователей того же кластера путем разделения мощности.

Таблица 3.3 – Описание RFEH для NOMA и BEEM-NOMA

Этап оценки	Принимающий узел	$L_1$	$L_2$	$L_3$	$L_4$
Возможная расшифровка	$NOMA$	$L_1, L_2, L_3$ и $L_4$	$L_2, L_3$ и $L_4$	$L_3$ и $L_4$	$L_4$
	$BEEM-NOMA$	$L_1$ и $L_2$	$L_2$	$L_3$ и $L_4$	$L_4$
Требуемый SIC	$NOMA$	$L_2, L_3$ и $L_4$	$L_3$ и $L_4$	$L_4$	Н/а
	$BEEM-NOMA$	$L_2$	Н/а	$L_4$	Н/а
Рассмотрение помех	$NOMA$	Нет	Нет	Нет	$L_1, L_2$ и $L_3$
	$BEEM-NOMA$	Нет	Нет	Нет	Только $L_3$

Продолжение таблицы 3.3

<b>Сбор радиочастотной энергии</b>	<i>NOMA</i>	Разделение мощности сигналов $L_1$ , $L_2$ , $L_3$ и $L_4$	Разделение мощности сигналов $L_1$ , $L_2$ , $L_3$ и $L_4$	Разделение мощности сигналов $L_1$ , $L_2$ , $L_3$ и $L_4$	Разделение мощности сигналов $L_1$ , $L_2$ , $L_3$ и $L_4$
	<i>BEEM- NOMA</i>	Силовое шлифование сигналов $L_1$ и $L_2$ и непосредстве нно без разделения мощности от $L_3$ и $L_4$ сигналов	Силовое шлифование сигналов $L_1$ и $L_2$ и непосредстве нно без разделения мощности от $L_3$ и $L_4$ сигналов	Силовое шлифование сигналов $L_3$ и $L_4$ и непосредстве нно без разделения мощности от $L_1$ и $L_2$ сигналов	Силовое шлифование сигналов $L_3$ и $L_4$ и непосредстве нно без разделения мощности от $L_1$ и $L_2$ сигналов

### 3.2.5.1.1 Связь "точка-точка"

В *DL BEEM-NOMA* общий наложенный передаваемый источником сигнал для  $N$  пользователей может быть записан как:

$$x_{MN}(t) = \sqrt{P_T} \left( \sum_{I=1}^{\frac{k}{2}} \sqrt{\alpha_I} x_I(t) + \sum_{Q=\frac{k}{2}+1}^N \sqrt{\alpha_Q} x_Q \hat{i}(t) \right). \quad (3.65)$$

Коэффициент мощности  $\alpha$  в *BEEM-NOMA* можно записать следующим образом:

$$\alpha = \alpha_1 + \dots + \alpha_{k/2} + \dots + \alpha_k = \sum_{I=1}^{\frac{k}{2}} \sqrt{\alpha_I} + \sum_{Q=\frac{k}{2}+1}^k \sqrt{\alpha_Q}. \quad (3.66)$$

Общая полученная мощность для каждого  $n$  – го пользователя зависит от коэффициента потери пути.

$$P_{TR_n}(t) = K_n \left(\frac{d_0}{d_n}\right)^\gamma \sqrt{P_T} \left( \sum_{I=1}^{\frac{k}{2}} \sqrt{\alpha_I} + \sum_{Q=\frac{k}{2}+1}^k \sqrt{\alpha_Q} \hat{i}(t) \right). \quad (3.67)$$

Принятый сигнал на  $n$  – м пользователе записывается как

$$y_{M_n}(t) = P_{TR_n}(t) x_n \sqrt{g_n} + w(t), \quad (3.68)$$

здесь  $w(t)$  – *AWGN* с нулевым средним и дисперсией.

Для *NOMA* отношение  $n$  – го пользовательского сигнала к помехам плюс коэффициент шума (*SINR*) может быть записано следующим образом:

$$\zeta_n = \frac{\alpha_n P_T K_n d_0^\gamma d_n^{-\gamma} g_n}{(\alpha - \alpha_n) P_T K_n d_0^\gamma d_n^{-\gamma} g_n + \sigma^2}. \quad (3.69)$$

Из приведенного выше уравнения ясно, что в *NOMA* каждый пользователь сталкивается с помехами от сигналов всех других пользователей. В ближнем кластере *SINR*  $n$  – го пользователя для *BEEM-NOMA* дается как:

$$\zeta_{Mn} = \frac{\alpha_n P_T K_n d_0^\gamma d_n^{-\gamma} g_n}{\left(\sum_{I=1}^{\frac{N}{2}} \alpha_I - \alpha_n\right) P_T K_n d_0^\gamma d_n^{-\gamma} g_n + \sigma^2}. \quad (3.70)$$

Для *BEEM-NOMA* *SINR*  $n$  – го пользователя в удаленном кластере задается следующим образом:

$$\zeta_{Mn} \hat{i} = \frac{\alpha_n P_T K_n d_0^\gamma d_n^{-\gamma} g_n}{\left(\sum_{Q=\frac{N}{2}+1}^N \alpha_Q - \alpha_n\right) P_T K_n d_0^\gamma d_n^{-\gamma} g_n + \sigma^2}. \quad (3.71)$$

Из приведенного выше уравнения видно, что каждый пользователь в *BEEM-NOMA* сталкивается с помехами из-за сигналов пользователей того же кластера. Из (3.69), (3.70) и (3.71) видно, что интерференция выше в *NOMA* по сравнению с *BEEM-NOMA* и существует заметная разница между помехами для каждого пользователя.

Для *NOMA* достижимая скорость передачи данных может быть записана следующим образом:

$$R_n = \log_2(1 + \zeta_n). \quad (3.72)$$

Достижимая скорость передачи данных для *BEEM-NOMA* может быть записана следующим образом:



$$R_{Mn} = \log_2(1 + \zeta_{Mn}). \quad (3.73)$$

Примечательно, что (3.72) и (3.73) показывают, что *BEEM-NOMA* имеет более высокий *SINR* из-за сравнительно меньшей интерференции.

### 3.2.5.1.2 Совместная коммуникация для *BEEM-NOMA*

Для совместного декодирования и прямой связи в *BEEM-NOMA*  $L_1$  помогает декодировать сигнал  $L_2$  путем пересылки принятого сигнала  $L_2$  от источника.  $L_1$  получает сигналы всех четырех пользователей. Из-за отсутствия помех между  $L_1$  и пользователями другого кластера  $L_1$  собирает энергию из этого сигнала. Также он расщепляет мощность от принятого сигнала  $L_2$  и собственного сигнала. Часть сплит-мощности используется для ретрансляции и обработки сигнала. Оставшаяся часть энергии может быть собрана и использована для любых других целей.  $L_2$  получает два сигнала: один от прямой связи между пользователем  $L_2$  и источником, а другой от  $L_1$ .  $L_2$  объединяет оба сигнала и получает лучшее качество сигнала. Точно так же другие пользователи в каждом кластере могут собирать энергию. Краткое описание приведено на блок-схеме Рисунок 3.7 и Таблица 3.3.

Сигнал, принимаемый пользователем  $L_2$  от источника через пользователя  $L_1$ , подается в виде:

$$r_{SR}(t) = x_{M2} \sqrt{P_T \alpha_2} \sqrt{g_1} K_1 \left( \frac{d_0}{d_1} \right)^\gamma + w(t). \quad (3.74)$$

Сигнал, принимаемый от источника к месту назначения  $L_2$ , дается в виде:

$$r_{SD}(t) = x_{M2} \sqrt{P_T \alpha_2} \sqrt{g_2} K_2 \left( \frac{d_0}{d_2} \right)^\gamma + w(t). \quad (3.75)$$

Принимаемый сигнал от  $L_1$  до  $L_2$ , дается как:

$$r_{RD}(t) = x_{M2} \sqrt{\hat{P}_T} \sqrt{g_{12}} K_{12} \left( \frac{d_0}{d_{12}} \right)^\gamma + w(t). \quad (3.76)$$

Общее отношение принятого сигнала к шуму для  $L_2$  приведено следующим образом:

$$\zeta_D = \frac{P_T \alpha_2 g_2 K_2 d_0^\gamma d_2^{-\gamma} g_2 + \hat{P}_T g_{12} K_{12} d_0^\gamma d_{12}^{-\gamma} g_{12}}{\alpha_1 P_T K_2 d_0^\gamma d_2^{-\gamma} g_2 + \sigma^2}. \quad (3.77)$$

В приведенных выше уравнениях  $g_{12}$ ,  $d_{12}$  представляют из себя соответственно коэффициент канала и расстояние между  $L_1$  и  $L_2$ . Аналогичным образом может быть вычислен  $SINR$  из  $L_4$ . Скорость передачи данных для связи  $DF$  также может быть рассчитана с использованием (3.73) и (3.74).

### 3.2.5.1.3 Реализация генетического алгоритма машинного обучения

В этом разделе приведена оптимизация  $EE$  и  $RFEH$  с использованием  $MLGA$ .

#### *Проблемы оптимизации энергоэффективности*

Для улучшения системы  $ITS$  с  $M-NOMA$  мы оптимизируем  $EE$  системы. Для системы  $ITS$  важна высокая эффективность с энергетической точки зрения. Большое количество вычислительной работы, безусловно, повлияет на  $EE$  системы. Оптимизация  $MLGA$  снижает вычислительную сложность с наименьшими затратами и максимизирует  $EE$ .  $EE$  системы может быть записана следующим образом:

$$\eta_{EE} = \frac{R_{sum}}{P_T} = \frac{\sum_{n=1}^k \log_2(1 + \zeta_{Mn})}{P_T}. \quad (3.78)$$

$EE$  системы прямо пропорциональна скорости передачи данных. Следовательно, мы оптимизируем сумму  $R_{sum}$  для оптимизации  $EE$ .

Для постановки задачи мы рассмотрели четырех пользователей в ячейке с одним источником. Исходя из этого, задача максимизации скорости передачи данных может быть сформулирована следующим образом:

$$\max: R_{sum} = \sum_{n=1}^k \log_2(1 + (\zeta_{Mn} + \zeta_{Mn}\hat{I})). \quad (3.79)$$

s.t.

$$C1: A(\alpha_1, \dots, \alpha_k) = \sum_{n=1}^k \alpha_n = 1,$$

$$C2: \alpha_n > 0, n = \{1, \dots, k\}$$

#### *Задачи оптимизации сбора радиочастотной энергии*

Для повышения производительности системы мы сформулировали оптимизированную задачу сбора энергии с  $MLGA$  для лучшего использования энергии в  $ITS M-NOMA$ . Мы используем базовую формулу собранной энергии в

качестве функции приспособленности проблемы. Сформулированная задача направлена на максимизацию общей собранной энергии системы [88].

В рассматриваемом сценарии мы имеем помехи между пользователями, которые модулируются только на одном и том же компоненте. Как упоминалось в модели системы, пользователи в кластере 1 модулируются на реальном компоненте, следовательно, между ними возникают помехи (аналогично для кластера 2).

Задача максимизации *RFEH* может быть сформулирована следующим образом:

$$\max: E_h = \frac{\eta_{eh} P_T |g| \beta T}{d^\gamma}, \quad (3.80)$$

где  $E_h$  – *RFEH*,

$\eta_{eh}$  – эффективность для собранной энергии,

$|g|$  – коэффициент усиления мощности канала,

$\beta$  – коэффициент разделения мощности,

$T$  – время,

$d$  – расстояние,

$\gamma$  – коэффициент потери пути.

$$C1: A(\alpha_1, \dots, \alpha_k) = \sum_{n=1}^k \alpha_n = 1,$$

$$C2: \alpha_n > 0, n = \{1, \dots, k\}.$$

Мы решили эту проблему с помощью *MLGA*. Во время моделирования *GA* автоматически максимизирует фитнес-функцию по отношению к плоскому затухающему каналу. В результате мы получаем максимальную функцию  $EE/RFEH$ /фитнес-функция системы.

### **3.3 Внутриполосная полнодуплексная связь (In-Band Full Duplex, IBFD) с разработанным алгоритмом компонент-форвард (CF)**

В этом разделе описываются две системные модели для второго предложенного алгоритма [103]. Сначала алгоритм развертывается для схемы *OMA*, чтобы обосновать валидность схемы. Затем он комбинируется с *NOMA* для

решения требуемой задачи по достижению повышенной комбинированной спектральной эффективности как *IBFD*, так и *NOMA*. Этот раздел не связан с другими системными моделями и дополнительно рассматривает решения проблем безопасности, возникающих в описываемой модели системы.

### 3.3.1 *IBFD-CF* для типовой системы связи

В данной диссертации предлагается спектрально-эффективная схема *IBFD* для повышения безопасности системы с минимальными помехами. Интерференция может быть уменьшена путем добавления ортогональности между передаваемым и принятым сигналом. Для создания такой ортогональности в рамках системы полнодуплексной связи с применением алгоритма компонент-форвард (*FD-CF*) в этой диссертации был предложен алгоритм выбора передатчика. Предлагаемый *FD-CF* оценивается с помощью *IBFD*, *D2D*, искусственного шума (*AN*), ортогонализации на основе модуляции и нелинейной собранной мощности. Также в данной работе приводится расчет вероятности отключения секретности (*SOP*) и пропускной способности для совместной коммуникации *FD-CF* с нелинейным *RFEH* и без него. Результаты моделирования показывают сравнение между рассмотренными механизмами связи в условиях наличия одного или нескольких передатчиков.

#### 3.3.1.1 Мотивация и вклад

Современные требования систем *5G* к использованию спектра (наиболее полное использование доступных частот с наименьшими помехами и высокой безопасностью) мотивирует разработку системы для *IBFD* с достижением наименьшего уровня помех. В литературе, описывающей *IBFD*, обозначен ряд проблем управления помехами и безопасности для связи поколения *5G*. Чтобы устранить помехи и решить вопросы безопасности системы *FD*, мы предложили новый компонент и перспективную схему *FD*.

Вклад данной системной модели в достижение желаемых целей:

- Предложенный механизм совместной связи с использованием алгоритма “компонент-форвард” минимизирует возможности помех в *IBFD* с *D2D* и *AN* на основе модуляции [7].

- Добавление искусственного шума ( $AN$ ) для предотвращения растущих угроз безопасности для предлагаемой системы совместной связи  $FD-CF$ .  $AN$  увеличивает интерференцию в узле Евы (подслушивающего устройства) и снижает возможную декодирование материала. Он также истощает Еву, обеспечивая высокую вычислительную сложность и энергию.
- Вышеуказанные подходы были использованы для регулирования емкости секретности системы, вероятности сбоев и пропускной способности.
- Наряду с базовой системой  $RFEH$  также используется для дальнейшей разработки предлагаемой схемы с емкостью секретности, вероятностью отключения секретности и пропускной способностью при наличии схемы  $RFEH$  на основе  $TS$ .
- Идея мотивации разрабатывается с учетом различий между  $IBFD-DF$  и  $IBFD-CF$ , как показано в Таблица 3.4. В данной диссертации мы использовали одну из базовых методик  $IBFD-DF$  с выбором одного из  $K$  передатчиков [90] для сравнения с  $IBFD-CF$  в результате моделирования. Предложенная идея может быть реализована с помощью любого из существующих методов  $IBFD-DF$  с получением сопоставимых результатов.

Таблица 3.4 – Разница между внутриполосным полнодуплексным декодированием и прямым и внутриполосным полнодуплексным декодированием с использованием технологии компонент-форвард.

Домен	Полнодуплексная связь с декодированием и прямой передачей	Полнодуплексная связь с применением алгоритма “компонент-форвард”
<b>Модуляция на источнике</b>	Фактический сигнал сообщения модулируется как на реальном, так и на виртуальном компоненте метода модуляции.	Фактический сигнал сообщения модулируется либо на реальном, либо на виртуальном компоненте метода модуляции для предотвращения помех в режиме $FD$ .

Продолжение таблицы 3.4

<b>Модуляция на передатчике</b>	Фактический сигнал сообщения модулируется как на реальном, так и на виртуальном компоненте модуляции до того, как передается сигнал.	Принятый сигнал сообщения модулируется на противоположном компоненте принимаемого сигнала для предотвращения помех тому же компоненту в режиме <i>FD</i> .
<b>Междуканальные помехи с AN</b>	Да	Только с аналогичной (реальной или воображаемой) составляющей. Намного меньше по сравнению с <i>IBFD-DF</i> .
<b>Междуканальные помехи без AN</b>	Да	В идеале нет
<b>Отношение сигнал/помехи плюс шум</b>	Низкое из-за помех	Высокое из-за меньшего количества помех или их отсутствия
<b>Пропускная способность канала</b>	Низкая из-за помех	Высокая из-за меньшего количества помех или их отсутствия
<b>Емкость секретности</b>	Низкая	Высокая из-за высокой интерференции на узле подслушивающего устройства

### 3.3.1.2 Модель системы

На Рисунок 3.8 представлена модель системы для *D2D FD-CF* для системы беспроводной совместной связи DL. Система может быть включена и в любом другом сценарии. Однако этот тезис фокусируется на базовой системной модели *FD-CF*. Предлагаемая модель системы включает в себя источник (Alice, Алиса), приемник (Bob, Боб), ретранслятор (передатчик) с поддержкой *IBFD*  $R_k$  для  $k = \{1, \dots, K\}$  и пассивный подслушивающий прибор (Eve, Ева). Считается, что Боб

и Ева имеют схожие условия канала. Помимо ретранслятора, Алиса, Боб и Ева используют одну антенну.  $P_T$  – это общая мощность для каждой передачи, которая делится поровну между передачей Алиса-ретранслятор и ретранслятор-Боб. Дистанции Алиса-ретранслятор и ретранслятор-Боб считаются равными;  $d_{ar} = d_{rb}$ . Расстояние может варьироваться в соответствии с требованиями модели системы. Согласно предположению, ретранслятор и Боб сталкиваются с затухающим каналом Рэля, и их информация о состоянии канала (*CSI*) считается известной Алисе, ретранслятору и Бобу. Считается, что Ева не обладает информацией *CSI* легитимного пользователя. Канал Евы считается таким же, как и канал Боба;  $\sqrt{g_e} \approx \sqrt{g_{rb}}$ . Поэтому Ева способна обнаружить сигнал Боба.  $\sqrt{g_{ar}}$  и  $\sqrt{g_{rr}}$  являются другими каналами для кооперативной передачи в режиме *IBFD-CF* от Алисы к ретранслятору и от ретранслятора к самому себе.

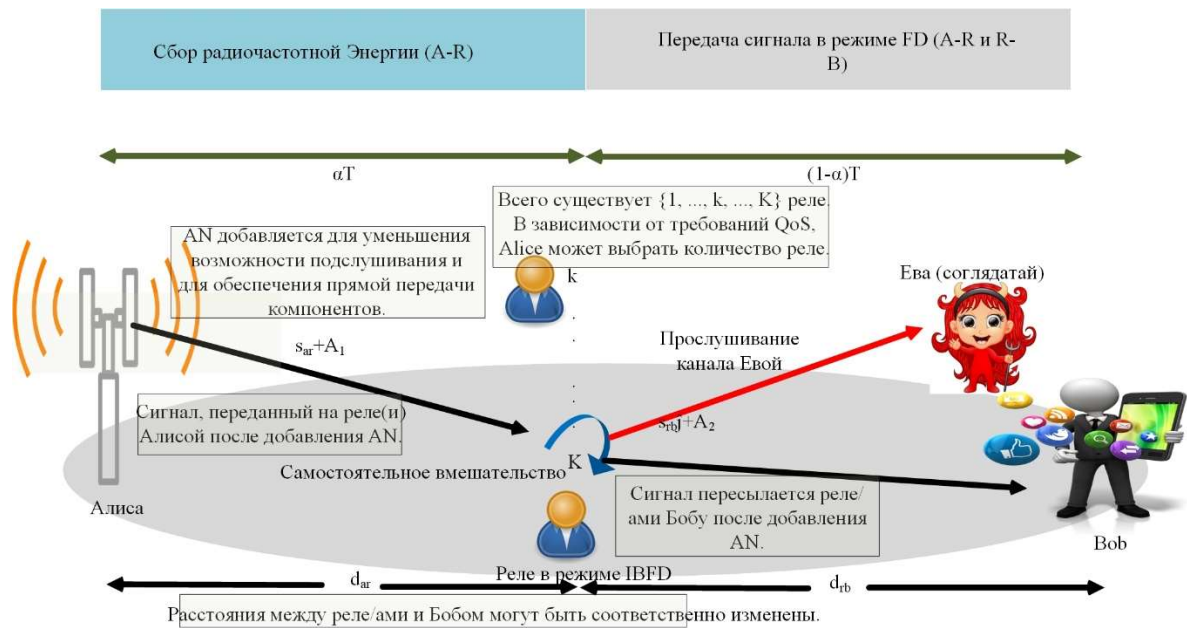


Рисунок 3.8 – Кооперативная система связи внутриполосной полнодуплексной связи с использованием алгоритма “компонент-форвард” (*IBFD-CF*) с одним источником (Алиса, Алиса),  $K$  ретрансляторами с полнодуплексным режимом и приемником (Боб, Боб) без прямой связи с источником [103]

Для суперпозиции сигналов Алиса использует алгоритм, применяемый в [7], [91], в качестве основного метода уменьшения помех в *NOMA*, так как он предотвращает сигнал от помех по сравнению с обычными методами из-за ортогональной природы модулированных сигналов. Интерференции в [7], [91]

вдвое меньше по сравнению с обычным *NOMA*, потому что половина приемников модулируется на реальном, а остальные на квадратурном компоненте. В идеале между сигналами приемников, модулированным на перпендикулярной составляющей, не будет помех. Этот тезис неприменим по отношению к базовой системе *NOMA*, поскольку она не предполагает наличия ортогональности. Однако основная идея автора [7] используется для уравнивания интерференции предлагаемого алгоритма *FD-CF*. *FD-CF* также может быть расширен для *NOMA* в дальнейших исследованиях.

*FD-CF* – это алгоритм, в котором источник (Алиса) кодирует сообщение передачи только на реальной составляющей модуляции и добавляет сложный *AN* с сигналом, который является нулевым пространством канала приемника(-ов). Выбор ретранслятора происходит по схеме, описанной в [90]. Выбранный из общего числа (*K*) передатчик принимает только реальную составляющую сигнала, так как *AN* уже обнулен из своего канала. После получения сигнала передатчик модулирует его на квадратурной составляющей, добавляет *AN*, который является нулевым пространством Боба, и пересылает его без декодирования. Таким образом, ретранслятор принимает сигнал на реальном компоненте и пересылает сигнал на квадратурную составляющую. Поэтому в идеале нет междуканальных помех, что является основной проблемой при передаче *IBFD*.

Согласно модели системы, ретранслятор в режиме *IBFD* принимает сигнал предполагаемого Боба, чтобы помочь Бобу по механизму кооперативной связи с использованием алгоритма “компонент-форвард”. Передатчик модулирует сигнал на квадратурной составляющей, добавляет *AN*  $A_2$ , нулевое пространство  $\sqrt{g_{rb}}$ , и передает сигнал Боба без его декодирования, используя алгоритм “компонент-форвард”, чтобы помочь Бобу. Добавление  $A_2$  не позволяет любому другому приемнику правильно декодировать сигнал, предназначенный для Боба. Передатчик принимает сигнал, модулированный на реальной составляющей, и передает сигнал после модуляции его на воображаемую составляющую с мощностью  $P_2$ . В режиме *FD* возникают самопомехи между реальной



составляющей принимаемого передатчиком сигнала и комплексным  $A_2$ , добавленным в сигнал.

Для схемы *RFEH* в данной модели системы *TS* используется для сбора энергии. Передатчик декодирует сигнал от Алисы во времени  $\alpha T$  и собирает энергию. Теперь передатчик несет сигнал и собранную энергию, которая была получена уже в предыдущей передаче. Во втором временном интервале  $(1 - \alpha)T$  передатчик принимает сигнал от Алисы и пересылает ранее декодированный сигнал, используя собранную мощность  $P_r$ . Бобу в пределах того же времени и частотной полосы [103].

### 3.3.1.3 Добавление искусственного шума для повышения безопасности

*AN* является достаточным способом защиты сигналов передачи от Евы и других пользователей. Конструкция системы *AN* зависит от канала приемника, но не от канала Евы. *AN* генерируется перед передачей сигнала Алисой и ретранслятором для деградации канала Евы.  $AN A_n = a_n + a_n \hat{j}$  является сложным по гауссовской природе. В случае фиксированного *AN* значение  $\|g_e A_n\|$  может быть меньше. Чтобы избежать этой ситуации, значение *AN* рассматривается как гауссовская случайная величина в нулевом пространстве  $\sqrt{g_n}$  каналов ретранслятора и Боба соответственно, так что  $\sqrt{g_n} A_n = 0$  [21]. Наложённый сигнал на узле Алисы для трансляции может быть дан как

$$s_{ar}[t] = \sqrt{P_1} x_2[t] + A_1. \quad (3.81)$$

В приведенном выше уравнении сигнал не имеет комплексной природы. Тем не менее, он сочетается с  $AN A_1$ , чтобы сделать общий сложный сигнал. Для более чем одного пользователя некоторый пользовательский сигнал может быть модулирован на воображаемом, а некоторые на квадратурной составляющей модуляции, чтобы сделать полный сложный сигнал для передачи. В данной диссертации использование *AN* делает общую комплексную передачу сигнала. Кроме того,  $A_1$  добавляется Алисой как нулевое пространство ретранслятора, а ретранслятор добавляет к передаваемому сигналу  $A_2$  как нулевое пространство Боба. Наложённый сигнал для передачи на узле ретранслятора дается как

$$s_{rb}[t] = \sqrt{P_2}x_1[t]\hat{j} + A_2. \quad (3.82)$$

### 3.3.1.4 Системный анализ

Передатчик и Боб расшифровывают сигнал нормально, как в обычных системах связи. Однако Ева не может расшифровать сигнал, полученный от Алисы или передатчика, из-за добавления  $AN$ , то есть нулевого пространства канала передатчика  $g_{ar}$  и Боба  $g_{rb}$ . Сигнал, принимаемый Бобом, также включает в себя самоинтерференцию для его совместной передачи в качестве [90]:(1);

$$y_r[t] = K_r d_0^\gamma d_{ar}^{-\gamma} \sqrt{g_{ar}P_1} s_{ar}[t] + \sqrt{g_{rr}} A_2 + \sqrt{g_{rr}P_2} s_{rb}\hat{j}[t] + w_r[t], \quad (3.83)$$

где  $w_n \sim CN(0, \sigma^2)$  —  $AWGN$ , а  $s_{rb}[t]$  — сигнал, передаваемый ретранслятором (принятый вместе с предыдущей передачей) Бобу в режиме  $FD$ , что вызывает самоинтерференцию [103].

Кооперативная связь  $FD$  используется для Боба из-за отсутствия прямой связи между Алисой и Бобом. Суммарный сигнал  $DL$ , принятый Бобом от ретранслятора, приведен в [90]:(5);

$$y_b[t] = K_{rb} d_0^\gamma d_{rb}^{-\gamma} \sqrt{g_{rb}P_2} s_{rb}\hat{j}[t] + w_b[t]. \quad (3.84)$$

В приведенном выше уравнении сигнал, полученный от ретранслятора, содержит только воображаемую часть, т.е.  $\sqrt{g_{rb}}A_2 = 0$ .

Принятый Евой сигнал можно определить, добавив  $AN$  [90]  $A_2$  в (4). Ева получает сигнал с помехами из-за отсутствия информации об  $AN$ .

$$y_e[t] = K_{ae} d_0^\gamma d_{ae}^{-\gamma} \sqrt{g_{ae}} (\sqrt{P_2} s_{rb}[t]\hat{j} + A_2) + w_e[t]. \quad (3.85)$$

### 3.3.1.5 Оценка эффективности

Емкость секретности, вероятность отключения секретности и пропускная способность являются одними из важных параметров для доказательства подлинности и полезности любой системы. В данном разделе эти параметры были рассчитаны вместе с установлением влияния  $RFEH$  на систему.

#### 3.3.1.5.1 Расчет емкости секретности

Каждый узел получает определенный уровень  $SINR$  или  $SNR$  в зависимости от состояния канала и помех. В этом тезисе  $SINR$  и  $SNR$  будут использоваться

взаимозаменяемо и обозначаться как  $\zeta$ . Соответствующие полученные  $\zeta$  Bob и Eve даются как:

$$\zeta_b = \min\left\{\frac{\zeta_{ar}}{\zeta_{rr} + 1}, \zeta_{rb}\right\} \quad (3.86)$$

и

$$\zeta_e = \zeta_{re}, \quad (3.87)$$

где  $\zeta_{ar} = \frac{P_1 G_{ar}}{\sigma^2}$ ,  $\zeta_{rr} = \frac{a_2 G_{rr}}{\sigma^2}$ ,  $\zeta_{rb} = \frac{P_2 G_{rb}}{\sigma^2}$  и  $\zeta_{re} = \frac{P_2 G_{re}}{A_2 G_{re} + \sigma^2}$ , которое следует экспоненциальному распределению с параметрами  $\lambda_{ar} = \frac{P_1 G_{ar}}{\sigma^2}$ ,  $\lambda_{rr} = \frac{a_2 G_{rr}}{\sigma^2}$ ,  $\lambda_{rb} = \frac{P_2 G_{rb}}{\sigma^2}$ ,  $\lambda_{re} = \frac{P_2 G_{re}}{A_2 + \sigma^2}$  и  $G_{ni} = K_{ni} d_0^\gamma d_{ni}^{-\gamma} g_{ni}$ . Для  $\lambda_{re}$  предполагается, что  $\sigma^2 = \sigma^2 / G_{re}$ .

Достижимая скорость передачи данных для Боба и Евы рассчитывается следующим образом:

$$R_b = \log_2\left(1 + \min\left\{\frac{\zeta_{ar}}{\zeta_{rr} + 1}, \zeta_{rb}\right\}\right), \quad (3.88)$$

и

$$R_{re} = \log_2(1 + \zeta_{re}). \quad (3.89)$$

Возможная секретность для системы FD-CF приведена как

$$C_{sec} = \max\{0, R_b - R_{re}\}, \quad (3.90)$$

$$C_{sec} = \max\left\{0, \log_2\left(\frac{1 + \min\left\{\frac{\zeta_{ar}}{\zeta_{rr} + 1}, \zeta_{rb}\right\}}{1 + \zeta_{re}}\right)\right\}. \quad (3.91)$$

### 3.3.1.5.2 Выбор передатчика

Для лучшей секретности в присутствии Евы используется оппортунистическая схема выбора передатчика [90]. Схема основана на выборе одного из  $K$  передатчиков, что максимизирует секретность системы

$$R_s = \arg \max_{k=1, \dots, K} \left[ \frac{1 + \min\left\{\frac{\zeta_{ar}}{\zeta_{rr} + 1}, \zeta_{rb}\right\}}{1 + \zeta_{re}} \right], \quad (3.92)$$

где  $R_s$  – выбранный передатчик. Схема выбора передатчика учитывает канал между ним и Евой. В этой диссертации используется централизованный подход, где источник или приемник ведет учет  $K$  передатчиков и их  $CSI$ . Передатчик с лучшими параметрами определяется с использованием критериев (3.92) [103].

### 3.3.1.5.3 Вычисление вероятности отключения секретности (*SOP*)

Для вывода *SOP* предлагаемой системы используется метод приближений. *SOP* для кооперативной связи *FD-CF* для схемы выбора передатчика приводится следующим образом:

$$\begin{aligned}
 S_{op} &= Pr[C_{sec}^{Rs} < C_{th}] \\
 &= Pr[\log_2\left(\frac{1 + \min\{\frac{\zeta_{ar}}{\zeta_{rr} + 1}, \zeta_{rb}\}}{1 + \zeta_{re}}\right) < C_{th}] \\
 &= \prod_{k=1}^K \int_0^{\infty} Pr[\log_2(1 + \min\{\frac{\zeta_{ar}}{\zeta_{rr} + 1}, \zeta_{rb}\}) < a + by] f_{\zeta_{re}}(y) dy \quad (3.93) \\
 &= \prod_{k=1}^K \int_0^{\infty} F_Z(a + by) f_{\zeta_{re}}(y) dy.
 \end{aligned}$$

где  $Pr[\cdot]$ ,  $f_X(\cdot)$  и  $F_X(\cdot)$  – обозначения вероятности, функции плотности вероятности (PDF) и кумулятивной распределительной функции (CDF),

$$a = 2^{C_{th}} - 1,$$

$$b = 2^{C_{th}},$$

$$y = \gamma_{re} \geq 0,$$

$$f_{\zeta_{re}} = e^{-\frac{y}{\lambda_{re}}} / \lambda_{re}.$$

CDF  $F_Z(z)$  случайной величины  $Z$  выводится в Приложении F и дается как

$$F_Z(z) = 1 - \frac{\lambda_{ar}}{\lambda_{ar} + \lambda_{rr}z} e^{-z(\frac{1}{\lambda_{ar}} + \frac{1}{\lambda_{rb}})}. \quad (3.94)$$

Подстановка требуемого параметра, и рассмотрение  $\zeta_{sr} = \zeta_{rd}$  дается как

$$\begin{aligned}
 S_{op} &= \prod_{k=1}^K \int_0^{\infty} 1 - \frac{\lambda_{ar}}{\lambda_{ar} + \lambda_{rr}z} e^{-z(\frac{1}{\lambda_{ar}} + \frac{1}{\lambda_{rb}})} \frac{e^{-\frac{y}{\lambda_{re}}}}{\lambda_{re}} dy \\
 &= \left( \frac{e^{-\frac{2a}{\zeta_{sr}}}}{b\zeta_{re}\zeta_{rr}} (be^{\frac{2a}{\zeta_{sr}}}\zeta_{re}\zeta_{rr} + e^L\Gamma\zeta_{sr} + e^L\zeta_{sr}\log(\frac{1}{\zeta_{re}} + \frac{2b}{\zeta_{sr}})) \right. \\
 &\quad \left. - e^L\zeta_{sr}\log(\frac{b\zeta_{rr}}{a\zeta_{rr} + \zeta_{sr}}) - \zeta_{sr} 1F1^{(1,0,0)}[1,1, L]) \right)^K. \quad (3.95)
 \end{aligned}$$

Приведенное выше выражение является условным выражением с  $\text{Re}[p] > 0$  и  $\text{Re}[1/\zeta_{re} + 2b/\zeta_{sr}] \geq 0$ . Здесь  $L = \frac{(2b\zeta_{re} + \zeta_{sr})(\alpha\zeta_{rr} + \zeta_{sr})}{b\zeta_{re}\zeta_{rr}\zeta_{sr}}$ ,  $\Gamma$  – Гамма-функция Эйлера и  $1F1[1,0,0]$  – сливающаяся гипергеометрическая функция Куммера.

#### 3.3.1.5.4 Сбор радиочастотной энергии

*RFEH* на передатчике для времени  $\alpha T$  задается как

$$\mathcal{E}_{\mathcal{H}} = \eta\alpha TP_1 G_{ar}, \quad (3.96)$$

где  $0 < \eta < 1$  – эффективность преобразования энергии и ее величина – варьируется в зависимости от качества электронной схемы. Считается, что если передатчику необходимо использовать *RFEH* для оказания помощи Бобу, то собранная передатчиком мощность дается как

$$\begin{aligned} P_r &= \frac{\eta\alpha TP_1 G_{ar}}{(1-\alpha)T} \\ &= \frac{\eta\alpha P_1 G_{ar}}{(1-\alpha)}. \end{aligned} \quad (3.97)$$

Практически, выходная заготовленная мощность цепи *RFEH* может зависеть от входной собранной мощности и иметь значение не более насыщенной пороговой мощности  $P_{th}$ . Если входная мощность превышает пороговый уровень, то выходная мощность остается неизменной. Нелинейные характеристики *RFEH* обусловлены несколькими факторами, включая нелинейность насыщения и диод. Диод обладает нелинейностью как внутренние свойства. Экспериментально подтверждены нелинейные характеристики схем *RFEH*. Следовательно, мощность, собранная передатчиком с помощью нелинейной схемы [85], дается как

$$P_r = \begin{cases} \frac{\eta\alpha P_1 G_{ar}}{(1-\alpha)}, & P_1 G_{ar} \leq P_{th} \\ \frac{\eta\alpha P_{th}}{(1-\alpha)}, & P_1 G_{ar} > P_{th}. \end{cases} \quad (3.98)$$

В режиме *FD* в промежутке времени  $(1-\alpha)T$  передатчик принимает и передает сигнал Бобу. Когда сигнал передается реле Бобу с использованием собранных  $P_r$  мощности, вероятность отключения секретности может быть получена из (3.95) после замены  $P_2$  на  $P_r$ .

### 3.3.1.5.5 Оценка пропускной способности секретности

Пропускная способность является еще одним важным параметром системы, который может прояснить подлинность системы. Пропускная способность в системе *FD-CF*, когда передатчик использует свою внутреннюю мощность для передачи сигнала Боба, задается как

$$x_{Q1}(t) = \sqrt{\alpha_1 P_T} x_1(t) = P_{Q1} x_1(t) \mathcal{TP} = C_{th}(1 - S_{op}). \quad (3.99)$$

Пропускная способность для схемы *RFEH* [8] предлагаемой системы *FD-CF* приведена как

$$\mathcal{TP} = C_{th}(1 - \alpha)(1 - S_{op}), \quad (3.100)$$

в приведенном выше уравнении  $\alpha$  — коэффициент переключения времени.

### 3.3.2 IBFD для NOMA ITS с MLGA

В следующей системе *FD* интегрирован с использованием совместной передачи от устройства к устройству, и искусственный шум используется для поддержки предлагаемой схемы. Для лучшего понимания системы предложенная схема используется для улучшения секретности с генетическим алгоритмом машинного обучения (*MLGA*) и без него [104].

#### 3.3.2.1 Мотивация и вклад

Необходимость пересмотра схем использования спектра для минимизации помех и повышения безопасности в современных *ITS* побудила нас разработать систему с *FD*, искусственным шумом и модуляцией на основе *NOMA* (*FA-MNOMA*) с *MLGA*. После ознакомления с литературой по тематике *FD-NOMA* было отмечено, что междуканальные помехи являются основной проблемой для использования данной системы связи *FD*.

Ниже приведены вклады этой литературы:

- Детальная разработка *FD* и *NOMA* с концепцией и требованиями к реализации за пределами технологии *5G*.
- Принятие предлагаемой системы с существующей техникой *M-NOMA*, которая полезна для уменьшения помех и обеспечения безопасности информации легитимных пользователей. В данной работе предлагается новая

схема кооперативной коммуникации на основе базовой концепции *M-NOMA* с минимальными помехами, называемая кооперативной связью с использованием алгоритма “компонент-форвард”.

- Добавление *AN* для предотвращения растущих угроз безопасности для *ITS*. *AN* увеличивает помехи на узле подслушивания и уменьшает возможность декодирования информации. Он также истощает подслушивающее устройство, обеспечивая высокую вычислительную сложность и потребность в энергии.
- Вышеупомянутые подходы используются для повышения секретности системы. *MLGA* используется для оптимизации емкости секретности, ограниченной коэффициентами мощности и скоростью передачи данных системы в *ITS*.

Для получения преимуществ *IBFD* с *M-NOMA* предложен механизм кооперативной связи с использованием алгоритма “компонент-форвард”. Он немного отличается от существующей схемы кооперативной коммуникации по декодированию и пересылке. Устройство в режиме *FD* декодирует собственный сигнал с помощью *SIC* для пользователя, модулируемого на той же составляющей модуляции (реальной или воображаемой), и пересылает сигнал противоположного компонента без его декодирования. Доверенное транспортное средство режима *FD* содержит *CSI* других пользователей. Перед передачей компонентов устройство режима *FD* добавляет *AN* для предотвращения проблем безопасности. Использование алгоритма “компонент-форвард” снижает сложность декодирования на устройстве режима *FD*.

### 3.3.2.2 Модель системы

На Рисунок 3.9 показана модель системы для *IBFD FA-MNOMA* с кооперативной связью с применением алгоритма “компонент-форвард” в *D2D* для *DL ITS*. Система может быть реализована в любом другом сценарии, не только в рамках *ITS*, однако в данной работе именно система *ITS* является средой для исследования разработанных схем связи. Предлагаемая модель системы содержит источник (Alice, Алиса), четыре транспортных средства (Bobs, Бобы) и пассивное

подслушивающее устройство (Ева, Ева). Считается, что два ближних транспортных средства (Боб<sub>1</sub> и Боб<sub>2</sub>) и два дальних транспортных средства (Боб<sub>3</sub> и Боб<sub>4</sub>) имеют сходные условия канала. Все передатчики и приемники, включая Еву, используют одну антенну, исключая Боба<sub>1</sub>. Источник имеет общую мощность передачи  $P_T$ , для каждой передачи мощность будет разделена между пользователями с использованием концепции коэффициентов распределения мощности области мощности *NOMA*. Коэффициенты мощности распределяются по отношению к расстояниям и условиям канала каждого транспортного средства с датчика, статистически и с помощью машинного обучения. Согласно соображению, каждый Боб сталкивается с каналом Рэля, и их *CSI* считается известным Алисе и Бобу<sub>1</sub>. Считается, что Ева не обладает информацией *CSI* законного пользователя. Условия канала Евы считаются худшими относительно условий каналов двух пользователей, поэтому Ева не может обнаружить их сигналы. Ева способна обнаружить только сигналы Боба<sub>3</sub> и Боба<sub>4</sub>. Другими каналами, включенными в передачу, являются  $g_{13}$ , а  $g_{11}$  являются каналами для кооперативной коммуникации в режиме *IBFD* с использованием алгоритма “компонент-форвард” от Боба<sub>1</sub> до Боба<sub>3</sub> и канала передачи от Боба<sub>1</sub> самому себе [104].

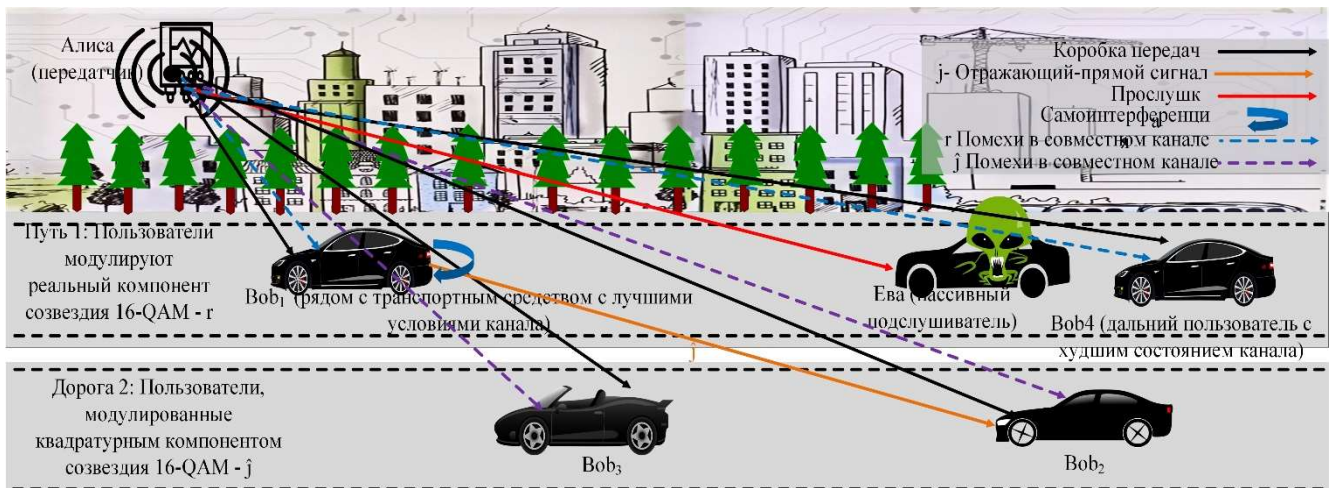


Рисунок 3.9 – Модель системы с источником (Алиса), четырьмя Бобами и Евой

*Alice* использует *M-NOMA* [6] для суперпозиции сигналов *Bob*, так как она предотвращает помехи сигнала по сравнению *NOMA* из-за ортогональности модулированных сигналов.  $x[t] = (\sqrt{\alpha_1}x_1[t] + \sqrt{\alpha_4}x_4[t])\sqrt{P_T} + \hat{j}(\sqrt{\alpha_2}x_2[t] +$



$\sqrt{\alpha_3}x_3[t])\sqrt{P_T}$ . Для четырех пользователей помехи в *M-NOMA* вдвое меньше, чем в *NOMA*, поскольку транспортные средства на дороге 1, Боб<sub>1</sub> и Боб<sub>4</sub>, модулируются на реальном, а транспортные средства на дороге 2, Боб<sub>2</sub> и Боб<sub>3</sub> - на квадратурном компоненте модуляции. Таким образом, помехи возникают только между сигналами транспортных средств, находящихся на одной и той же дороге, как показано на Рисунок 3.9. (Боб<sub>1</sub> и Боб<sub>4</sub>, Боб<sub>2</sub> и Боб<sub>3</sub>); между транспортными средствами, движущимися по разным дорогам, в идеале нет помех. В этом тезисе, в отличие от предложенного *M-NOMA*, один ближний и один удаленный пользователь модулируется на одном и том же компоненте созвездия. Это делается для того, чтобы избежать помех между двумя сигналами высокой мощности (удаленные пользователи Боб<sub>3</sub> и Боб<sub>4</sub>) друг с другом. Поэтому далекие пользователи в идеале не мешают друг другу, скорее сталкиваются с незначительными помехами из-за очень низкой мощности сигналов, которые можно рассматривать как шум. Согласно модели системы, автомобиль ближнего режима *FD* Боб<sub>1</sub> получает сигналы высокой мощности удаленных пользователей, поэтому он может помочь удаленным пользователям Боб<sub>3</sub> и Боб<sub>4</sub> с компонентной кооперативной связью. Чтобы декодировать свой сигнал, Боб<sub>1</sub> выполняет *SIC* путем декодирования сигнала Боба<sub>4</sub> и удаления комбинированного *AN* Боба<sub>3</sub> и Боба<sub>4</sub> ( $A_1$ ), затем вычитая его из общего принятого сигнала. Боб<sub>1</sub> декодирует собственный сигнал от общего принятого сигнала и добавляет *AN*  $A_2$ , нулевое пространство  $g_{13}$ , пересылает сигнал Бобу<sub>2</sub> и Бобу<sub>3</sub> без его декодирования, используя алгоритм “компонент-форвард” как отражатель, чтобы помочь Бобу<sub>3</sub>. Боб<sub>2</sub> не может декодировать сигнал, полученный от Боба<sub>3</sub>, из-за добавления  $A_2$ . Для пересылки сигнала Боб<sub>1</sub> использует силовой  $P_c$ . Боб<sub>1</sub> модулируется на вещественную составляющую и передает сигнал воображаемой составляющей, не декодируя ее. В режиме *FD* происходит самоинтерференция между комплексной составляющей принимаемого Бобом<sub>1</sub> сигнала и комплексным сигналом, передаваемым Бобом<sub>1</sub>.

### 3.3.2.3 Добавление искусственного шума для повышения безопасности

$AN$  генерируется перед передачей сигналов Алисой и Бобом<sub>1</sub>, чтобы ухудшить канал Евы. И сигнал  $x$ , и  $AN$ ,  $A_n$ , являются сложными по своей природе. В случае фиксированного  $AN$  значение  $||g_e A_n||$  может быть меньше. Чтобы избежать этой ситуации, значение  $AN$  рассматривается как гауссовская случайная величина в нулевом пространстве  $g_n$  каналов Боба соответственно, так что  $g_n A_n$  равно 0 [90]. Наложённый Алисой сигнал для трансляции может быть дан как;  $s[t] = s_1[t] + s_2[t]$ , здесь,  $s_1[t] = \sqrt{P_T}(\sqrt{\alpha_1}x_1[t] + \hat{j}\sqrt{\alpha_2}x_2[t]) + A_1$  и  $s_2[t] = \sqrt{P_T}(\sqrt{\alpha_3}x_3[t] + \hat{j}\sqrt{\alpha_4}x_4[t]) + A_2$ . Согласно  $M$ -NOMA, сигнал каждого отдельного пользователя не имеет сложного характера. Тем не менее, он сочетается с сигналом другого пользователя, формируя общий комплексный сигнал. Поэтому в этом тезисе считается, что два пользователя имеют одинаковые условия канала, так что мы можем коллективно добавить один и тот же  $AN$  для двух пользователей, это сохранит ширину полосы, а скорость передачи данных останется выше.

### 3.3.2.4 Системный анализ

Транспортные средства Боб<sub>2</sub> и Боб<sub>4</sub> декодируют сигнал в обычном для пользователей  $M$ -NOMA режиме. Боб<sub>2</sub> не может декодировать сигнал, полученный от Боба<sub>1</sub>, так как Боб<sub>1</sub> добавил  $A_2$ , то есть нулевое пространство канала  $g_{13}$  только для Боба<sub>3</sub>. Сигнал  $M$ -NOMA, принимаемый Бобом<sub>1</sub>, также включает в себя самоинтерференцию для его совместной передачи в качестве [92]:(2);

$$y_1[t] = K_1 d_0^\gamma d_1^{-\gamma} [\sqrt{g_1 P_T}(\sqrt{\alpha_1}x_1[t] + \hat{j}\sqrt{\alpha_2}x_2[t]) + \sqrt{g_1 P_T}(\sqrt{\alpha_4}x_4[t] + \hat{j}\sqrt{\alpha_3}x_3[t])] + \sqrt{g_{11}[t]P_1}s[t] + w_1[t], \quad (3.101)$$

где  $w_n \sim CN(0, \sigma^2)$  – это AWGN, а  $s[t]$  – сигнал, передаваемый Бобом<sub>1</sub> (принятый вместе с предыдущей передачей) Бобу<sub>3</sub> в режиме  $FD$ , что вызывает самоинтерференцию.

Скорость передачи данных для Боба<sub>3</sub>, полученных Боб<sub>1</sub>, указана следующим образом:  $R_{13} = \log_2(1 + \frac{G_1 P_T \alpha_3}{G_1 \alpha_2 P_T + 1})$ , где  $G_n = K_n d_0^\gamma d_n^{-\gamma} g_n / \sigma^2$ . Вторым членом

скорости передачи данных является  $SINR$ . Скорость передачи данных Бобом<sub>1</sub> для обнаружения собственного сигнала приведена как:  $R_1 = \log_2(1 + \frac{G_1 P_T \alpha_1}{G_1 \alpha_4 P_T + 1})$ .

Аналогично могут быть получены данные для Боба<sub>4</sub>, полученные Бобом<sub>2</sub>, и скорость передачи данных собственного сигнала Боба<sub>2</sub>. Кооперативная связь  $FD$  используется только для приоритетного канала Боба<sub>3</sub>. Таким образом, без потери общности была введена задержка  $\tau$ . Общий сигнал DL, полученный транспортным средством Боб<sub>3</sub> от Алисы и Боб<sub>1</sub>, приведен в [92]:(5),

$$y_3[t] = \sqrt{g_3 P_T}(\sqrt{\alpha_1} x_1[t] + j\sqrt{\alpha_2} x_2[t]) + \sqrt{g_3 P_T}(\sqrt{\alpha_3} x_3[t] + j\sqrt{\alpha_4} x_4[t]) + \sqrt{g_{13} P_c} \hat{j}(x_2 + x_3)[t - \tau] + w_3[t]. \quad (3.102)$$

В приведенном выше уравнении сигнал, полученный от Боба<sub>1</sub>, содержит только воображаемую часть, т. е.  $g_{13} A_2 = 0$ .

Принятый Евой сигнал можно определить, добавив  $AN$  [90]  $A_1$  во втором и  $A_2$  в третьем члене (3.102). Ева получает сигнал с высокими помехами из-за отсутствия информации о том, что  $AN$  и  $M-NOMA$  несут символы в реальном и воображаемом компонентном декодировании. Приведенные выше уравнения являются уравнениями для  $FA-MNOMA$ ; уравнениями для других методов,  $AN-MNOMA$  и  $FD-NOMA$  могут быть разработаны соответствующим образом.

$$y_e[t] = K_e d_0^\gamma d_e^{-\gamma} [g_e(\sqrt{P_T}(\sqrt{\alpha_1} x_1[t] + j\sqrt{\alpha_2} x_2[t])) + g_e(\sqrt{P_T}(\sqrt{\alpha_4} x_4[t] + j\sqrt{\alpha_3} x_3[t]) + A_1)] + K_{1e} d_0^\gamma d_{1e}^{-\gamma} g_{1e}[t](\sqrt{P_c}(x_2 + x_3)[t - \tau] \hat{j} + A_2) + w_e[t]. \quad (3.103)$$

### 3.3.3 Полный дуплекс с $NOMA$ для $IoT$ и $ML$

Растущий спрос на создание интеллектуальных систем в современных технологиях связи за пределами  $5G$  обуславливает необходимость использования машинного обучения. Машинное обучение, как правило, полезно для системы с большими данными и большим количеством подключенных устройств. Интеллектуальная транспортная система ( $ITS$ ) также нуждается в подходящем алгоритме для оптимизации. Однако математические методы могут не подходить для автоматизации системы, где машины должны принимать решения в течение ограниченного периода времени с гибкостью переменных данных и

соответствующей настройкой. Существует несколько возможных алгоритмов машинного обучения, которые могут быть полезны. В данной работе для оптимизации параметров в *ITS* было использовано машинное обучение на основе генетических алгоритмов (*MLGA*).

### **3.3.3.1 Оптимизация на основе генетического алгоритма машинного обучения**

Рисунок 3.10 характеризует всю технику, которая требуется для использования генетических алгоритмов (*GA*) в соответствующей задаче оптимизации [88]. Выбранные случайно сгенерированные параметры используются для получения фитнес-функции, которая является функцией секретности в этой статье. Если фитнес-функция не достигает требуемого максимально возможного значения, то алгоритм выбирает случайно сгенерированные параметры, отвечающие за текущую максимальную фитнес-функцию. Выбранные параметры комбинируются и используются для получения лучших параметров по подобию генетических законов (путем кроссинговера). Новые параметры видоизменяются и также могут быть скомбинированы с некоторыми из полученных ранее параметров для получения наилучшей возможной фитнес-функции. Процесс продолжается до тех пор, пока не будет получена лучшая фитнес-функция.

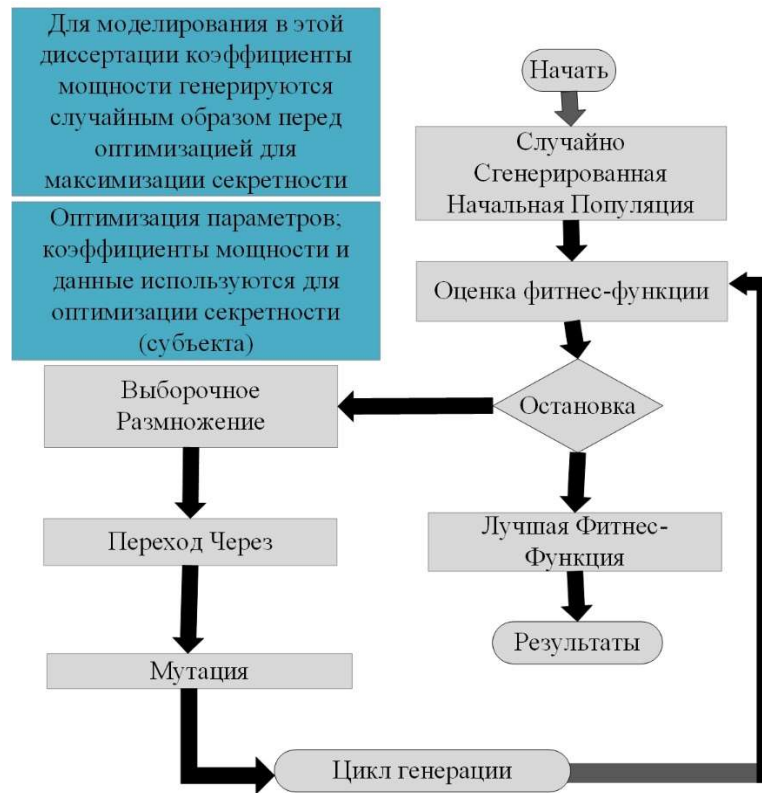


Рисунок 3.10 – Описание блок-схемы *ML* на основе генетического алгоритма

*GA* является подходящим методом оптимизации *ML* для задач, поставленных в данной работе. Он использует принцип выживания наиболее приспособленного объекта, чтобы максимизировать фитнес-функцию для решения конкретной проблемы [93]. В этом тезисе мы использовали способность к секретности в качестве фитнес-функции.

### 3.3.3.2 Проблемы оптимизации емкости секретности сумм

Существует несколько методик оптимизации предлагаемой в данной работе системы связи, однако неспособность человеческого разума обрабатывать неограниченные данные продуктивно и в потоковом режиме приводит к необходимости использования *ML*. Оптимизация суммарной емкости секретности системы требует секретности отдельных транспортных средств, затронутых Евой. В этой системе мы рассмотрели Боба<sub>3</sub> и Боба<sub>4</sub> в качестве затронутых транспортных средств [104].

Чтобы сделать емкость секретности лучше, мы оптимизируем ее с помощью *MLGA*. Здесь мы занимаемся оптимизацией скорости передачи данных и

коэффициентов мощности системы. Постановка задачи максимизации емкости секретности приведена следующим образом:

$$P1: \max: S_T = (R_{Bob_3} - R_{Eve}) + (R_{Bob_4} - R_{Eve}). \quad (3.104)$$

Ограничениями на коэффициент мощности являются:

$$C1: A(\alpha_1, \dots, \alpha_4) = \sum_{n=1}^4 \alpha_n = 1,$$

$$C2: \alpha_n > 0, n = \{1, \dots, 4\}$$

и the  $SINR \zeta_n$

$$C3: \zeta_n > \zeta_T, n = \{1, \dots, 4\}$$

Здесь  $\zeta_T$  является пороговым значением для полученного  $SINR$ . В левой части приведенного выше уравнения заключены две квадратные скобки; первая содержит способность к секретности Боба<sub>3</sub> с разницей между способностью Боба<sub>3</sub> и Евы, а второй содержит способность к секретности для Боба<sub>4</sub>.  $G_n = K_n d_0^\gamma d_n^{-\gamma} g_n / \sigma_n^2$ , где  $K_n$  – константа потерь пути,  $d_0$  – контрольное расстояние,  $d_n$  – соответствующее расстояние Боба от датчика  $\sigma_n^2$  – дисперсия шума. Для  $G_{13}$   $g_{13}$  – это усиление мощности канала между Бобом<sub>1</sub> и Бобом<sub>3</sub>, для  $G_3$   $g_3$  – это усиление мощности канала и так далее.

Индивидуальные возможности обеспечения секретности каждого затронутого транспортного средства могут быть рассчитаны следующим образом:  $S_n = R_n - R_{ne}$ , где  $n = \{3, 4\}$  и первый член правой стороны выражения показывает способность секретности пораженного Боба<sub>n</sub>, а второй член показывает способность Евы. Он может быть написан для Боба<sub>3</sub> и Боба<sub>4</sub>, как в выражении секретности: каждый термин показывает полученный  $SINR$  соответствующего Боба<sub>n</sub> и Евы. Знаменатель  $SINR$  показывает соответствующий высокий  $SINR$  для Евы. Поэтому способность к секретности будет весьма позитивной. Выражение для суммы секретности ясно показывает зависимость от емкости секретности Евы и пострадавших транспортных средств. Следовательно, он сильно зависит от полученного индивидуумом  $SINR$ , канала, мощности, коэффициента мощности и помех. Чтобы значительно улучшить емкость секретности, мы использовали  $M-NOMA$  и  $AN$ . Поскольку Ева не обладает информацией модуляционной составляющей, она столкнется с большим количеством помех и не сможет

правильно расшифровать информацию. Кроме того,  $AN$  усложняет вмешательство для Евы. Легитимное транспортное средство не затрагивается  $AN$ , поскольку оно является нулевым пространством предлагаемого канала [104].

### 3.4 Заключение главы

Эта глава включает в себя несколько системных моделей для предлагаемых схем связи  $HD M-NOMA$  и  $IBFD CF$ , рассмотренных в данной диссертации.

1. Для  $HD M-NOMA$  модели системы включают базовую  $M-NOMA$  с затуханием и без него, базовая  $M-NOMA$  исследуется для получения представления о характеристиках  $URLLC$ . Он также реализован для системы  $ITS$  и  $BEEM-NOMA$ .
2. Рассмотрен механизм связи  $IBFD CF$  с помощью двух системных моделей. Первый нацелен на базовую систему  $OMA$ , а другой является расширением для  $NOMA$ .
3. Для каждой системы обсуждаются основы математического моделирования. Для каждой системной модели выполняется математический анализ или моделирование, а для оптимизации используется функция Лагранжа или  $MLGA$ .

## 4 ОЦЕНКА ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ ДЛЯ НЕОРТОГОНАЛЬНОГО МНОЖЕСТВЕННОГО ДОСТУПА НА ОСНОВЕ МОДУЛЯЦИИ

Несколько системных моделей предлагаемого алгоритма обсуждались в предыдущей главе. Для дальнейшего изучения в этой главе производительность всех системных моделей на основе моделирования оценивается с использованием инструментов моделирования, включая Matlab и Python. Результаты моделирования каждой модели системы приводятся с объяснением полученной производительности как для *HD M-NOMA*, так и для *IBFD* с помощью разработанного алгоритма “компонент-форвард”.

### 4.1 Оценка производительности для *HD M-NOMA*

#### 4.1.1 Два пользователя с одной передающей станцией (канал *AWGN*)

В этом разделе мы обсудим результаты моделирования предлагаемой методики *M-NOMA*, которая была сопоставлена с обычной схемой *NOMA* с каналом *AWGN*. Мы рассмотрели следующие параметрические значения для моделирования канала *AWGN*: расстояние между *BS* и *Q* было принято как 1,  $l = 0.2$ ,  $g_{BQ} = 1$ ,  $g_{BR} = 1/\sqrt{l^c}$ . Предполагается, что пользователи  $Q_2$  и  $Q_1$  находятся на одной линии с *BS*,  $P_T = 1$ ,  $P_Q = 0.8$ ,  $P_R = 0.2$ , условия канала считаются известными на приемнике (-ах) (*BS*,  $Q_2$  и  $Q_1$ ). Для справедливого сравнения для обычной *NOMA* и предлагаемой схемы *M-NOMA* были рассмотрены одни и те же параметры.

Согласно предложенной методике, передача сигнала происходит в *QPSK*-модуляции. При этом сигнал удаленного пользователя модулируется на квадратурной составляющей, а сигнал ближнего пользователю - на фазовом компоненте созвездия. В предлагаемой схеме мы моделируем ситуацию с *SIC* и без него для требуемого пользователя как для *UL*, так и для *DL*. В нашем исследовании не наблюдалось никаких изменений, когда *SIC* не был выполнен. Это связано с тем,



что в предлагаемой методике сигналы для пользователей  $Q_1$  и  $Q_2$  транслировались в  $DL$  и передавались в  $UL$  на различные компоненты во время модуляции.

Сравнение  $SER$  для  $NOMA UL$  можно наблюдать на Рисунок 4.1. При низком и высоком  $SNR$  предлагаемая схема для пользователя  $Q_1$  показывает минимальную  $SER$  по сравнению со всеми другими результатами  $SER$ . На Рисунок 4.1  $NOMA Q_2$  представляет собой обычную схему  $NOMA$  для удаленного пользователя  $Q_2$ .  $NOMA Q_1$  показывает  $SER$ -ответ пользователя  $Q_1$  для обычного  $NOMA$ , в то время как  $M-NOMA Q_1 SIC$  и  $M-NOMA Q_1 wo SIC$  представляют собой  $SER$ -ответ пользователя  $Q_1$  для метода  $M-NOMA$  с  $SIC$  и без него. Пользователь  $Q_1$  демонстрирует низкий  $SER$  для техники  $M-NOMA$  при низком и высоком  $SNR$ , что означает, что он опережает обычную схему  $NOMA$ . На том же рисунке  $M-NOMA Q_2 SIC$  и  $M-NOMA Q_2 wo SIC$  показаны  $SER$  пользователя  $Q_2$  для схемы  $M-NOMA$  с  $SIC$  и без него. Из этих трех кривых можно наблюдать, что для удаленного пользователя  $Q_2$  схема  $M-NOMA$  показывает лучшую реакцию  $SER$  по сравнению с обычной  $NOMA$ . Следует также отметить, что смоделированный  $M-NOMA$  для пользователя  $Q_1$  без  $SIC$  точно превосходит моделирование с  $SIC$ . Это доказывает, что в нашем случае нет необходимости в  $SIC$ , поскольку мы использовали ортогональные положения созвездий для обоих сигналов, что позволяет избежать помех между обоими пользователями. В целом можно четко заметить, что как для ближнего, так и для удаленного пользователя предлагаемая схема  $UL MNOMA$  опережает обычную  $UL NOMA$ .

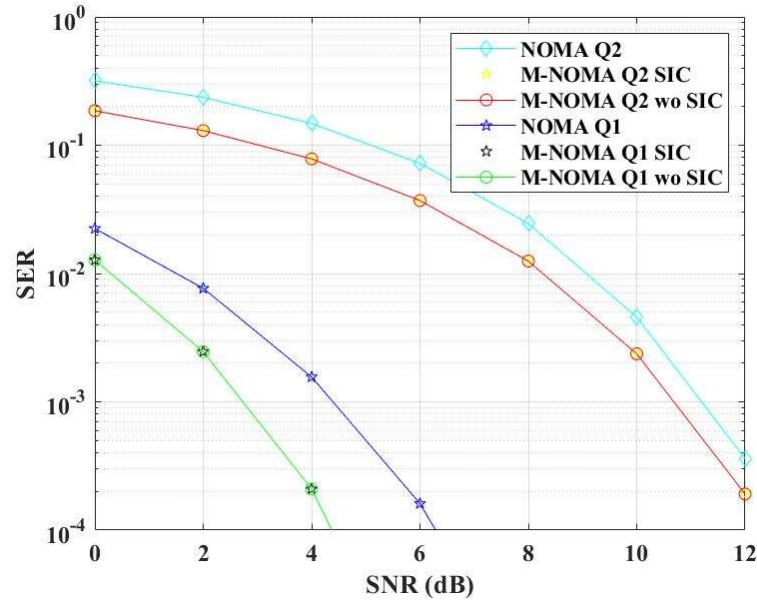


Рисунок 4.1 – Результаты моделирования  $SER$  для обычных  $UL$   $NOMA$ ,  $M-NOMA$  с  $SIC$  и без  $SIC$  без  $SIC$ .

В моделировании канал  $AWGN$  был принят с правильным  $LOS$

Моделирование  $NOMA$   $DL$   $SER$  можно наблюдать на Рисунок 4.2. На этом рисунке  $NOMA$   $Q_1$  и  $NOMA$   $Q_2$  представляют ближних и удаленных пользователей  $Q_1$  и  $Q_2$  для обычных  $DL$   $NOMA$ , соответственно.  $M-NOMA$   $Q_2$   $SIC$  и  $M-NOMA$   $Q_1$   $SIC$  представляют собой  $Q_1$  и  $Q_2$  для предлагаемой схемы  $DL$   $M-NOMA$  с  $SIC$ .  $M-NOMA$   $Q_2$   $wo$   $SIC$  и  $M-NOMA$   $Q_1$   $wo$   $SIC$  демонстрируют результаты ближних и удаленных пользователей для предлагаемого  $DL$   $M-NOMA$  без  $SIC$ . Предлагаемая нами схема  $M-NOMA$  превосходит обычную схему  $NOMA$  с точки зрения  $SER$  в данной симуляционной установке. Однако в случае пользователя  $Q_2$  для предлагаемого  $DL$   $MNOMA$  при низком  $SNR$  наблюдается небольшая разница или немного лучшая производительность, а при высоком  $SNR$  может наблюдаться сравнительно лучший отклик. Однако для  $SNR$  от 0 до 6 дБ четкой разницы не наблюдается. Как и в схеме  $UL$   $MNOMA$ , реакция с  $SIC$  и без нее одинакова, что подтверждает нулевое вмешательство в предлагаемую схему. В целом, предлагаемая методика  $DL$   $MNOMA$  опередила традиционную  $NOMA$ .

На Рисунок 4.3 показана сравнение скоростей передачи данных для  $UL$   $NOMA$ . На рисунке  $NOMA$   $Q_1$  соответствует результатам моделирования для пользователя  $Q_1$  обычной  $NOMA$ ,  $M-NOMA$   $Q_1$   $SIC$  и  $M-NOMA$   $Q_1$   $wo$   $SIC$

демонстрирует кривые пользователя  $Q_1$  для предлагаемой схемы. Ответы удаленного пользователя  $Q_2$  соответствуют  $NOMA Q_2$  для обычной  $NOMA$ ,  $M-NOMA Q_2 SIC$  и  $M-NOMA Q_2$  wo  $SIC$  представляет собой предлагаемую схему  $M-NOMA$  с  $SIC$  и без него. На рисунке можно заметить, что для удаленного пользователя обычные  $NOMA$  и предлагаемая схема перекрывают друг друга, так как нет прироста производительности с точки зрения скорости передачи данных. Принимая во внимание, что ближний пользователь  $Q_1$  показывает явное улучшение производительности в скорости передачи данных предлагаемой схемы, можно сделать вывод, что для ближнего пользователя  $Q_1$  скорости передачи данных в  $M-NOMA$  выше по сравнению с обычным  $NOMA$ .

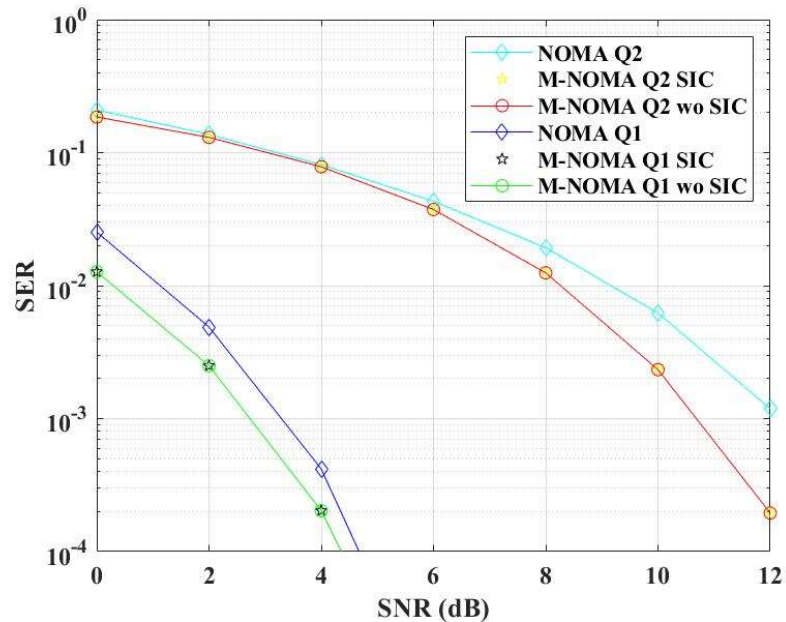


Рисунок 4.2 – Результаты моделирования  $SER$

для обычных  $DL NOMA$ ,  $M-NOMA$  с  $SIC$  и без  $SIC$  без  $SIC$ .

В моделировании канал  $AWGN$  был принят с правильным  $LOS$

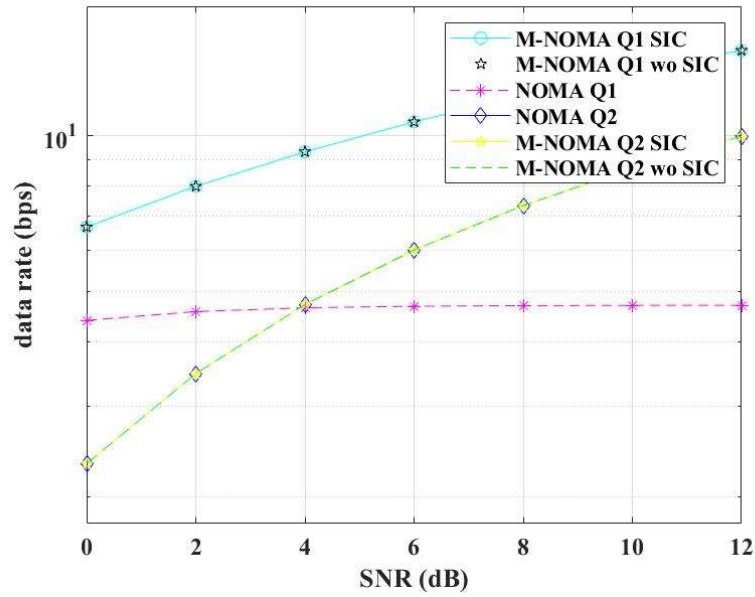


Рисунок 4.3 – Результаты моделирования для сравнения скоростей передачи данных обычных *UL NOMA*, *M-NOMA* с *SIC* и без *SIC*

Аналогичным образом, разницу в скорости передачи данных для *DL* можно увидеть на Рисунок 4.4. Можно заметить, что для ближнего пользователя обычные схемы *DL NOMA* и предлагаемые схемы *DL M-NOMA* точно перекрываются. Тем не менее, для удаленного пользователя  $Q_2$  предложенная схема показывает значительно лучшую скорость передачи данных по сравнению с обычным *NOMA*.

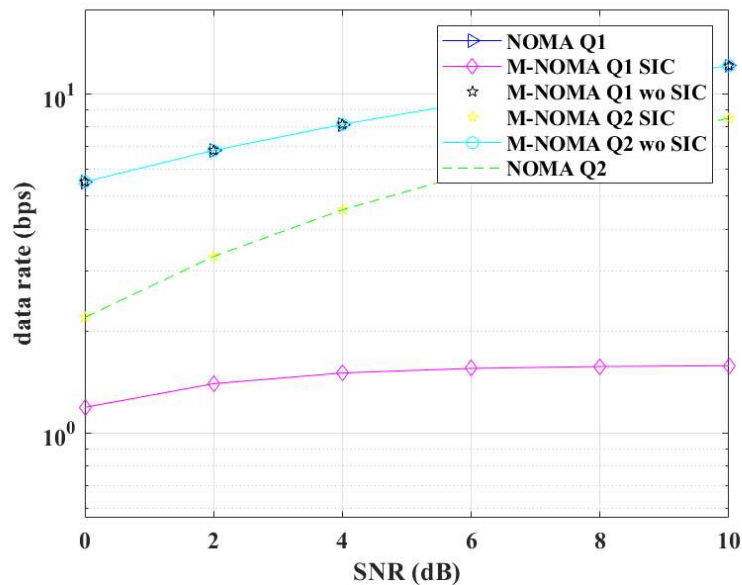


Рисунок 4.4 – Результаты моделирования для сравнения скоростей передачи данных обычных *DL NOMA*, *M-NOMA* с *SIC* и без *SIC* без *SIC*

#### 4.1.2 Четыре пользователя с одной передающей станцией (плоский затухающий канал)

В этом разделе мы описываем оценку, проведенную для подтверждения эффективности предлагаемого *M-NOMA*.

В настройке моделирования мы использовали MATLAB 2018a, плоский канал затухания Рэлея во всех звеньях, и мы усреднили наши результаты за  $10^5$  итераций. Для моделирования мы рассмотрели ширину канала (Bandwidth, BW) = 1 Hz, экспонента потери пути  $\gamma = 2$ . Суммарная мощность передачи *BS* составляет  $P_T = 1$  Вт, коэффициенты распределения мощности выбираются в соответствии с расстоянием до каждого пользователя, такие как  $\alpha_1 = 0.1$ ,  $\alpha_2 = 0.15$ ,  $\alpha_3 = 0.35$  и  $\alpha_4 = 0.4$ . Обратите внимание, что  $\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 + \alpha_4 = 1$ .

В моделировании изначально мы рассматривали сценарий с одной ячейкой, состоящей из одной антенны *BS*, двух ближних пользователей и двух удаленных пользователей. Каждый пользователь находится на разном расстоянии от *BS*, как показано на Рисунок 3.5. Предполагается, что  $M_1$  и  $M_2$  являются пользователями с лучшими условиями канала, чем  $M_3$  и  $M_4$ . Мы можем рассмотреть тот же сценарий для  $N$  пользователей, при этом предполагается, что пользователи  $\frac{N}{2}$  являются пользователями с лучшими условиями канала, а остальные пользователи  $\frac{N}{2}$  предполагаются как пользователи, которым требуется большая мощность передачи. Для справедливого сравнения одни и те же параметры рассматриваются для всех схем, включая *SM-NOMA*, *M-NOMA*, *C-NOMA* и *NOMA*.

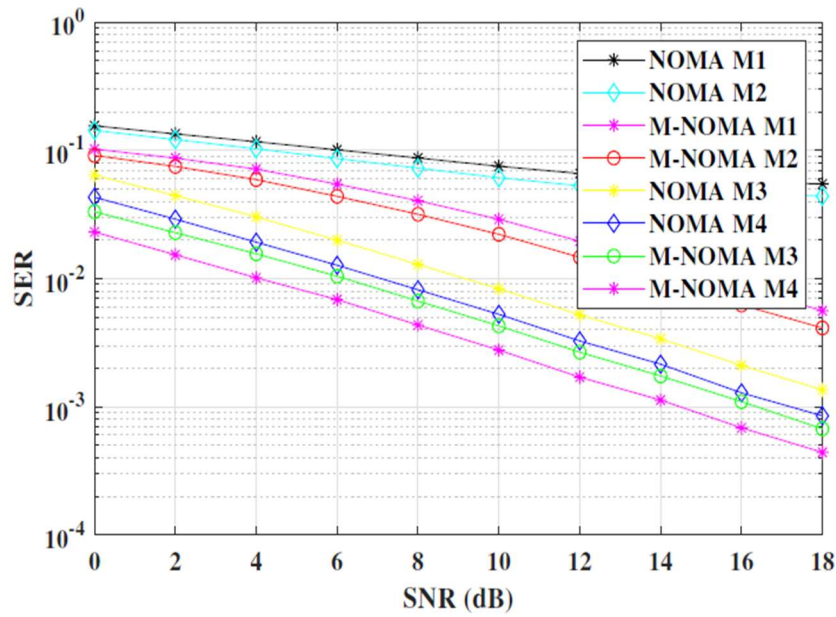


Рисунок 4.5 – Сравнение производительности  $SER$  с использованием обычного  $NOMA$  и предлагаемого  $M-NOMA$

На Рисунок 4.5 показана производительность  $NOMA$  и  $M-NOMA$  в поисковой системе для канала связи "точка-точка" для каждого пользователя. На рисунке  $SER$  соответствует ось ординат,  $SNR$  - ось абсцисс.  $NOMA M_3, M_4$  и  $M-NOMA M_3, M_4$  представляют собой результаты моделирования для удаленных пользователей в обычной  $NOMA$  и предлагаемой  $M-NOMA$ .  $NOMA M_1, M_2$  и  $M-NOMA M_1, M_2$  представляет собой результаты моделирования для ближних пользователей в обычной  $NOMA$  и предлагаемой  $M-NOMA$ . Из результата моделирования можно четко заметить, что  $M-NOMA$  превосходит  $NOMA$  для каждого пользователя. Оба ближних пользователя для  $M-NOMA$  показывают лучший  $SER$  по сравнению с  $SER$ -ответом  $NOMA$ . Аналогичным образом, можно отметить, что оба крайних пользователя представляют лучший ответ  $SER$  для  $M-NOMA$ .

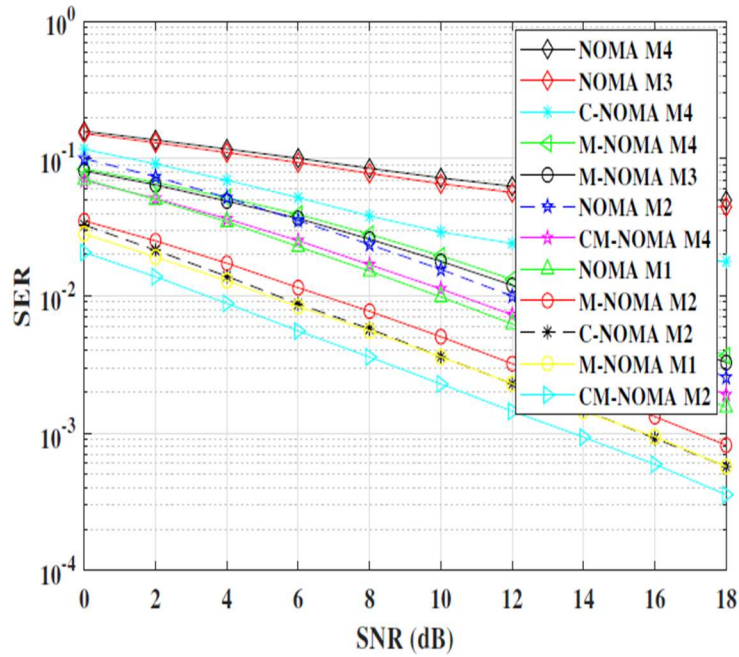


Рисунок 4.6 – Сравнение производительности SER с использованием обычного NOMA, обычного кооперативного NOMA, предлагаемого M-NOMA и предлагаемого кооперативного метода NOMA с использованием DF

На Рисунок 4.6 представлен второй сценарий моделирования кооперативной коммуникации. Он показывает кривые отклика  $SER$  для  $NOMA$ ,  $C-NOMA$ ,  $M-NOMA$  и  $CM-NOMA$ .  $C-NOMA M_4$  и  $CM-NOMA M_4$  показывает ответы DF наиболее удаленного от  $BS$  пользователя  $M_4$  для  $M-NOMA$  и  $NOMA$ . Аналогичным образом,  $C-NOMA M_2$  и  $CM-NOMA M_2$  показывают кривые DF пользователя  $M_2$  в кластере 1.

Результат моделирования показывает лучший результат для  $C-NOMA M_4$  по сравнению с  $NOMA M_3$  и  $M_4$ , но следует отметить, что он не превосходит  $M-NOMA M_3$  и  $M-NOMA M_4$ .  $CM-NOMA M_4$  превосходит  $M-NOMA M_3$ ,  $M-NOMA M_4$ ,  $C-NOMA M_4$  и  $NOMA M_2$ .  $C-NOMA M_2$  превосходит  $NOMA M_2$ , но не  $M-NOMA M_2$ . Тем не менее,  $CM-NOMA M_2$  демонстрирует наименьшую  $SER$ . В конечном счете,  $CM-NOMA$  превосходит все базовые методы.

На Рисунок 4.7 представлены результаты моделирования скорости передачи данных для связи “точка-точка”  $NOMA$  и  $M-NOMA$ . Из рисунка ясно видно, что  $M-NOMA$  демонстрирует лучшую скорость передачи данных по сравнению с  $NOMA$ . Помехи – это причина, которая уменьшает или увеличивает скорость передачи данных конкретного пользователя. В  $M-NOMA$  коэффициент интерференции



снижился до одной шестой. *M-NOMA*  $M_2$  показывает лучшую скорость передачи данных, потому что он сталкивается с наименьшими помехами. Сигнал  $M_1$  отвечает за помехи  $M_2$  но сигнал  $M_1$  – это сигнал с наименьшей мощностью. Следовательно, он вызывает наименьшее вмешательство по сравнению с остальными пользователями в *M-NOMA*. *M-NOMA* обеспечивает лучшую скорость передачи данных, уменьшает задержку, улучшает спектральную и энергетическую эффективность без использования большего количества энергии.

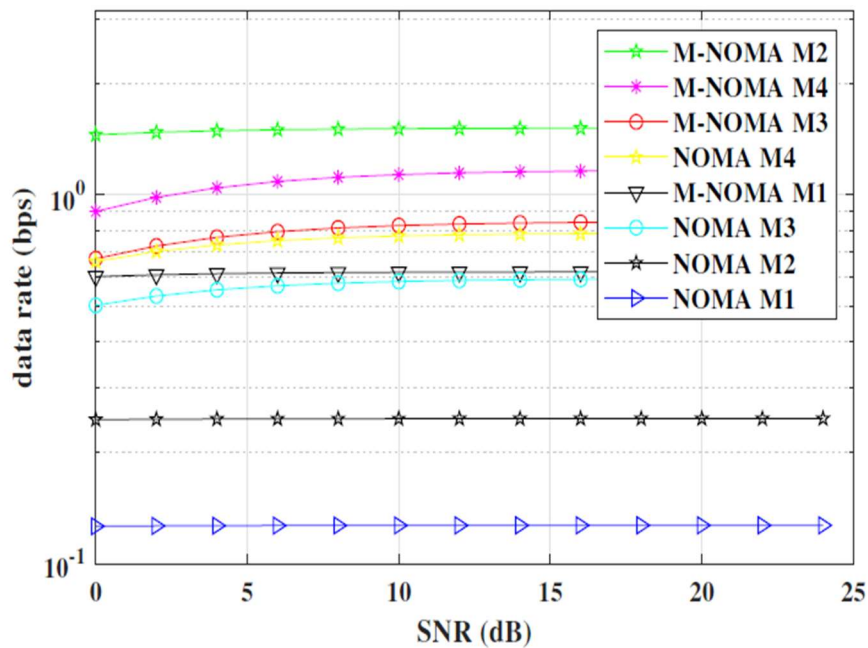


Рисунок 4.7 – Сравнение скоростей передачи данных для всех пользователей NOMA и M-NOMA

На Рисунок 4.8 демонстрируется сравнение уровня помех, испытываемого каждым пользователем в настройках *NOMA* и *M-NOMA*. Как показано в Рисунок 4.8, предлагаемый нами *M-NOMA* превосходит традиционную схему *NOMA*. Из этого рисунка также можно заметить, что каждый пользователь в *M-NOMA* сталкивается со сравнительно меньшим вмешательством по отношению к своему аналогу в *NOMA*. Это показывает, что предлагаемая нами схема представляет собой набор простых, но значительных улучшений с точки зрения производительности на уровне системы.



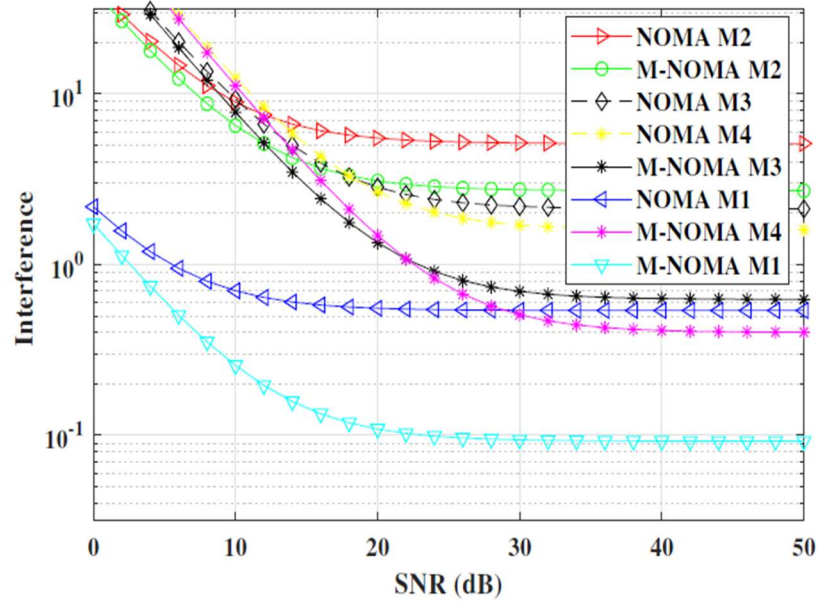


Рисунок 4.8 – Сравнение помех для пользователей *NOMA* и *M-NOMA*.

Это видно по рисунку, что *M-NOMA* более эффективен, чем *NOMA* с точки зрения интерференции

#### 4.1.3 ITS для поддержки URLLC в системе К транспортных средств

В этом разделе мы обсудим оценку аналитических результатов для *M-NOMA*. Мы использовали *NOMA* в качестве базовой системы. В Таблица 4.1 приведены подробные сведения о параметрах, используемых для моделирования. Примечательно, что для честного сравнения мы использовали одни и те же параметры для *NOMA* и *M-NOMA*. Для обоих методов мы использовали модуляцию *QPSK*, однако для *M-NOMA* мы модулировали сигналы ближних пользователей на реальной, а сигналы удаленных пользователей на квадратурной составляющей созвездия *QPSK*.

Таблица 4.1 – Числовые значения для модели системы *ITS URLLC* с оптимизацией

Параметр	Значение	Параметр	Значение	Параметр	Значение
$d_1$	0.2 m	$d_2$	0.4 m	$d_3$	0.8 m
$d_4$	1 m	$\gamma_1$	2	$\gamma_2$	2.2
$\gamma_3$	2.8	$\gamma_4$	3	$\alpha_{R1}^*$	0.3
$\alpha_{R2}^*$	0.7	$\alpha_{f1}^*$	0.25	$\alpha_{f2}^*$	0.75
$\alpha_{w1}^*$	0.108	$\alpha_{w2}^*$	0.135	$\alpha_{w3}^*$	0.274
$\alpha_{w4}^*$	0.481	$P_T$	1 W	Число итераций	$10^6$

$SER$  является важным параметром системы, который способствует надежности системы. Система с лучшей  $SER$  и надежностью является основным требованием для системы  $URLLC$ . Моделируем  $SER$  для аналитического выражения (3.43) для канала  $AWGN$ . Для моделирования мы рассматриваем только двух пользователей. Рисунок 4.9 показывает, что  $M-NOMA$  работает лучше, чем  $NOMA$ , с точки зрения  $SER$  в канале  $AWGN$ . Заметно: аналитическое выражение совпадает с результатами моделирования по методу Монте-Карло  $M-NOMA$ .

Моделируем частоту ошибок символов (3.43) для плоского канала затухания. С одним и тем же выражением можно построить график нескольких пользователей. Рисунок 4.10 показывает, что в плоском затухающем канале  $M-NOMA$  работает лучше, чем  $NOMA$ , с точки зрения  $SER$ . Заметно: аналитическое выражение совпадает с результатами моделирования по методу Монте-Карло  $M-NOMA$ .

Моделируем частоту ошибок символов для оптимизированного распределения мощности (3.43). Оптимизация мощности минимизирует  $SER$  для канала  $AWGN$ . Оптимизированные выражения коэффициента мощности приведены в (3.52) и (3.53). Для моделирования мы рассматриваем четырех пользователей с каналом  $AWGN$ . На Рисунок 4.11 показано, что оптимизированный  $M-NOMA$  работает лучше  $M-NOMA$  с точки зрения  $SER$  в канале  $AWGN$  с минимизацией  $SER$  с максимальными коэффициентами мощности.

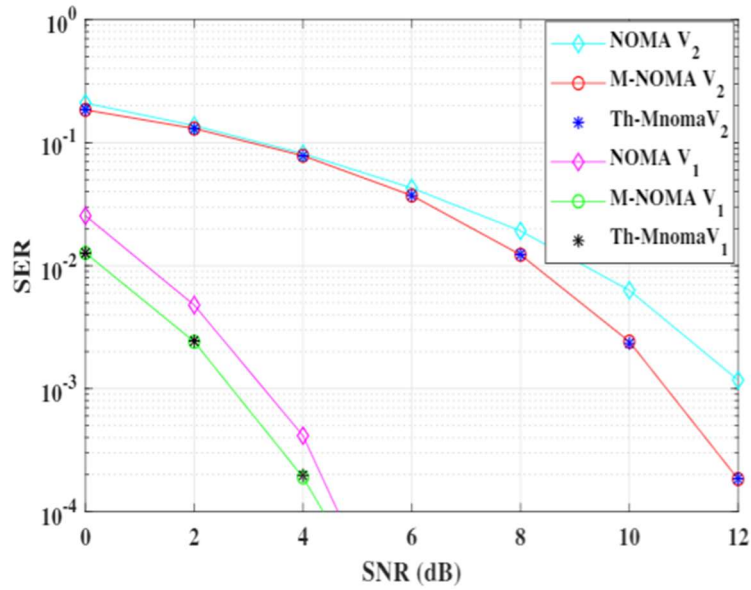


Рисунок 4.9 – Частота ошибок символов для двух пользователей в канале AWGN с NOMA, M-NOMA и теоретическим M-NOMA.

Для моделирования используется QPSK-модуляция

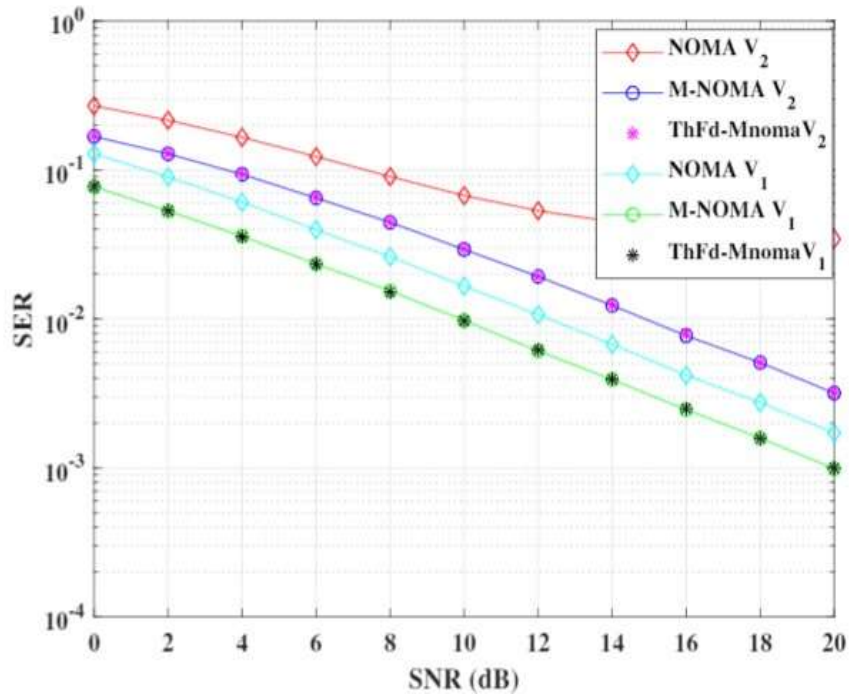


Рисунок 4.10 – Частота ошибок символов для двух пользователей в плоском затухающем канале Рэля с NOMA, M-NOMA и теоретическим M-NOMA. Для моделирования используется QPSK-модуляция

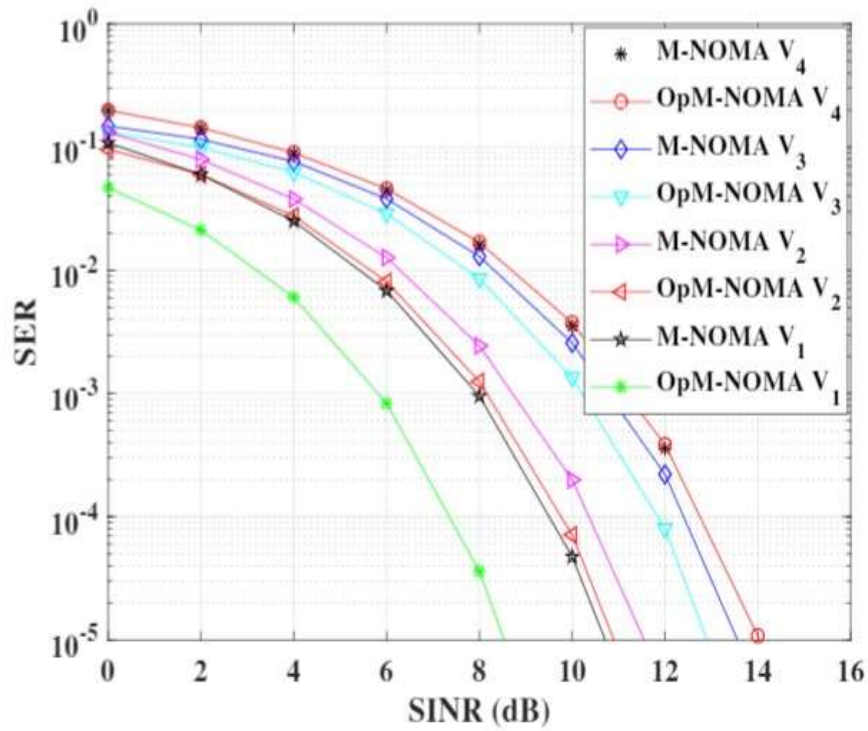


Рисунок 4.11 – Частота ошибок символов для четырех пользователей в канале AWGN с оптимизацией и без оптимизации для M-NOMA. Для моделирования используется QPSK-модуляция

Моделируем частоту ошибок символов для оптимизированного распределения мощности (3.45). Оптимизация мощности минимизирует  $SER$  для плоского канала затухания. Оптимизированные выражения коэффициента мощности приведены в (3.59) и (3.60). Для моделирования мы рассматриваем двух пользователей с плоским затухающим каналом. На Рисунок 4.12 показано, что оптимизированный  $M-NOMA$  работает лучше, чем  $M-NOMA$ , с точки зрения  $SER$  в плоском затухающем канале с минимизацией  $SER$  и максимальными коэффициентами мощности. Следует отметить, что при низком  $SNR$  в  $NOMA$  [90]  $SER$  удаленного пользователя лучше, чем у ближнего пользователя. Тем не менее, в  $M-NOMA$  ближние транспортные средства в целом работают лучше, чем удаленные. Это связано с тем, что ближние пользователи не подвержены помехам от сигналов высокой мощности удаленных пользователей, так как они модулируются на отдельных компонентах (вещественных и квадратурных) во время модуляции [102].

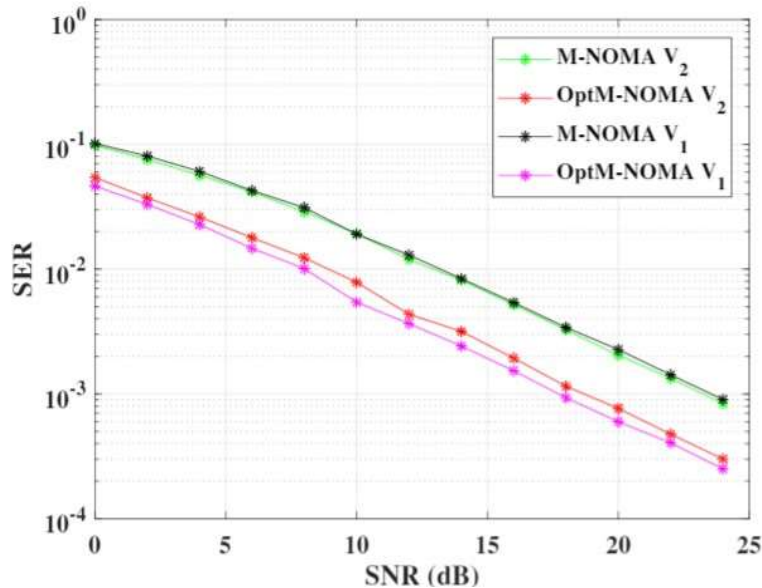


Рисунок 4.12 – Частота ошибок символов для двух пользователей в плоском затухающем канале с оптимизацией и без оптимизации для M-NOMA.

Для моделирования используется QPSK-модуляция

Мы моделируем частоту ошибок символов для совместной связи  $DF$  для  $NOMA$  и  $M-NOMA$ . Мы не рассчитали мощность оптимизации для связи  $DF$ . Однако мы используем рассчитанные значения оптимизированных коэффициентов мощности четырех пользователей канала  $AWGN$ . Для моделирования мы рассматриваем четырех пользователей с плоским каналом затухания. Мы считаем, что  $V_1$  и  $V_2$  находятся в кластере 1, а  $V_3$ , а  $V_4$  в кластере 2.  $V_1$  помогают  $V_2$ , передавая декодированный сигнал  $V_2$  методом  $DF$ .  $V_2$  получают сравнительно лучший сигнал. Точно так же  $V_3$  помогает  $V_4$ . Следовательно,  $V_4$  получает сигнал лучшего качества. Рисунок 4.13 показывает, что  $M-NOMA$  работает лучше, чем  $NOMA$  с точки зрения  $SER$ . Приведенное выше обсуждение показывает, что  $M-NOMA$  имеет лучшую общую  $SER$ . Следовательно,  $M-NOMA$  является надежной системой, которая подходит для системы  $URLLC$ .

Моделируем скорость передачи данных для оптимизированного распределения мощности аналитического выражения (3.65). Оптимизация мощности максимизирует данные для плоского затухающего канала. Выражения коэффициента оптимизированной мощности приведены в (3.67) и (3.68). Для моделирования мы рассматриваем двух пользователей с плоским затухающим каналом. На Рисунок 4.14 показано, что оптимизированный  $M-NOMA$  работает

лучше, чем  $M$ -NOMA, с точки зрения данных в плоском затухающем канале с максимизацией скорости передачи данных с максимальными коэффициентами мощности. Заметно, что  $M$ -NOMA  $V_1$  показывает более высокую скорость передачи данных, а  $M$ -NOMA  $V_2$  показывает самую низкую скорость передачи данных. Существует огромная разница между скоростью передачи данных, получаемой двумя пользователями в одной ячейке. Тем не менее, оптимизированный  $M$ -NOMA обеспечивает общую лучшую скорость передачи данных. Это повышает скорость передачи данных удаленного пользователя за счет скорости передачи данных ближнего пользователя. Принимая во внимание, что ближний пользователь по-прежнему достигает разумной скорости передачи данных, это повышает общую справедливость системы.

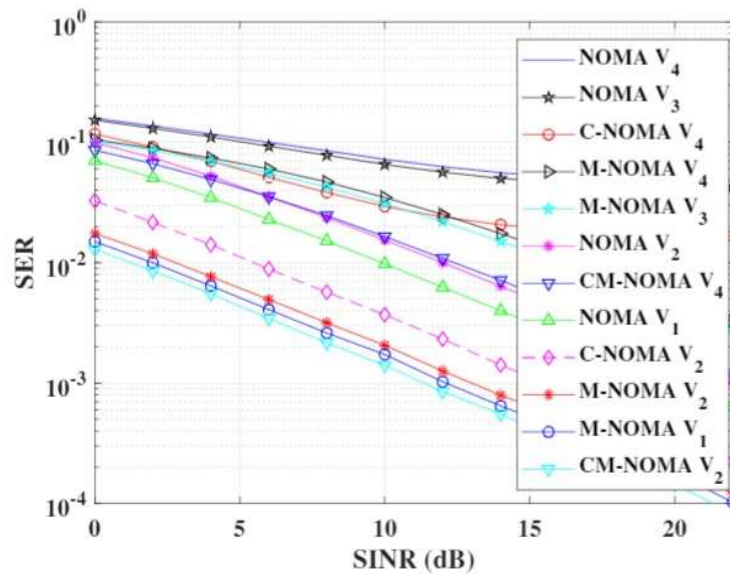


Рисунок 4.13 – Частота ошибок символов для четырех пользователей совместной связи DF в плоском затухающем канале для M-NOMA и NOMA



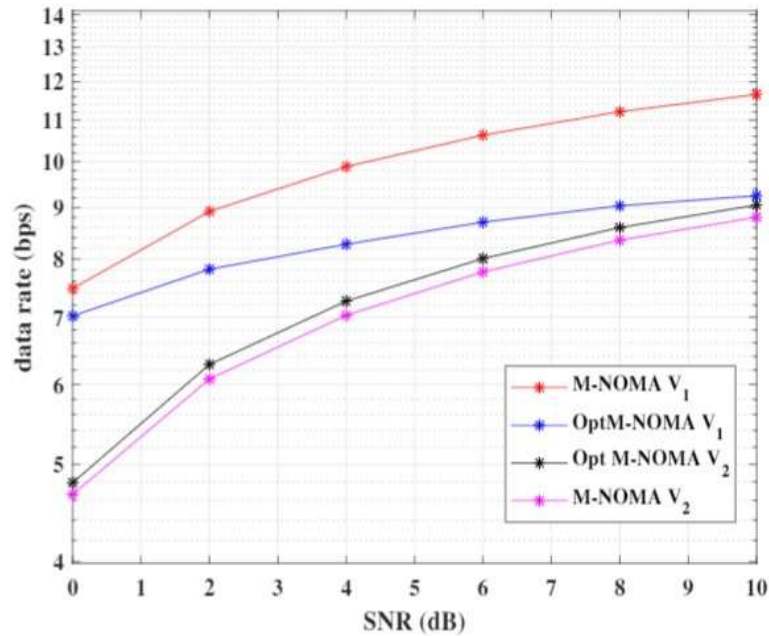


Рисунок 4.14 – Сравнение скорости передачи данных для двух пользователей в плоском затухающем канале с оптимизацией и без оптимизации для *M-NOMA*

Мы моделируем пропускную способность системы по отношению к количеству передаваемых битов. Для моделирования мы рассматриваем четырех пользователей с плоским каналом затухания. На Рисунок 4.15 показано, что пропускная способность уменьшается с передачей битов данных. Все пользователи в *M-NOMA* показывают лучшую пропускную способность, чем в *M-NOMA*.

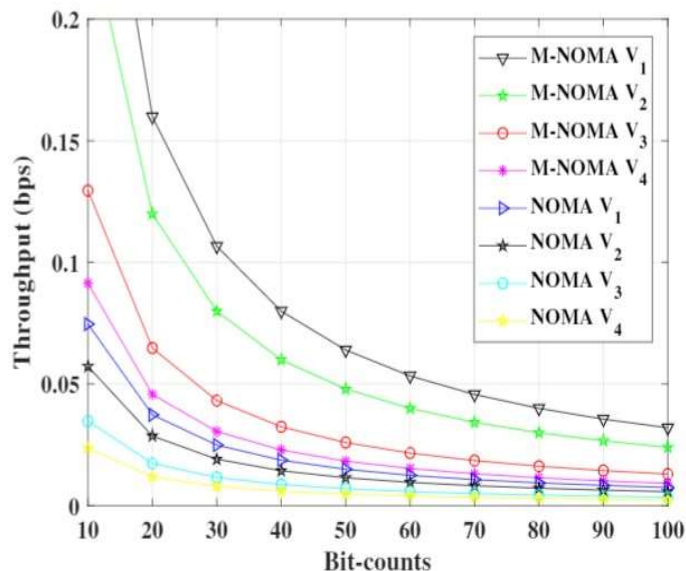


Рисунок 4.15 – Пропускная способность для четырех пользователей в плоском затухающем канале для NOMA и M-NOMA

Моделируем задержку системы с соответствующим количеством передаваемых битов. Для моделирования мы рассматриваем четырех пользователей с плоским затухающим каналом Рэля. На Рисунок 4.16 показано, что *M-NOMA* требует меньшей задержки по сравнению с *NOMA*. Задержка всей системы увеличивается с передачей битов.

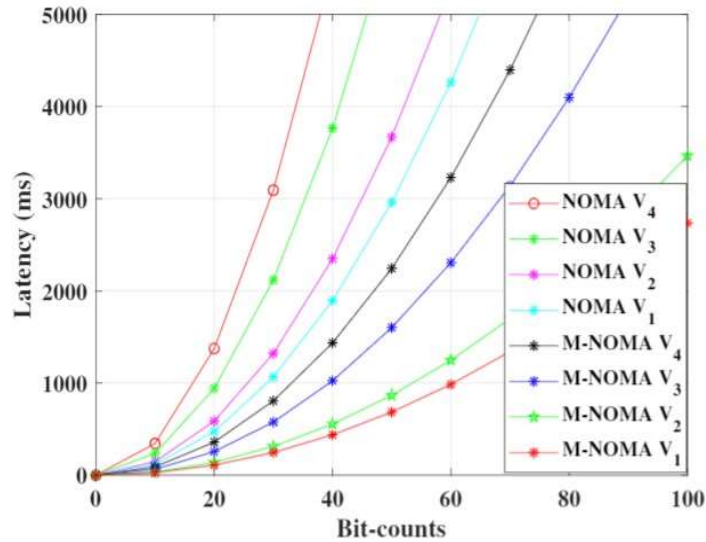


Рисунок 4.16 – Задержка для четырех пользователей в плоском затухающем канале для NOMA и M-NOMA

На Рисунок 4.17 показано сравнение уровня помех, испытываемого каждым пользователем в системах *NOMA* и *M-NOMA*. Можно отметить, что каждый пользователь в *M-NOMA* сталкивается со сравнительно меньшим вмешательством по отношению к своему аналогу в *NOMA*. Это показывает, что предлагаемая нами схема представляет собой набор простых, но значительных улучшений с точки зрения производительности на уровне системы.



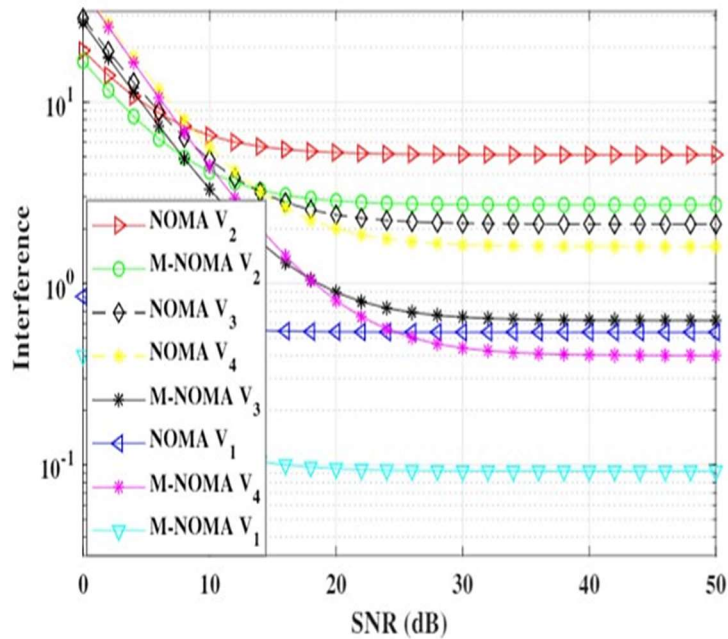


Рисунок 4.17 – Сравнение помех для пользователей *NOMA* и *M-NOMA*. По рисунку видно, что *M-NOMA* более эффективен, чем *NOMA*, с точки зрения интерференции

## 4.2 *BEEM-NOMA* для четырехфункциональной системы

### 4.2.1 *M-NOMA*: эффективная система

*M-NOMA* является расширенной техникой *NOMA*. Разница между *NOMA* и *M-NOMA* начинается с суперпозиции сигнала *BS* перед передачей. В *M-NOMA* мы рассматриваем систему четырех пользователей, как показано на Рисунок 3.6. *BS* модулирует ближних и дальних пользователей на отдельных компонентах модуляции. В этом тезисе *BS* модулирует сигналы ближних пользователей (*U1* и *U2*) на реальной, а сигналы удаленных пользователей (*U3* и *U4*) на воображаемой составляющей метода модуляции *QPSK*. *BS* транслирует наложенный сигнал после модуляции. Когда *U1* получает сигнал, он выполняет *SIC* только для *U2*. С предварительными знаниями он декодирует сигнал от реальной составляющей сигнала. В случае совместной связи он декодирует сигнал, собирает энергию (когда это необходимо), а затем пересылает сигнал пользователя *U2*, чтобы помочь ему. Аналогично *U3* декодирует свой сигнал из воображаемой составляющей. В случае *N* пользователей *SIC* выполняется  $N/2$  раз.

Для моделирования ЕН используется MATLAB. На Рисунок 4.18 показаны результаты моделирования собранной энергии относительно расстояния  $UI$  от  $BS$  для  $NOMA$  и  $BEEM-NOMA$ . Мы рассмотрели  $\eta = 60\%$ ,  $T_p = 1W$ . Из рисунка видно, что количество собранной энергии уменьшается с расстоянием. Тем не менее,  $BEEM-NOMA$  превосходит  $NOMA$ .

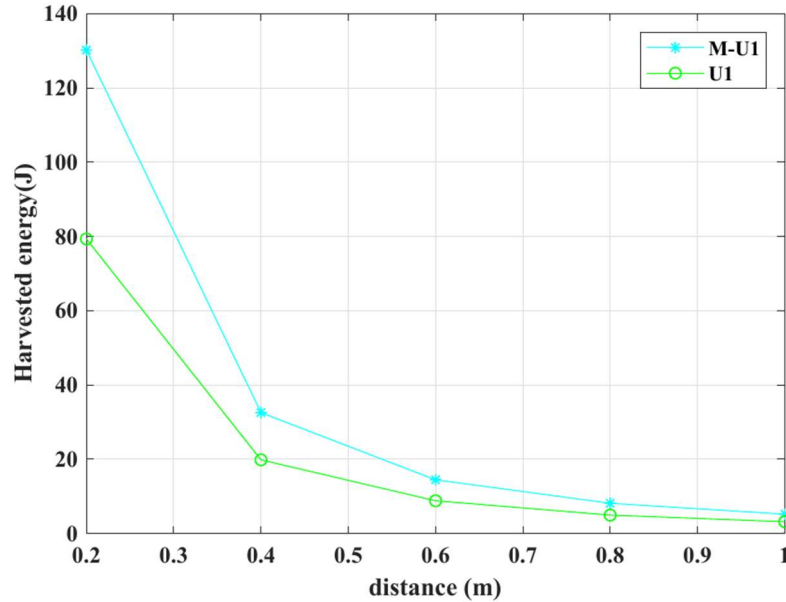


Рисунок 4.18 – Собранная энергия против расстояния для  $BEEM-NOMA$  ( $M-UI$ ) и  $NOMA$  ( $UI$ ) с энергоэффективностью  $\eta_{ee} = 60\%$ .  $BEEM-NOMA$  превосходит  $NOMA$

На Рисунок 4.19 показан результат моделирования собранных энергетических стихов  $T_p$ . В этом моделировании мы рассмотрели  $\eta = 60\%$ ,  $T_p =$  от 1 до 5 Вт, коэффициент распределения мощности  $\alpha = 0.085 + 0.157 + 0.337 + 0.421 = 1$  и  $T = 1$  с. Поскольку время составляет 1 сек, то собранную энергию можно считать собранной энергией. Результаты моделирования показывают, что пользователи  $BEEM-NOMA$  собирают больше энергии, чем каждый сравнительный пользователь. Так как  $BEEM-NOMA$  построен в энергоэффективном исполнении.

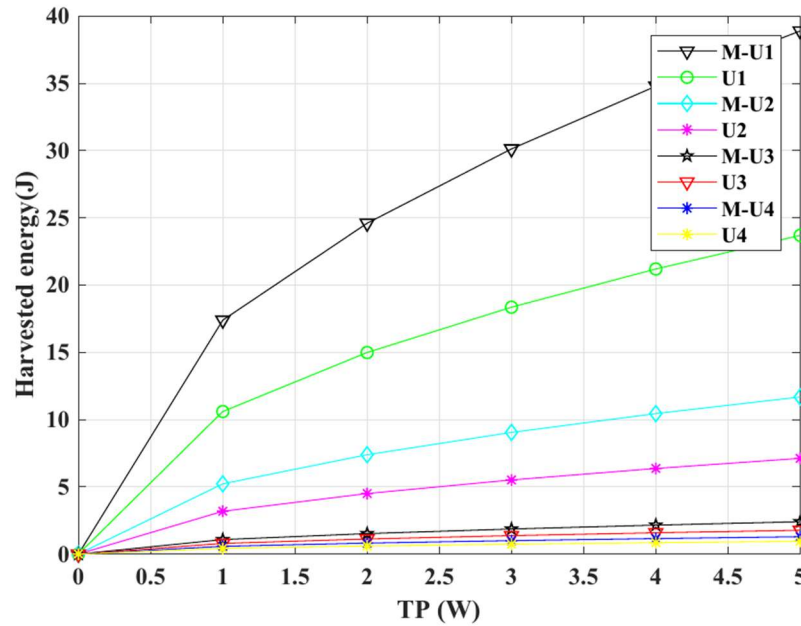


Рисунок 4.19 – Собранная энергия и мощность передачи для *BEEM-NOMA* (*M-U1*, *M-U2*, *M-U3* и *M-U4*) и *NOMA* (*U1*, *U2*, *U3* и *U4*)

### 4.3 *BEEM-NOMA* для *ITS* с *MLGA*

В этом разделе мы покажем результаты моделирования системы с *MLGA* и без нее. Мы используем *NOMA* в качестве эталонной техники. Результаты моделирования показывают сравнение между *NOMA* и *BEEM-NOMA* с *MLGA* и без. Мы рассмотрели вопрос о сотрудничестве между пунктами и *DF*.

Для моделирования мы используем плоский канал затухания Рэля,  $10^5$  итераций, полоса пропускания ( $BW$ ) = 1 Гц, экспонента потери пути ( $\gamma$ ) = 4, суммарная мощность передачи источника составляет  $T_p = 1W$ ,  $Bm$ , коэффициент распределения мощности выбирается оптимизацией *MLGA*. Однако мы ограничили значение в соответствии с основными требованиями системы *NOMA*:  $\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 + \alpha_4 = 1$ . Чрезвычайно удобно и менее сложно использовать *MLGA* для оптимизации параметров нашей системы. Кроме того, это улучшает общую производительность. Он вычисляет требуемый параметр, учитывая все остальные переменные и константы.

Результат моделирования на Рисунок 4.20 показывает связь между общей *EE* системы с сигналом к помехам плюс отношение шума системы. Для моделирования мы использовали *MLGA* в

(3.79) с четырьмя пользователями в ячейке. Тем не менее, мы также можем смоделировать  $EE$  для  $N$  пользователей. Результаты моделирования ясно показывают, что  $BEEM-NOMA$  более эффективна по сравнению с  $NOMA$ . В среднем,  $EE$   $BEEM-NOMA$  в два раза выше, чем у  $NOMA$ .

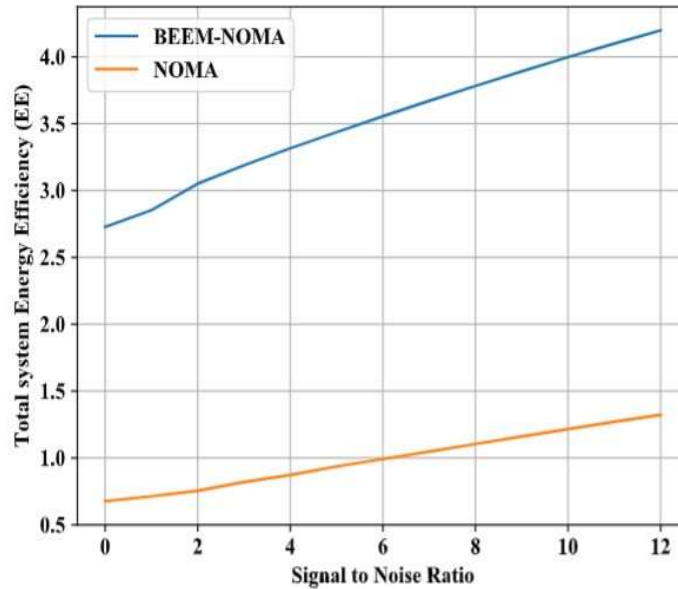


Рисунок 4.20 – Результаты моделирования для  $MLGA$  с  $NOMA$  и  $BEEM-NOMA$

Результат моделирования на Рисунок 4.21 показывает  $RFEH$  по отношению к  $RFEH EE$ . Он показывает сравнение между  $MLGA$   $BEEM-NOMA$ ,  $MLGA-NOMA$ ,  $BEEM-NOMA$  и  $NOMA$ . Для моделирования мы использовали (3.80), и из результатов видно, что  $BEEM-NOMA$  собирает больше энергии, чем  $NOMA$  с  $MLGA$  и без. Таким образом доказывается, что  $RFEH$  возможен от 0,1 до 0,9  $EE$ . Это также зависит от состояния атмосферы, канала и используемого оборудования.

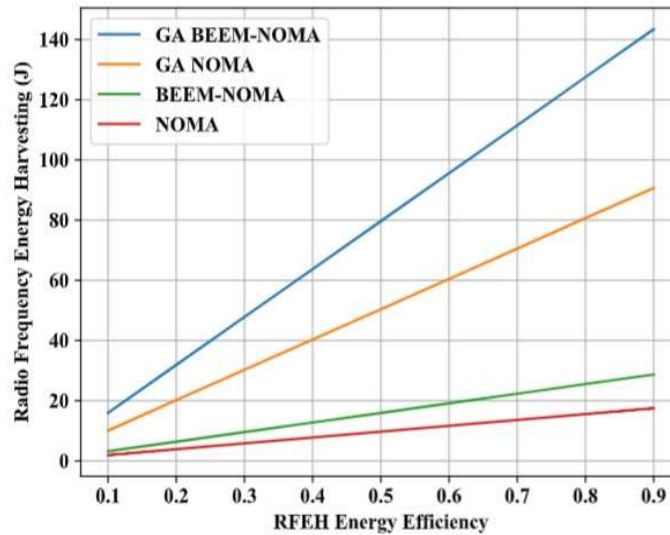


Рисунок 4.21 – Результаты моделирования производительности *RFEH* с использованием *NOMA* и *BEEM-NOMA* с *MLGA* и без него

Результат моделирования на Рисунок 4.22 показывает *RFEH* по отношению к расстоянию. Показаны сравнительные результаты для *GA BEEM-NOMA*, *GA-NOMA*, *BEEM-NOMA* и *NOMA*. Очевидно, что *RFEH* уменьшается с более высокой скоростью с расстоянием. Поэтому лучше всего собирать энергию на меньших расстояниях, как в *ITS*. В *ITS* расстояние между транспортными средствами является разумным для *RFEH*. Следовательно, *RFEH* будет возможен в высокой степени. Также заметно, что *BEEM-NOMA* лучше работает с *RFEH*, чем без него.

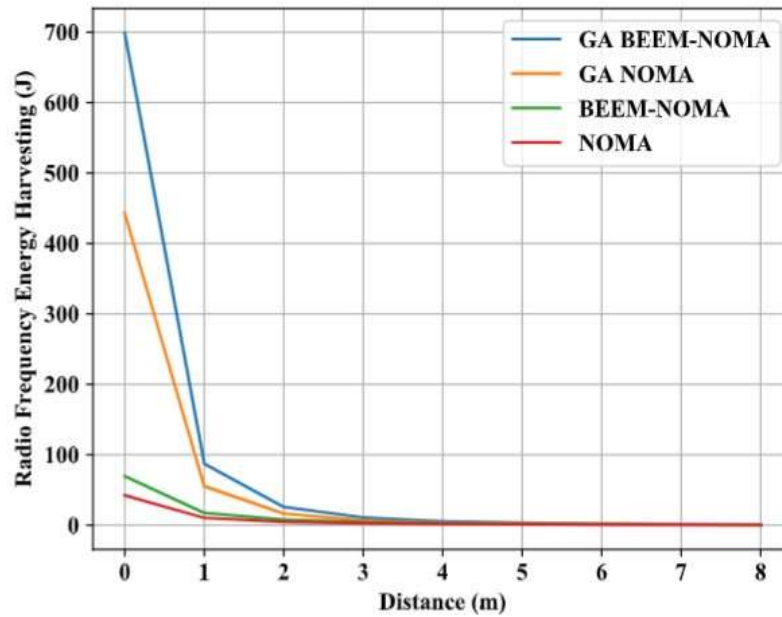


Рисунок 4.22 – Результаты моделирования производительности  $RFEH$  по отношению к расстоянию с использованием  $NOMA$  и  $BEEM-NOMA$ . Для этого моделирования мы рассмотрели коэффициент  $RFEH = 0.6$

#### 4.4 $IBFD$ с использованием алгоритма “компонент-форвард”

##### 4.4.1 $IBFD-CF$ для типовой системы связи

В этом разделе мы обсудим результаты моделирования предлагаемых систем кооперативной связи  $FD-CF$  и  $FD-DF$ . Для моделирования сравнения систем были рассмотрены плоский затухающий канал Рэля и  $16-QAM$ . Другие числовые значения, которые были использованы для моделирования, приведены следующим образом:  $d_{ar} = 0.5$  m,  $d_{rb} = 0.5$  m,  $\gamma = 2$ ,  $d_4 = 1$  m,  $P_T = 1$  W,  $P_1 = 0.5$  W и  $P_2 = 0.5$  W. В данной диссертации Matlab используется в качестве инструмента моделирования для сравнения предложенной и базовой схемы.

Для справедливого сравнения между  $FD-CF$  и  $FD-DF$  все выбранные параметры одинаковы, включая  $AN$ . Единственным отличием является уровень помех в режиме  $IBFD$  в обоих методах.

На Рисунок 4.23 показан результат моделирования достижимой скорости передачи данных в системах  $FD-CF$  и  $FD-DF$  с  $K$  ретрансляторами. Для этого конкретного моделирования расстояние изменяется с 0,5 м до 2 м, 4 м и 6 м. Тем не менее, для справедливого сравнения используемые мощности одинаковы.

На схеме видно, что достижимая скорость передачи данных уменьшается с увеличением расстояния. Тем не менее, производительность может поддерживаться за счет увеличения количества энергии. Предлагаемая система *FD-CF* превосходит систему *FD-DF*. Это связано со сравнительно меньшим вмешательством в предлагаемую систему *FD-CF*. Ортогональность компонентов модуляции уменьшает вероятность возникновения помех.

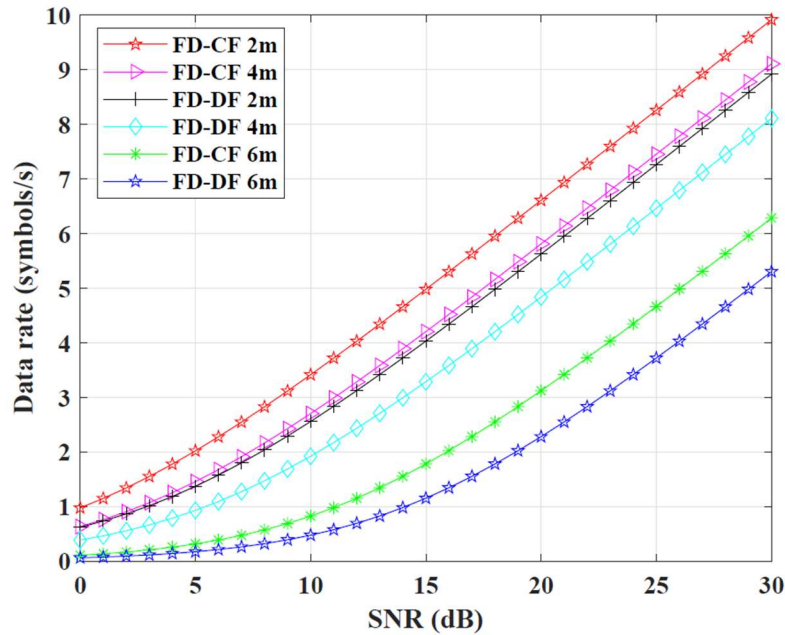


Рисунок 4.23 – Сравнение скорости передачи данных для *FD-CF* и *FD-DF* с тремя различными значениями расстояний  $d_{ar}$  и  $d_{rb}$

На Рисунок 4.24 и Рисунок 4.25 показана емкость секретности по отношению к соответствующему *SNR*. На Рисунок 4.24 мощности передаваемых Алисой сигналов  $P_1$  и  $P_2$  одинаковы. На Рисунок 4.25 передатчик использует собранную мощность  $P_r$  для пересылки сигнала Боба. Из обеих цифр ясно, что секретность как *FD-CF*, так и *FD-DF* со временем увеличивается. Однако емкость секретности для *FD-CF* выше по сравнению с *FD-DF*. Это связано с меньшими помехами при передаче данных по схеме *FD-CF* и высокой интерференцией на узле Евы. Поэтому предлагаемый *FD-CF* превосходит *FD-DF* [103].



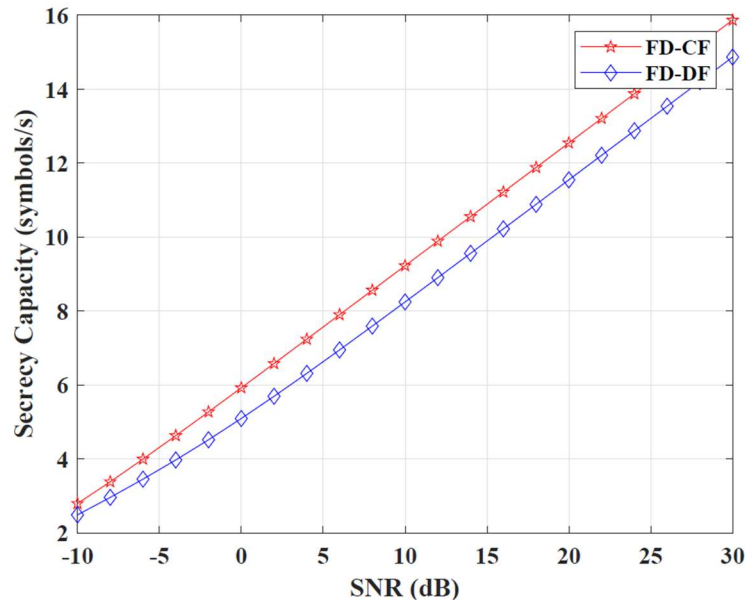


Рисунок 4.24 – Сравнение емкости секретности для  $FD-CF$  и  $FD-DF$

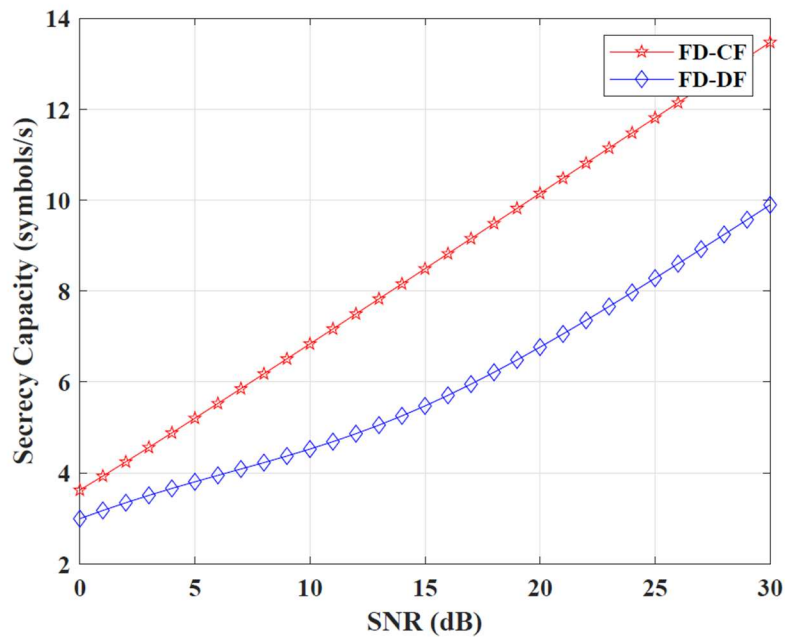


Рисунок 4.25 – Сравнение емкости секретности для  $FD-CF$  и  $FD-DF$  с собранной мощностью  $P_T$  и  $\eta = 0.6$

На Рисунок 4.26 и Рисунок 4.27 показано сравнение вероятности отключения секретности в системах  $FD-DF$  и  $FD-CF$ . На Рисунок 4.26 мощности передаваемых Алисой сигналов  $P_1$  и  $P_2$  одинаковы. На Рисунок 4.27 передатчик использует собранную мощность  $P_T$  для передачи сигнала Боба. Чтобы показать различную реакцию относительно  $K$  передатчиков, мы смоделировали результаты для  $K = 1, 2 \& 4$ .  $SOP$  для обоих алгоритмов уменьшается с увеличением  $SNR$ . Тем не менее,  $FD-CF$  превосходит  $FD-DF$  по причине минимальной интерференции,



обсуждаемой в результатах моделирования выше. Для предлагаемой методики  $\zeta_{re}$  приблизительно равна 0 из-за высокой интерференции на узле Евы. Согласно выведенному уравнению вероятности отключения,  $\zeta_{re}$  должно быть больше нуля. Поэтому для целей моделирования мы рассмотрели  $\zeta_{re} = 0,1$  для *FD-CF*.

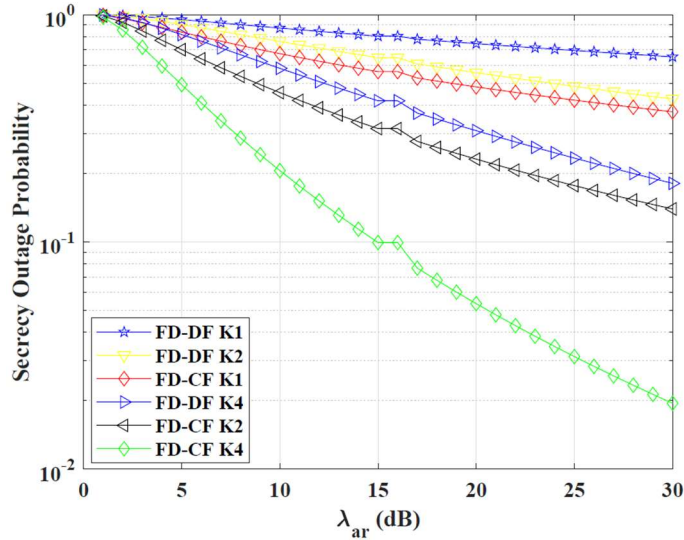


Рисунок 4.26 – Сравнение вероятности отключения секретности для *FD-CF* и *FD-DF* с  $C_{th} = 1$ ,  $\zeta_{rb} = \zeta_{rr} = 12$  dB,  $K = \{1, 2, 4\}$  и  $\zeta_{re}$  рассчитывается относительно плоского затухания Рэля и соответствующих помех

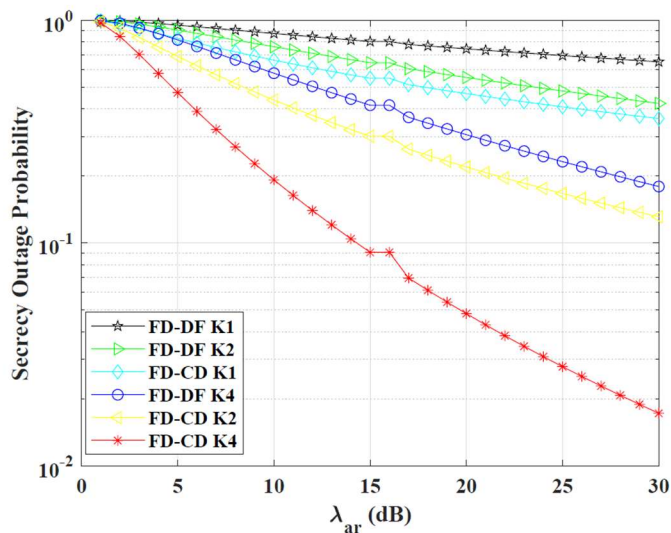


Рисунок 4.27 – Сравнение вероятности отключения секретности для *FD-CF* и *FD-DF* с  $C_{th} = 1$ ,  $\zeta_{rb} = \zeta_{rr} = 12$  dB,  $K = \{1, 2, 4\}$ , рассчитывается относительно плоского затухания Рэля и соответствующих помех и заготовленной мощности и  $\eta = 0.6$

На Рисунок 4.28 и Рисунок 4.29 показана растущая пропускная способность с *SNR* для схем *FD-DF* и *FD-CF*. Чтобы показать различную реакцию относительно

$K$  передатчиков, мы смоделировали результаты для  $K = 1, 2$  &  $4$ . Пропускная способность  $FD-CF$  выше по сравнению с алгоритмом  $FD-DF$  из-за его низкой  $SOP$ . Из рисунков видно, что при  $K = 4$  пропускная способность максимальна. Уровень пропускной способности снижается с уменьшением числа доступных передатчиков. Также предлагаемый  $FD-CF$  с  $K = 2$  превосходит  $FD-DF$  с  $K = 4$ . Минимальное вмешательство в  $FD-CF$  делает его сравнительно надежным.

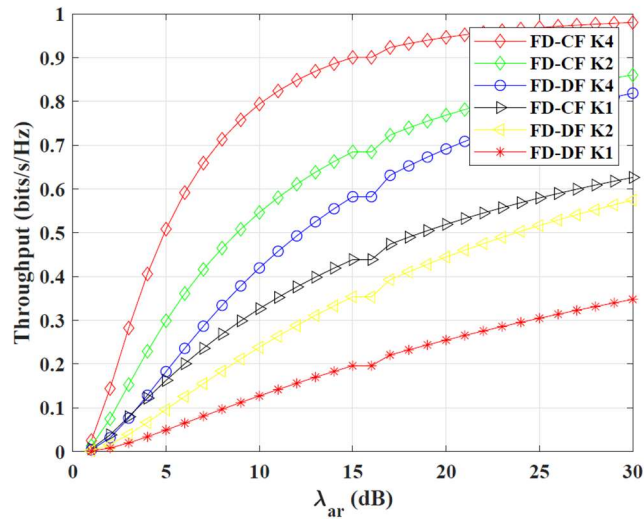


Рисунок 4.28 – Сравнение пропускной способности для  $FD-CF$  и  $FD-DF$  с  $C_{th}=1$ ,  $\zeta_{rb}=\zeta_{rr}=12\text{dB}$ ,  $K= \{1, 2, 4\}$  и  $\zeta_{re}$  рассчитывается относительно плоского затухания

Рэля и соответствующих помех

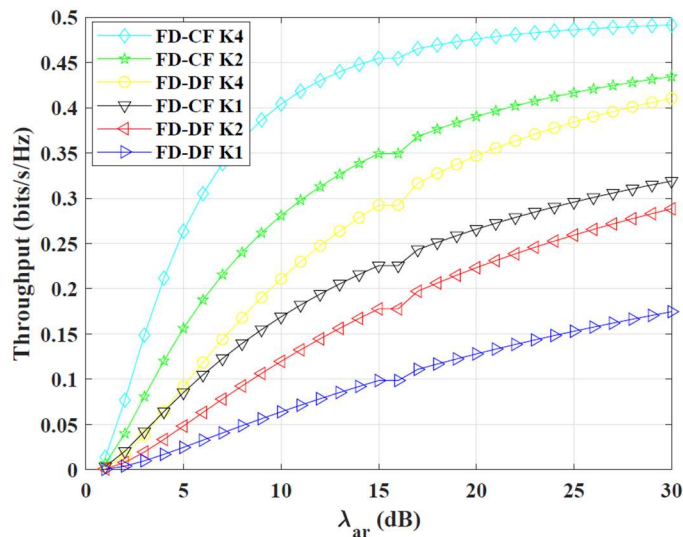


Рисунок 4.29 – Сравнение пропускной способности для  $FD-CF$  и  $FD-DF$  с  $C_{th} = 1$ ,

$\zeta_{rb} = \zeta_{rr} = \text{дБ}$ , мощностью  $P_r$ ,  $\alpha = 0.5$ ,  $\eta = 0.6$ ,  $\alpha = 0.5$ ,  $K = \{1, 2, 4\}$  и  $\zeta_{re}$

рассчитывается относительно плоского затухания Рэля

и соответствующих помех

На Рисунок 4.30 показано изменение пропускной способности по отношению к  $\alpha$ . Пропускная способность  $FD-CF$  лучше, чем  $FD-DF$ . Очевидно, что пропускная способность для обоих методов сначала увеличивается, а затем уменьшается с увеличением коэффициента переключения времени. Когда коэффициент переключения времени максимален, пропускная способность для обеих схем равна нулю. Это означает, что все доступное время используется для сбора энергии. Таким образом, можно заключить, что пропускная способность может быть максимальной при условии выделения подходящих  $\alpha$  для сбора мощности.

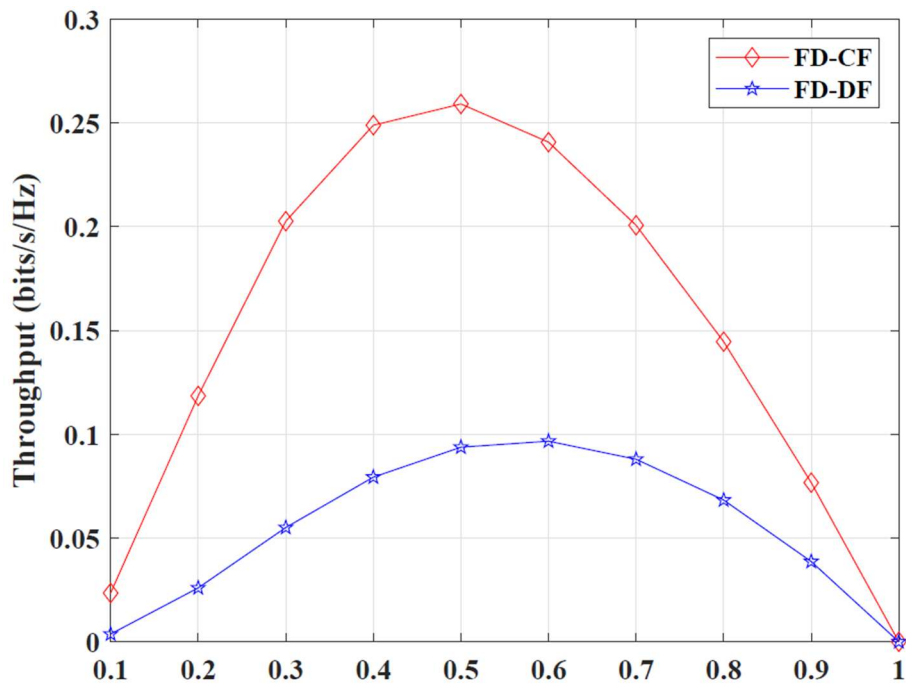


Рисунок 4.30 – Сравнение пропускной способности для  $FD-CF$  и  $FD-DF$  с заготовленной мощностью  $P_T$ ,  $\sigma = 0.25$  и  $\eta = 0.6$

#### 4.4.2 IBFD для NOMA ITS с MLGA

В этом разделе оценивается производительность предлагаемой системы  $FA-M-NOMA$ . Для моделирования используется модуляция  $16-QAM$  и канал затухания Рэлея. Общая мощность  $P_T = 1W$ . После сравнения с базовой техникой в общем сценарии емкость секретности также оценивается с помощью машинного обучения и интеллектуальной транспортной системы.

Базовой линией сравнительных схем является  $AN-MNOMA$ , которая представляет собой добавление  $AN$  к существующему  $M-NOMA$ ;  $FD-MNOMA$  является  $FD$  с  $M-NOMA$ . Предлагаемая система была смоделирована с учетом связи

*DL* с *16-QAM*. Система включает в себя четыре транспортных средства с известными условиями канала на узле Алисы и легитимными узлами-приемниками транспортных средств (Бобов).

На Рисунок 4.31 показан смоделированный результат для емкости секретности с четырьмя пользовательскими системами и пассивным подслушивающим устройством (Ева). Сравнение между *FA-MNOMA*, *AN-MNOMA*, *M-NOMA*, *FD-NOMA* и *NOMA* показывает, что предлагаемая *FA-MNOMA* превосходит все другие схемы. Поэтому подслушивающий аппарат с трудом может декодировать сигнал, пока используется передача *FA-MNOMA*. Это связано с тем, что согласно (3.104) Ева сталкивается с большим количеством помех из-за добавления *AN*, отсутствия информации о *CSI* Бобов и требуемого компонента *M-NOMA* конкретного Боба. Таким образом, это приводит к значительному выигрышу *FA-MNOMA*.

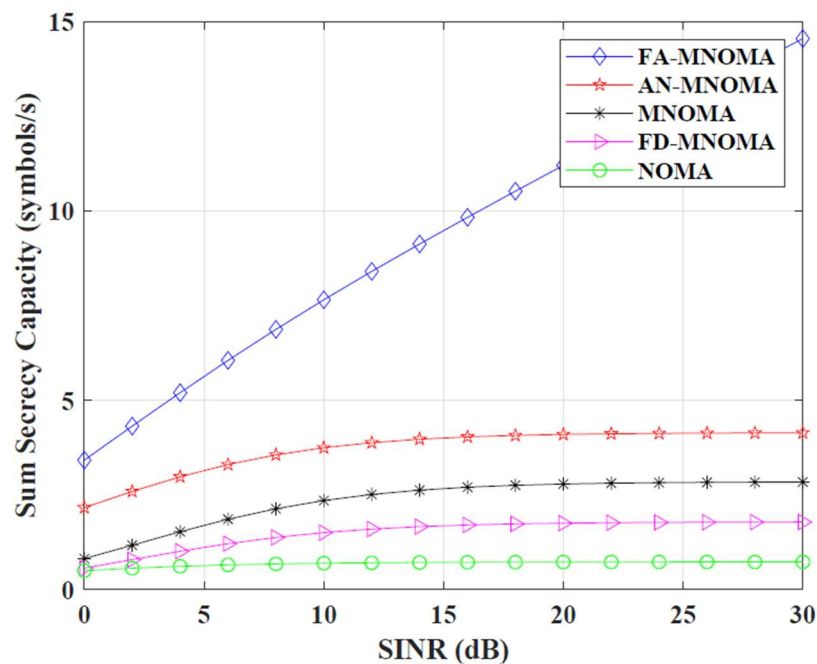


Рисунок 4.31 – Суммарное сравнение емкости секретности для предлагаемых *FD* с *AN* и *M-NOMA*, *AN* с *M-NOMA*, *FD* с *M-NOMA*, *M-NOMA* и *NOMA*

Высокая интерференция на узле Евы увеличивает разницу между возможностями соответствующего Боба и Евы, что приводит к увеличению емкости секретности. На Рисунок 4.32 показан смоделированный результат *FA-MNOMA* с *MLGA* и без него. Для *MLGA* коэффициенты мощности генерируются

случайным образом. Для каждого Боба были сгенерированы четыре случайных числа как инициализированная совокупность по отношению к расстоянию, сумма сгенерированных чисел = 1. Эти коэффициенты были использованы для расчета емкости секретности. Способность к секретности используется в качестве фитнес-функции *MLGA*. Оптимизированная емкость секретности была смоделирована с использованием метода *MLGA* на Рисунок 3.10. Результат показывает, что *MLGA* еще больше повышает производительность *FA-MNOMA* за счет оптимизированных параметров и уровня емкости секретности *FA-MNOMA*. Поэтому использование *MLGA* делает систему эффективной с точки зрения секретности. Для ограниченного числа транспортных средств, выбранного в этой статье, легко измерить параметры системы статистически. Однако в системе с большим количеством транспортных средств в *ITS ML* становится необходимым [104].

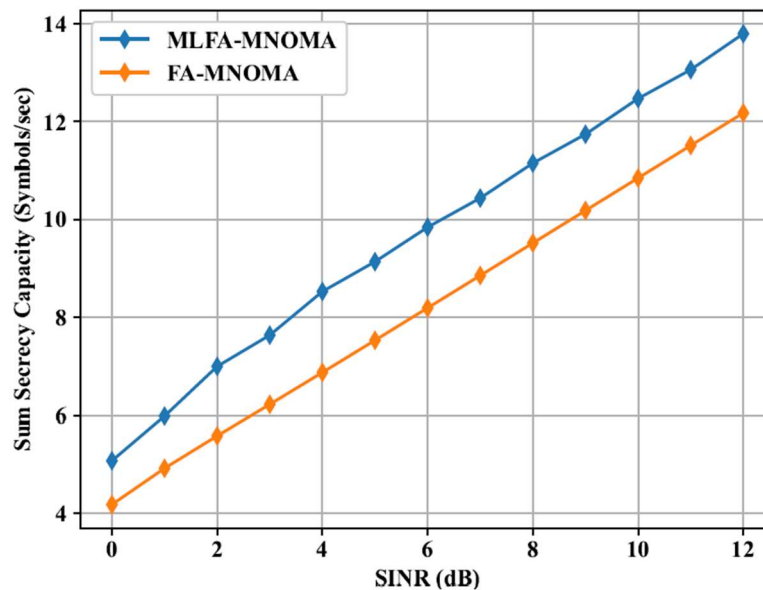


Рисунок 4.32 – Сравнение емкости секретности для предлагаемого FD AN M-NOMA с *MLGA* и без него

#### 4.5 Заключение главы

Эта глава включает выходные результаты моделирования для двух сценариев, рассмотренных в этой диссертации: HD M-NOMA и *IBFD CF*.

- 1) Системная модель главы включает в себя базовый *M-NOMA*, расширение *M-NOMA* с подходом к *URLLC* и *ITS*.

- 2) Для каждого из этих сценариев выполнены все рассмотренные системные модели моделирования главы 3. Для каждого результата моделирования выполняется сравнение предлагаемого метода с базовыми линейными схемами, такими как *OMA* и *NOMA*.
- 3) По всем результатам предложенная схема значительно превзошла существующие сравнительные схемы с точки зрения *SER*, скорости передачи данных, вычислительной сложности и интерференции.
- 4) В *M-NOMA* *SER* каждого пользователя снижается приблизительно на 50% по сравнению с *NOMA*. Основная причина - отправка большего количества сигналов в пределах одной модуляционной группировки.
- 5) Вычислительная сложность может быть четко видна с помощью некоторых результатов моделирования, где нет необходимости выполнять *SIC* (случай двух пользователей), так как в идеале нет помех между пользователями.
- 6) *MLGA* также используется для оптимизации эффективности системы. Результаты моделирования показывают, что *BEEM-NOMA* может собирать в два раза больше энергии по сравнению с *NOMA*, а общая *EE* в *BEEM-NOMA* в 3,5 раза больше, чем в *NOMA*.
- 7) *RFEH* уменьшается с расстоянием, что означает, что энергия не может быть собрана для дальней связи.
- 8) Результат моделирования показывает, что скорость передачи данных с *IBFD-CF* увеличивается на 2 символа в секунду. Емкость секретности и пропускная способность при использовании нормальной мощности увеличиваются на 1 символ/с и 0,3 бит/с/Гц и при нелинейной собранной мощности в 4 бит/с/Гц и 0,2 символа/с.
- 9) *IBFD-CF* применяется совместно с *NOMA*, чтобы обеспечить в 4 раза лучшую емкость секретности, и дополнительно усиливается *MLGA* на 2 символа / сек.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе были получены следующие основные результаты:

1. Проведен анализ существующих беспроводных технологий  $5G$ , а также технологий, которые используются для удовлетворения растущих требований современных систем связи по передаче данных с использованием того же электромагнитного спектра. Электромагнитный спектр - это природный ресурс, и большая его часть уже исчерпана. Существует несколько новых технологий, которые, как утверждается, преодолевают этот недостаток существующих технологий, включая микроволновую передачу,  $IBFD$  (внутриполосную полнодуплексную связь) и  $NOMA$ .  $NOMA$  является одной из многообещающих технологий, поскольку она направлена на повторное использование всего спектра без разделения спектра между пользователями и обеспечение большей спектральной эффективности.

2. В существующих технологиях, таких как  $OFDMA$ , сигналы пользователей разделяются с использованием частоты или времени, или и того, и другого. Технологии  $NOMA$  являются особенно привлекательными вследствие высокой спектральной эффективности, которая может быть достигнута путем устранения ортогональности, используемой существующими технологиями для разделения доступного спектра с целью предотвращения помех. Однако полное устранение ортогональности также вызывает помехи, которые могут быть удалены с использованием  $SIC$ , выполняемых на приемнике в  $NOMA$ . Количество выполняемых процедур  $SIC$  увеличивает вычислительную сложность обычной системы  $NOMA$ .

3. Мы предложили новую технику под названием  $M-NOMA$ . В  $M-NOMA$  мы попытались устранить основные помехи в  $UL$  и  $DL NOMA$ , введя ортогональность в стадии подготовки сигнала вместо включения ее в спектр. Было показано, что предлагаемый метод эффективен для снижения  $SER$ , вычислительной сложности, помех и улучшения скорости передачи данных для системы пользователей по сравнению с обычным  $NOMA$ .

4. В целях улучшения спектральной эффективности *NOMA* в этом тезисе были предложены два алгоритма для уменьшения сложности вычислений помех и приемников:

- *M-NOMA* для полудуплексной связи и
- Внутриполосная полнодуплексная связь с *CF* (*Component-Forward* – компонент-форвард).

5. Ортогональное модулирование пользователей в *M-NOMA* приводит к сравнительно меньшему числу помех и меньшим сложностям в передаче сигнала. Снижение требований *SIC* на приемнике из-за минимальных помех делает систему менее сложной. Сформулированный протокол является эффективным и простым решением для преодоления определенных недостатков и улучшения системного отклика. В *M-NOMA* источник модулирует половину пользователей квадратурным (*Q*) компонентом, а оставшуюся половину – синфазным (*I*) компонентом созвездия модуляции *QAM*. Такое разделение сигналов пользователей с помощью *M-NOMA* снижает помехи на 50 %. Половина от общего количества сигналов пользователей разделяется модуляцией *M-NOMA*, поэтому *SIC* не нужен для удаления сигналов половины пользователей, что снижает вычислительную сложность на приемнике сигналов на 50 % по сравнению с *NOMA*.

6. *M-NOMA* изменяет модуляцию системы, которая изменяет *SER* системы. Таким образом, уравнения *SER 4-QAM* получены для канала *AWGN* и канала плоского затухания Рэля. Обычные уравнения *4-QAM* для канала *AWGN* и канала плоского затухания Рэля сравниваются с полученными уравнениями для *M-NOMA*. Замечено, что *M-NOMA* теоретически уменьшает *SER* канала *AWGN* и канала плоского затухания Рэля наполовину (1/2). Для проверки правильности уравнений *SER M-NOMA* проводится сравнение как для теоретической, так и для моделируемой версии *SER* уравнений *M-NOMA*. В результате наблюдается, что теоретические и смоделированные выходные данные *SER* согласуются друг с другом. Следовательно, делается вывод, что *M-NOMA* уменьшает теоретическую и моделируемую *SER* наполовину (1/2) по сравнению с обычной модуляцией.



7. Для дальнейшего улучшения *M-NOMA* используется оптимизация Лагранжа для варианта использования *ITS*. Оптимизация Лагранжа используется для оптимизации *SER* и *Data Rate* для канала *AWGN* и канала плоского затухания Рэлея. Для постановки задач коэффициенты распределения мощности рассматриваются как ограничения. Решения для ограничения используются в моделировании для оптимизации *SER* и скорости передачи данных связи, участвующей в *ITS*.

8. *3GPP* (Партнерская программа 3-го поколения) установила значения системных параметров для системы связи *5G*. Теоретически и практически значения все еще очень далеки от заданных параметров и нуждаются в улучшении: максимальная скорость передачи данных до 20 Гбит/с, задержка в радиосети до 1 мс и пропускная способность до 10 Мбит/с/м<sup>2</sup>. В этой диссертации мы улучшили существующие значения *NOMA*, используя *M-NOMA*.

9. Результаты моделирования этой диссертации показывают, что *M-NOMA* улучшает многие параметры по сравнению с *NOMA*. Некоторые из полученных результатов приведены ниже.

- Два пользователя с одним источником передачи и восходящей связью (канал *AWGN*):
  - для ближнего пользователя *SER* для *M-NOMA* на 37 % меньше, чем для *NOMA*,
  - для удаленного пользователя *SER* для *M-NOMA* на 10 % меньше, чем для *NOMA*,
  - для ближнего пользователя скорость передачи данных для *M-NOMA* на 45 % выше, чем для *NOMA*.
- Два пользователя с одной передающей станцией и нисходящей линией связи (*DL*) (канал *AWGN*):
  - для ближнего пользователя *SER* для *M-NOMA* на 8 % меньше, чем *NOMA*,
  - для удаленного пользователя *SER* для *M-NOMA* на 5 % меньше, чем *NOMA*.
- Четыре пользователя с одним источником передачи, связь *4-QAM* и *DL* (канал Рэлея с плоским затуханием):

для ближнего пользователя 1 ( $M3$ )  $SER$  для  $M-NOMA$  на 18 % меньше, чем  $NOMA$ ,

для ближнего пользователя 2 ( $M4$ )  $SER$   $M-NOMA$  на 10 % меньше, чем  $NOMA$ ,

для удаленного пользователя 3 ( $M2$ )  $SER$   $M-NOMA$  на 21 % меньше, чем  $NOMA$ ,

для удаленного пользователя 4 ( $M1$ )  $SER$   $M-NOMA$  на 20 % меньше, чем  $NOMA$ ,

для ближнего пользователя 2 ( $M4$ )  $SER$   $M-NOMA$  с  $DF$  на 12 % меньше  $NOMA$ ,

для удаленного пользователя 4 ( $M1$ )  $SER$   $M-NOMA$  с  $DF$  на 25 % меньше, чем у  $NOMA$ ,

для ближнего пользователя 1 ( $M3$ ) скорость передачи данных  $M-NOMA$  на 25 % выше, чем  $NOMA$ ,

для ближнего пользователя 2 ( $M4$ ) скорость передачи данных  $M-NOMA$  на 35 % выше, чем  $NOMA$ ,

для удаленного пользователя 3 ( $M2$ ) скорость передачи данных  $M-NOMA$  на 95 % выше, чем  $NOMA$ ,

для удаленного пользователя 4 ( $M1$ ) скорость передачи данных  $M-NOMA$  на 90 % выше, чем  $NOMA$ ,

для ближнего пользователя 1 ( $M3$ ) помехи  $M-NOMA$  на 50% меньше, чем  $NOMA$ ,

для ближнего пользователя 2 ( $M4$ ) помехи  $M-NOMA$  на 60% меньше, чем  $NOMA$ ,

для удаленного пользователя 3 ( $M2$ ) помехи  $M-NOMA$  на 30% меньше, чем  $NOMA$ ,

для удаленного пользователя 4 ( $M1$ ) помехи  $M-NOMA$  на 75% меньше, чем  $NOMA$ .

- Применение  $M-NOMA$  в интеллектуальной транспортной системе ( $ITS$ ) с созвездием  $16-QAM$ :

i. Оптимизация Лагранжа для четырех транспортных средств *M-NOMA* с каналом *AWGN*:

Для ближнего пользователя 1 (*V1*) *SER* для оптимизированного *M-NOMA* на 10 % меньше, чем *M-NOMA*,

для ближнего пользователя 2 (*V2*) *SER* для оптимизированного *M-NOMA* на 4 % меньше, чем *M-NOMA*,

для удаленного пользователя 3 (*V3*) *SER* для оптимизированного *M-NOMA* на 2 % меньше, чем *M-NOMA*,

для удаленного пользователя 4 (*V4*) *SER* для оптимизированного *M-NOMA* такой же, как и для *M-NOMA*.

ii. Оптимизация Лагранжа для двух транспортных средств *M-NOMA* с каналом плоского затухания Рэлея:

для ближнего пользователя 1 (*V1*) *SER* для оптимизированного *M-NOMA* на 9 % меньше, чем *M-NOMA*,

для удаленного пользователя 2 (*V2*) *SER* для оптимизированного *M-NOMA* на 9% меньше, чем *M-NOMA*,

для ближнего пользователя 1 (*V1*) скорость передачи данных для оптимизированного *M-NOMA* на 4 % выше, чем для *M-NOMA*,

для удаленного пользователя 2 (*V2*) скорость передачи данных для оптимизированного *M-NOMA* на 1% выше, чем для *M-NOMA*.

iii. Скорость передачи данных (Throughput):

Для ближнего пользователя 1 (*V1*) скорость передачи данных для *M-NOMA* на 75 % выше, чем для *NOMA*,

для ближнего пользователя 2 (*V2*) скорость передачи данных для *M-NOMA* на 65 % выше, чем для *NOMA*

для удаленного пользователя 3 (*V3*) скорость передачи данных для *M-NOMA* на 47 % выше, чем для *NOMA*,

для удаленного пользователя 4 (*V4*) скорость передачи данных для *M-NOMA* на 30 % выше, чем для *NOMA*.

iv. Задержка при 20-битном подсчете:

для ближнего пользователя 1 ( $V1$ ) задержка для  $M-NOMA$  на 77,77% меньше, чем  $NOMA$ ,

для ближнего пользователя 2 ( $V2$ ) задержка для  $M-NOMA$  на 63,63% меньше, чем  $NOMA$ ,

для удаленного пользователя 3 ( $V3$ ) задержка для  $M-NOMA$  на 68,75% меньше, чем  $NOMA$ ,

для удаленного пользователя 4 ( $V4$ ) задержка для  $M-NOMA$  на 92,8% меньше, чем у  $NOMA$ .

v. Помехи на уровне 30 дБ:

для ближнего пользователя 1 ( $V1$ ) помехи для  $M-NOMA$  на 80% меньше, чем  $NOMA$ ,

для ближнего пользователя 2 ( $V2$ ) помехи для  $M-NOMA$  на 25% меньше, чем  $NOMA$ ,

для удаленного пользователя 3 ( $V3$ ) помехи для  $M-NOMA$  на 60% меньше, чем  $NOMA$ ,

для удаленного пользователя 4 ( $V4$ ) помехи для  $M-NOMA$  на 77,5% меньше, чем для  $NOMA$ .

- *RFEH* (Собранная Радиочастотная энергия):

- i. *RFEH* относительно расстояния пользователя от источника:

- RFEH* пользователя  $M-NOMA$  примерно на 13,6 % выше, чем у пользователя  $NOMA$ .

- ii. *RFEH* по отношению к передаваемой мощности 3 Вт:

- для ближнего пользователя 1 ( $U1$ ) *RFEH* для  $M-NOMA$  на 40 % выше, чем  $NOMA$ ,

- для ближнего пользователя 2 ( $U2$ ) *RFEH* для  $M-NOMA$  на 45 % выше, чем  $NOMA$ ,

- для удаленного пользователя 3 ( $U3$ ) *RFEH* для  $M-NOMA$  на 20 % выше, чем  $NOMA$ ,

- для удаленного пользователя 4 ( $U4$ ) *RFEH* для  $M-NOMA$  на 5 % выше, чем  $NOMA$ .

- Энергоэффективность *BEEM-NOMA* (Встроенная энергоэффективная *M-NOMA*) дополнительно повышается на 72,2 % с помощью *MLGA* (Генетический алгоритм машинного обучения).
- Увеличение *RFEF* с помощью *MLGA*:  
*RFEF MLGA-MNOMA* (*M-NOMA* с *MLGA*) на 36 % выше, чем *MLGA-NOMA* (*NOMA* с *MLGA*),  
*RFEF MLGA-MNOMA* на 78,94% выше *M-NOMA*,  
*RFEF MLGA-MNOMA* на 89,47% выше, чем *NOMA*.

10. Для дальнейшего повышения производительности *M-NOMA* мы использовали методы модуляции *4-QAM* и *16-QAM*. По сравнению с *4-QAM* использование *16-QAM* улучшило помехи, скорость передачи данных и пропускную способность. Подробности этого улучшения упомянуты выше.

11. Для связи *IBFD* мы использовали *M-NOMA* для разработки нового алгоритма совместной связи, называемого компонент-форвард (*CF*). Алгоритм “компонент-форвард” также способствовал эффективности системы по сравнению с обычными системами. *CF* разработан для уменьшения помех и вычислительной сложности в режиме *IBFD*.

12. В этой диссертации результаты моделирования алгоритма *CF* для *OMA* показывают сравнение между кооперативными системами связи *CF* и *DF*.

i. Для алгоритма *CF* моделирование скорости передачи данных выполняется с учетом различных расстояний между передатчиком и источником. Чем больше расстояние между источником и передатчиком, тем меньше расстояние между передатчиком и получателем.

На расстоянии 2 м скорость передачи данных для *CF* на 14,9% выше, чем для *DF*-связи.

На расстоянии 4 м скорость передачи данных для *CF* на 16,9% выше, чем для *DF*-связи.

На расстоянии 6 м скорость передачи данных для *CF* на 29,03% выше, чем для *DF*-связи.

ii. Емкости секретности:

При 10 дБ уровень емкости секретности для  $CF$  на 14,73% выше, чем для  $DF$ -связи.

При 20 дБ уровень емкости секретности для  $CF$  с нелинейной собранной мощностью на 32,67 % выше, чем для  $DF$ -связи.

iii.  $SoP$  (вероятность отключения секретности) в зависимости от выбора другого реле и при 20 дБ:

Для передатчика  $K1$   $SoP$  для  $CF$  на 34 % меньше, чем для связи  $DF$ ,

Для передатчика  $K2$   $SoP$  для  $CF$  на 32 % меньше, чем для связи  $DF$ ,

Для передатчика  $K4$   $SoP$  для связи  $CF$  на 35 % меньше, чем для связи  $DF$ .

iv. Скорость передачи данных (пропускная способность) в зависимости от выбора другого передатчика и при 20 дБ:

Для передатчика  $K1$  скорость передачи данных для  $CF$  на 48,05% больше, чем для связи  $DF$ ,

Для передатчика  $K2$  скорость передачи данных для  $CF$  на 56,41% больше, чем для связи  $DF$ ,

Для передатчика  $K4$  скорость передачи данных для  $CF$  на 72,63% больше, чем для связи  $DF$ .

13. В этой диссертации алгоритм  $CF$  также используется для результатов моделирования  $NOMA$  и  $M-NOMA$ . Результаты показывают сравнение системы совместной связи  $CF$  и  $DF$ :

i. Результаты моделирования для сравнения емкости секретности между связью  $IBFD$   $CF$  и  $IBFD$   $DF$  включают  $FA-MNOMA$  (полнодуплексный и искусственный шум на основе  $M-NOMA$ ),  $FD-MNOMA$  (полный дуплекс с  $M-NOMA$ ) и  $NOMA$ :

емкость секретности для  $FA-MNOMA$  на 72,22 % выше, чем для  $M-NOMA$ ,

емкость секретности для  $FA-MNOMA$  на 77,77 % выше, чем для  $FD-MNOMA$ .

емкость секретности для  $FA-MNOMA$  на 72,22 % выше, чем для  $M-NOMA$ ,

емкость секретности для  $FA-MNOMA$  на 88,88 % выше, чем для  $NOMA$ .

ii. Использование *MLGA* показывает, что емкость секретности для *FA-MNOMA* дополнительно увеличивается на 18,18%.

14. Наряду с основной целью минимизации помех и вычислительной сложности, предлагаемые алгоритмы позволяют оптимизировать:

- Скорость передачи данных и пропускной способности,
- Число ошибок в символах,
- Энергоэффективность,
- Способность к секретности,
- Вероятность отключения секретности,
- Задержку,
- Сбор радиочастотной энергии.

## СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

Акроним	Определение	Акроним	Определение
$Q_2$ or $Q_2$	– Далекий пользователь		– Принятый сигнал BS или пользователями в UL или DL
$Q_1$ or $Q_1$	– Пользователь рядом с передатчиком		– Аддитивный Белый Гауссов Шум
	– Коэффициент распределения мощности для пользователя R		– Отношение сигнал/шум для пользователя $Q_1$ NOMA
	– Коэффициент распределения мощности для пользователя Q		– Отношение сигнал/шум для пользователя $Q_1$ M-NOMA
	– Дисперсия шума		– Отношение сигнал/шум для пользователя $Q_2$ NOMA
	– Коэффициент канала между Q и BS		– Отношение сигнал/шум для пользователя $Q_2$ M-NOMA
	– Коэффициент канала между R и BS		– Отношение Сигнал/помеха плюс шум для



Акроним	Определение	Акроним	Определение
			пользователя $Q_1$ NOMA
	– DL коэффициент канала между R/Q и BS		– Отношение Сигнал/помеха плюс шум для пользователя $Q_1$ M- NOMA
c	– Коэффициент потерь на пути		– Отношение Сигнал/помеха плюс шум для пользователя $Q_1$ NOMA
l	– Расстояние от до R		– Отношение Сигнал/помеха плюс шум для пользователя $Q_1$ M- NOMA
	– Общая мощность		– Скорость передачи данных ближайшего пользователя NOMA
	– Мощность, выделенная для удаленного пользователя		– Скорость передачи данных удаленного пользователя NOMA
	– Мощность, выделенная для		– Скорость передачи данных ближайшего

Акроним	Определение	Акроним	Определение
	ближайшего пользователя		пользователя M- NOMA
	– Сигнал, передаваемый/прин имаемый пользователям/поль зователями R		– Скорость передачи данных удаленного пользователя M- NOMA
	– Сигнал, передаваемый/прин имаемый пользователям/поль зователями Q	$M_n$	– Близкий или далекий пользователь n
	– Наложенный сигнал, передаваемый/прин имаемый пользователям/поль зователями R	$M_n$	– Пользователь n (где n = 1, 2, 3 и 4)
	– Наложенный сигнал, передаваемый/прин имаемый пользователям/поль зователями Q	$\alpha$	– Коэффициент распределения мощности для пользователя $M_n$
	– Наложенный сигнал, транслируемый BS		– Принятый сигнал BS или пользователями в UL или DL

Акроним	Определение	Акроним	Определение
	– Наложенный сигнал для пользователя $M_n$		– Постоянный коэффициент потерь на пути для пользователя $M_n$
	– Индивидуальный сигнал для каждого пользователя $M_n$		– общая полученная мощность каждого пользователя $M_n$
	– Наложенный сигнал для 4 пользователей	$\sigma^2$	– Дисперсия шума
	– Наложенный сигнал для $K$ пользователей	$\gamma$	– Показатель потери пути
	– расстояние $s$ эталоном	$N$	– Общее количество пользователей
	– Расстояние от BS до пользователя, $M_n$		– Общее количество принятых сигналов пользователем $M_n$
or SINR	– Отношение Сигнал/помеха плюс шум для пользователя $M_n$ M-NOMA	PDF	– Функция плотности вероятности
	– Скорость передачи данных для пользователя $M_n$ NOMA $R_n$		– Принятый сигнал по назначению от источника
	– Скорость передачи данных для	or SINR	– Отношение Сигнал/помеха

Акроним	Определение	Акроним	Определение
	пользователя $M_n$ M-NOMA R $M_n$		плюс шум для пользователя $M_n$
	– Усиление канала для пользователя $M_n$		NOMA
	– Усиление мощности канала для пользователя $M_n$		– Общая полученная мощность каждого пользователя у пользователя
	– Коэффициент распределения мощности для $N$ пользователей		– Общее количество принятых сигналов пользователем
	– Коэффициент мощности для транспортных средств с синфазной составляющей	or SINR	– Принятый сигнал о пункте назначения от
	– Ограничение коэффициента мощности для канала AWGN		– Отношение сигнал/помеха плюс шум для M-NOMA
	– Наложенный сигнал ближайших пользователей синфазного компонента		– Скорость передачи данных для M-NOMA
			– Усиление мощности канала для

Акроним	Определение	Акроним	Определение
	– Наложённый сигнал для ближайшего пользователя синфазного компонента		– Принятый сигнал реле от источника
	– Расстояние от BS до транспортного средства		– Постоянный коэффициент потерь на пути для пользователя
	– Вероятность ошибки символа в канале AWGN		– передаваемая мощность от к
	– транспортное средство	AWGN	– Additive white Gaussian Noise
	– Наложённый сигнал для всех потребителей	or SINR	– Отношение Сигнал/помеха плюс шум для NOMA
	– Коэффициент мощности для пользователей квадратурной составляющей		– Скорость передачи данных для NOMA
	– Ограничение коэффициента мощности для канала AWGN		– Коэффициент усиления канала для

Акроним	Определение	Акроним	Определение
	– Сигнал для n-го транспортного средства		– Используется с квадратурной составляющей сигнала
	– Расстояние от источника до пользователя,		– Вероятность ошибки символа в канале плоского замирания
	– Постоянный коэффициент потерь на пути для пользователя		–
	– общая полученная мощность каждого пользователя у пользователя		– Коэффициент распределения мощности для пользователя
	– Коэффициент распределения мощности для n-го пользователя в кластере 1		– Коэффициент распределения мощности для n-го пользователя в кластере 2
	– Квадратурная составляющая		– Наложённый сигнал для пользователя
	– Индивидуальный сигнал для каждого пользователя		– Общий принятый сигнал пользователем

Акроним	Определение	Акроним	Определение
	– SINR для пользователя NOMA		– Сигнал сообщения
	– SINR для пользователя BEEM-NOMA		– Коэффициент потерь на пути для узла
	– Скорость передачи данных для пользователя NOMA		– Принятый сигнал в узле
	– Скорость передачи данных для пользователя BEEM-NOMA		– Суммарная или общая скорость передачи данных системы
	– Энергоэффективность		– Достижимая скорость передачи данных
	– Энергоэффективность для сбора энергии		– Вероятность отключения секретности (Secrecy outage probability)
	– Принятый сигнал на реле		– Кумулятивная Распределительная Функция
	– Принятый сигнал о пункте назначения		– SNR или SINR
	– Принятый сигнал в пункте назначения,		– Коэффициент усиления мощности

Акроним	Определение	Акроним	Определение
	пересылаемый ретранслятором		канала от источника к реле
	– Время	– Прирост мощности	канала от реле к Бобу
	– Коэффициент	– Увеличение	мощности канала от
	разделения		реле до Евы
	мощности	– Наложенный	сигнал для
HD	– Полудуплекс (Half Duplex)		передачи от п к i
	– Мощность передачи	– Расстояние между	реле и Бобом
	от реле к Бобу	– Коэффициент	канала от реле к
	– Мощность передачи	реле	
	от Алисы к реле	– Коэффициент	канала от реле до
	– Собранная		Евы
	мощность на реле	– Расстояние между	Алисой и реле
R	– Реле	– Коэффициент	канала от реле до
	– Искусственный	Боба	
	шум, нулевое	– Коэффициент	канала от реле до
	пространство		Боба
D2D	– От устройства к	– Коэффициент	канала от реле до
	устройству (Device-	Боба	
	to-Device)		



Акроним	Определение	Акроним	Определение
	– Сбор радиочастотной энергии		– Насыщенная пороговая мощность
AN	– Искусственный шум	CDF	– Кумулятивная Распределительная Функция (Cumulative Distributive Function)
SE	– Спектральная эффективность		– Пропускная способность (Throughput)
	– Параметр экспоненциального распределения емкости секретности		– Artificial noise, null space of
	– Пороговая емкость секретности		– Коэффициент переключения времени
	– Функция плотности вероятности	CF	– Эффективность преобразования энергии
A	– Алиса	B	– Боб
FD	– Полный Дуплекс	PS	– Разделение мощности
IBFD	– Внутриполосный Полный Дуплекс	C-NOMA	– Совместная коммуникация NOMA

Акроним	Определение	Акроним	Определение
SOP	– вероятность отключения секретности	5G	– Пятое поколение
TS	– Переключение времени	1G	– Первое поколение
AI	– искусственный интеллект		
BS	– Base Station	BEEM-NOMA	– Встроенный Энергоэффективный <i>M-NOMA</i>
CSI	– Информация о состоянии канала	CM-NOMA	– Кооперативный NOMA на основе модуляции
CJ	– Совместное глушение помех	DL	– Downlink
LTE	– Долгосрочная эволюция ( <i>Long Term Evolution</i> )	HetNet	– Гетерогенная сеть (Heterogeneous Network)
IoT	– Интернет вещей	ITS	– Интеллектуальная Транспортная Система (Intelligent Transportation System)
IIoT	– Промышленный Интернет вещей	MIMO	– Несколько входов Несколько выходов ( <i>Multiple Input Multiple Output</i> )
MLGA	– Генетический алгоритм	mmWave	– <i>millimeter Wave</i>

Акроним	Определение	Акроним	Определение
	машинного обучения ( <i>Machine Learning Genetic Algorithm</i> )		
M-NOMA	– NOMA на основе модуляции	MRC	– Комбинирование с максимальным соотношением ( <i>Maximum Ratio Combining</i> )
NOMA	– Неортогональный Множественный доступ	OFDMA	– Множественный Доступ с Ортогональным Частотным разделением
RAN	– Сеть радиодоступа ( <i>Radio Access Network</i> )	P2P	– точка-точка ( <i>Point to Point</i> )
QPSK	– Квадратурная фазовая манипуляция ( <i>Quadrature Phase Shift Keying</i> )	QoS	– Качество обслуживания ( <i>Quality of Service</i> )
RA	– Доступ по радио	RFEN	– Сбор Радиочастотной Энергии ( <i>Radio Frequency Energy Harvesting</i> )
SIC	– Последовательное Подавление Помех	UAV	– Беспилотные автомобили Ариэль

Акроним	Определение	Акроним	Определение
	( <i>Successive Interference Cancellation</i> )		( <i>Unmanned Ariel Vehicles</i> )
SOP	– вероятность отключения секретности ( <i>Secrecy Outage Probability</i> )	SS	– Система безопасности ( <i>Safety System</i> )
STBC	– Пространственно-временное блочное кодирование ( <i>Space Time Block Coding</i> )	SWIPT	– Одновременная Беспроводная Передача информации и питания ( <i>Simultaneous Wireless Information and Power Transfer</i> )
TDD	– Дуплекс с временным разделением ( <i>Time Division Duplex</i> )	TDMA	– Множественный доступ с временным разделением ( <i>Time Division Multiple Access</i> )
UE	– Пользовательское оборудование ( <i>User Equipment</i> )	URLLC	– Сверхнадежная связь с малой задержкой ( <i>Ultra-Reliable and Low Latency Communication</i> )

<b>Акроним</b>	<b>Определение</b>	<b>Акроним</b>	<b>Определение</b>
WSN	– Беспроводные сенсорные сети ( <i>Wireless Sensor Networks</i> )		

**СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

- [1] Goldsmith, A., *Wireless communications*, Cambridge university press, 2005.
- [2] Kizilirmak, R. C., & Bizaki, H. K., “Non-orthogonal multiple access (NOMA) for 5G networks,” *Towards 5G Wireless Networks-A Physical Layer Perspective*, vol. 83, 2016.
- [3] Arachchillage, U. S. S. S., Jayakody, D. N. K., Biswash, S. K., & Dinis, R. Samaratunge, “Recent Advances and Future Challenges in Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA),” in *IEEE 87th Vehicular Technology Conference (WS)*, Porto, Portugal, 2018.
- [4] “3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Services and System Aspects; 3GPP System Architecture Evolution (SAE); Security architecture (Release 15),” 3GPP, 2017.
- [5] Arikan, E., “Channel polarization: A method for constructing capacity achieving codes for symmetric binary-input memory less channels,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 55, no. 7, p. 3051–3073, July 2009.
- [6] Gallager, R., *Low density parity-check codes*, MIT Press, Cambridge, MA, 1963.
- [7] Khan, R., Jayakody, D. N. K., Pervaiz, H., & Tafazolli, R., “Modulation Based Non-Orthogonal Multiple Access for 5G Resilient Networks,” in *IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, Abu Dhabi, United Arab Emirates, 2018.
- [8] Rajaram, A., Khan, R., Tharranetharan, S., Jayakody, D. N. K., Dinis, R., & Panic, S., “Novel SWIPT Schemes for 5G Wireless Networks,” *Sensors*, p. 1169, Jan 2019.
- [9] Gomez, G., Martin-Vega, F. J., Lopez-Martinez, F. J., Liu, Y., Elkashlan, M., Gomez, G., ... & Elkashlan, M., “Uplink NOMA in Large-Scale Systems: Coverage and Physical Layer Security,” *arXiv preprint arXiv:1709.04693*, 2017.

- [10] Arafa, A., Shin, W., Vaezi, M., & Poor, H. V., “Securing Downlink Non-Orthogonal Multiple Access Systems by Trusted Relays,” *arXivpreprint arXiv:1805.01449*, 2018.
- [11] Qin, Z., Liu, Y., Ding, Z., Gao, Y., & Elkashlan, M., “Physical Layer Security for 5G Non-Orthogonal Multiple Access in Large-Scale Networks,” in *Communications (ICC), 2016 IEEE International Conference on, IEEE*, 2016.
- [12] Liu, Y., Qin, Z., Elkashlan, M., Gao, Y., & Hanzo, L., “Enhancing the Physical Layer Security of Non-Orthogonal Multiple Access in Large-Scale Networks,” *IEEE Transaction on Wireless Communications*, vol. 16, no. 3, p. 1656–1672, 2017.
- [13] Forouzesh, M., Azmi, P., Mokari, N., Wong, K. K., & Pishro-Nik, H., “Robust Physical Layer Security for Power Domain Non-orthogonal Multiple Access-Based HetNets and HUDNs, SIC Avoidance at Eavesdroppers,” *arXivpreprint arXiv:1806.02013*, 2018.
- [14] He, B., Liu, A., Yang, N., & Lau, V. K., “On the Design of Secure Non-Orthogonal Multiple Access Systems,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 35, no. 10, p. 2196–2206, 2017.
- [15] Xiang, Z., Cai, Y., Yang, W., Sun, X., & Hu, Y., “Physical Layer Security of Non-Orthogonal Multiple Access in Cognitive Radio Networks,” in *Wireless Communications and Signal Processing (WCSP), 2017 9th International Conference in IEEE*, 2017.
- [16] Horiike, N., Okamoto, E., & Yamamoto, T., “A Downlink Non-Orthogonal Multiple Access Scheme Having Physical Layer Security,” *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2018, no. 1, p. 205, 2018.
- [17] Zhang, H., Yang, N., Long, K., Pan, M., Karagiannidis, G. K., & Nallanathan, A., “Energy Efficient Resource Allocation for Secure NOMA Networks,” in *2018 IEEE 87th Vehicular Technology Conference (VTC Spring), IEEE*, 2018.

- [18] Cui, J., Ding, Z., & Fan, P., “The Application of Machine Learning in mmWave-NOMA Systems,” in *2018 IEEE 87th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, Porto, 2018.
- [19] Khan, R., Kumar, P., Jayakody, D. N. K., & Liyanage, M., “A Survey on Security and Privacy of 5G Technologies: Potential Solutions, Recent Advancements, and Future Directions,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 22, no. 01, pp. 196-248, Firstquarter 2020.
- [20] Zhang, N., Cheng, K., & Kang, G., “A Machine-Learning-Based Blind Detection on Interference Modulation Order in NOMA Systems,” *IEEE Communications Letters*, vol. 22, no. 12, pp. 2463-2466, Dec 2018.
- [21] Yakzan, A., Green, R., & Hines, E., “A Neuro-Genetic Hybrid Algorithm Utilizing Outdoors LOS Optical Wireless Channels,” Phuket, 2012.
- [22] Singh, K., & Bhattacharjee, R., “Bit error rate performance of genetic algorithm optimized WDM systems,” in *2006 IFIP International Conference on Wireless and Optical Communications Networks*, Bangalore, 2006.
- [23] Huang, S., Tian, K., Tian, F., & Yuan, J., “Decoding algorithm of LDPC codes based on genetic algorithm,” in *5th IET International Conference on Wireless, Mobile and Multimedia Networks (ICWMMN 2013)*, Beijing, 2013.
- [24] Sujee, R., & Kannammal, K. E., “Energy efficient adaptive clustering protocol based on genetic algorithm and genetic algorithm inter cluster communication for wireless sensor networks,” in *2017 International Conference on Computer Communication and Informatics (ICCCI)*, Coimbatore, 2017.
- [25] Hussain, S., Matin, A. W., & Islam, O., “Genetic algorithm for hierarchical wireless sensor networks,” *Journal Of Networks*, vol. 2, no. 5, Sep. 2007.
- [26] Higgins, M. D., Green, R. J., Leeson, M. S., & Hines, E. L., “Genetic algorithm optimisation of the SNR for indoor optical wireless communication systems,” in *2010 12th International Conference on Transparent Optical Networks*, Munich, 2010.



- [27] Behera, B. R., “Vivaldi antenna for UWB communications: Design, modelling and analysis of Vivaldi Antenna with genetic algorithm,” in *2016 International Conference on Control, Computing, Communication and Materials (ICCCCM)*, Allahbad, 2016.
- [28] Dai, L., Wang, B., Yuan, Y., Han, S., Chih-Lin, I., & Wang, Z. “Non-orthogonal multiple access for 5G: solutions, challenges, opportunities, and future research trends,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 9, p. 74–81, September 2015.
- [29] Popovski, P., Trillingsgaard, K. F., Simeone, O., & Durisi, G., “5G Wireless Network Slicing for eMBB, URLLC, and mMTC: A Communication-Theoretic View,” *IEEE Access*, vol. 6, pp. 55765-55779, 2018.
- [30] Ji, H., Park, S., Yeo, J., Kim, Y., Lee, J., & Shim, B., “Introduction to Ultra Reliable and Low Latency Communications in 5G,” April 2017.
- [31] Yuksekkaya, B., & Toker, C., “Interference-aware Resource Allocation for Multi-tier Uplink NOMA Under Feedback Constraints,” *Physical Communication*, April 2019.
- [32] Khan, R., Jayakody, D. N. K., & Chen, B., “Non-orthogonal multiple access: Basic interference management technique,” *Int. J. Eng. Technol*, vol. 7, pp. 357--361, 2018.
- [33] Dai, L., Wang, B., Ding, Z., Wang, Z., Chen, S., & Hanzo, L., “A Survey of Non-Orthogonal Multiple Access for 5G,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 20, no. 3, pp. 2294-2323, thirdquarter 2018.
- [34] Ding, Z., Yang, Z., Fan, P., & Poor, H. V., “On the Performance of Non-Orthogonal Multiple Access in 5G Systems with Randomly Deployed Users,” *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 21, no. 12, pp. 1501-1505, Dec. 2014.
- [35] Zhang, N., Wang, J., Kang, G., & Liu, Y., “Uplink Non-orthogonal Multiple Access in 5G Systems,” *IEEE Communications Letters*, vol. 20, no. 3, pp. 458-461, Mar. 2016.

- [36] El-Sayed, M. M., Ibrahim, A. S., & Khairy, M. M., “Power allocation strategies for Non-Orthogonal Multiple Access,” in *International Conference on Selected Topics in Mobile and Wireless Networking (MoWNeT)*, Cairo, 2016.
- [37] Z. Ding, Y. Liu, J. Choi, Q. Sun, M. Elkashlan, I. Chih-Lin and H. V. Poor, “Application of Non-Orthogonal Multiple Access in LTE and 5G Networks,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 55, no. 2, pp. 185-191, Feb. 2017.
- [38] Benjebbour, A., Saito, K., Li, A., Kishiyama, Y., & Nakamura, T., “Non-orthogonal multiple access (NOMA): Concept, performance evaluation and experimental trials,” in *International Conference on Wireless Networks and Mobile Communications (WINCOM)*, Marrakech, 2015.
- [39] Islam, S. R., Avazov, N., Dobre, O. A., & Kwak, K. S., “Power-Domain Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) in 5G Systems: Potentials and Challenges,” *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. 19, no. 2, pp. 721-742, Second quarter 2017.
- [40] Jamal, M. N., Hassan, S. A., & Jayakody, D. N. K., “A New Approach to Cooperative NOMA Using Distributed Space Time Block Coding,” in *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Montreal, 2017.
- [41] Qureshi, S., Hassan, S. A., & Jayakody, D. N. K., “Divide-and-Allocate: An Uplink Successive Bandwidth Division NOMA System,” *Transactions on emerging telecommunications technologies*, vol. 2, no. 10, 19 Jun. 2012.
- [42] Xu, P., Yuan, Y., Ding, Z., Dai, X., & Schober, R., “On the Outage Performance of Non-Orthogonal Multiple Access With 1-bit Feedback,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 15, no. 10, pp. 6716-6730, Oct. 2016.
- [43] Wang, Z., & Cao, J., “NOMA-Based Spatial Modulation,” *IEEE Access*, vol. 5, pp. 3790-3800, 2017.
- [44] Zhong, C., Hu, X., Chen, X., Ng, D. W. K., & Zhang, Z., “Spatial Modulation Assisted Multi-Antenna Non-Orthogonal Multiple Access,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 25, no. 2, pp. 61-67, April 2018.

- [45] Wang, X., Wang, J., He, L., & Song, J., “Spectral Efficiency Analysis for Downlink NOMA Aided Spatial Modulation With Finite Alphabet Inputs,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 11, pp. 10562-10566, Nov. 2017.
- [46] Ding, Z., Lei, X., Karagiannidis, G. K., Schober, R., Yuan, J., & Bhargava, V. K., “A Survey on Non-Orthogonal Multiple Access for 5G Networks: Research Challenges and Future Trends,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 35, no. 10, pp. 2181-2195, Oct. 2017.
- [47] Shahab, M. B., & Shin, S. Y., “On the Performance of a Virtual User-pairing Scheme to Efficiently Utilize the Spectrum of Unpaired Users in NOMA,” *Physical Communication*, vol. 25, pp. 492-501, Dec. 2017.
- [48] Zhang, D., Liu, Y., Dai, L., Bashir, A. K., Nallanathan, A., & Shim, B., “Performance Analysis of FD-NOMA-Based Decentralized V2X Systems,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 67, no. 7, pp. 5024-5036, July 2019.
- [49] Ghavimi, F., & Chen, H. H., “M2M Communications in 3GPP LTE/LTE-A Networks: Architectures, Service Requirements, Challenges, and Applications,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 17, no. 2, pp. 525-549, Secondquarter 2015.
- [50] Series, M., “IMT Vision—Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond,” *Recommendation ITU*, Sep. 2015.
- [51] The Voice of 5G & LTE for the Americas, “New Services and Applications With Ultra Reliable Low Latency Communications”, , Nov. 2018.,” *5G Americas whitepaper*, Nov. 2018.
- [52] Fernandez, S., & Ito, T., “Driver classification for intelligent transportation systems using fuzzy logic,” in *IEEE 19th International Conference on Intelligent Transportation Systems (ITSC)*, Rio de Janeiro, 2016.
- [53] Amjad, M., & Musavian, L., “Performance Analysis of NOMA for Ultra-Reliable and Low-Latency Communications,” in *IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, Abu Dhabi, United Arab Emirates, 2018.

- [54] Ya-jun, W., Zhi-jun, Z., Song-bai, H., Zhao-cheng, Y., & Pei, L., "Research on the security efficiency evaluation of urban transportation system based on fuzzy synthetic evaluation," in *2nd International Conference on Power Electronics and Intelligent Transportation System (PEITS)*, Shenzhen, 2009.
- [55] Cui, Z., Zhang, S., Henrickson, K. C., & Wang, Y., "New progress of DRIVE Net: An E-science transportation platform for data sharing, visualization, modeling, and analysis," in *IEEE International Smart Cities Conference (ISC2)*, Trento, 2016.
- [56] Zhu, F., Li, Z., Chen, S., & Xiong, G., "Parallel Transportation Management and Control System and Its Applications in Building Smart Cities," *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, vol. 17, no. 6, pp. 1576-1585, June 2016.
- [57] Wang, F. Y., & Zhang, J. J., "Transportation 5.0 in CPSS: Towards ACP-based society-centered intelligent transportation," in *IEEE 20th International Conference on Intelligent Transportation Systems (ITSC)*, Yokohama, 2017.
- [58] Yan, W., Li, X., & Ding, T., "Urban public transportation modes coupling study based on residents travelling," in *5th Advanced Forum on Transportation of China (AFTC 2009)*, Beijing, 2009.
- [59] Zhou, F., Chu, Z., Sun, H., Hu, R. Q., & Hanzo, L., "Artificial Noise Aided Secure Cognitive Beamforming for Cooperative MISO-NOMA Using SWIPT," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 36, no. 4, pp. 918-931, Apr. 2018.
- [60] Sun, H., Zhou, F., Hu, R. Q., & Hanzo, L., "Robust Beamforming Design in a NOMA Cognitive Radio Network Relying on SWIPT," in *2018 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Kansas City, MO, 2018.
- [61] Hu, X., Huang, K., Li, J., Chen, Y., & Xu, Y., "Secrecy Spectral Efficiency Fairness among Multi-Cells in SWIPT-Enabled Cooperative NOMA Transmissions," in *2018 IEEE 87th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, Porto, 2018.
- [62] He, G., Li, L., Li, X., Chen, W., Yang, L. L., & Han, Z., "Secrecy sum rate maximization in NOMA systems with wireless information and power transfer,"

in *2017 9th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP)*, Nanjing, 2017.

- [63] Tang, J., Dai, T., Cui, M., Zhang, X. Y., Shojaeifard, A., Wong, K. K., & Li, Z., “Optimization for Maximizing Sum Secrecy Rate in SWIPT-Enabled NOMA Systems,” *IEEE Access*, vol. 6, pp. 43440-43449, 2018.
- [64] Xu, Y., Shen, C., Ding, Z., Sun, X., Yan, S., Zhu, G., & Zhong, Z., “Joint beamforming design and power splitting control in cooperative SWIPT NOMA systems,” in *2017 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Paris, 2017.
- [65] Alsaba, Y., Leow, C. Y., & Rahim, S. K. A., “Full-Duplex Cooperative Non-Orthogonal Multiple Access With Beamforming and Energy Harvesting,” *IEEE Access*, pp. 19726-19738, 2018.
- [66] Zhou, F., Chu, Z., Wu, Y., Al-Dhahir, N., & Xiao, P., “Enhancing PHY Security of MISO NOMA SWIPT Systems With a Practical Non-Linear EH Model,” *arXiv preprint arXiv1806.03809*, 2018.
- [67] Zhou, F., Chu, Z., Sun, H., Hu, R. Q., & Hanzo, L., “Artificial noise aided secure cognitive beamforming for cooperative MISO-NOMA using SWIPT,” *arXiv preprint arXiv1802.09609*, 2018.
- [68] Singh, K., Wang, K., Biswas, S., Ding, Z., Khan, F. A., & Ratnarajah, T., “Resource Optimization in Full Duplex Non-Orthogonal Multiple Access Systems,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 18, no. 9, pp. 4312--4325, 2019.
- [69] Yue, X., Liu, Y., Kang, S., Nallanathan, A., & Ding, Z., “Exploiting full/half-duplex user relaying in NOMA systems,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 66, no. 2, pp. 560--575, 2017.
- [70] Ata, S. Ö., & Erdogan, E., “Secrecy outage probability of inter-vehicular cognitive radio networks,” *International Journal of Communication Systems*, vol. 33, no. 4, p. e4244, 2020}.

- [71] Mohammadi, M., Chalise, B. K., Hakimi, A., Mobini, Z., Suraweera, H. A., & Ding, Z., "Beamforming design and power allocation for full-duplex non-orthogonal multiple access cognitive relaying," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 66, no. 12, pp. 5952--5965, 2018.
- [72] Li, X., Liu, M., Deng, C., Mathiopoulos, P. T., Ding, Z., & Liu, Y., "Full-duplex cooperative NOMA relaying systems with I/Q imbalance and imperfect SIC," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 9, no. 1, pp. 17--20, 2019.
- [73] Ding, Q., Liu, M., & Deng, Y., "Secrecy Outage Probability Analysis for Full-Duplex Relaying Networks Based on Relay Selection Schemes," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 105987--105995, 2019.
- [74] Nguyen, B. C., Thang, N. N., & Hoang, T. M., "Analysis of Outage Probability and Throughput for Energy Harvesting Full-Duplex Decode-and-Forward Vehicle-to-Vehicle Relay System," *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 2020, 2020.
- [75] Yue, X., Liu, Y., Kang, S., Nallanathan, A., & Ding, Z., "Exploiting Full/Half-Duplex User Relaying in NOMA Systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 66, no. 2, pp. 560-575, Feb. 2018.
- [76] Mohammadi, M., Chalise, B. K., Hakimi, A., Mobini, Z., Suraweera, H. A., & Ding, Z., "Beamforming Design and Power Allocation for Full-Duplex Non-Orthogonal Multiple Access Cognitive Relaying," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 66, no. 12, pp. 952-5965, Dec. 2018.
- [77] Chen, X., Liu, G., Ma, Z., Zhang, X., Fan, P., Chen, S., & Yu, F. R., "When Full Duplex Wireless Meets Non-Orthogonal Multiple Access: Opportunities and Challenges," *IEEE Wireless Communications*, vol. 26, no. 4, pp. 148-155, Aug. 2019.
- [78] Mohammadi, M., Shi, X., Chalise, B. K., Ding, Z., Suraweera, H. A., Zhong, C., & Thompson, J. S., "Full-Duplex Non-Orthogonal Multiple Access for Next Generation Wireless Systems," *IEEE Communications Magazine*, vol. 57, no. 5, pp. 110-116, 2019.

- [79] Nasir, A. A., Tuan, H. D., & Duong, T. Q., “Fractional Time Exploitation for Serving IoT Users with Guaranteed QoS by 5G Spectrum,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, no. 10, pp. 128-133, Oct. 2018.
- [80] Yadav, A., & Dobre, O. A., “All Technologies Work Together for Good: A Glance at Future Mobile Networks,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 25, no. 4, pp. 10-16, 2018.
- [81] Zhang, L., Xiao, M., Wu, G., Alam, M., Liang, Y. C., & Li, S., “A Survey of Advanced Techniques for Spectrum Sharing in 5G Networks,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 24, no. 5, pp. 44-51, Oct 2017.
- [82] Xu, D., Ren, P., & Lin, H., “Combat Hybrid Eavesdropping in Power-Domain NOMA: Joint Design of Timing Channel and Symbol Transformation,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 6, pp. 4998-5012, June 2018.
- [83] Do, D. T., Nguyen, T. T. T., Nguyen, T. N., Li, X., & Voznak, M., “Uplink and Downlink NOMA Transmission Using Full-Duplex UAV,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 164347--164364, 2020.
- [84] Gupta, A., Singh, K., & Sellathurai, M., “Time-switching EH-based joint relay selection and resource allocation algorithms for multi-user multi-carrier AF relay networks,” *IEEE Transactions on Green Communications and Networking*, vol. 3, no. 2, pp. 505--522, 2019.
- [85] Gupta, A., Singh, K., & Sellathurai, M., “Transmission Strategy for Simultaneous Wireless Information and Power Transfer with a Non-Linear Rectifier Model,” *Electronics*, vol. 9, no. 7, p. 1082, 2020.
- [86] Liu, D., Wen, Z., Liu, X., Li, S., & Zou, J., “Joint Source-Relay Optimization for MIMO Full-Duplex Bidirectional Wireless Sensor Networks with,” *Sensors*, vol. 19, no. 8, p. 1827, 2019.
- [87] Li, S., Wan, Z., Jin, L., & Du, J., “Energy Harvesting Maximizing for Millimeter-Wave Massive MIMO-NOMA,” *Electronics*, vol. 9, no. 1, p. 31, 2020.

- [88] Khan, R., Dzhayakodi Jayakody Arachshiladzh, D. N. K., Sharma, V., Kumar, V., Kaur, K., & Chang, Z., "A Machine Learning Based Energy-Efficient Non-Orthogonal Multiple Access Scheme," in *14th International Forum on Strategic Technology (IFOST-2019), October 14-17, 2019, Tomsk, Russia:[proceedings].—Tomsk, 2019.*, 2019, pp. 330--335.
- [89] Souto, N. M., Cercas, F. A., Dinis, R., & Silva, J. C., "On the BER Performance of Hierarchical M-QAM Constellations With Diversity and Imperfect Channel Estimation," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 55, no. 10, pp. 852-1856, Oct. 2007.
- [90] Goel, S., & Negi, R., "Guaranteeing secrecy using artificial noise," *IEEE transactions on wireless communications*, vol. 7, no. 6, pp. 2180--2189, 2008.
- [91] Rajaram, A., Dinis, R., Jayakody, D. N. K., & Beko, M., "Secure information transmission with self jamming SWIPT," *Electronics*, vol. 9, no. 4, p. 587, 2020.
- [92] Zhang, Z., Ma, Z., Xiao, M., Ding, Z., & Fan, P., "Full-Duplex Device-to-Device-Aided Cooperative Non-orthogonal Multiple Access," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 5, pp. 4467-4471, May 2017.
- [93] Yin, L., Chenggong, W., Kai, M., Kuanxin, B., & Haowei, B., "A NOMA Power Allocation Strategy Based on Genetic Algorithm," *Communications, Signal Processing, and Systems*, vol. 571, pp. 2182-2190, 2019.
- [94] Kara, F., & Kaya, H., "On the BER Performances of Downlink and Uplink NOMA in the Presence of SIC Errors over Fading Channels," *IET Communications*, vol. 2, no. 15, pp. 1834-1844, July 2012.
- [95] Hamamreh, J. M., Basar, E., & Arslan, H., "OFDM-Subcarrier Index Selection for Enhancing Security and Reliability of 5G URLLC Services," *IEEE Access*, vol. 5, p. 25 863–25 875, 2017.
- [96] Sun, L., & Du, Q., "Physical Layer Security With Its Applications In 5G Networks: A Review," *China Communications*, vol. 14, no. 12, p. 1–14, 2017.



- [97] Karachontzitis, S., Timotheou, S., Krikidis, I., & Berberidis, K., “Security-Aware Max–Min Resource Allocation in Multiuser OFDMA Downlink,” *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, vol. 10, no. 3, p. 529–542, 2015.
- [98] Pan, F., Pang, Z., Luvisotto, M., Xiao, M., & Wen, H., “Physical-Layer Security for Industrial Wireless Control Systems: Basics and Future Directions,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 12, no. 4, p. 18–27, Dec. 2018.
- [99] Pan, F., Wen, H., Liao, R., Jiang, Y., Xu, A., Ouyang, K., & Zhu, X., “Physical Layer Authentication Based on Channel Information and Machine Learning,” in *2017 IEEE Conference on Communications and Network Security (CNS)*, 2017.
- [100] Xiao, L., Li, Y., Han, G., Liu, G., & Zhuang, W., “PHY-Layer Spoofing Detection With Reinforcement Learning in Wireless Networks,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 12, p. 10 037–10 047, Dec 2016.
- [101] Chhetri, S. R., Rashid, N., Faezi, S., & Al Faruque, M. A., “Security trends and advances in manufacturing systems in the era of industry 4.0,” in *2017 IEEE/ACM International Conference on Computer-Aided Design (ICCAD)*, 2017.
- [102] Khan, R., & Jayakody, D. N. K., “An Ultra-Reliable and Low Latency Communications Assisted Modulation Based Non-Orthogonal Multiple Access
- [103] Scheme”, *Physical Communication* March 2020.  
Khan, R., & Jayakody, D. N. K., “Full Duplex Component-Forward Cooperative
- [104] Communication for a Secure Wireless Communication System,” *MDPI Electronics*, Dec 2020.
- [105] Khan, R., Tsiga, N. & Jayakody, D. N. K., “A Full-Duplex with Non-Orthogonal Multiple Access Scheme in Cooperative Wireless Network,” *IEEE, Internet of Things Magazine*, (submitted) 2020.  
Khan, R, "Hybrid-NOMA For Wireless Communication System", *Tom 9, № 3 (2023)*, DOI: 10.31854/1813-324X-2023-9-3-104-111.

## СПИСОК РИСУНКОВ

Рисунок 1.1 – Созвездия 4QAM и 16QAM .....	19
Рисунок 1.2 – Область принятия решений для MQAM При MQAM С $M = 16$ .....	19
Рисунок 1.3 – Проблемы безопасности и решения для NOMA PLS. Когда базовая станция наблюдает за внешним миром, принимается решение и предпринимаются соответствующие действия. в таком случае нота объединяется с CRNS [9].....	22
Рисунок 1.4 Иллюстрация блок-схемы генетического алгоритма [21]. .....	24
Рисунок 2.1 – Неортогональная передача с множественным доступом по нисходящей линии .....	32
Рисунок 2.2 – Неортогональная передача с множественным доступом по восходящей линии.....	34
Рисунок 2.3 – Интеллектуальная транспортная система объединяет всю транспортную систему, включая спутники, поезда, общественный транспорт, самолеты, беспилотные летательные аппараты и др. ....	41
Рисунок 2.4 – Три различных способа объединения FD с NOMA. а) передача осуществляется как по нисходящему, так и по восходящему каналу, б) связь D2D с прямой и без прямой связи между передатчиком и удаленным пользователем, с) использование передатчика режима FD для оказания помощи удаленному пользователю. ....	50
Рисунок 3.1 – Объяснение модуляции полудуплексного M-NOMA для уменьшения помех между передаваемыми сигналами. ....	58
Рисунок 3.2 – Передача по восходящему каналу, где Q2 и Q1 передают сигналы по квадратурным и фазовым компонентам модуляции QPSK.....	60
Рисунок 3.3 – Передача по нисходящему каналу, где Q2 и Q1 передают сигналы на квадратурный и фазовый компоненты модуляции QPSK. ....	61

Рисунок 3.4 – Совместный и точечный сценарий связи с одной ячейкой, базовая станция, кластер 1 несет двух ближних пользователей, кластер 2 несет двух удаленных пользователей. ....	64
Рисунок 3.5 – Модель интеллектуальной транспортной системы (ITS) с поддержкой M-NOMA URLLC для контроля аварийности .....	72
Рисунок 3.6 – Схемы связи точка-точка и совместный сценарий M-NOMA и NOMA с поддержкой SWIPT.....	82
Рисунок 3.7 – Интеллектуальная транспортная система как сфера приложения NOMA. Передача сигнала осуществляется интеллектуальным источником управления трафиком. блок-схемы показывают, что при DF-передаче BEEM-NOMA собирает больше энергии, чем NOMA. ....	85
Рисунок 3.8 – Кооперативная система связи внутрислобной полнодуплексной связи с использованием алгоритма “компонент-форвард” ( <i>IBFD-CF</i> ) с одним источником (ALICE, АЛИСА), k ретрансляторами с полнодуплексным режимом и приемником (BOB, БОБ) без прямой связи с источником [103]. ..	95
Рисунок 3.9 – Модель системы с источником (алиса), четырьмя Бобами и Евой	104
Рисунок 3.10 – Описание блок-схемы ML на основе генетического алгоритма..	109
Рисунок 4.1 – Результаты моделирования SER для обычных UL NOMA, M-NOMA с SIC и без SIC без SIC. В моделировании канал AWGN был принят с правильным LOS.....	114
Рисунок 4.2 – Результаты моделирования SER для обычных DL NOMA, M-NOMA с SIC и без SIC без SIC. В моделировании канал AWGN был принят с правильным LOS.....	115
Рисунок 4.3 – Результаты моделирования для сравнения скоростей передачи данных обычных UL NOMA, M-NOMA с SIC и без SIC.....	116
Рисунок 4.4 – Результаты моделирования для сравнения скоростей передачи данных обычных DL NOMA, M-NOMA с SIC и без SIC без SIC.....	116
Рисунок 4.5 – Сравнение производительности SER с использованием обычного NOMA и предлагаемого M-NOMA.....	118

Рисунок 4.6 – Сравнение производительности SER с использованием обычного NOMA, обычного кооперативного NOMA, предлагаемого M-NOMA и предлагаемого кооперативного метода NOMA с использованием DF. ....	119
Рисунок 4.7 – Сравнение скоростей передачи данных для всех пользователей NOMA и M-NOMA .....	120
Рисунок 4.8 – Сравнение помех для пользователей NOMA и M-NOMA. Это видно по рисунку, что M-NOMA более эффективен, чем NOMA с точки зрения интерференции .....	121
Рисунок 4.9 – Частота ошибок символов для двух пользователей в канале AWGN с NOMA, M-NOMA и теоретическим M-NOMA. Для моделирования используется QPSK-модуляция.....	123
Рисунок 4.10 – Частота ошибок символов для двух пользователей в плоском затухающем канале рэля с NOMA, M-NOMA и теоретическим M-NOMA. Для моделирования используется QPSK-модуляция .....	123
Рисунок 4.11 – Частота ошибок символов для четырех пользователей в канале AWGN с оптимизацией и без оптимизации для M-NOMA. Для моделирования используется QPSK-модуляция.....	124
Рисунок 4.12 – Частота ошибок символов для двух пользователей в плоском затухающем канале с оптимизацией и без оптимизации для M-NOMA. Для моделирования используется QPSK-модуляция. ....	125
Рисунок 4.13 – Частота ошибок символов для четырех пользователей совместной связи DF в плоском затухающем канале для M-NOMA и NOMA.....	126
Рисунок 4.14 – Сравнение скорости передачи данных для двух пользователей в плоском затухающем канале с оптимизацией и без оптимизации для M-NOMA .....	127
Рисунок 4.15 – Пропускная способность для четырех пользователей в плоском затухающем канале для NOMA и M-NOMA. ....	127
Рисунок 4.16 – Задержка для четырех пользователей в плоском затухающем канале для NOMA и M-NOMA. ....	128

Рисунок 4.17 – Сравнение помех для пользователей NOMA и M-NOMA. По рисунку видно, что M-NOMA более эффективен, чем NOMA, с точки зрения интерференции .....	129
Рисунок 4.18 – Собранная энергия против расстояния для BEEM-NOMA (M-U1) и NOMA (U1) с энергоэффективностью $\eta_{EE}=60\%$ . BEEM-NOMA превосходит NOMA.....	130
Рисунок 4.19 – Собранная энергия и мощность передачи для BEEM-NOMA (M-U1, M-U2, M-U3 И M-U4) и NOMA (U1, U2, U3 И U4). .....	131
Рисунок 4.20 – Результаты моделирования для MLGA с NOMA и BEEM-NOMA .....	132
Рисунок 4.21 – Результаты моделирования производительности RFEN с использованием NOMA и BEEM-NOMA с MLGA и без него.....	133
Рисунок 4.22 – Результаты моделирования производительности RFEN по отношению к расстоянию с использованием NOMA и BEEM-NOMA. Для этого моделирования мы рассмотрели коэффициент RFEN = 0.6.....	134
Рисунок 4.23 – Сравнение скорости передачи данных для FD-CF и FD-DF с тремя различными значениями расстояний $D_{AR}$ и $D_{RB}$ . .....	135
Рисунок 4.24 – Сравнение емкости секретности для FD-CF и FD-DF .....	136
Рисунок 4.25 – Сравнение емкости секретности для FD-CF и FD-DF с собранной мощностью $P_R$ И $\eta=0.6$ .....	136
Рисунок 4.26 – Сравнение вероятности отключения секретности для FD-CF и FD-DF с $C_{TH}=1$ , $Z_{RB}=Z_{RR}=12DB$ , $K=\{1, 2, 4\}$ И $Z_{RE}$ рассчитывается относительно плоского затухания рэля и соответствующих помех. ....	137
Рисунок 4.27 – Сравнение вероятности отключения секретности для FD-CF и FD-DF с $C_{TH}=1$ , $Z_{RB}=Z_{RR}=12DB$ , $K=\{1, 2, 4\}$ , рассчитывается относительно плоского затухания рэля и соответствующих помех и заготовленной мощности и $\eta = 0.6$ . .....	137
Рисунок 4.28 – Сравнение пропускной способности для FD-CF и FD-DF с $C_{TH}=1$ , $Z_{RB}=Z_{RR}=12DB$ , $K= \{1, 2, 4\}$ И $Z_{RE}$ рассчитывается относительно плоского затухания Рэля и соответствующих помех.....	138

- Рисунок 4.29 – Сравнение пропускной способности для FD-CF и FD-DF с  $C_{TH}=1$ ,  $Z_{RB}=Z_{RR}=\bar{dб}$ , мощностью  $P_R$ ,  $A=0.5$ ,  $H=0.6$ ,  $A=0.5$ ,  $K = \{1, 2, 4\}$  И  $Z_{RE}$  рассчитывается относительно плоского затухания рэля и соответствующих помех. .... 138
- Рисунок 4.30 – Сравнение пропускной способности ДЛЯ FD-CF и FD-DF с заготовленной мощностью  $P_R$ ,  $\Sigma=0.25$  и  $H=0.6$ ..... 139
- Рисунок 4.31 – Суммарное сравнение емкости секретности для предлагаемых FD с AN и M-NOMA, AN С M-NOMA, FD С M-NOMA, M-NOMA и NOMA. .... 140
- Рисунок 4.32 – Сравнение емкости секретности для предлагаемого FD AN M-NOMA с MLGA и без него..... 141

**СПИСОК ТАБЛИЦ**

Таблица 2.1 – Исследование существующих работ, включающих NOMA с OFDMA.....	47
Таблица 3.1 – Реализация алгоритма системы M-NOMA.....	56
Таблица 3.2 – Оценка индивидуальных возможностей Noma и BEEM-NOMA по сбору энергии.....	83
Таблица 3.3 – Описание RFEN для NOMA и BEEM-NOMA.....	86
Таблица 3.4 – Разница между внутриполосным полнодуплексным декодированием и прямым и внутриполосным полнодуплексным декодированием с использованием технологии компонент-форвард.....	93
Таблица 4.1 – Числовые значения для модели системы ITS URLLC с оптимизацией.....	121

## ПРИЛОЖЕНИЯ

### Приложение А

Для канала AWGN  $g = 1$  и значение шума  $w$  соответствует функции плотности вероятности Гаусса (PDF). Для M-NOMA точки созвездия и количество квадрантов такие же, как у NOMA. Следовательно, средняя энергия и коэффициент нормализации остаются прежними.

Вероятность правильно декодированной синфазной или квадратурной составляющей передаваемого символа задается как

$$\rho_w(c) = 1 - \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \int_{-\infty}^0 \exp\left(\frac{(-y_{M_{1/2}} - \sqrt{\frac{E_s}{2}})^2}{N_0}\right) \quad (\text{A. 1})$$

Вероятность ошибки задается как

$$\rho_w(e|r/\hat{i}) = 1 - \rho(c|r/\hat{i}) \quad (\text{A. 2})$$



## Приложение В

Для простоты мы используем альтернативное представление Q-функции в уравнении (18) и получаем

$$\rho_f = \int_0^\infty \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{\zeta_n}{2\sin^2\theta}\right) d\theta P_{\zeta_n}(\zeta_n) d\zeta, \quad (\text{B. 1})$$

Упрощение приведенного выше уравнения обеспечивает

$$\rho_f = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left[ \int_0^\infty \exp\left(-\frac{\zeta_n}{2\sin^2\theta}\right) P_{\zeta_n}(\zeta_n) d\zeta_n \right] d\theta. \quad (\text{B. 2})$$

Чтобы упростить приведенный выше интеграл, мы используем преобразование Лапласа, которое дает

$$\rho_f = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left[ M_\zeta\left(-\frac{1}{2\sin^2\theta}\right) \right] d\theta, \quad (\text{B. 3})$$

где  $M_\zeta$  – функция, порождающая момент  $\zeta$ . Использование преобразования Лапласа для оценки PDF мгновенного SNR дает

$$\rho_f = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left(1 + \frac{\zeta_n^*}{2\sin^2\theta}\right)^{-1} d\theta, \quad (\text{B. 4})$$

### Приложение С

Необходимые условия для минимизации функции приведены в соответствии с

$$\frac{\delta L_w}{\delta \alpha_{w1}} = -\frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{P_T \beta_1}{\alpha_{w1}}} \exp(-\sqrt{\alpha_{w1} P_T \beta_1}) - \frac{P_T \beta_2}{(\alpha_{w1} P_T \beta_2 + \frac{1}{2})^{\frac{3}{2}}} \quad (\text{C. 1})$$

$$\sqrt{\frac{\alpha_{w2} P_T \beta_2}{\pi}} \exp(-\sqrt{\frac{\alpha_{w2} P_T \beta_2}{\alpha_{w1} P_T \beta_2 + \frac{1}{2}}}) + \lambda_w = 0,$$

$$\frac{\delta L_w}{\delta \alpha_{w2}} = -\frac{1}{\pi \alpha_{w2}} \sqrt{\frac{P_T \beta_2}{\alpha_{w1} P_T \beta_2 + \frac{1}{2}}} \exp(-\sqrt{\frac{\alpha_{w2} P_T \beta_2}{\alpha_{w1} P_T \beta_2 + \frac{1}{2}}}) + \lambda_w = 0, \quad (\text{C. 2})$$

$$\frac{\delta L_w}{\delta \lambda_w} = \alpha_{w1} + \alpha_{w2} - 1 = 0. \quad (\text{C. 3})$$

Для этой системы  $P_T = 1$ .

## Приложение D

Необходимые условия для минимизации функции приведены в соответствии с

$$\frac{\delta L_f}{\delta \alpha_{f1}} = -\frac{1}{4(1 + \alpha_1 P_T \beta_1)} \sqrt{\frac{P_T \beta_1}{\alpha_1(1 + \alpha_1 P_T \beta_1)}} + \lambda_f = 0, \quad (\text{D. 1})$$

$$\frac{\delta L_f}{\delta \alpha_{f2}} = -\frac{1}{4(1 + \alpha_2 P_T \beta_2)} \sqrt{\frac{P_T \beta_2}{\alpha_2(1 + \alpha_2 P_T \beta_2)}} + \lambda_f = 0, \quad (\text{D. 2})$$

и

$$\frac{\delta L_f}{\delta \lambda_f} = \alpha_{f1} + \alpha_{f2} - 1 = 0. \quad (\text{D. 3})$$

Для этой системы  $P_T = 1$ .

## Приложение Е

Необходимые условия для минимизации функции приведены в соответствии с

$$\begin{aligned} \frac{\delta L_R}{\delta \alpha_1} &= \frac{P_T G_1 + \alpha_1 P_T^2 G_1 G_2}{\ln(2)(1 + \alpha_1 P_T G_1 + \alpha_2 P_T G_2 + \alpha_1 \alpha_2 P_T^2 G_1 G_2)} \\ -\lambda_r + \tau_r \frac{P_T G_2}{\ln(2)(1 + \alpha_2 P_T G_2)} &= 0, \end{aligned} \quad (\text{E. 1})$$

где в приведенном выше уравнении  $G_1 = \frac{\kappa_1 d_0^\gamma d_1^{-\gamma} g_1}{\sigma^2}$  и  $G_2 = \frac{\kappa_2 d_0^\gamma d_2^{-\gamma} g_2}{\sigma^2}$ .

$$\begin{aligned} \frac{\delta L_R}{\delta \alpha_2} &= \frac{P_T G_1 + \alpha_2 P_T^2 G_1 G_2}{\ln(2)(1 + \alpha_1 P_T G_1 + \alpha_2 P_T G_2 + \alpha_1 \alpha_2 P_T^2 G_1 G_2)} \\ -\lambda_r + \kappa_r \frac{P_T G_1}{\ln(2)(1 + \alpha_1 P_T G_1)} &= 0, \end{aligned} \quad (\text{E. 2})$$

$$\frac{\delta L_R}{\delta \lambda_r} = 1 - \alpha_1 - \alpha_2 = 0. \quad (\text{E. 3})$$

$$\frac{\delta L_R}{\delta \kappa_r} = \log_2(1 + \zeta_{M_1}) - r = 0. \quad (\text{E. 4})$$

$$\frac{\delta L_R}{\delta \tau_r} = \log_2(1 + \zeta_{M_2}) - r = 0. \quad (\text{E. 5})$$

## Приложение F

Вывод для CDF из  $F_Z(z)$

CDF случайной величины  $Z$ , напомним, что  $Z = \min\{\frac{\zeta_{ar}}{\zeta_{rr}+1}, \zeta_{rb}\}$ . Для простоты вывода рассмотрим  $L = \frac{\zeta_{ar}}{\zeta_{rr}+1}$  и  $M = \zeta_{rb}$ . Поскольку мы знаем, что

$$\begin{aligned} F_Z(z) &= Pr[\min(L, M) < z] \\ &= 1 - Pr[\min(L, M) \geq z] \\ &= 1 - Pr[L \geq z]Pr[M \geq z] \\ &= 1 - (1 - F_L(z))(1 - F_M(z)). \end{aligned} \tag{F. 1}$$

Приведенное выше уравнение показывает требование CDF  $F_L$  и  $F_M$  для получения CDF  $Z$ .

CDF для  $F_L$  вычисляется как

$$\begin{aligned} F_L &= Pr\left[\frac{\zeta_{ar}}{\zeta_{rr}+1} < z\right] \\ &= \int_{-0}^{\infty} F_{\zeta_{ar}}(z(r+1))f_{\zeta_{rr}}(r)dr \end{aligned} \tag{F. 2}$$

Подставляя  $F_{\zeta_{ar}} = 1 - e^{-\frac{z}{\lambda_{ar}}}$  и  $f_{\zeta_{rr}}(z) = e^{-\frac{z}{\lambda_{rr}}} / \lambda_{rr}$  в приведенное выше уравнение, мы получаем

$$F_L = 1 - \frac{\lambda_{ar}}{\lambda_{ar} + \lambda_{rr}z} e^{-\frac{z}{\lambda_{ar}}}. \tag{F. 3}$$

После подключения полученного CDF  $F_L$  и  $F_M = 1 - e^{-\frac{z}{\lambda_{rb}}}$  мы получаем

$$F_Z(z) = 1 - \frac{\lambda_{ar}}{\lambda_{ar} + \lambda_{rr}z} e^{-z\left(\frac{1}{\lambda_{ar}} + \frac{1}{\lambda_{rb}}\right)}. \tag{F. 4}$$

## Приложение G

### Практическая значимость диссертации.

Практическая значимость этой диссертационной работы заключается во внедрении разработанных алгоритмов с целью улучшения существующих технологий NOMA в рамках развития интеллектуальной транспортной системы (Intelligent Transportation System, ITS) и международные коммуникационные системы (Intelligent Mobile Telecommunication, IMT) в Российской Федерации. При разработке представленных в работе алгоритмов учитывалась возможность возникновения затухания Рэлея в окружении. Для всех типов коммуникаций "источник-приемник" также были учтены требования 3GPP, вариативность размеров строений и препятствий на пути сигналов, расстояний, энергий, сложность траекторий, межячеечная и внутриячеечная интерференция. Предлагаемая схема демонстрирует низкий уровень задержки сигнала, высокий уровень безопасности, меньшую вычислительную сложность, меньшую интерференцию и возможность эффективного использования радиочастот.

Результаты, полученные в данной работе, были применены к условиям современных ITS и IMT Российской Федерации. Были получены данные о повышении безопасности трафика, снижении числа инцидентов и дорожных заторов (пробок) за счет обеспечения высокоскоростной, безопасной коммуникации в режиме реального времени. Камеры, датчики, транспортные средства и прочие источники сигнала в режиме реального времени принимают и передают сообщения безопасности в рамках единой сети взаимодействия. Результаты проведенной работы также были включены в курсы, семинары и вебинары Национального Исследовательского Томского Политехнического университета и Технологического Кампуса Шри-Ланки. Название еженедельного вебинара: "Современные беспроводные системы связи". Название научно-исследовательского семинара: "Ежеквартальный исследовательский семинар".



Министерство науки и высшего образования Российской Федерации  
федеральное государственное автономное  
образовательное учреждение высшего образования  
«Национальный исследовательский Томский политехнический университет» (ТПУ)

УТВЕРЖДАЮ  
Директор ИШИТР  
Фадеев А.С.  
\_\_\_\_\_» \_\_\_\_\_ 2023 г.

АКТ

О внедрении результатов диссертационной работы Хан Раба на тему «Разработка алгоритмов для повышения эффективности Неортогонального множественного доступа (NOMA) для беспроводных сетей» в учебном процессе

Результаты диссертационной работы:

- предложена новая технология под названием M-NOMA, которая позволяет устранить основные помехи в связи на основе доступа (NOMA - неортогональный множественный доступ) по нисходящей линии связи (DL) и восходящей линии связи (UL), введя ортогональность в стадии подготовки сигнала вместо включения ее в спектр. Предлагаемый метод эффективен для снижения коэффициента ошибок символов, вычислительной сложности, помех и улучшения скорости передачи данных для системы пользователей по сравнению с обычным NOMA;
- предложены два алгоритма для уменьшения сложности вычислений помех и приемников: M-NOMA для полудуплексной связи и внутрисполосная полудуплексная связь с CF (Component-Forward — компонент-форвард);
- предложены методы оптимизации скорости передачи данных и пропускной способности, числа ошибок в символах, энергоэффективности, обеспечения режима секретности, вероятности отключения режима секретности, задержки и сбора радиочастотной энергии;

полученные при непосредственном участии Хан Раба, были использованы в учебном процессе отделения информационных технологий Национального Исследовательского Томского политехнического университета в дисциплине «Сети и телекоммуникации» в рамках основной образовательной программы «Программирование вычислительных и телекоммуникационных систем».

Руководитель ООП  
09.03.01 Информатика и вычислительная техника \_\_\_\_\_ Е.А. Мыцко

Заведующий кафедрой - руководитель  
отделения на правах кафедры \_\_\_\_\_ В.С. Шерстнев