Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования
«Национальный исследовательский Томский политехнический университет»

На правах рукописи

Поннимбадуге Перера Таринду Дилшан

АНАЛИЗ И ОПТИМИЗАЦИЯ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ РЕСУРСОВ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЯХ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ И ЭНЕРГИИ

Специальность 2.2.15 —
«Системы, сети и устройства телекоммуникаций»

Диссертация на соискание учёной степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
Ph.D (Дублин), Профессор
Джаякоди Арачшиладж Душанта Налин Кумара

Санкт-Петербург — 2021

Оглавление

Стр.

Введение 7

Глава 1. Теоретические основы и анализ ОБПИМ протоколов с временным переключением и разделением мощности . . 20

1.1 Часть А – Теоретические основы 20

1.1.1 Сбор РЧ энергии 20

1.1.2 Беспроводная передача энергии (БПЭ) 23

1.1.3 Одновременная беспроводная передача информации и мощности (ОБПИМ) 26

1.1.4 Использование помех в ОБПИМ 29

1.1.5 Современное развитие ОБПИМ 32

1.2 Часть Б - Анализ ОБПИМ протоколов с временным переключением и разделением мощности 50

1.2.1 Введение 50

1.2.2 Мотивация и вклад 51

1.2.3 Модель системы 53

1.2.3.1 Модель системы I: ретрансляция с временным переключением 56

1.2.3.2 Модель системы II: ретрансляция с разделением мощности 59

1.2.3.3 Максимальное соотношения объединения (MRC) детектора в приемнике 62

1.2.4 Анализ производительности систем 64

1.2.4.1 Вероятность сбоя 65

1.2.4.2 Реально достижимая пропускная способность в пункте назначения 66

1.2.5 Результаты численного моделирования 67

Глава 2. Автономная Полнодуплексная схема с использованием беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) для кооперативных беспроводных ретрансляционных сетей 74
2.1 Введение . . . 74
2.1.1 Мотивация и вклад . . . 75
2.1.2 Организация . . . 77
2.2 Модель системы . . . 78
2.3 Предлагаемая схема связи . . . 81
2.3.1 Беспроводная передача мощности (БПЭ) . . . 81
2.3.2 ОБПИМ и использование самоинтерференции . . . 81
2.3.3 Передача от БПЛА к приемнику . . . 84
2.4 Анализ эффективности предлагаемой схемы связи . . . 84
2.4.1 Передача от источника к БПЛА (первая стадия) . . . 85
2.4.2 Передача от БПЛА к приемнику (вторая стадия) . . . 86
2.4.3 Вероятность сбоя . . . 87
2.4.4 Пропускная способность . . . 88
2.5 Оптимизация профиля мощности БПЛА . . . 88
2.6 Оптимизация траектории БЛПА . . . 91
2.7 Результаты численного моделирования . . . 94
2.8 Заключение . . . 105

Глава 3. Схема мониторинга состояния для беспроводных сенсорных сетей использованием БПЛА и поддержкой радиочастотной беспроводной передачи мощности (РЧ-БПЭ) . . . 106
3.1 Введение . . . 106
3.1.1 Мотивация и вклад . . . 109
3.1.2 Организация . . . 111
3.2 Модель системы . . . 111
3.2.1 Фаза-I . . . 114
3.2.2 Фаза-II . . . 115
3.2.3 Вероятность сбоя . . . 116
3.3 Формулировка задачи . . . 118
3.4 Асимптотически оптимальное решение . . . 121
3.5 Эвристический метод низкой сложности . . . 125

3.6 Результаты моделирования . . . 130
3.7 Заключение . . . 140

Глава 4. Актуальность данных в сетях связи с использованием БПЛА . . . 141
4.1 Часть А – Возраст информации в сети связи с поддержкой ОБПИМ . . . 141
4.1.1 Введение . . . 141
4.1.1.1 Мотивация и вклад . . . 142
4.1.1.2 Структура . . . 143
4.1.2 Метрика AoI в однопользовательской двухточечной системе связи . . . 143
4.1.3 Метрика AoI в однопользовательской кооперативной системе связи . . . 145
4.1.4 AoI в кооперативной системе связи с поддержкой ОБПИМ: Системная модель . . . 146
4.1.5 Результаты численного моделирования . . . 148
4.1.6 Будущие направления исследований в области AoI . . . 152
4.1.7 AoI в новых коммуникационных технологиях с поддержкой ОБПИМ . . . 153
4.1.8 Заключение . . . 154
4.2 Часть Б - Анализ метрики AoI в сетях связи с БПЛА с поддержкой PM-протокола технологии одновременной передачи информации и энергии ОБПИМ . . . 155
4.2.1 Введение . . . 155
4.2.1.1 Мотивация и вклад . . . 157
4.2.2 Модель системы . . . 160
4.2.2.1 Модель канала БПЛА-Терминал . . . 161
4.2.2.2 Протокол широковещательной передачи с временным разделением каналов . . . 163
4.2.2.3 Анализ вероятности сбоя системы . . . 164
4.2.3 Анализ метрики AoI . . . 166
4.2.4 Постановка проблемы . . . 169
4.2.4.1 Максимизация «сигнал к сумме шума и искажений» в пункте назначения . . . 170

4.2.4.2 Минимизация AoI . . . 171
4.2.4.3 Оптимизация траектории с фиксированным профилем мощности . . . 172
4.2.5 Результаты численного моделирования . . . 176
4.2.6 Заключение . . . 183

Глава 5. ОБПИМ-РМ поддерживающие БПЛА с кэшированием для кооперативных сетей . . . 185
5.1 Введение . . . 185
5.1.1 Мотивация и вклад . . . 186
5.1.2 Структура . . . 187
5.2 Модель системы . . . 188
5.2.1 Предварительные сведения о системе . . . 189
5.2.2 Механизм кэширования на БПЛА . . . 191
5.3 Постановка задачи . . . 191
5.3.1 Максимизация достижимой скорости передачи информации 192
5.3.2 Оптимизация траектории . . . 193
5.4 Результаты численного моделирования . . . 196
5.5 Заключение . . . 202

Заключение . . . 203

Список сокращений и условных обозначений . . . 213

Список литературы . . . 214

Список рисунков . . . 232

Список таблиц . . . 237

Приложение А. Доказательства главы 1 . . . 238

Приложение Б. Доказательства главы 2 . . . 240
Б.1 Доказательство леммы 1 . . . 240
Б.2 Доказательство леммы 2 . . . 241
Б.3 Доказательство леммы 3 . . . 242

Приложение В. Доказательства главы 3 246
В.1 Доказательство леммы 4 246

Приложение Г. Доказательства главы 4 248
Г.1 Доказательство леммы 5 248
Г.2 Доказательство раздела 4.2.3 249
Г.3 Доказательство леммы 6 249

Приложение Д. Доказательства главы 5 251
Д.1 Доказательство леммы 7 251

Приложение Е. Акт о внедрении результатов 253

Введение

Актуальность темы. В то время как первые мобильные устройства предоставляли абонентам возможность связи лишь посредством голосового вызова, современные смартфоны позволяют использовать обширный арсенал услуг: SMS, MMS, видеозвонки, работа в сети «Интернет» и многое другое. Эволюция сотовых сетей не прекратилась, более того, мобильную связь в скором времени ожидает переход на совершенно новый этап. Видео с высоким разрешением и хорошее разрешение экранов мобильных устройств заставляют искать лучшие устойчивые источники энергии для следующих поколений беспроводной связи. Пятое поколение (5G) беспроводной связи является следующим после расширенного 4G/IMT стандартом телекоммуникаций для удовлетворения требований, которые будут предъявляться к сети связи с 2021 [1]. Ожидается, что общее количество подключенных устройств может достигать десятков или сотен миллиардов из-за достижений развивающихся технологий, таких как Интернет-вещей (IoT), Интернет-всего (IoE), Промышленность 4.0 и т. д.

Кратко рассмотрим развитие систем сотовой связи. Первое поколение мобильной телефонии, называемое 1G, появилось примерно в 1982 году и было полностью аналоговым. Второе поколение (2G) было запущено в 1991 году и было основано на цифровой передаче данных. Более того в 2G было дополнено стандартизованной технологией пакетной передачи данных (General Packet Radio Services -GPRS). Только почти через 10 лет была представлена сеть третьего поколения (3G) для более быстрых скоростей передачи данных. Примерно через 10 лет было внедрено и до сих пор используется четвертое поколение (4G) стандарта доступа к мобильной сети с еще более быстрыми скоростями передачи данных и более передовыми технологиями. Ожидается, что пятое поколение (5G) беспроводной связи обеспечит увеличение скорости передачи данных, пропускной способности, покрытия и надежности подключения, а также огромное снижение задержки и потребления энергии.

Кроме того, 5G беспроводные сети также объединили новые тенденции связи, такие как Интернет вещей (IoT) и машинные коммуникации

(Machine-type-communications-MTC), размещающие более гибкие сети с одним миллионами соединений на квадратном метре [2]. Разработка зеленых технологий и снижение энергопотребления устройствами это два из восьми основных требований к 5G-системам, идентифицированных отраслями и академией. Недавно было предпринято несколько попыток для реализации систем самообеспечения коммуникаций с технологиями сбора энергии окружающей среды для поддержки приложения связи в 5G при сохранении желаемого качества обслуживания.

Способы сбора энергии окружающей среды — это процессы захвата и преобразования мельчайших количеств свободной энергии (без затрат), получаемой из тепловых, звуковых и радиочастотных (РЧ) сигналов в электроэнергию и используемой на работу устройств в соответствии с требованиями к питанию. Окружающая среда содержит более высококачественные источники энергии по сравнению с батареями и заряженными конденсаторами. В последнее время несколько исследовательских групп изучали возможность использования естественных источников энергии для сети беспроводной связи [3], [4]. Тем не менее использование энергии природных источников не было эффективным из-за нерегулярности и непредсказуемости окружающих источников. Более того, основные способы сбора энергии технологии очень специфичны и применимы только в определенных средах. Беспроводная передача энергии (БПЭ) одна из техник сбора энергии окружающей среды, в которой нет вышеупомянутых ограничений, при этом устройства связи могут заряжаться от электромагнитного излучения. Исследования в области БПЭ сосредоточились на двух направлениях, называемых ближнее поле и дальнее поле, которые отличаются дальностью передаваемой энергии. В ближнем поле БПЭ электромагнитная энергия может быть передана на расстояние до нескольких метров как в помещении, так во вне, в то время как дальнем поле БПЭ это расстояние достигает нескольких километров. Радиочастотная БПЭ рассматривается как метод ближнего поля и может представлять собой потенциальное решение для беспроводных коммуникационных сетей. При РЧ БПЭ энергия может быть собрана от окружающих сигналов, таких как, например, сигналы WiFi, помехи и т. д. или из специализированных полностью

контролируемых источников энергии, таких как мощные маяки, базовые станции и т. п.

Перспектива интеграции РЧ-БПЭ с коммуникационными сетями создала необходимость в механизме одновременной передачи как информации, так и энергии конечному устройству. Теоретические основы для одновременной беспроводной передачи информации и энергии (ОБПИМ) впервые были представлены в работе [5]. Использование ОБПИМ может привести к уменьшению энергопотребления, повышению спектральной эффективности, возможности управления помехами и уменьшению задержки передачи из-за одновременной передачи, как энергии, так и информации. Устройства, содержащие ОБПИМ, могут обеспечить пользователям энергоэффективную беспроводную связь и возможность пользоваться современным приложениям и услугами 5G сетей в зонах с плохой связью. Более подробная информация и современный литературный обзор методов сбора энергии, используемых в современных беспроводных коммуникационных сетях, представлены в Главе 2.

В последние несколько лет беспилотные летательные аппараты (БПЛА), которые обычно известны как беспилотники или дроны, стали свидетельством значительного роста и развития беспроводных коммуникационных сетей, удалось минимизировать вес этих устройств до 19 гр, а размах крыльев до 16 см. БПЛА имеют большой потенциал по продвижению адаптивных средств связи из-за их мобильности и гибкости развертывания, которые являются большим преимуществом использования беспроводных средств связи для гражданских и военных целей, таких как управление при чрезвычайных ситуациях или в условиях эпидемиологической обстановки, интеллектуальными транспортными системами т. д. Поэтому наблюдался значительный интерес как в науке, так и в промышленности, в развитии БПЛА и их интеграции с существующими коммуникационными инфраструктурами. Особенное внимание уделялось радиоприемнику БПЛА, как одному из ключевых компонентов сетей мобильной связи пятого поколения (5G), где БПЛА рассматривается как базовая воздушная станция для построения гибкой сетевой архитектуры. Базовые воздушные станции (БВС) очень полезны для обслуживания мест большого скопления людей, таких как фестивали, карнавалы, музыкальные концерты, спортивные мероприятия и т. д., где требуется высокоскоростная передача данных. Кроме того, низкая стоимость, гибкость развертывания и высокая

мобильность - это преимущества БПЛА, позволяющие создавать надземную беспроводную коммуникационную инфраструктуру. Данные преимущества способствовали развертыванию БПЛА с беспроводной связью для обеспечения надежной поддержки практических приложений для управления стихийными бедствиями, обеспечения общественной безопасности, в условиях спасательных и военных операций и т. д.

БПЛА был впервые предложен вторами (Dahlman et al. в [6]) в качестве ретранслятора для военного воздушного применения. Когда требуется полное покрытие, можно использовать БПЛА для облегчения существующей инфраструктуры. Используемые в качестве воздушных ретрансляторов, БПЛА с большой вероятностью найдут зону прямой видимости путем динамической регулировки текущего положения, так что усиление производительности на местности может быть значительно улучшено, даже когда прямая связь между источником и приемником неисправна. Кроме того, была рассмотрена возможность использования скоординированной ретрансляции беспилотников для предоставления 5G сервисов, таких как Интернет вещей (IoT), Интернет всего (IoE), для повышения качества восприятия пользователя (QoE). В большинстве беспроводных сенсорных сетей (БСС) в современных приложениях Интернета вещей (IoT) используется множество датчиков, необходимых для отправки информации приемнику для дальнейшей обработки непосредственно самими датчиками или через несколько шлюзов. Поэтому основным требованием при создании новой стратегии сбора данных является повышение масштабируемости и производительности БСС. Для выполнения вышеупомянутых требований наиболее подходят БПЛА, которые могут быть использованы для сбора данных от датчиков, особенно, когда датчики расположены в труднодоступных средах, и когда нет устойчивого соединения с приемниками. По сравнению с обычными БСС, которые зависят от статических узлов сбора данных или переключающихся кластеров с несколькими шлюзами, БПЛА может напрямую обмениваться данными с приемником, используя оптимальные воздушные каналы в зоне прямой видимости. Кроме того, БПЛА помогают увеличить зону охвата и пропускную способность БСС, уменьшая общий энергопотребление энергии беспроводных сенсорных сетей.

Несмотря на уникальные возможности, которые может представить использование БПЛА при разработке беспроводной связи 5G, существует

много нерешенных проблем с распределением ресурсов в коммуникационных системах с использованием БПЛА. Ограниченная емкость аккумуляторов и небольшая длительность времени автономной работы являются двумя основными проблемами интеграции БПЛА в существующие коммуникационные инфраструктуры. Таким образом, для достижения ожидаемого качества обслуживания требуется правильное распределение ресурсов и оптимизация. В данной диссертационной работе рассмотрены эффективное распределение ресурсов и оптимизация с использованием различных систем сбора РЧ энергии для сетей беспроводной связи с беспроводным питанием от БПЛА. Особое внимание уделено использованию БПЛА в качестве ретранслятора, оборудования для сбора данных и в качестве кэш-памяти. С учетом вышеизложенного тема настоящей диссертационной работы представляется безусловно актуальной.

Степень разработанности темы. Благодаря научным достижениям в области сотовых технологий IMT-2020 (широко известная как 5G) обеспечивает увеличение скорости передачи данных, пропускной способности, покрытия и надежности подключения, а также огромное сокращение задержек и энергопотребления для пользователей. В последнее время в нескольких исследованиях была изучена возможность использования природных источников для сбора энергии в сетях связи для повышения энергоэффективности за счет продвижения зеленых технологий [М. Ф. Дж. Пинкни, Д. Хэмпел, С. Дипьерро, Л. Хоу, С. Тан, К. Ван, Дж. Ли, Ю. Ян и и другие]. Сбор энергии от природных источников оказался не столь эффективным, как ожидалось, из-за нерегулярности и непредсказуемости окружающих источников. Чтобы преодолеть вышеупомянутые ограничения, в беспроводную связь был внедрен сбор радиочастотной энергии, что создало необходимость в технологии, которая может одновременно передавать конечным устройствам как информацию, так и энергию. Для этого была впервые предложена концепция ОБПИМ [П. Ладош, Х. О, Г. Чжэн и У. Чен]. В современное литературе по связи нового поколения 5G был проведен теоритеческий анализ, практическая реализация и возможные применения БПЭ и ОБПИМ [Ю. Цзэн,Р. Чжан и другие]. Однако эффективное использование энергии, собранной при правильном распределении мощности,

все еще остается открытой проблемой в сетях беспроводной связи с поддержкой ОБПИМ.

БПЛА и базовые воздушные станции в последнее время привлекают большое внимание для удовлетворения высоких требований пользователей мобильной связи к скорости передачи данных. БПЛА в качестве ретранслятора был впервые предложен [М. Ф. Дж. Пинкни, Д. Хэмпел и С. Дипьерро] для военного воздушного применения. Использование БПЛА в качестве воздушных ретрансляторов в системах кооперативной связи широко обсуждалось и исследовалось [у. Цзэн, Р. Чжан и другие]. БПЛА, выполняющие функции воздушных ретрансляторов, с большей вероятностью зону прямой видимости путем динамической регулировки текущего положения, так что усиление производительности на местности может быть значительно улучшено, даже когда прямая связь между источником и приемником неисправна. Однако существуют ограничения на физическом уровне и возникают новые проблемы, такие как ограничение производительности и невысокий срок службы. Для решения проблемы ограничения энергопотребления БПЛА были проведены исследовательские работы [Дж. Чжан, Ю. Цзэн и Р. Чжан]. В этом смысле сбор РЧ энергии является экономически эффективным для восполнения энергии в миниатюрных БПЛА. Исследователи [Эрик Лаймер и исследователи в getcorp.com] представили БПЛА без батарей / аккумуляторов с беспроводным питанием. Исследователи [Л. Се, Дж. Сюй и Р. Чжан] исследуют БПЛА служит зарядным устройством для наземных пользователей через БПЭ, что можно рассматривать как одну из первых работ по системам беспроводной связи с использованием БПЛА. Таким образом, эффективное использование собранной энергии, эффективное распределение мощности и проектирование траектории по-прежнему остаются открытыми вопросами в сетях беспроводной связи с использованием БПЛА. Исследователи [С. Каул, Р. Йейтс и М. Грутзер,] введен новый показатель, называемый средней задержкой информации (AoI), который измеряет время получения данных по отношению к времени, когда они были сгенерированы. На ранних этапах задержка информации AoI оценивалась, в основном, в методах организации очередей, используемых в буферах данных в рамках гетерогенных политик обслуживания [Л. Хуанг, Э. Модиано, К. Кам, С. Компелла, Г. Д. Нгуен и А. Эфремидес,]. Политика минимальной задержки во время передачи была предложена [А. Арафой и С. Улукусом]. Задержка

информации (AoI) была исследована исследователем [И. Крикидисом] с учётом времени перезарядки батареи / датчика для сенсорной сети с поддержкой БПЭ. Отмечается, что исследовательские работы по задержке информации (AoI), найденные в открытом доступе, предполагали наличие идеальных компонентов аппаратной части устройств связи с поддержкой БПЭ. С другой стороны, полнодуплексные ретрансляционные сети с поддержкой ОБПИМ демонстрируют более высокую эффективность использования спектра по сравнению с обычными ретрансляционными сетями. Однако задержка информации в полнодуплексных ретрансляционных сетях с поддержкой ОБПИМ с использованием БПЛА, а также вероятность сбоя при повреждении оборудования не были исследованы ни в одной из существующих в открытой литературе работ.

Объектом исследования является проектирование системы, распределение ресурсов и оптимизация ресурсов для беспроводных сетей связи с использованием БПЛА и беспроводным питанием при сохранении ожидаемых параметров качества обслуживания (QoS), таких как сквозное отношение сигнал/шум (SNR), достижимая скорость передачи информации, актуальность данных и задержка информации для следующего поколения беспроводной связи 5G и выше.

Предметом исследования является беспроводные сети с использованием БПЛА и беспроводным питанием, а так же беспроводные сенсорные сети (БСС) в системах связи следующего поколения 5G и выше.

Целью диссертационной работы заключается в следующем; Среди методов сбора РЧ энергии ОБПИМ является недорогим и может потенциально повысить спектральную эффективность. Компромисс между скоростью передачи информации и количеством собранной энергии становится важным фактором при оценке производительности системы установки связи. Поэтому эффективное распределение ресурсов и оптимизация в сети связи имеют первостепенное значение для кооперативных сетей связи и БСС с использованием БПЛА и поддержкой ОБПИМ. Чтобы восполнить этот пробел в данных исследованиях с использованием различных конфигураций сетей беспроводной связи, были выполнены следующие **задачи:**

1. Провести комплексный обзор существующих исследовательских работ, связанных с использованием ОБПИМ в беспроводных сетях, для

выявления пробелов в исследованиях и понимания стратегии будущего развития в коммуникационных системах следующего поколения.

2. Сравнить производительности протоколов ОБПИМ с временным переключением (ВП) и разделением мощности (РМ) в системах совместной связи.
3. Разработать единую схему сбора энергии для автономной системы совместной связи с использованием БПЛА с оптимальным распределением ресурсов и траекторией полета БПЛА.
4. Разработать схему мониторинга состояния БПЛА с автономным питанием для БСС, при помощи асимптотически оптимального метода распределения ресурсов и эвристических алгоритмов, которые превосходят по производительности алгоритмы поиска методом перебора и известные аналоги БСС.
5. Разработать автономную сеть двусторонней ретрансляции с использованием БПЛА и сформулировать выражение в закрытой форме для задержки информации (AoI), которое является недавно введенной величиной оценки производительности для измерения актуальности данных в приемнике.
6. Разработать автономную систему связи с использованием БПЛА и кэш - памятью для увеличения скорости передачи информации конечным пользователям. Затем оптимизировать распределение ресурсов и траекторию БПЛА для достижения максимальной скорости передачи информации для конечных пользователей за счет повышения её производительности по сравнению с суўествуюўими системамиг аналогами.
7. Сформулировать математические выражения в замкнутой форме для показателей производительности, а также сформулировать и решить задачи по оптимизации распределения ресурсов для вышеупомянутых моделей систем.
8. Разработать имитационную установку для проверки правильности теоретического анализа разработанных моделей систем и сравнения производительности предложенных систем с эталонными установками связи и установками, описанными в существующих исследовательских работах.

Научная новизна: Научная новизна исследования заключается в следующем;

1. Разработана новая унифицированная схема сбора энергии, состоящая из БПЭ, ОБПИМ и сбора энергии от сигнала самоинтерференций, которая имеет более высокую производительность, чем существующие схемы сбора энергии, такие как сбор энергии и кооперация, рециркуляция собственной энергии и схемы с временным переключением. Предложена новая структура временных блоков для внедрения предлагаемой единой схемы сбора энергии. Кроме того, приведены профиль мощности и траектория движения БПЛА (в трехмерной декартовой плоскости), оптимизированные для получения максимальной производительности.
2. Разработана беспроводная сенсорная сеть (БСС) с беспроводным питанием, в которой датчики дистанционно питаются от маяков питания с использованием РЧ-БПЭ. Представлена новая структура временных блоков с разделением всего рабочего периода на два этапа. На первом этапе БСС кластеризуется, в включенных датчиках выбираются оптимальные головные узлы кластеров, и каждый датчик периодически отправляет свои данные в головной узел. На втором этапе используется БПЛА для повышения уровня энергии головных узлов кластера с помощью РЧ-БПЭ и собирает агрегированные данные с головных узлов кластера. Предлагается асимптотическое оптимальное решение, учитывающее двойственность сформулированной задачи оптимизации для снижения сложности в сравнении с методом перебора или исчерпывающего поиска. Затем представлены эвристические решения для кластеризации, выбора головного узла и траектории БПЛА для снижения сложности.
3. В отличие от обычных сетей с поддержкой БПЛА, предлагается двусторонняя ретрансляционная сеть с поддержкой БПЛА с поддержкой ОБПИМ, учитывающая аппаратные недостатки. Получено математическое выражение в закрытой форме для недавно введенной метрики производительности – задержки информации (AoI). Предложена модифицированная версия алгоритма поиска золотого сечения для определения оптимальных коэффициентов распределения

ресурсов. Далее предлагается итерационный алгоритм для решения задачи оптимизации траектории БПЛА с помощью итерационного метода с помощью итеративной жесткой пороговой обработки.

4. Чтобы решить проблему отсутствия обратной связи по фиксированной линии, предложена схема ретранслятора с использованием БПЛА, реализующего ОБПИМ протокол с разделением энергии и кэш – памятью для декодирования и передачи, которая предназначена для увеличения скорости передачи информации конечным пользователям. Задачи оптимизации, связанные с распределением ресурсов и траекторией БПЛА, сформулированы таким образом, чтобы максимизировать скорость предоставления информации. Оптимизация траектории БПЛА решается с помощью предложенного итерационного алгоритма при оптимальном распределении ресурсов.

Теоретическая и практическая значимость:

Теоретическая значимость: Предлагаемые модели систем связи с оптимальными схемами распределения ресурсов составляют теоретическую основу, которая будут использоваться в беспроводных системах с использованием БПЛА удовлетворящих требованиям 5G и последующих поколений. Полученные теоретические данные могут быть использованы для практической реализации использования сбора РЧ энергии для последующих версий 3GPP технологии.

Практическая значимость: Предлагаемые схемы сбора энергии могут быть использованы для создания системы управления энергопотреблением для БПЛА в системах беспроводной связи для повышения энергетической эффективности и времени работы. Простые алгоритмы, разработанные в рамках выполнения данной диссертационной работы, могут применяться в существующих инфраструктурах беспроводных сенсорных сетей в приложениях Интернета вещей (IoT), таких как интеллектуальные транспортные системы, приложения связи, операции по спасению в условиях стихийных бедствий и т. д. для увеличения общей энергоэффективности при сохранении ожидаемого качества обслуживания. Наконец, математические алгоритмы, разработанные для оценки задержки информации, могут быть использованы в качестве базы для будущих исследований по оптимизации

получения данных в сверхнадежных беспрододных коммуникационных сетях с низкой задержкой (URLLC) следующего поколения с использованием БПЛА.

Методология и методы исследования. Для решения задач по оптимизации использовались следующие методы оптимизации: метод множителей Лагранжа, двойственная функция Лагранжа, методы выпуклой оптимизации, условия ККТ, последовательные алгоритмы итерации, метод золотого сечения и итеративной жесткой пороговой обработки. Для симуляции использовались методы моделирования Монте-Карло, применение функций в C, MATLAB и Wolfram Mathematica. Для получения математических выражений были использованы следующие математические методы: линейная алгебра, частные производные, дифференцирование, интегрирование, функции плотности вероятности, распределения Гаусса, экспоненциальное, геометрическое, Релея, M-распределение Накагами, Райса, гамма-функция и неполные гамма-функция, аппроксимация Лапласа, Функции Бесселя Первого и второго рода.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Новая унифицированная схема сбора РЧ энергии для «переосмысления» управлением энергопотребления и оптимизации распределения ресурсов, превосходящая аналоги.
2. Новая стратегия распределения ресурсов и сбора данных в беспроводной сенсорной сети с беспроводным питанием от БПЛА.
3. Новый дизайн системы и оптимизация ресурсов для беспилотного летательного аппарата с поддержкой ОБПИМ, позволяющий использовать сеть с двусторонней ретрансляцией для повышения актуальности данных в месте назначения.
4. Новый дизайн системы и оптимизация ресурсов для схемы ретрансляции с использованием БПЛА с кэш-памятью, поддерживающей РМ-ОБПИМ, позволяющие увеличить количество обслуживаемой информации для конечных пользователей.

Достоверность подтверждается корректным использованием математических методов исследования; данными имитационного моделирования; успешным представлением и обсуждением материалов на ряде международных конференций. Основные результаты диссертационной работы были сопоставлены с параметрами эталонных моделей систем связи

и с данными, представленными в исследовательских работах, такими как сбор энергии и кооперация, рециркуляция собственной энергии и схемы с временным переключением. Кроме того, результаты диссертационной работы представлены и обсуждены с Исследовательской группой по совместной коммуникации и обучению (CCRG), Национальный университет Цин Хуа (NTHU), Тайвань и Техасский университет A&M в Катаре.

Апробация работы. Результаты диссертационной работы были представлены и обсуждались на следующих международных конференциях: «Journal of Physics conference series» (том 803, февраль 2017 г.); «IEEE 86-я Vehicular Technology Conference» (Торонто, Канада, сентябрь 2017 г.); «IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking» (Сочи, Россия, июнь 2019 г.); «IEEE Consumer Communications Networking Conference (CCNC2020)», (Лас-Вегас, США, январь 2020 г.);«IEEE Conference on Computer Communications» (июль 2020 г., виртуальная конференция в связи с COVID-19);

Публикации. Результаты диссертационной работы были опубликованы в 12 публикациях, 6 в периодических научных журналах, индексируемых Scopus, в том числе: 4 статьи в рецензируемых журналах 1-го квартиля, 1 статья в рецензируемом журнале 2-го квартиля, 5 докладов в сборниках международных конференций и 1 глава книги. Всего 12 публикаций в базе данных Scopus и 9 публикаций в базе данных WoS.

Личный вклад. Все основные результаты диссертационной работы получены автором лично.Автор принимал активное участие в работе с проверкой полученных результатов в команде международных исследователей, которые выступали соавторами статей. Автором формализованы задачи оптимизации, подобраны математические модели и соответствующие расчеты. Автор самостоятельно решил все сформулированные задачи оптимизации. Автором разработаны имитационные модели каждой главы диссертации. Автор осуществлял проведение экспериментов, обработал и интерпретировал полученные данные. Автор лично разработал все алгоритмы в этой диссертации для решения сформулированных задач оптимизации и повышения общей производительности систем связи путем определения оптимальных переменных. Подготовка основных публикаций по выполненной работе велась лично автором или при его значительном участии.

Соответствие паспорту специальности. Данная диссертационная работа соответствует пунктам 1, 3, 8, 11 и 14 паспорта специальности 05.12.13 – «Системы, сети и устройства телекоммуникаций»: «Исследование новых физических процессов и явлений, позволяющих повысить эффективность работы сетей, систем и устройств телекоммуникаций», «Разработка эффективных путей развития и совершенствования архитектуры сетей и систем телекоммуникаций и входящих в них устройств», «Исследование и разработка новых сигналов, модемов, кодеков, мультиплексоров и селекторов, обеспечивающих высокую надежность обмена информацией в условиях воздействия внешних и внутренних помех», «Разработка научно-технических основ технологии создания сетей, систем и устройств телекоммуникаций и обеспечения их эффективного функционирования», «Разработка методов исследования, моделирования и проектирования сетей, систем и устройствтелекоммуникаций», соответственно.

Глава 1. Теоретические основы и анализ ОБПИМ протоколов с временным переключением и разделением мощности

1.1 Часть А – Теоретические основы

В этом разделе представлен подробный обзор литературы аналогичных работ, содержащий исследовательские подходы и основополагающие знания, необходимые для понимания технических глав, представленных в этой диссертации.

1.1.1 Сбор РЧ энергии

РЧ энергия — это один из видов электромагнитной энергии, которая состоит из радиоволн магнитной и электрической энергии, свободно распространяющейся в пространстве. Сбор энергии РЧ сигналов становится удобным решением для энергопотребляемых устройств в беспроводных коммуникационных сетях, которое может значительно увеличить срок эксплуатации сетей связи. РЧ-энергию можно собирать из внешней среды, состоящей из миллиардов радиопередатчиков, мобильных телефонов, мобильных базовых станций и систем телевизионного вещания по всему миру. Таким образом, энергоэнергопотребляемые беспроводные устройства могут собирать энергию из вышеупомянутых сигналов окружающей среды или выделенных специальных источников РЧ излучения. В этой части диссертационной работы будут представлены фундаментальные знания о сборе РЧ энергии, что поможет оценить технический вклад, представленный в последующих главах.

Схема сбора РЧ энергии: Схема модуля беспроводного сбора энергии в беспроводном устройстве с поддержкой сбора РЧ энергии представлена на рисунке 1.1. Построение принципиальной схемы не входит в рамки данной работы.

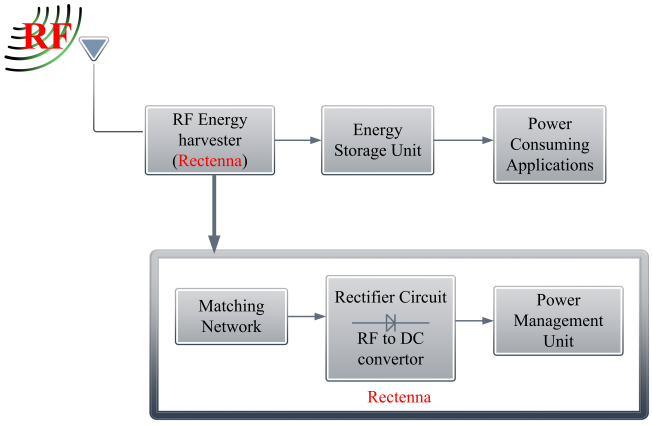


Рисунок 1.1 — Схема модуля беспроводного сбора энергии

Антенна: Приемная антенна — это устройство в цепи сбора РЧ энергии, которое отвечает за захват РЧ сигналов. Эффективность приемной антенны является ключевым фактором, связанным с рабочей частотой, и помогает обеспечить успешную работу системы сбора РЧ энергии. Основной целью является минимизация размеров антенны при достижении наибольшего усиления, что приводит к компромиссу между размером антенны и её производительностью. Количество собранной энергии может быть значительно увеличено при правильном размещении антенн и сильно зависит от рабочих частот. РЧ антенны собирают энергию от различных источников, таких как мобильные телефоны (900-950 МГц), локальные сети (2.4-5.8 ГГц), сигналы WiFi и сверхвысокочастотные (СВЧ) сигналы телевизионных трансляций, ослабленные затенением или неправльной траекторией передачи сигналов.

Схема согласования: Основная функция схемы согласования состоит в увеличении входного напряжения выпрямителя и минимизации потерь передачи от антенны до выпрямителя. Когда сопротивление нагрузки и сопротивление на выходе антенны сопоставимы, может быть достигнута максимальная передача энергии, это называется согласованный режим.

Выпрямитель: Основной функцией выпрямителя является преобразование захваченных радиочастотных сигналов в постоянное напряжение. Одной из наиболее важных задач выпрямителя является генерация постоянного напряжения (подобно аккумулятору) от мощности принятого РЧ сигнала. Эффективность преобразования РЧ сигнала в постоянное напряжение определяется характеристиками диода в схеме выпрямителя. Следовательно, диод является основным компонентом схемы

Таблица 1 — Экспериментальные данные сбора РЧ энергии [7]

Тип	Мощность Передачи(Вт)	Частота (МГц)	Расстояние (м)	Собранная Энергия(μВт)
Isotropic РЧ передатчик	4	$902-928$	15	5.5
Isotropic РЧ передатчик	1.78	868	25	2.3
Isotropic РЧ передатчик	1.78	868	27	2
TX91501 Powercaster	3	915	5	189
TX91501 Powercaster	3	915	11	1
KING-TV tower	960×10^3	674–680	4100	60

выпрямителя. Как правило, более высокая эффективность преобразования может быть достигнута при использовании диода с более низким напряжением.

Условия эффективного сбора РЧ энергии: При беспроводной РЧ передаче энергии (РЧ-БПЭ) мощность РЧ сигнала в приемной антенне (Pr) определяется формулой передачи Фрииса в свободном пространстве. Если принять эффективную площадь антенны $A_e = \lambda 2G_r/4\pi$, то Pr может быть определена, как:

$$P_r = A_e \cos^2 \psi \frac{P_t G_t}{4\pi R^2}, \tag{1.1}$$

где P_t равен выходной мощности передающей антенны, G_r и G_t представляют собой усиление цепей приемной и передающей антенн соответственно. Длина волны обозначена λ, R - расстояние между передатчиком и приемником, а коэффициент потерь от несогласованности поляризации антенн представлен $\cos\ \pi$. Из выражения (1.1), можно сделать вывод, что приемная антенна должна иметь высокое усиление для сбора максимальной мощности. Экспериментальные данные сбора РЧ энергии от разных источников приведены в таблице 1.

Проблематика: Несколько когнитивных исследований на людях, рассматриваемых в статье [8], выявили, что в присутствии РЧ-излучения может быть значительная задержка ответной реакции и незначительное расстройство памяти. Кроме того, воздействие интенсивного РЧ-излучения вызывает нагрев биологических тканей. Поэтому научное сообщество при поддержке государственных учреждений должно получить более тщательное понимание потенциальных воздействий на здоровье и безопасность населения, связанных с использованием сбора РФ энергии в местах скопления людей. Расстояние передачи является одним из основных проблем в сборе РЧ энергии

и согласно закону обратных квадратов передача РЧ энергии ограничивается дальностью. Направленность и усиление приемных антенн критически влияют на интенсивность сбора РЧ энергии. Таким образом, разработка антенны с высоким усилением и поддержкой широкого спектра частот, также является важным направлением исследования еобходимым для сужения разрыва между теоретическими знаниями и практической реализацией. Соответствие импеданса является одним из основных компонентов в антеннах со встроенным выпрямителем и определяет количество собранной энергии, доставляемой к выпрямителю. Таким образом, требуются разработка схемотехнических решений, которые позволят автоматически подстроить параметры для уменьшения несоответствия импеданса. В соответствии с современными тенденциями в устройствах связи модуль сбора РЧ энергии должен иметь минимальные габаритные параметры для удобства встраивания его в устройства с низким энергопотреблением. Однако, сложно уменьшить размер модуля сбора РЧ энергии при сохранении высокой эффективности. Устройства, использующие в качестве источника питания модуль сбора РЧ энергии имеют строгие ограничения по мощности, и требуют поддержания алгоритмов, требующих высокой вычислительной мощности. Поэтому для сетей связи с сбором РЧ энергии с эффективными схемами распределения ресурсов в сети связи должны быть пересмотрены все методы модуляции, кодирования каналов, протоколы маршрутизации и настройки работы приемников.

1.1.2 Беспроводная передача энергии (БПЭ)

БПЭ — это инновационная концепция, которая была первоначально разработана Николой Теслой в 1890-х годах. БПЭ относится к передаче электрической энергии без проводниковых соединений от источника питания с помощью электромагнитных полей к электрическому компоненту или части схемы, которые потребляет электрическую энергию [9]. Система БПЭ содержит передатчик, подключенный к источнику энергии, который преобразует энергию в изменяющееся во времени электромагнитное поле. В ранних попытках БПЭ рассматривались варианты для передачи высокой

мощности и увеличения дальности передачи. Тем не менее, дальнейшее развитие БПЭ затормозилось из-за низкой эффективности процесса передачи энергии и проблем со здоровьем, связанными с передачей высокой мощности. Поэтому большинство исследований БПЭ продолжалось в двух различных направлениях нерадиационном (ближнее поле) и радиационном (дальнее поле).

Беспроводная передача энергии в ближнем поле: Ближняя или нерадиационная область может быть вычислена как область меньше,чем $\frac{2D}{\lambda}$, где D - максимальный линейный размер антенны, а λ- длина волны. Электромагнитная энергия может передаваться с помощью индуктивной связи, резонансной индуктивной связи, емкостной связи или ионизации воздуха (аналогично вспышке) в диапазоне десятых долей ватт. В области ближнего поля система БПЭ обеспечивает высокую эффективность передачи мощности (ЭПМ) и может достигать до 80%. Мощность излучается передатчиком только при наличии приемника или любых поглощающих материалов на длине волны, которая зависит от формы и размера передающей антенны. Поэтому передача мощность экспоненциально уменьшается с расстоянием между передатчиком и приемником, т. е. если расстояние между передатчиком и приемником больше длины волны в проводящей среде ЭПМ может быть резко снижена. Была использована теория связанных мод для анализа характеристик БПЭ ближнего поля [10], авторы продемонстрировали, что с использованием связанных антенн на резонансной частоте эффективность передачи мощности достигала 40% на расстоянии 2 м. Также показано, что наличие резонансной антенны между приемной и передающей антеннами [11] может улучшить ЭПМ при БПЭ. Кроме того, известно, что расстояние и ориентация антенн оказывают большое влияние на оптимальное соотношение сопротивления источника и нагрузки.

– Индуктивная связь - В индуктивной связи (индуктивная передача мощности), используемой в ближнем поле БПЭ, электрическая энергия передается через катушки с помощью магнитного поля. Высокая эффективность может быть достигнута, когда катушки находятся очень близко друг к другу. Этот метод используется в беспроводной зарядке для электронных устройств, таких как ноутбуки, сотовые телефоны и другие портативные устройства, а также используется для зарядки электромобилей.

- Резонансная индуктивная связь: Позже для усиления и индуктивной передачи мощности начали использовать резонансные цепи. Поэтому такое же количество энергии, передаваемое с помощью индуктивной связи, стало возможным передавать на большее расстояние. Никола Тесла был первооткрывателем резонансной индуктивной передачи мощности, которая является одной из самых известных современных технологий БПЭ, поддерживаемых современными электронными компонентами, такими как батареи электромобилей. Существет много преимуществ резонансной индуктивной связи в сравнении с индуктивной связью, включая больший диапазон, снижение электромагнитных помех, более высокую рабочую частоту и эффективность. Высокая рабочая частота (в диапазоне кГц) является одним из основных преимуществ резонансной индуктивной связи, которое позволяет применять её в современных электронных технологиях.
- Емкостная связь: Емкостная связь-это еще одна технология ближнего поля, используемая для передачи энергии с помощью электрических полей между электродами, представляющими собой металлические пластины. Использование емкостной связи в передаче высокой мощности может быть опасным и привести к образованию озона, ядовитого газа, из-за необходимости подачи высокого напряжения на электроды для передачи значительного количества энергии. Поэтому метод емкостной связи БПЭ использовался редко, только при передаче сравнительно низкой мощности. Тем не менее, емкостная связь имеет ряд преимуществ перед индуктивной связью, это уменьшение помех и менее строгие требования к направленности передатчикам и приемника.

Беспроводная передача энергии в дальнем поле: Область дальнего поля охватывает площади, на которых расстояние между приемником и передатчиком намного больше диаметра передающей антенны, это явление начало развиваться сразу после открытия мощных микроволновых усилителей. Передача энергии на дальние расстояния позволила передавать энергию на большие расстояния без использования проводной электрической сети и проводить дальнейшие исследования по повышению эффективности, производительности и надежности БПЭ. Наиболее известными формами

электромагнитного излучения, используемыми для БПЭ дальнего поля, являются микроволны, лазерное излучение и радиочастотные сигналы. Максимальная энергоэффективность, которая может быть достигнута в дальнем поле, обычно не превышает 50% [12]. В настоящее время существуют системы, использующие сигналы микроволнового диапазона, использующие антенны с высоким коэффициентом усиления, которые могут передавать мощность в дальних областях поля с эффективностью до 90% [12]. Однако для достижения более высокой эффективности этим системам требуется соединение связи от начальной точки до определенной целевой точки («точка-точка») или нахождение приемной ипередающей антенн в “зоне прямой видимости”. С развитием коммуникационных технологий для улучшения области передачи возникает необходимость передачи энергии с использованием всенаправленных антенн. Поэтому необходимы дальнейшие исследования в области РЧ-БПЭ дальнего поля для повышения направленности и эффективности передачи энергии в различных технологиях беспроводной связи.

1.1.3 Одновременная беспроводная передача информации и мощности (ОБПИМ)

ОБПИМ-это недавно разработанная технология на основе технологии РЧ-БПЭ, которая обеспечивает одновременную беспроводную передачу информации и мощности в сети связи в заданное время. Однако в сетях беспроводной связи требуются фундаментальные конструктивные изменения приемника и оптимизация схемы распределения ресурсов для того, чтобы интегрировать ОБПИМ в существующие сети связи без ухудшения качества обслуживания. Обычно для оценки производительности беспроводных сетей используются уадежность приема и скорость передачи информации. Кроме того, компромисс между скоростью передачи информации и собранной энергией становится важным фактором при оценке производительности системы установки связи с поддержкой ОБПИМ. В общем случае невозможно выполнить сбор энергии и обработку информации по одному и тому же принятому радиочастотному сигналу, поскольку операция сбора энергии

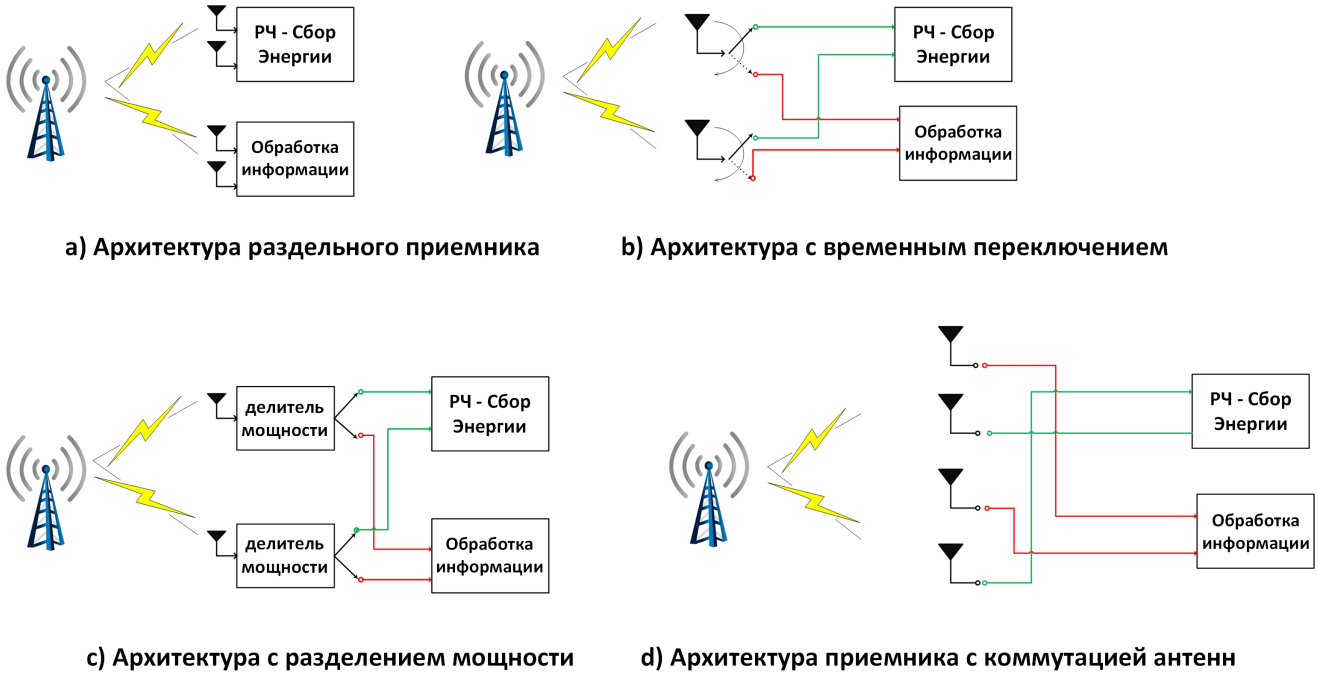


Рисунок 1.2 — Интегрированные проекты архитектур приемников для ОБПИМ. (a) Архитектура раздельного приемника; (b) Архитектура с временным переключением (c) Архитектура с разделением мощности. (d) Архитектура приемника с коммутацией антенн

радиочастотного сигнала разрушает информационное содержание сигнала. Кроме того, одиночная антенна приемника не в состоянии обеспечить как сбор энергии, так и обработку информации из-за того, что чувствительности приемника информации должна быть выше, чем у приемника, используемого для сбора РЧ энергии. Таким образом, для реализации ОБПИМ протокола требуются различные схемы приемников. Интегрированные четыре архитектурных решения для приемника, которые могут реализовать ОБПИМ, проиллюстрированы на рисунке 1.2.

– раздельный приемник - В этой архитектуре и схема сбора энергии и декодирования информации реализованы в двух раздельных приемниках, как показано на рис. 1.2 (a). Эта архитектура приемника может быть реализована с использованием готовых компонентов для приемников сбора энергии и приемников для сбора информации. Эта архитектура позволяет одновременно и независимо выполнять как сбор энергии, так и декодирование информации. Информация о состоянии канала и обратная связь с приемником могут быть использованы для оптимизации между достижимым уровнем сбора энергии и скоростью передачи информации.

– Временное переключение (ВП) Архитектура ВП, изображенная на рис. 1.2 (b), также известна как совместно расположенная архитектура приемника, использует одну и ту же антенну для сбора энергии и декодирования информации. Приемник, используемый в этой архитектуре, содержит модуль сбора РЧ энергии, декодер информации и переключатель для переключения между модулем сбора энергии и декодером информмации в системе. Мощность передачи сигнала и коэффициент ВП могут подстраиваться для различных целей проектирования системы на основе требований качества обслуживания к настройке связи.
– Разделение мощности (РМ) – В этом режиме приемник, изображенный на рис.1.2 (c), до выполнения обработки сигнала в приемнике делит принятый сигнал на два потока различных уровней мощности с заданным соотношением разделения мощности (РМ). После этого оба сигнала передаются в декодер информации и схему сбора энергии соответственно. В данной архитектуре не требуется никаких дополнительных изменений в конструкции обычных систем связи, кроме схемы приемника. В каждой приемной антенне соотношение разделения мощности (РМ) может быть оптимизировано таким образом, чтобы скорость передачи информации и собранная энергия будут сбалансированы в соответствии с требованиями системы.
– Коммутация антенн - Переключение антенны между сбором энергии и обработкой информации является несложным процессом и может использоваться для реализации ОБПИМ, как показано на рис. 1.2 (d). Например, в то время как большинство антенн в приемнике занято процессом обработки информации, остальная часть антенн может работать для сбора энергии. По сравнению с временным переключением (ВП) и разделением мощности (РМ), переключение антенн сравнительно проще и привлекательней для практических проектов, реализующих ОБПИМ протокол. Кроме того, при оптимальном режиме коммутации антенн можно легко расширить эту архитектуру, включив в нее большее количество антенн для поддержки новых технологий, таких как массивы с многоканальным входом/многоканальным выходом (MIMO).

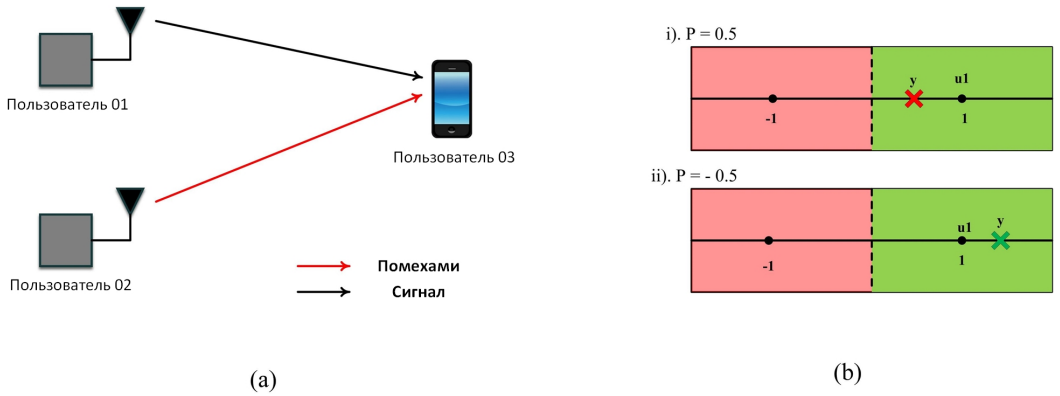
1.1.4 Использование помех в ОБПИМ

Помехи в беспроводной связи - это все, что нарушает или изменяет передаваемый сигнал при прохождении его от передатчика к приемнику. В традиционной беспроводной системе помехи рассматриваются как ограничивающий фактор, который препятствует достижению существенного качества работы и ограничивает общую производительность системы. Одной из наиболее важных задач проектирования традиционных систем связи является обеспечение низкого уровня помех или их отсутствие. Поэтому необходимо приложить много усилий, чтобы сгладить помехи.В последнее время, в связи с выявлением новых технологий, направленных на использование помех, вместо применения помехоподавления, основное внимание уделяется потенциальному использованию помех в беспроводных системах. Из-за сложности современных сетей беспроводной связи традиционные методы снижения помех больше не являются оптимальными. Таким образом, использование помех повышает надежность, безопасность и достижимую скорость работы систем беспроводной связи.

В современных коммуникациях помехи играют заметную роль, как при передаче информации, так и при передаче мощности в системах беспроводной связи [13]. ОБПИМ протокол в многопользовательских системах был широко изучен с учетом помех [14—17]. ОБПИМ протокол был широко изучен с учетом помех в многопользовательских системах. Однако для обеспечения эффективного использования ОБПИМ в многопользовательских системах требуется надлежащий компромисс между декодированием информации и сбором энергии. Идея оптимизации формирования луча позволила достичь высокого уровня усиления за счет сбора полезной мощности сигнала из конструктивных помех. В [18; 19] авторы предложили подход предварительного кодирования для поддержки многопотоковой (или многоуровневой) передачи в беспроводной связи с множеством антенн для устранения многопользовательских помех путем совместного использования информации о состоянии каналов и взаимной информации. Помехи потоков данных преобразуются при определенных условиях в полезный сигнал, который потенциально улучшает соотношение «сигнал к сумме шума и

помехи» (SINR) в нисходящей линии связи, что приводит к повышению энергоэффективности системы. Конструктивная помеха с использованием аналогичной установки исследуется в работе [20] с позиции как взаимной информации, так и информации о состоянии каналов передатчика. В последнее время было предложено несколько интересных стратегий формирования луча для внедрения гибридного аналого-цифрового предварительного кодирования и использования концепции взаимной связи между передающими антеннами с помощью подстраиваемых нагрузок антенн [19].

В работе [21] было показано, что помехи не ограничивают пропускную способность широкополосного канала. Использование последовательного подавления помех (SIC) в биполярных специальных сетях с поддержкой ОБПИМ было изучено в [13]. Они продемонстрировали, как каждый приемник в сети может использовать последовательное подавление помех для повышения БПЭ, не оказывая влияния на процесс декодирования информации. Кроме того, результаты показали, что последовательного подавления помех особенно полезен для систем связи с поддержкой ОБПИМ. Кроме того, результаты показали, что последовательное подавление помех особенно полезено для систем связи с поддержкой ОБПИМ. Схема ОБПИМ на основе оппортунистической связи в сетях выравнивания помех была предложена в [22]. В этой работе для реализации ОБПИМ использованы антенна на основе оппортунистической связи и выбор пользователя. Кроме того, в этой статье обобщены методы снижения сложности алгоритмов искусственного интеллекта на основе оппортунистической связи. В работе [20] авторы исследовали конструктивную интерференцию в нисходящей линии связи с многоканальным входом/одноканальным выходом (MISO) для повышения производительности, как сбора энергии, так и декодирования информации. Кроме того, они представили новую схему предварительной кодироки для ОБПИМ, которая значительно снижает мощность передачи и применяется к системам, где количество передающих антенн меньше, чем количество пользователей. В главе 2 этой диссертационной работы мы интегрируем сбор энергии на основе самоинтерференций с ОБПИМ и исследуем прирост производительности наряду с дополнительным увеличением количества собранной энергии, чтобы доказать, что снижение помех не является единственным вариантом для связи следующего поколения.



(a) (b)

Рисунок 1.3 — (a) Пример связи с помехами двух пользователей. (b) Передача в двухпользовательском режиме с деструктивными помехами и конструктивной интерференцией (конструктивными помехами)

Базовый анализ помех в двухпользовательском режиме: Для лучшего понимания потенциального использования помех предлагается простой анализ мгновенных помех в схеме передачи с двумя пользователями. Общая двухпользовательская линия передачи показана на рисунке 1.3 (a). Мы используем символы u_1 и u_2 для обозначения пользователя-1 и пользователя-2 соответственно. Для простоты в этой модели в качестве метода модуляции мы используем двухпозиционную фазовую манипуляцию (BPSK), что соответствует значениям для $u_1 = 1$, $u_2 = -1$. Кроме того, не учитывался шум в приемнике и ν представляет собой помехи и потери при передаче сигнала от передатчика к приемнику. Принятый сигнал y может быть выражен с помощью этих основных параметров следующим образом:

$$y = u_1 + u_2.\nu, \tag{1.2}$$

где $u_2.\nu$ - это помехи. На рисунке 1.3 (b) показаны два различных вида помех, которые имеют одинаковую мощность передачи, равную единице. Первый случай дает деструктивную помеху, где $\nu = 0.5$, и следовательно $y = 0.5$ в соответствии с выражением (1.2). Кроме того, деструктивная помеха от пользователя-2 сместила принятый символ пользователя-1 в сторону порога принятия решения в созвездии двухпозиционной фазовой манипуляции (BPSK), обозначенной пунктирной линией на рисунке 1.3 (b). Таким образом, полученная мощность пользователя-1 была уменьшена, что влияет на производительность системы. Однако во втором случае помехи со стороны пользователя-2 являются конструктивными, при $\nu = -0.5$.

Из выражения (1.2) мы получаем $y = 1.5$. Теперь с конструктивными помехами полученная мощность пользователя-1 увеличилась с помощью помех от пользователя-2. Таким образом, ситуация наличия конструктивных помех при получении символов благоприятнее, чем полное отсутствие помех.

1.1.5 Современное развитие ОБПИМ

В этом разделе мы предлагаем новые технологии с поддержкой ОБПИМ в различных областях применения, таких как массивы с многоканальным входом/ многоканальным выходом (MIMO), бистатические радиолокационные системы, технология неортогонального множественного доступа (NOMA), многопользовательские системы с многоканальным входом/ многоканальным выходом (MIMO), беспроводные сенсорные сети (БСС) и т.д. Некоторые из представленных новых технологий рассматриваются в следующих разделах с ссылками на литературные источники. Следует отметить, что все эти технологии ОБПИМ используются в БПЭ дальнего поля для передачи мощности в системах связи.

Системы ОБПИМ с несколькими несущими частотами: Мультиплексирование с ортогональным частотным разделением (OFDM) является широко используемым методом с несколькими несущими частотами для различных стандартов беспроводной связи. Изучение производительности ОБПИМ систем на основе мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM) было представлено в нескольких работах [23—26]. Авторы [23] исследовали производительность приемников ОБПИМ с учетом одного пользовательского канала с мультиплексированием с ортогональным частотным разделением (OFDM) и предоставили верхнюю границу для оптимального соотношения между скоростью и энергией для рассматриваемой структуры системы. Было показано, что в рассматриваемой системесуществует оптимальное соотношение между достижимой скоростью и собранной энергией. Кроме того, проводилось изучение ОБПИМ для широкополосных беспроводных систем [24], которые используют OFDM и переход формирования луча для создания набора параллельных подканалов с целью упрощения механизма

распределения ресурсов. Впоследствии авторы предложили механизмы управления мощностью для ОБПИМ в контексте многопользовательской настройки OFDM с несколькими антеннами, принимая во внимание ограничения мощности схемы. Однако в [24] только передатчикии, которые были назначены конкретному пользователю, используются для целей сбора энергии для этого конкретного пользователя, предполагая фиксированное распределение ортогональных каналов (поднесущих). В [25] авторы изучили производительность ОБПИМ в многопользовательской одноантенной системе на основе OFDM, используя метод разделения мощности в приемнике. Было продемонстрировано, что энергоэффективность системы может быть повышена за счет использования сбора РЧ энергии в режиме ограничения помех. Многоантенные приемники полезны для повышения пропускной способности системы, а не для повышения энергоэффективности [25].

Авторы в работе [26] изучили производительность систем ОБПИМ в многопользовательских беспроводных системах на основе OFDM с широковещательной передачей от фиксированной точки доступа к набору распределенных пользовательских терминалов. В своем анализе авторы рассмотрели две схемы множественного доступа, а именно Множественный доступ с временным разделением (TDMA) и Множественный доступ с ортогональным частотным разделением (OFDMA). В первой схеме подход с временным переключением используется таким образом, что приемник информации конкретного пользователя работает в запланированном для этого пользователя временном интервале, в то время как приемник энергии работает во все другие периоды времени. Однако во втором подходе к каждому приемнику применяется разделение мощности, учитывая, что все поднесущие имеют одинаковое соотношение разделения мощностей в каждом приемнике. В вышеупомянутых двух настройках авторы в [26] впоследствии рассмотрели проблему максимизации взвешенной суммарной скорости для всех пользователей путем адаптации распределения мощности по времени/частоте и соотношения РМ или ВП с учетом ограничений минимальной собранной энергии для каждого пользователя, а также ограничения общей и/или пиковой мощности передачи.

Когнитивное радио с поддержкой БПЭ/ОБПИМ: Основное требование системы когнитивного радио (КР) получать сведения об

Рисунок 1.4 — Архитектура когнитивной радиосети с поддержкой ОБПИМ

особенностях собственной эксплуатации и на основе этих данных корректировать свои параметры работы и разумно принимать решения по использованию имеющихся ресурсов. Кроме того, когнитивного радио автономно адаптируется в соответствии с условиями окружающей среды, изменяя рабочие параметры, такие как мощность передачи, рабочая частота, модуляция и т.д. Этот интеллектуальный выбор оптимизирует использование доступного радиочастотного спектра при одновременном снижении помех для других пользователей в сети. Существует два различных типа когнитивного радио: когнитивное радио на основе спектрального зондирования и когнитивное радио на основе полной координации. Когнитивное радио на основе полной координации учитывает все атрибуты, о которых может знать беспроводная сеть или узел связи в процессе связи. Когнитивное радио на основе спектрального зондирования используется для идентификации каналов в спектре радиочастот. Существует три основных архитектурных проекта когнитивных радиосетей: инфраструктурная, специальная и гибридная сеть. Архитектура инфраструктурной когнитивной радиосети содержит базовую станцию или точки доступа, через которые осуществляется связь и маршрутизация всех устройств. В архитектуре специальной когнитивной радиосети нет центрального объекта и связи устройств с использованием существующих протоколов связи. Гибридная архитектура когнитивных радиосетей представляет собой комбинацию инфраструктурной и специализированной архитектур.

Интеграция сбора РЧ энергии в когнитивные радиосети может обеспечить спектральную и энергоэффективную систему беспроводной связи [27]. В работе [27] авторы выделили основные различия между традиционными когнитивными радиосетями и когнитивными радиосетями с поддержкой сбора РЧ энергии. Затем авторы провели исследование по оптимизации соотношения между спектральным зондированием, передачей информации и сбором РЧ энергии. Авторы работы [28] предложили новую архитектуру сети когнитивного радио, в которой вторичные пользователи получают радиочастотную энергию от активных первичных передач. Наконец, авторы доказали, что эта новая архитектура может быть применена к распределенной беспроводной связи с питанием от беспроводной сенсорной сети. Архитектура когнитивных радиосетей с поддержкой ОБПИМ показана на рис. 1.4. Единственное отличие на рисунке по сравнению с общей архитектурой когнитивных радиосетей заключается в том, что вторичный пользователь участвует одновременно в приеме информации и мощности. Как показано на рис. 1.4, вторичный пользователь может собирать энергию во время связи с первичной базовой станцией и, возможно, может работать в качестве ретранслятора при связи между первичной базовой станцией и основным пользователем, расположенным в зоне помех. Оптимальное распределение ресурсов для возможности максимального сбора энергии в широкополосной когнитивной радиосети с ОБПИМ было описано в работе [29]. Кроме того, авторы работы [29] первоначально сформулировали задачу максимизации суммы собранной энергии, а затем предложили новый алгоритм для решения этой задачи и получения оптимальной мощности и распределения подканала. Схема совместного доступа для эффективной передачи ОБПИМ в когнитивных радиосетях была предложена в [30]. Авторы в [30] предложили несложный множественный выбор ретрансляторов со схемами регулирования усиления, основанными на принципах сжатия.

Поднодуплексная связь с поддержкой ОБПИМ: В общем случае полнодуплексная (FD) связь означает, что оба конца линии передачи могут передавать и принимать сигналы одновременно. Принцип полнодуплексной связи был использован в радиолокационных системах примерно в 1940 году. Использование полнодуплексной связи до недавнего времени не было распространено из-за самоинтерференций, узкого места, которое

возникает из-за значительной разницы в мощности между передаваемым и принимаемым сигналами. Из-за огромного значения полнодуплексной связи для проектирования сети исследователям рекомендуется находить оптимальные решения для самоинтерференции. Как в академических кругах, так и в промышленности были предприняты огромные усилия и достигнут прогресс в области отмены самоинтерференции. Методы отмены самоинтерференции в приемопередатчиках FD подразделяются на две категории, называемые активным подавлением и пассивным подавлением. При пассивном подавлении, сигнал самоинтерференции подавляется в области распространения до обработки схемой приемника. Вычитая обработанную модель переданного сигнала из принятого сигнала, сигнал самоинтерференции ослабляется при активном подавлении. Кроме того, активное подавление в зависимости от типа сигнала может быть разделено на две категории: цифровое и аналоговое. Уже рекомендуется использовать полнодуплексную связь в беспроводных небольших сотах и системах 5G [31][32].

Сочетание методов полнодуплексной связи (FD) и ОБПИМ поможет повысить энергетическую и спектральную эффективность работы сети связи. В [33], [34] самоинтерференция преобразуется в дополнительный источник энергии в беспроводной связи с питанием от полнодуплексной связи. Двунаправленная полнодуплексная связь с ОБПИМ, где к одному или нескольким узлам системы применяется архитектура с временным переключением или разделением мощности, изучается в [35], [36], [37] для выполнения декодирования информации и сбора энергии. В [35] с предположением о совершенной отмене самоинтерференции авторы сформулировали задачу оптимизации для минимизации взвешенной суммы передаваемой мощности полнодуплексной системы. Схема выбора пары антенн была разработана в [36] для повышения производительности двунаправленной полнодуплексной связи (FD). В [37] мощность передачи и соотношение разделения мощности были проанализированы с помощью двойных антенных узлов. Топология полнодуплексного FD ретранслятора была изучена в [32; 33; 38; 39] с трехузловым каналом полнодуплексного FD ретранслятора и БПЭ. В [33; 34] был предложен метод БПЭ, в котором полнодуплексные узлы собирают энергию через канал самоинтерференции. ОБПИМ с полнодуплексной связью был изучен в [39] с использованием многоантенной системы ретрансляции.

Информация, одновременно передаваемая пользователям по восходящей линии связи и получаемая энергия пользователям по нисходящему каналу, в топологии полнодуплексной гибридной точки доступа изучались в [40—42]. В работе [43] авторы исследовали пропускную способность полнодуплексной ретрансляции в системах сбора РЧ энергии, имеющих ретрансляторы, оснащенные двумя антеннами: одной для передачи информации и одной для приема информации. Кроме того, было продемонстрировано, что использование обеих ретрансляционных антенн для сбора энергии в течение времени сбора энергии всегда выгоднее по сравнению с архитектурой полудуплексной ретрансляции, а результаты [43] показывают, что полнодуплексная ретрансляция может улучшить пропускную способность системы при оптимальном разделении времени. В [40; 41] исследовали гибридную полнодуплексную точку доступа, где она передает энергию набору пользователей и получает информацию от другого набора пользователей, используя метод множественного доступа с временным разделением. Алгоритм распределения ресурсов был введен в [42] для системы ОБПИМ, которая состояла из полнодуплексной базовой станции, пользователей с одной антенной и нескольких антенн сбора энергии. В [44] была исследована полнодуплексная сеть связи с многоканальным входом/многоканальным выходом MIMO. В данной системе пользователи восходящей линии связи сначала собирают энергию с базовой станции. После сбора энергии пользователи восходящей линии связи передают информацию на базовую станцию, в то время как пользователи нисходящей линии связи получают информацию от базовой станции. В некоторых сетях связи полнодуплексный режим обеспечивает лучшую пропускную способность, чем полудуплексный режим. Поэтому интеграция FD с ОБПИМ дополнительно исследуется в главе 2 этой диссертационной работы.

Бистатические радиолокационные системы для сбора энергии: Рассеивающий радар - это радио, которое работает на основе принципа отраженной мощности [45]. Этот принцип связи обычно используется в системах радиочастотной идентификации (RFID), которые широко используются для отслеживания объектов и мониторинга цепочки поставок. В системах радиочастотной идентификации RFID-метка (транспондер) передает свой идентификационный номер считывателю, также в её памяти может храниться

дополнительная информация. Для небольших расстояний (менее 2-5 м) метки (также называемые пассивные метки) могут использовать мощность принимаемого сигнала, полученного от считывателя, причем дальность связи определяется способностью метки извлекать определенный уровень энергии из принятого сигнала.Однако при переходе на умеренные/большие расстояния метка (также называемая полупассивной меткой) включет в состав батарею для того, чтобы управлять модулятором обратного рассеяния и устройством состояния метки и использовать тот же механизм обратного рассеяния для целей связи.

Обычно в системах радиочастотной идентификации излучатель и считыватель помещаются в одну коробку считывателя и представляют собой моностатическую архитектуру систем радиочастотной идентификации. Другими словами, передающая антенна, которая генерирует несущий сигнал, и приемная антенна, которая используется для демодуляции отраженный сигнал, поступающий от RFID-метки, являются компонентами одного и того же оборудования [46]. Однако у моностатической архитектуры есть несколько недостатков, таких как высокая потеря при передаче сигнала туда и обратно и в случае с пассивными метками ограниченние дальности. Для устранения вышеупомянутых недостатков моностатической структуры систем радиочастотной идентификации была предложена концепция бистатической архитектуры, в которой излучатель несущего сигнала удален от считывателя, в котором принимаются обратно рассеянные сигналы. Эта архитектура характеризуется более простой настройкой с несколькими несущими излучателями и одним централизованным считывателем, а также обеспечивает высокую дальность рассеивающей радиосвязи для сенсорных сетей [46].

ОБПИМ с предварительным кодированием уровня символов: В отличие от традиционной концепции, согласно которой помехи всегда считаются вредными, появляется новая концепция, в которой конструктивные помехи среди пользователей рассматриваются в качестве источника полезной составляющей сигнала. При сравнении мгновенной информации о состоянии канала (CSI) и символов данных на базовой станции принятые помехи могут быть классифицированы как конструктивные или деструктивные. Деструктивная помеха ухудшает характеристики обнаружения, в то время как

конструктивная смещает принятые символы от пороговых значений принятия решения в созвездии, тем самым улучшая характеристики обнаружения сигнала.

Доступное предварительное кодирование для беспроводной передачи по нисходящей линии связи может быть сгруппировано в: (i) предварительное кодирование на уровне пользователя, (ii) предварительное кодирование на уровне группы и (iii) предварительное кодирование на уровне символов [47]. Первый метод зависит от информации о состоянии канала (CSI) отдельных пользователей, а второй метод зависит от информации о состоянии канала (CSI) каждой группы пользователей. С другой стороны, техника предварительного кодирования на уровне символов, также называемая предварительным кодированием данных, требует наличия информации о состоянии канала (CSI), а также символов пользователей. Помимо возможности использования конструктивных помех в качестве источника полезной информации о сигнале, они также может быть использованы в качестве источника электрической беспроводной энергии в системах сбора энергии [48]. Для того чтобы использовать конструктивную помеху для декодирования информации и сбора энергии необходимо использовать предварительное кодирование уровня символов. В этом контексте авторы в [48] недавно расширили традиционные методы формирования луча для ОБПИМ с учетом предварительного кодирования уровня символов, используя интерференционный сигнал (помеху) в качестве (i) источника электрического сигнала для сбора энергии и (ii) в качестве источника полезных информационных сигналов [49].

БПЭ/ОБПИМ при кооперативной ретрансляционной связи: В беспроводных сетях узлы могут находиться далеко друг от друга или мешать друг другу по нескольким причинам: городским, климатическим или географическим и т.д. Это приводит к невозможности связи в зоне прямой видимости, поэтому незанятые узлы между источником и приемником могут использоваться в качестве ретрансляторов. Даже в зоне прямой видимости полезно использовать промежуточные узлы для повышения производительности системы. В случае, когда ретранслятор работает от батареи, будет не эффективно участвовать в совместной передаче, т.к. он должен тратить свою собственную энергию. ОБПИМ или БПЭ могут служить альтернативным вариантом для решения этой проблемы в том

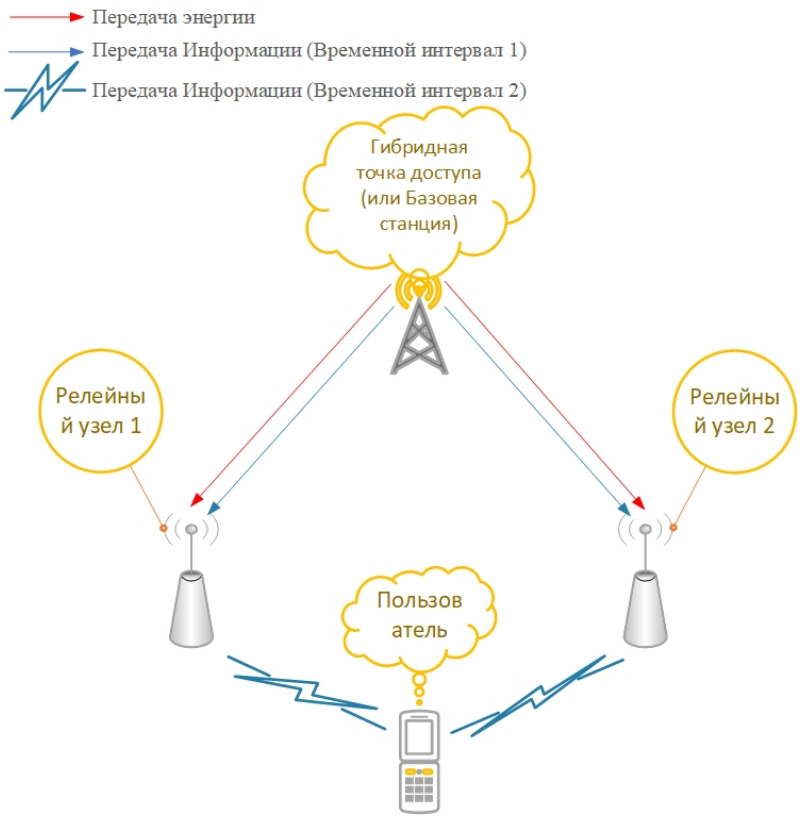


Рисунок 1.5 — Иллюстрация схемы ретрансляции с питанием от беспроводной сети

случае, когда источник или внешняя точка доступа могут передавать энергию ретранслятору. Тогда ретранслятор будет иметь запас достаточно энергии для обеспечения совместной передачи информации, не расходуя при этом собственную энергию. На практике существует два основных протокола ретрансляции: 1) декодирование и прямая или регенеративная ретрансляция и 2) усиление и прямая или прозрачная ретрансляция.

За последнее десятилетие в исследовательском сообществе вновь возродился интерес к кооперативным методам беспроводного передачи. Также стало интересным направлением для автономной ретрансляции использование БПЭ/ОБПИМ. Общий пример кооперативных ретрансляционных схем с питанием от беспроводной сети приведен на рис. 1.5. В первом временном слоте точка доступа (или базовая станция) одновременно передает РЧ энергию и информацию по беспроводной сети Ретрансляторы собирают энергию из принятого сигнала и используют ее для декодирования информации и повторной передачи полученной информации в пункт назначения. Видно, что ретранслятор может быть автономным узлом связи.

Разработка алгоритма совместной ретрансляции для распределения ресурсов в системах ОБПИМ включает следующие аспекты/протоколы проектирования систем[1]:

- Схема сбора энергии и кооперации (НТС): В этой схеме авторы в [50] и [51] предложили протокол сбора энергии, который может быть встроен в ретранслятор. Сначала ретранслятор собирает РЧ энергию, а затем всю собранную энергию использует для передачи информации. Параметры распределения ресурсов и оценка производительности, а именно пропускная способность и потребление энергии, анализируются для схемы с тремя узлами в [50] и для схемы ретрансляции с множественным доступом в [51], а в [52] она расширена для случая с несколькими антеннами.
- Схема использования энергии: В этой схеме собранная энергия не может накапливаться в батарее, она использоваться для текущих потребностей [53]. Эта схема предлагает разделение времени сбора энергии и времени работы узла в качестве ретранслятора. Полнодуплексная связь в этом случае является привлекательной и многообещающей технологией для осуществления работы одновременно в режиме передачи информации и в режиме сбора энергии.
- Самовосстановление энергии [54]: В этом методе для сбора энергии в ретрансляторе с поддержкой полнодуплексной связи используется самоинтерференция/помехи. Однако в этой схеме для процесса сбора энергии не используется вся энергия, полученная ретранслятором от помех. Поэтому часть самоинтерференции может остаться в информационном сигнале.
- Сбор с помощью помех: в частности, ретрансляторы с ограниченным энергопотреблением собирают энергию от принятого несущего информацию сигнала и сигналов помех совместных поднесущих. Затем они используют собранную энергию для покрытия энергетических затрат, необходимых для передачи декодированного сигнала в конечный приемник.

Совместный неортогональный множественный доступ (NOMA) с поддержкой ОБПИМ: Технология неортогонального множественного

[1]Следует обратить внимание, что некоторые из этих подходов похожи, но несмотря на это их можно классифицировать следующим образом.

доступа (NOMA) является одной из основных при разработке методов радиодоступа для сетей 5G [55]. В концепции неортогонального множественного доступа (NOMA) существуют различные решения, которые можно разделить на два подхода: домен мощности и домен кода [56].

- домен мощности неортогонального множественного доступа (NOMA) – здесь ключевым фактором является поддержание значительных различий в уровнях мощности сигналов. Таким образом, можно отделить высокоамплитудные сигналы и отменить их, чтобы сохранить в приемнике низкоамплитудные сигналы. Следовательно, NOMA использует различия в уровне потерь при прохождении сигналом расстояний в группах пользователей, но для этого требуется дополнительная вычислительная мощность в приемнике.
- доменный код – доменный код неортогонального множественного доступа (NOMA) обеспечивает мультиплексирование внутри канала. Кроме того, доменный код позволяет совместно использовать доступные ресурсы, такие как время и частота, и применяет специальные различающиеся пользовательские последовательности (коды). В технологии неортогонального множественного доступа (NOMA) существуют различные подклассы доменного кода, такие как метод множественного доступа с расширенным спектром (CDMA) и низкой плотностью распространения, метод мультиплексирования с частотным разделением каналов (OFDM) с низкой плотностью распространения и множественный доступ с разреженным кодом [56].

Совместный неортогональный множественный доступ (NOMA): Рассматривая схему нисходящей линии связи с двумя группами пользователей можно пронаблюдать, что у первой группы (ближайших пользователей) хорошее качество канала связи, а у второй группы (удаленные пользователи) качество канала связи падает. Применение совместного неортогонального множественного доступа (NOMA), возможно, позволит повысить надежность канала связи удаленных пользователей. Согласно предложенному в [57] способу, соседние пользователи могут быть использованы в качестве ретрансляторов в сети для улучшения качества канала связи для удаленных пользователей. Основное преимущество этого подхода заключается в том, что благодаря соседним пользователям происходит последовательное подавление

помех, и, следовательно, соседние пользователи передают информацию удаленных пользователей. В [58] рассматривается использование технологии неортогонального множественного доступа (NOMA) с поддержкой ОБПИМ, где ОБПИМ протокл был применен к соседним пользователям для повышения надежности удаленных пользователей, не уменьшая время автономной работы соседних пользователей. Таким образом, совместное использование неортогонального множественного доступа (NOMA) и концепции ОБПИМ предлагают разработку нового протокола, называемого неортогонального множественного доступа (NOMA) с поддержкой кооперативного ОБПИМ [58]. Было сообщено, что $\ln(SNR)/SNR^2$ степень снижения вероятностиь нарушения связи удаленных пользователей, в то время как для обычных кооперативных сетей связи данная величина определяется как $1/SNR^2$ (здесь соотношение «сигнал-шум» описывает отношение «сигнал-шум»). В результате интеграции ОБПИМ и неортогонального множественного доступа (NOMA) тщательный выбор параметров сети, таких как скорость передачи или коэффициенты ВП/РМ, может привести к приемлемой производительности системы, использующей собранную энергию для питания ретрансляторов, даже без использования пользователями собственных батарей устройств.

Системы неортогонального множественного доступа с многоканальным входом/одноканальным выходом (MISO-NOMA): Применение систем неортогонального множественного доступа с многоканальным входом/одноканальным выходом (MISO-NOMA) было исследовано в работах [59; 60]. В работе [59] изучалось влияние концепции квазидеструкции на передачу по нисходящей линии связи неортогонального множественного доступа с многоканальным входом/одноканальным выходом (MISO-NOMA). Задача оптимизации качества обслуживания, рассматривающая двухпользовательскую систему неортогонального множественного доступа с многоканальным входом/одноканальным выходом (MISO-NOMA) с учетом пары целевых уровней помех, была исследована в [60]. Авторы работы [61] исследовали эффективность схем выбора передающей антенны при двупользовательской совместной передаче в системе неортогонального множественного доступа с многоканальным входом/одноканальным выходом (MISO-NOMA) с поддержкой ОБПИМ для ближайших пользователей, использовали гибридные архитектуры ОБПИМ

с временным переключением и разделением мощности для обеспечения декодирования и прямой ретрансляции вблизи пользователя.

Безопасная передача БПЭ/ОБПИМ: Как уже указывалось, в ОБПИМ радиочастотный сигнал используется для сбора энергии в приемнике. Для ускорения процесса сбора энергии передатчик способен излучать сильно усиленный сигнал. Это может привести к нарушению безопасности и прослушиванию из-за высокой вероятности утечки данных, в этом случае приемник наносит ущерб. В соответствии с этим в системах связи с использованием ОБПИМ возникает новая парадигма качества обслуживания, которую необходимо учитывать. В частности, конфиденциальность и аутентификация постепенно становятся основными областями беспроводной связи. Кроме того, в качестве нового уровня защиты стало необходимо обеспечить безопасность на физическом уровне (помимо криптографии) для идеальной конфиденциальности связи. Таким образом, в коммуникациях следующего поколения уделяют значительное внимание кооперативной ретрансляционной безопасной передаче данных с усилением безопасности на физическом уровне. В [62] уровень секретности максимизируется с помощью ретрансляторов с усилением и прямой передачей с поддержкой ОБПИМ, ограниченных уровнями сбора энергии отдельных ретрансляторов за счет совместной оптимизации кооперативных реле формирования луча.

Использование режим раздельного приема, в котором один приемник предназначен для декодирования информации, и остальные приемники для сбора энергии, рассматривается в [63][64][65] для повышения безопасности на физическом уровне (PHY) в сетях связи с поддержкой ОБПИМ. В [66] для узлов секретной информации используется искусственный шум для создания помех подслушивающему устройству, а также для работы в качестве основного источника сбора энергии для приемников, не являющихся декодерами информации. Этот метод не подходит для совместно расположенных антенн, где пользователь одновременно получает секретную декодированную информацию, и система производит сбор энергии. В [67], [68] авторы с помощью ортогонального частотного разделения (OFDMA) оптимизируют совокупную собираемую мощность всех пользователей, при этом удовлетворяя требованиям к уровню секретности отдельных пользователей В [69] для ОБПИМ систем

с одним входом и несколькими выходами (MISO) был проведен анализ уровня секретности с использованием показателей нарушения секретности и возможностями обеспечения секретности. В [70] рассматриваются проблемы секретности с использованием ОБПИМ в несовершенной CSI при одной и той же настройке системы.

Связь с использованием ОБПИМ в миллиметровом диапазоне: Низкочастотные сигналы обеспечивают меньшую эффективность передачи энергии и в конечном итоге влияют на качество восприятия пользователя. Однако, предполагается, что использование более низких частот даст определенное преимущество. Но использование данного вида связи предполагает фиксированный коэффициент усиления антенны, и, более того, для более низких частот необходимо использовать антенны, имеющие большие геометрические размеры. Однако в портативных устройствах и датчиках для приложений Интернета вещей IoT ограничены геометрические размеры передатчика и/или приемника. Поэтому, если предположить, что размер антенны больше длины волны, апертура будет пропорциональна фактической площади поперечного сечения. Например, в качестве передатчика или приемника могут выступать резонансные антенны или антенные решетки. Таким образом принимаемая мощность может быть описана, как $P_r = \frac{P_t A_t}{R^2 \lambda^2} A_r$, где P_t и P_r представляют мощность передаваемую и принимаемую мощность, A_r и A_t представляют площадь приемной и передающей антенн соответственно. Длина волны обозначена - λ, а R - это расстояние между передатчиком и приемником. Следовательно, при ограниченном размере в передатчика или приемника предпочтительно использование более высоких частот.

Связь в миллиметровом диапазоне потенциально рассматривается для обеспечения коммуникаций пятого поколения 5G сигналы на высоких частотах (выше 6 ГГц) обладают высокими спектральными ресурсами. В целом, микроволновая связь была определена как перспективное направление для БПЭ по следующим причинам: очень высокая частота, узкий луч, большой коэффициент усиления массива и плотная сеть микроволновых базовых станций. В соответствии с новой тенденцией Интернета вещей, ожидается, что будет развернуто много подключенных устройств с низким энергопотреблением, в этом случае радиочастотный сигнал в миллиметровом диапазоне может быть использован для сбора значительного количества

энергии. Схема сбора энергии, осуществляющая сбор и использования энергии, применяется в [71], где пользователь собирает энергию с соответствующей базовой станции с помощью сигналов миллиметрового диапазона, а затем использует собранную энергию для передачи информационных сообщений. В системе связи с использованием ОБПИМ в миллиметровом диапазоне общая (энергетическая и информационная) вероятность покрытия повышается за счет использования метода оптимизации соотношения разделения мощности для приема сигнала (оптимальной части) между модулями сбора энергии и декодирования информации [17]. Здесь авторы за счет оптимизации геометрии антенны максимизируют охват всей сети энергией для данной группы пользователей. В [72] разработан прототип выпрямительной антенны с частотой 24 ГГц. Он наглядно демонстрирует целесообразность организации беспроводной связи и передачи информации с использованием миллиметровых волн. Кроме того, дополнительным преимуществом использования миллимитрового спектра является то, что может быть достигнута высокая направленность антенны с помощью печатных антенн малого форм-фактора. Это позволит уменьшить помехи, которые могут быть использованы в ОБПИМ в качестве дополнительного источника энергии. Кроме того, передатчик будет фокусировать всю мощность на предполагаемом приемнике, что также может повысить эффективность сбора энергии в рассматриваемых сетях.

Беспроводные сенсорные сети с поддержкой ОБПИМ/БПЭ: В связи с развитием Интернета вещей стало уделяться значительное внимание БСС. Часть этих устройств имеет небольшой размер, но, как правило, размещается в опасных или отдаленных местах сограниченным доступом человека. Поэтому для БСС является проблемной замена батарей или поставка стабильного источника питания. В [73] авторы предложили использовать в беспроводных сенсорных узлов сбора энергии гибридный протокол совместного использования спектра для режимов временного переключения и разделения мощности. В БСС энергопотребление обычно делится на три части, как в [74]: зондирование, обработка данных и связь/передача информации. Энергозатраты на передачу информации в типичном сенсорном узле значительно превышают затратами на зондирование и обработку данных [75]. Следовательно, для минимизации энергопотребления

БСС важна локальная обработка данных. Так ка отказ любого узла может привести к повторной маршрутизации структуры, что приводит понижению надежности и эффективности, то повышение срока службы БСС является важным фактором для будущего интернета вещей.

В [76] авторы сосредоточились на разработке развертывания и стратегии маршрутизации. Идея состоит в том, чтобы снизить общую стоимость подзарядки b увеличить срок службы БСС. Задача оптимизации с использованием совместного развертывания сети и маршрутизации сформулирована в [77], исходя из предположения, что датчики могут непрерывно подзаряжаться, не достигая полной разрядки источник питания, исходя из данных CSI. Несколько прототипов реализаций сенсорных узлов, использующих сбор РЧ энергии, исследованы в работах [77; 78]. Используя преимущества, предлагаемые с технологией ОБПИМ, маломощные БСС, развернутые в секторе здравоохранения, могут заряжать источники питания прямо во время работы, что, безусловно, улучшит качество восприятия.

В некоторых работах было предложено использовать беспроводное зарядное устройство для БСС для мобильных устройств [79; 80]. Практический протокол беспроводной подзарядки в реальном времени для динамической беспроводной подзарядки в сенсорных сетях предложен в [81]. Система подзарядки в режиме реального времени питает одно или несколько мобильных транспортных средств. Аналогично, схема совместной беспроводной зарядки была представлена в [82]. В настоящее время подзарядка выбранных узлов в удаленной зоне с помощью беспилотных летательных аппаратов может позволить подзаряжать один узел. В работе [83] авторы смоделировали ограниченную систему подзарядки и представили доказательства эффективности подзарядки одного узла. Однако представленная модель системы не обладает высокой надежностью. Поэтому в главе 3 этой диссертационной работы представлена новая схема сбора данных с помощью беспилотного летательного аппарата для беспроводной сети БСС. Кроме того, используя количественной анализ, приводится прирост производительности и энергоэффективности в сравнении с аналогичными моделями систем.

Системы с многоканальным входом/многоканальным выходом (MIMO) с использованием ОБПИМ: В сети с многоканальным

входом/многоканальным выходом (MIMO) все приемники/пользовательские терминалы являются устройствами, содержащими батареи, а батареи необходимо подзаряжать, чтобы продлить срок службы сети. Сбор энергии в них осуществляется отдельными приемниками посредством выделенной передачи энергии от передатчиков сети. Большая часть работ по интеграции ОБПИМ в беспроводные сети MIMO предполагает, что существует две определенные группы обслуживаемых пользователей: одна получает информацию, а другая – энергию для подзарядки источников питания. В [84] были исследованы две различных архитектуры систем с многоканальным входом/многоканальным выходом (MIMO): отдельные и совместно расположенные приемники декодирования информации и сбора энергии соответсвенно. В первом случае наилучшие параметры передачи были достигнуты при неравном соотношении параметров в ОБПИМ. Эти соотношения характеризуются границами области для скорости изменения энергии. Это так же применимо и для второго случая систем с многоканальным входом/многоканальным выходом (MIMO) с единственным канолом связи от передатчика к приемникам сбора энергии и декодирования информации.

Массив с многоканальным входом/многоканальным выходом (MIMO) — это смасштабированная версия технологии MIMO, содержащая тысячи устройств и терминалов. Массив с многоканальным входом/многоканальным выходом (MIMO) обеспечивает расширенные возможности по эффективности и пропускной способности антенн базовой станции, фокусируя прием и передачу энергии сигнала в небольшой области пространства. Кроме того, частичная фокусировка также может быть улучшена с увеличением количества антенн. В основополагающей работе [85] проводились исследования разветвленных ОБПИМ ретрансляционных сетей связи (MWRNS) с использованием массивов с многоканальным входом/многоканальным выходом (MIMO) и ограничивающих энергию ретрансляторов с усилителением и прямой передачей в режимах временного переключения и разделения мощности. С ростом количества ретрансляторных антенн в сети растет суммарное количество собранной энергии. Влияние интерференции / помех соседних каналов (CCI) на параметры производительности также было исследовано в [86], и результат доказал, что интерференция/помехи соседних каналов (CCI) могут быть использована в ретрансляторе для увеличения сбора

энергии. Интеграция ОБПИМ и разветвленных ретрансляционных сетей связи (MWRN) с массивами с многоканальным входом/многоканальным выходом (MIMO) может значительно улучшить соотношение производительности ретрансляции с усилением и прямой передачей и собра энергии. Использование ОБПИМ в беспроводных сетях с массивами с многоканальным входом/многоканальным выходом (MIMO) может привести к существенному повышению энергоэффективности. Такая комбинация также хорошо работает со многими приложениями, связанными с гетерогенными сетями и связью в миллиметровом диапазоне. В [87] авторы исследовали безопасную систему формирования луча для двух пользовательских широковещательных систем с многоканальным входом/многоканальным выходом (MIMO) для передачи информации и энергии. Для проектирования авторы предложили наиболее подходящие решения на основе полуопределенной релаксации как для одиночного, так и для полного потока с каналами, удовлетворяющими положительной полуопределенности. Между тем, для общего случая при произвольном количестве потоков был предложен алгоритм случайного (блочного) координатного спуска(IBCD). Согласно [87], адаптация этой работы может заключаться в оптимизации алгоритма случайного (блочного) координатного спуска (IBCD) для большего числа случаев безопасного формирования луча с множественными приемниками информации и энергии.

Связь между устройствами с помощью ОБПИМ: Связь между устройствами (D2D) обеспечивает прямую связь между пользователями сети без или с частичным использованием сетевой инфраструктуры. Связь между устройствами (D2D) повышает пропускную способность сети, эффективность использования спектра и энергоэффективность, одновременно поддерживая различные территориально-ориентированные и одноранговые приложения и сервисы. Она играет важную роль в повышении пропускной способности сети и использовании ресурсов. Из-за нехватки энергии в передатчиках интеграция ОБПИМ с D2D-связью рассматривается как многобещающая область исследований. Наличие достаточного количества заряда в устройствах важно для обеспечения требований к питанию приложений связи между устройствами (D2D). Однако в настоящее время используется собственная мощность ретранслятора пользовательского оборудования для передачи данных другого пользовательского оборудования. В качестве решения этой

проблемы в [88] рассматривается сотовая сеть с поддержкой связи между устройствами (D2D), в которой ретранслятор пользовательского оборудования собирает энергию с базовой станции и использует ее для связи между устройствами (D2D). Кроме того, в работе [89] была изучена связь между устройствами (D2D) с поддержкой ОБПИМ в развернутых когнитивных сетях. Авторы предложили новую модель БПЭ с дизайном без батареи с передатчиком с ограниченным потреблением энергии, поддерживающим связь между устройствами (D2D). Кроме того, при обработке БПЭ в предлагаемой модели также учитывается влияние незначительного затухания.

1.2 Часть Б - Анализ ОБПИМ протоколов с временным переключением и разделением мощности

1.2.1 Введение

Большинство недавних исследований в области сбора РЧ энергии и одновременной беспроводной передачи информации и энергии использовали протоколы временного переключения или разделения мощности для одновременного выполнения беспроводного сбора энергии и обработки информации в кооперативных сетях связи. В наши дни приложения беспроводных сенсорных сетей и интернета вещей содержат значительное количество ретрансляционных узлов и датчиков, находящихся в различных условиях окружающей среды, для повышения уровня осведомленности об окружающем мире. Более того, время активности ретрансляторов и датчиков имеет решающее значение для продления срока службы самой системы связи. Тем не менее, ограниченные ресурсы батареи в ретрансляторах и датчиках влияют на общую производительность системы, а также требуют внешней подзарядки или смены батареи, что может вызывать сложности из-за условий окружающей среды. Таким образом, выполнение сбора РЧ энергии в таких сетях может быть столь же важным, как и ретрансляция информации.

1.2.2 Мотивация и вклад

В последнее время значительное количество исследований рассматривает сбор РЧ энергии в сетях кооперативной связи с беспроводным питанием [90—95]. Однако все упомянутые исследования, кроме одной работы [91], выбрали один режим одновременной беспроводной передачи информации и энергии и проанализировали производительность в различных системах связи. Таким образом, исходя из исследований различных авторов, на данный момент нет предварительной работы по сравнению параметров производительности ОБПИМ протоколов с временным переключением и разделением мощности кроме работы [91]. В [91] авторы сравнили производительность протоколов ОБПИМ протоколов с временным переключением и разделением мощности, проанализировав пропускную способность предложенной системы. Авторы в [91] рассмотрели трехузловую сеть кооперативной связи с беспроводным питанием, состоящую из источника, приемника и ретранслятора с ограниченным потреблением энергии, в которой узел ретрансляции собирает энергию из принятого сигнала и помогает в передаче информации в пункт назначения/приемник. Более того, авторы [91] рассматривают случай отсутствия прямой связи между источником и приемником и используют протокол усиления и прямой ретрансляции для повышения производительности системы. В отличие от [91], автором диссертации используется несколько узлов ретрансляции с селективной ретрансляцией с декодированием и прямой передачей и рассматриваем прямую связь между источником и приемником. Кроме того, в отличие от [91], в данной работе производится сравнение производительности ОБПИМ протоколов с временным переключением и разделением мощности на основе частоты появления ошибок (BER), вероятности сбоя, количества энергии, собранной в узлах ретрансляции, мощности передачи узлов ретрансляции и, наконец, общей пропускной способности выхода на основе максимального соотношения объединения в пункте назначения.

В разделе 1.2 будет проведен анализ производительности двух архитектур приемников ОБПИМ, протоколов с временным переключением и разделением мощности в сетях кооперативной связи с беспроводным питанием. Информация,

полученная из этого раздела, будет использована в главах 2,3,4 и 5 для определения наиболее подходящих методов сбора энергии, т.е. ОБПИМ-РМ, ОБПИМ-ВП, БПЭ, которые максимизируют энергоэффективность при максимальном качестве обслуживания. Рассматривается случай, в котором узел ретрансляции с ограниченным потреблением энергии собирает энергию из РЧ сигнала, передаваемого источником, и служит для помощи в передаче информации к приемнику. Используется две модели систем, Модель системы I (SMI) и Модель системы II (SMII), состоящие из источника и приемника, находящегося на расстоянии, с ретрансляторами, осуществляющими декодирование и прямую ретрансляцию, для содействия передаче информации. Для обеспечения достоверного анализа производительности между двумя протоколами ОБПИМ с временным переключением и разделением мощности обе модели системы разработаны одинаково, за исключением используемого протокола ОБПИМ. Все ретрансляторы в SMI используют протокол с временным переключением, в то время как ретрансляторы в SMII используют протокол разделением мощности. Была изучена производительность систем SMI и SMII с точки зрения частоты появления ошибок (BER), вероятности сбоя и достижимой пропускной способности выхода на основе максимального соотношения объединения в приемнике. Была оценена и исследована как вероятность сбоя, так и достижимая пропускная способность двух моделей систем в режиме передачи с ограниченной задержкой. Кроме того, для работы в режиме одновременной беспроводной передачи информации и энергии использовался протокол сбора энергии и кооперации (НТС) [90]. Рассматривали следующие случаи оценки эффективности:

- Модель системы I: прямая связь в сочетании с каналом связи, поддерживаемым ретрансляционными узлами, оснащенными протоколом с временным переключением (выходное максимальное соотношение объединения в для SMI-> $s-d+\sum_{i=1}^{R} s-r_i-d$
- Модель системы II: прямая связь в сочетании с каналом связи, поддерживаемым ретрансляционными узлами, оснащенными протоколом с разделением мощности (выходное максимальное соотношение объединения для SMII-> $s-d+\sum_{i=1}^{R} s-r_i-d$

Кроме того, предполагается, что мощность обработки, необходимая для передачи или приема сигнала схемой ретранслятора, ничтожна мала по

сравнению с передающей мощностью ретранслятора. Основной вклад этого раздела:

- Две модели системы кооперативной связи с беспроводным питанием с несколькими ретрансляторами, SMI и SMII, поддерживающими протоколы с временным переключением и разделением мощности, которые используются для одновременнго сбора энергии и обработи информации. Системы построены на ретрансляторах с декодированием и прямой передачей (DF) с ограниченным потреблением энергии для проведения сравнения производительности ОБПИМ протоколов с временным переключением и разделением мощности. Этот анализ производительности поможет избежать слепого использования протоколов ОБПИМ в системах связи.
- Получены аналитические выражения для вероятности сбоя и пропускной способности в приемнике с учетом режима передачи с ограниченной задержкой. Кроме того, полученные выражения дают дополнительную информацию о проектировании системы для изучения влияния различных параметров, таких как мощность передачи источника, расстояния между узлами, влияние канала, коэффициенты соотношения объединения и т.д. на общую производительность системы.
- Результаты численного моделирования показывающие, что протокол с временным переключением превосходит по параметрам протокол с разделением мощности на низких скоростях передачи.

1.2.3 Модель системы

В этом подразделе рассматриваются две системы кооперативной связи с беспроводным питанием (WPCCN), как показано на рис. 1.6(a) и рис. 1.7 (a), в которых передача информации между источником и приемником осуществляется с помощью ретрансляторов (R) с ограниченным потреблением энергии. Предполагается, что каждый ретранслятор в обеих моделях систем имеет одну антенну как для сбора энергии, так и для обработки

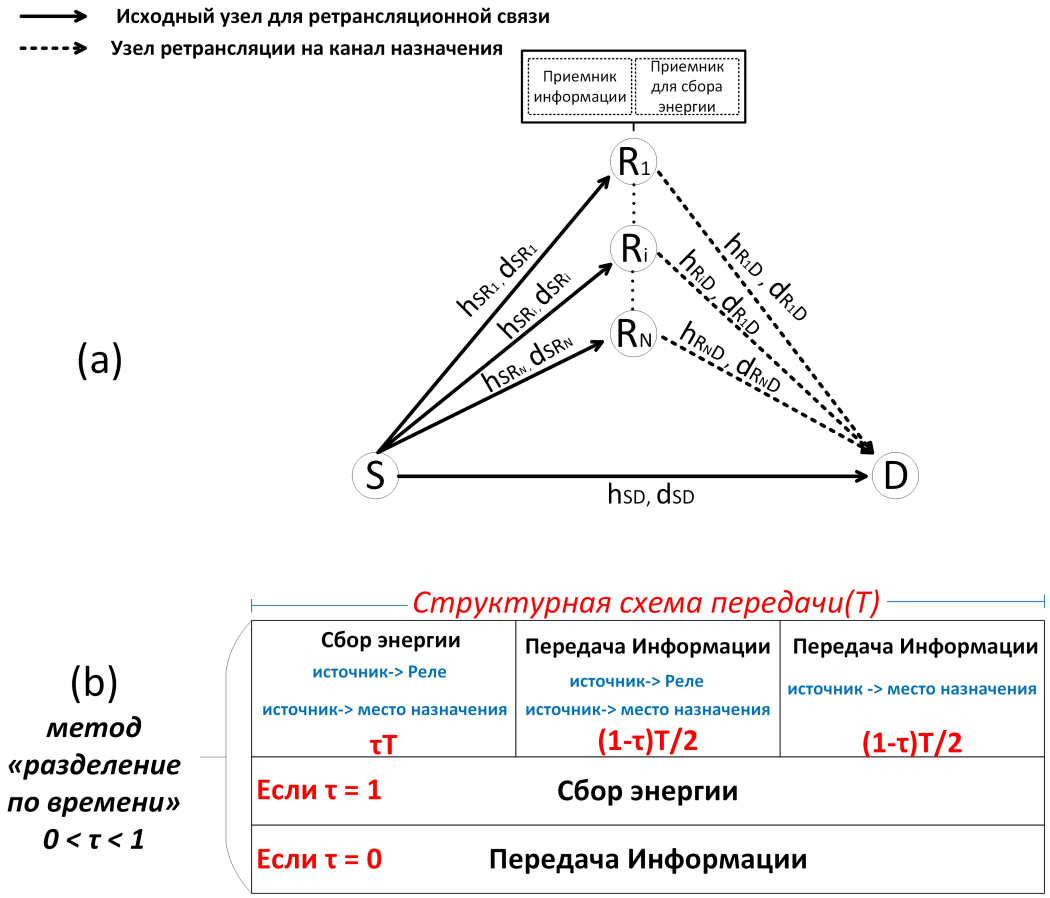


Рисунок 1.6 — Модель системы I: (a) Первая модель системы кооперативной связи с беспроводным питанием (WPCCN), с протоколом ВП-ОБПИМ, включающим N ретрансляторов сбора энергии. (b) Структура блока передачи системы с протоколом сбора энергии и кооперации (НТС) и ВП-ОБПИМ для случаев: $\tau \in (0,1)$, $\tau = 1$,и $\tau = 0$

информации. Все ретрансляторы обеспечивают протокол декодирования и прямой передачи (DF) для обработки информации и протоколом сбора энергии и кооперации (НТС) для сбора энергии, также все ретрансляторы используют собранную энергию для содействия передаче информации. Для осуществления сбора энергии все ретрансляторы в SMI обеспечивают протокол с временным переключением, в то время как ретрансляторы в SMII – протокол с разделением мощности (PS). Все каналы как в SMI, так и в SMII (s-d,s-r_i,r_i-d) подвержены Релеевскому замиранию. Соответствующие коэффициенты каналов обозначаются $\{h_{sd},h_{sr_i},h_{r_id}\} \sim \mathcal{CN}(0,\sigma^2)$, а усиление мощности канала обозначается как $\{|h_{sd}|^2,|h_{sr_i}|^2,|h_{r_id}|^2\} \sim \exp(\sigma^2)$, где $i \in \{1,..,R\}$. Аддитивный белый гауссовский шум (AWGN) с нулевым средним значением и отклонением σ^2_{xy} используется для моделирования шума n_{xy} между узлами x и yгде $x,y \in \{s,r_i,d\}$. Расстояние между каждой парой узлов связи

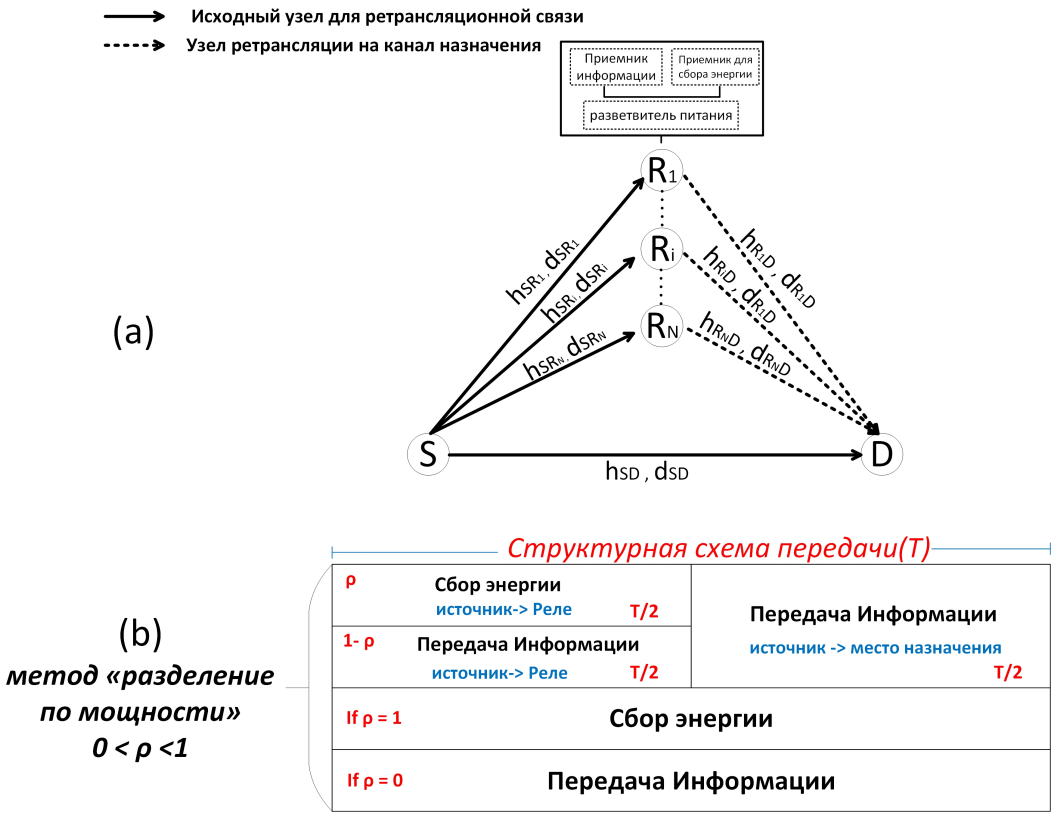


Рисунок 1.7 — Модель системы II :(a) Вторая модель системы кооперативной связи с беспроводным питанием с протоколом PM-ОБПИМ, включающая N ретрансляторов сбора энергии.(b) Структура блока передачи системы с протоколом сбора энергии и кооперации (HTC) и PM-ОБПИМ для случаев: $\rho \in (0,1)$, $\rho = 1$, и $\rho = 0$

моделируется как d_{xy}^{m}, где x,$y \in \{s,r_i,d\}\}$, а m обозначают показатель потери в тракте передачи.

Блок передачи каждой модели системы показан на рис. 1.6(b) и рис. 1.7(b). В обеих моделях систем SMI и SMII каждому блоку передачи задается длительность времени T. В SMI τ - это время, выделяемое на процесс сбора энергии, где $(0 \leq \tau \leq 1)$. В течение первых двух временных интервалов $[T\tau$ и $(1-\tau)T/2]$ приемник получает информацию от источника по прямой связи. Узлы ретрансляции собирают энергию в течение интервала времени $T\tau$ и выполняют обработку информации в течении второго интервала времени $(1-\tau)T/2$. Оставшийся третий интервал времени используется для передачи перекодированной информации от узлов ретрансляции к приемнику. В модели системы SMII половина времени $T/2$ используется источником для трансляции сигнала как на узлы ретрансляции, так и в приемник. Оставшаяся половина времени используется для передачи информации между ретрансляторами и приемником. В течение первого интервала времени $T/2$

небольшая часть разделенного принятого сигнала используется для сбора энергии, а оставшаяся часть сигнала используется для обработки информации. Коэффициент разделения мощности в модели системы SMII обозначается символом ρ, где $(0 \leq \rho \leq 1)$. В подразделе 1.2 рассматриваются следующие допущения:

- Рассматривается режим передачи с ограниченной задержкой и фиксированной скоростью передачи R бит/сек/Гц..
- Все релетрансляторные узлы оснащены конденсаторами для временного хранения собранной энергии из принятого сигнала. Предполагается, что сбор энергии осуществляется в течение всего интервала времени, заданного в реле времени, без каких-либо ограничений минимального уровня мощности принимаемого сигнала.
- Для повышения производительности системы в узлах ретрансляции обеих моделей систем используется протокол селективной ретрансляции с декодированием и прямой передачей (S - DF), а не с фиксированной ретрансляцией с декодированием и прямой передачей (DF) [96].
- Все каналы независимы, одинаково распределены и постоянны в течение всего рассматриваемого временного интервала. Использование таких каналов в данной работе мотивировано существующей литературой в данной области [90; 91].
- Предполагается, что информация о состоянии канала (CSI) доступна для максимального соотношения объединения в приемниках обеих моделей систем.

1.2.3.1 Модель системы I: ретрансляция с временным переключением

Пусть P_s обозначает мощность передачи источника. Таким образом, принятый сигнал в приемнике по прямой связи в течение периода времени

$t_{sd} = [\tau T + (1-\tau)\frac{T}{2}] = (1+\tau)\frac{T}{2}$ может быть записан в виде

$$\mathbf{y}_{sd} = \sqrt{P_s d_{sd}^{-m}} h_{sd} \mathbf{x} + \mathbf{n}_{sd}, \tag{1.3}$$

где P_s обозначает мощность передачи источника, $\mathbf{x}$ представляет собой промодулированный символ, т. е. $\mathbb{E}\{|\mathbf{x}(t)|^2\} = 1$, h_{sd} - коэффициент замирания канала при прохождении сигнала от источника к приемнику, а d_{sd}^m -расстояние между источником и приемником. Полученное соотношение «сигнал-шум» (SNR) в приемнике по прямой связи может быть представлено как:

$$\gamma_{sd} = \frac{P_s |h_{sd}|^2}{d_{sd}^m \sigma_{sd}^2}. \tag{1.4}$$

Передаваемый РЧ сигнал, принятый каждым ретрансляционным узлом, сначала используется для сбора энергии в течение интервала времени τT, а затем используется для обработки информации в течение интервала времени $(1-\tau)\frac{T}{2}$. Выпрямитель в приемных антеннах со встроенным выпрямителем выпрямляет принятый РЧ сигнал и использует выходной постоянный ток для зарядки конденсатора. Более подробную информацию об архитектуре антенн со встроенным выпрямителем можно найти в разделе 1.1.1. Предполагая, что энергия, получаемая от аддитивного белого гауссовского шума (AWGN), незначительна, количество энергии, собираемой ретрансляционным узлом r_i, может быть записано как:

$$E_{r_i} = P_s d_{sr_i}^{-m} \eta_i |h_{sr_i}|^2 \tau T, \tag{1.5}$$

где η_i $(0 < \eta < 1)$ представляет эффективность сбора энергии приемника для сбора энергии, встроенного в ретрансляционный узел R_i. Значение η_i зависит от схемы сбора энергии и процесса выпрямления приемника. Принятый для обработки информации сигнал на ретрансляционном узле r_i может быть задан:

$$\mathbf{y}_{sr_i} = \sqrt{P_s d_{sr_i}^{-m}} |h_{sr_i}| \mathbf{x} + \mathbf{n}_{sr_i}, \tag{1.6}$$

Отношение сигнал–шум принятого сигнала $\mathbf{y}_{sr_i}$ на ретрансляторе r_i можно записать в виде:

$$\gamma_{sr_i} = \frac{P_s d_{sr_i}^{-m} |h_{sr_i}|^2}{\sigma_{sr_i}^2}. \tag{1.7}$$

Мощность передачи ретранслятора r_i во время фазы восходящей линии связи во временном интервале $(1-\tau)\frac{T}{2}$ может быть представлена как:

$$P_{r_i} = E_{r_i}[(1-\tau)\frac{T}{2}] = \frac{2\eta_i P_s d_{sr_i}^{-m} |h_{sr_i}|^2 \tau}{(1-\tau)}. \tag{1.8}$$

Кроме того, как показано на рисунке 1.6, (1.8) учитывается то, что ретранслятор передает информацию в приемник только в течение выделенного интервала времени $(1-\tau)\frac{T}{2}$. С учетом рассчитанной мощности передачи ретранслятором r_i, принятый сигнал в пункте назначения по каналу $s - r_i - d$ Может быть записан как:

$$\mathbf{y}_{r_i d} = \sqrt{P_{r_i} d_{r_i d}^{-m}} h_{r_i d} \widetilde{\mathbf{x}} + \mathbf{n}_{r_i d}, \tag{1.9}$$

где $\widetilde{\mathbf{x}}$ обозначен восстановленный символ с использованием двухпозиционной фазовой манипуляции (BPSK) ретрансляционным узлом r_i после декодирования сигнала, полученного от источника по протоколу селективной ретрансляции с декодированием и прямой передачей (S-DF). Таким образом, значение «сигнал-шум» принятого сигнала $\mathbf{y}_{r_i d}$ может быть записано как:

$$\gamma_{r_i d} = \frac{P_{r_i} |h_{r_i d}|^2}{d_{r_i d}^m \sigma_{r_i d}^2} = \frac{2\eta_i \tau P_s d_{sr_i}^{-m} d_{r_i d}^{-m} |h_{sr_i}|^2 |h_{r_i d}|^2}{\sigma_{r_i d}^2 (1-\tau)}. \tag{1.10}$$

В конце каждого периода времени передачи T комбинированный выходной сигнал детектора с использованием максимального соотношения объединения в приемнике может быть записан как:

$$\mathbf{y}_m = \zeta_{sd} \mathbf{y}_{sd} + \sum_{i=1}^{R} \zeta_{r_i d} \mathbf{y}_{r_i d}, \tag{1.11}$$

где ζ_{sd} и $\zeta_{r_i d}$ представляют собой коэффициенты объединения, предназначенные для получения максимального суммарного значения объединенного отношения «сигнал-шум», соответствующего коэффициенту замирания каналов связи. Расчеты коэффициентов максимального соотношения объединения ζ_{sd} и $\zeta_{r_i d}$ представлены в Главе 4. Таким образом, мгновенное объединенное значение «сигнал-шум» выходного сигнала, полученного с помощью максимального

соотношения объединения имеет вид:

$$\gamma_m = \gamma_1 + \gamma_2, \tag{1.12}$$

где

$$\gamma_1 = \frac{\mathbb{E}|\zeta_{sd}\sqrt{\frac{P_s}{d_{sd}^m}}|h_s d||^2}{\mathbb{E}|\zeta_{sd}\mathbf{n}_{sd}|^2} = \frac{\zeta_{sd}^2 P_s d_{sd}^{-m}|h_{sd}|^2}{\zeta_{sd}^2\sigma_{sd}^2} = \frac{P_s d_{sd}^{-m}|h_{sd}|^2}{\sigma_{sd}^2}, \tag{1.13}$$

и

$$\gamma_2 = \sum_{i=1}^{R}\gamma_{r_i d} = \sum_{i=1}^{R}\frac{\mathbb{E}|\zeta_{r_i d}\sqrt{P_{r_i} d_{r_i d}^{-m}}h|_{r_i d}||^2}{\mathbb{E}|\zeta_{r_i d(ts)}\mathbf{n}_{r_i d}|^2} = \sum_{i=1}^{R}\frac{P_{r_i} d_{r_i d}^{-m}|h_{r_i d}|^2}{\sigma_{r_i d}^2}. \tag{1.14}$$

После преобразований, получаем в общем виде следущее:

$$\gamma_m = \frac{P_s d_{sd}^{-m}|h_{sd}|^2}{\sigma_{sd}^2} + \sum_{i=1}^{R}\frac{P_{r_i} d_{r_i d}^{-m}|h_{r_i d}|^2}{\sigma_{r_i d}^2}. \tag{1.15}$$

1.2.3.2 Модель системы II: ретрансляция с разделением мощности

На рисунке 1.7(b) показано распределение интервалов времени работы протокола с разделением мощности как для обработки информации, так и для сбора энергии для каждого узла ретрансляции. Первая половина периода передачи $T/2$ используется для передачи информации между источником и узлами ретрансляции, а вторая - для передачи информации между узлами ретрансляции и приемником. Согласно протоколу PM-ОБПИМ, в течение первой половины периода, часть принятого сигнала от источника используется для сбора энергии, а оставшаяся часть сигнала используется для обработки информации. Коэффициент разделения сигнала определяется в соответствии с коэффициентом разделения мощности, обозначенным символом ρ. Таким образом, ρP_s используется для сбора энергии, а оставшаяся $(1-\rho)P_s$ используется для обработки информации в каждом узле ретрансляции, где $0 \leq \rho \leq 1$. Аналогично SMI, вся собранная энергия в течение интервала времени $T/2$ будет использоваться для передачи информации в приемник. В следующем подразделе анализируется ОБПИМ протокол с разделением

мощности, позволяющий собрать энергию и обработать информацию на каждом ретрансляционном узле и приемнике, соединяющихся по прямой связи. Принятый по прямой связи сигнал в приемнике в течение периода времени $T/2$ можно представить в виде:

$$\mathbf{y}_{sd} = \sqrt{P_s d_{sd}^{-m}} h_{sd}\mathbf{x} + \mathbf{n}_{sd}. \tag{1.16}$$

Отношение «сигнал-шум» в приемнике, полученный по прямой связи, будет выглядеть как:

$$\gamma_{sd} = \frac{P_s d_{sd}^{-m} |h_{sd}|^2}{\sigma_{sd}^2}. \tag{1.17}$$

Разветвитель мощности, установленный в приемнике, разделяет принятый сигнал на две части в зависимости от соотношения $\rho : 1-\rho$. Часть принятого сигнала $\sqrt{\rho}\mathbf{y}_{sr_i}$ используется для сбора энергии, в то время как оставшаяся часть $\sqrt{(1-\rho)}\mathbf{y}_{sr_i}$ принятого сигнала используется для обработки информации. Таким образом, принятый каждым ретрансляционным узлом сигнал может быть записан в виде:

$$\mathbf{y}_{sr_i} = \sqrt{P_s d_{sr_i}^{-m}} h_{sr_i}\mathbf{x} + \mathbf{n}_{sr_i}. \tag{1.18}$$

Здесь доля принятого сигнала $\sqrt{\rho P_s d_{sr_i}^{-m}} h_{sr_i}\mathbf{x}(t) + \sqrt{\rho}\mathbf{n}_{sr_i}$, используемая для сбора энергии. Принимаем, что энергия, получаемая от аддитивного белого гауссовского шума (AWGN), незначительна. Таким образом, количество собранной энергии в каждом ретрансляторе r_i:

$$E_{r_i} = \eta\rho P_s d_{sr_i}^{-m} |h_{sr_i}|^2 (T/2). \tag{1.19}$$

Оставшаяся часть разделенного сигнала, используемого для обработки информации, может быть представлена как:

$$\mathbf{y}_{sr_i} = \sqrt{(1-\rho) P_s d_{sr_i}^{-m} d_{sr_i}^{m}} h_{sr_i}\mathbf{x} + \mathbf{n}_{sr_i}. \tag{1.20}$$

Значение отношения сигнал–шум разделенного сигнала будет иметь вид:

$$\gamma_{sr_i} = \frac{(1-\rho) P_s d_{sr_i}^{-m} |h_{sr_i}|^2}{\sigma_{sr_i}^2}. \tag{1.21}$$

Используя уроавнение для собранной энергии (1.19), мощность передачи каждого узла ретрансляции можно рассчитать как:

$$P_{r_i} = \frac{E_{r_i}}{T/2} = \eta\rho P_s d_{sr_i}^{-m} |h_{sr_i}|^2. \tag{1.22}$$

Принятый сигнал в приемнике может быть записан в виде:

$$\mathbf{y}_{r_i d} = \sqrt{P_{r_i} d_{r_i d}^{-m}} h_{r_i d} \widetilde{\mathbf{x}} + \mathbf{n}_{r_i d}. \tag{1.23}$$

Следовательно, значение отношения «сигнал-шум» для сигнала может быть записано с помощью:

$$\gamma_{r_i d} = \frac{P_{r_i} d_{r_i d}^{-m} |h_{r_i d}|^2}{\sigma_{r_i d}^2}. \tag{1.24}$$

Подставив (1.22) в (1.24), значение отношения «сигнал-шум» принятого в приемнике по вспомогательной линии связи с ретрансляцией сигнала будет иметь вид:

$$\gamma_{r_i d} = \frac{\eta\rho P_s d_{sr_i}^{-m} d_{r_i d}^{-m} |h_{sr_i}|^2 |h_{r_i d}|^2}{\sigma_{r_i d}^2}. \tag{1.25}$$

Следовательно, в конце каждого периода передачи T, принимая во внимание (1.17) и (1.25), максимальное соотношения объединения выходного сигнала детектора приемника может быть записано как:

$$\mathbf{y}_m = \zeta_{sd} \mathbf{y}_{sd} + \sum_{i=1}^{R} \zeta_{r_i d} \mathbf{y}_{r_i d}, \tag{1.26}$$

где ζ_{sd} и $\zeta_{r_i d}$ представляют собой коэффициенты объединения при максимальном соотношении объединения, которые далее будут рассмотрены в разделе V. Рассматривая уравнения (1.16) и (1.23), мгновенное объединенное значение «сигнал-шум» выходного сигнала может быть представлено как:

$$\gamma_m = \gamma_1 + \gamma_2, \tag{1.27}$$

где аналогично (1.13) и (1.14), γ_1 и γ_2 могут быть записаны как:

$$\gamma_1 = \frac{\mathbb{E}|\zeta_{sd}\sqrt{P_s d_{sd}^{-m}}h_s d|^2}{\mathbb{E}|\zeta_{sd}\mathbf{n}_{sd}|^2} = \frac{\zeta_{sd}^2 P_s |h_{sd}|^2}{\zeta_{sd}^2 d_{sd}^m \sigma_{sd}^2} = \frac{P_s d_{sd}^{-m}|h_{sd}|^2}{\sigma_{sd}^2}, \tag{1.28}$$

и

$$\gamma_2 = \sum_{i=1}^{R}\gamma_{r_i d} = \sum_{i=1}^{R}\frac{\mathbb{E}|\zeta_{r_i d}\sqrt{P_{r_i} d_{r_i d}^{-m}}h_{sr_i}|^2}{\mathbb{E}|\zeta_{r_i d}\mathbf{n}_{r_i d}|^2} = \sum_{i=1}^{R}\frac{\eta\rho P_s d_{sr_i}^{-m} d_{r_i d}^{-m}|h_{sr_i}|^2|h_{r_i d}|^2}{\sigma_{r_i d}^2}. \tag{1.29}$$

Следовательно, рассматривая уравнения (1.28) и (1.29), мгновенное объединенное значение «сигнал-шум» выходного сигнала:

$$\gamma_m = \frac{P_s d_{sd}^{-m}|h_{sd}|^2}{\sigma_{sd}^2} + \sum_{i=1}^{R}\frac{\eta\rho P_s d_{sr_i}^{-m} d_{r_i d}^{-m}|h_{sr_i}|^2|h_{r_i d}|^2}{\sigma_{r_i d}^2}. \tag{1.30}$$

1.2.3.3 Максимальное соотношения объединения (MRC) детектора в приемнике

Обработка, выполняемая в приемнике, играет важную роль в поддержании достижимой пропускной способности системы. Сигналы, поступающие по разным путям, необходимо конструктивно объединять для повышения общей производительности системы [97]. Основная цель максимального соотношения объединения детектора приемника состоит в обработке нескольких сигналов, полученных по прямой линии связи и с помощью ретрансляции, для получения результирующего сигнала лучшего качества или с минимальной вероятностью сбоя для каждого принятого сигнала. В наших моделях систем мы линейно объединяем принятые сигналы таким образом, чтобы отношение «сигнал-шум» было максимальным на выходе детектора после максимального соотношения объединения. Принимая, что количество сигналов S должно быть объединено в сигнал y_m, выходной сигнал можно представить как:

$$\mathbf{y}_m = \sum_{i=1}^{S}\psi_i e^{\alpha}\mathbf{y}_i, \tag{1.31}$$

где ψ_i - обозначает коэффициент объединения, e^{α}- используется для синфазирования принимаемых сигналов, $\mathbf{y}_i = Ph_i\mathbf{x} + \mathbf{n}_i$- представляет принятые сигналы с мощностью P, h_i-коэффициент замирания канала и $\mathbf{n}_i$-шум в канале. Из уравнения (1.31), объединенное значение «сигнал-шум» выходного сигнала, полученного с помощью максимального соотношения объединения имеет вид:

$$\gamma_m = \sum_{i=1}^{S} \frac{(\psi_i P|h_i|)^2}{N_0 \psi_i^2}, \tag{1.32}$$

где N_0-нормализованная дисперсия шума принимаемого сигнала. Однако коэффициент максимального соотношения объединения увеличивает как числитель, так и знаменатель в уравнении (1.32), что приводит к максимизации шума канала. Максимизация коэффициентов может быть выполнена с использованием неравенства Коши-Шварца, как [98],

$$\left(\sum_{i=1}^{S}(\psi_i P h_i)^2\right) \leq \left(\sum_{i=1}^{S}\psi_i^2\right)\left(\sum_{i=1}^{S} P|h_i|^2\right). \tag{1.33}$$

Это неравенство будет верным при ψ_i равном:

$$\psi_i = \frac{\sqrt{P}h_i}{\sqrt{\sigma_i^2}}. \tag{1.34}$$

Следовательно, исходя из (1.33) и (1.34) значение «сигнал-шум» выходного максимального соотношения объединения будет:

$$\gamma_m = \sum_{i=1}^{S} \frac{P|h_i|^2}{\sigma_i^2}. \tag{1.35}$$

Следовательно, выходной сигнал детектора при максимальном соотношении объединения будет представлять сумму отношений «сигнал-шум» каждого сигнала, принятого приемником. Рассматривая уравнение (1.31)-(1.35), коэффициенты объединения ζ_{sd} и ζ_{r_id} при максимальном соотношении объединения для модели системы I (SMI) и ζ_{r_id} для модели системы II (SM II),

могут быть представлены:

$$\zeta_{sd} = \frac{1}{\sqrt{d_{sd}^{m}}} \frac{\sqrt{P_s} h_{sd}}{N_0}, \tag{1.36}$$

$$\zeta_{r_i d} = \frac{\sqrt{2 P_s \eta_i \tau} h_{s r_i} h_{r_i d}}{\sqrt{d_{s r_i}^{m} d_{r_i d}^{m} (1-\tau) N_0}}, \tag{1.37}$$

для модели системы I (SMI) и

$$\zeta_{r_i d(ps)} = \frac{\sqrt{\eta \rho P_s} h_{s r_i} h_{r_i d}}{\sqrt{d_{s r_i}^{m} d_{r_i d}^{m}} N_0}, \tag{1.38}$$

для модели системы II (SMII), где N_0 нормализованная дисперсия шума принимаемого сигнала всех принятых сигналов.

1.2.4 Анализ производительности систем

В этом подразделе мы рассмотрим схему селективной ретрансляции с декодированием и прямой передачей (S-DF), в которой отношение сигнал–шум сигналов, принятых в узлах ретрансляции, сравнивается с определенным пороговым значением отношения сигнал–шум, и если значение отношение сигнал–шум превышает пороговое значение, ретранслятор декодирует принятый сигнал и пересылает его в приемник [99]. Кроме того, рассматривается режим передачи с ограниченной задержкой, в котором пропускная способность может быть рассчитана путем оценки вероятности сбоя системы при фиксированной скорости передачи, т. е. R бит/сек. Для дальнейших расчетов, событие сбоя (OE) будет представлено с помощью:

$$OE(\gamma_{xy}, R) \longleftrightarrow MI_{xy} < R, \tag{1.39}$$

где γ_{xy} обозначает отношение «сигнал-шум» канала связи $x - y$, а $MI_{xy} = \frac{1}{2}\log_2(1+\gamma_{xy})$ - достижимую скорость передачи информации между узлами x и y.

1.2.4.1 Вероятность сбоя

Во время прямой передачи ретрансляционные узлы не используются для обработки информации, но выполняют сбор энергии, и, таким образом, вероятность сбоя определяется как:

$$\begin{aligned} P_{out_{sd}} &= Pr\{\gamma_{sd} < 2^R - 1\} = Pr\{P_s|h_{sd}|^2/\sigma_{sd}^2 < 2^R - 1\} \\ &= Pr\{|h_{sd}|^2 < \frac{(2^R-1)\sigma_{sd}^2}{P_s}\} = 1 - exp\left(\frac{(1-2^R)\sigma_{sd}^2}{P_s|h_{sd}|^2}\right). \end{aligned} \tag{1.40}$$

В схеме селективной ретрансляции с декодированием и прямой передачей (S-DF), если значение отношения «сигнал-шум» каждого узла ретрансляции превышает пороговое значение, узлы ретрансляции декодируют информацию и передают ее в приемник. В случае, если значение отношения «сигнал-шум» узлов ретрансляции меньше определенного порогового значения, узлы ретрансляции не задействуются, и передача информации в приемник происходит только по прямой связи. Во временном интервале, когда ретрансляционные узлы работают, приемник получает несколько копий сообщения по прямым и вспомогательным каналам ретрансляционных узлов. В приемнике используется метод максимального соотношения объединения используется для получения максимального общего коэффициента отношения сигнал – шум в комбинациях каналов связи ($s - d + \sum_{i=1}^{R} s - r_i - d$). Таким образом, событие сбоя на выходе детектора с максимальным соотношением объединения будет [96]:

$$\left[OE(\gamma_{sd},2R)\bigcap_{i=1}^{R}OE(\gamma_{sr_i})\right]\bigcup_{i=1}^{R}\left[OE^c(\gamma_{sr_i},2R)\cap OE(\gamma_{r_id}+\gamma_{sd},2R)\right], \tag{1.41}$$

где событие сбоя OE^c представляет собой комплиментарное событие сбоя. Поэтому, учитывая событие сбоя в (1.41), вероятность отключения может быть

представлена как:

$$P_{out} = \left[Pr\{OE(\gamma_{sd},2R)\}\prod_{i=1}^{R} Pr\{OE(\gamma_{sr_i},2R)\}\right] + \sum_{i=1}^{R}\left[Pr\{OE^c(\gamma_{sr_i},2R)\}Pr\{OE(\gamma_{sd}+\gamma_{r_id},2R)\}\right], \tag{1.42}$$

где h_{sd}, h_{sr_i} и h_{r_id} взаимно независимы. Тогда, вероятность сбоя приближенно равна:

$$P_{out} = (2^{2R}-1)^2 \frac{d_{sd}^m \sigma_{sd}^2}{P_s|h_{sd}|^2}\prod_{i=1}^{R}\left[\frac{d_{sr_i}^m \sigma_{sr_i}^2}{P_s|h_{sr_i}|^2} + \frac{d_{r_id}^m \sigma_{r_id}^2}{2P_r|h_{r_id}|^2}\right]. \tag{1.43}$$

Доказательство (1.43) приведено в Приложении А. Учитывая (1.43), вероятность сбоя сигнала на выходе детектора приемника при максимальном соотношении объединения, работающего по протоколу ВП-ОБПИМ с прямой связью, может быть приблизительно задана:

$$P_{out_{(SMI)}} \approx (2^{2R}-1)^2 \frac{d_{sd}^m \sigma_{sd}^2}{P_s|h_{sd}|^2}\prod_{i=1}^{R}\left[\frac{d_{sr_i}^m \sigma_{sr_1}^2}{P_s|h_{sr_1}|^2} + \frac{(1-\tau)d_{sr_i}^m d_{r_id}^m \sigma_{r_id}^2}{4\eta_i \tau P_s|h_{r_id}|^2 h_{sr_i}}\right]. \tag{1.44}$$

Аналогично, мы можем получить вероятность сбоя сигнала на выходе детектора приемника при максимальном соотношении объединения, работающего по протоколу РМ–ОБПИМ с прямой связью следующим образом:

$$P_{out_{(SMII)}} \approx (2^{2R}-1)^2 \frac{d_{sd}^m \sigma_{sd}^2}{P_s|h_{sd}|^2}\prod_{i=1}^{R}\left[\frac{\sigma_{sr_i}^2}{P_s|h_{sr_i}|^2} + \frac{d_{sr_i}^m d_{r_id}^m \sigma_{r_id}^2}{2\eta_i \rho P_s|h_{r_id}|^2 h_{sr_i}}\right]. \tag{1.45}$$

1.2.4.2 Реально достижимая пропускная способность в пункте назначения

В предлагаемой системе мы используем режим передачи с ограниченной задержкой. Таким образом, пропускная способность зависит от вероятности сбоя при фиксированной скорости передачи R, которая может быть рассчитана

как

$$T_{put} = (1 - P_{out})Rt_s, \tag{1.46}$$

где R - фиксированная скорость передачи, P_{out}- вероятность сбоя системы, t_s-активное время передачи задается символом. Эффективная скорость передачи данных по прямым и ретрансляционным каналам связи может быть записана как $R(1 - P_{out_{(SMI)}})$ и $R(1 - P_{out_{(SMII)}})$ для каждой из моделей систем SM I и SM II соответственно. Однако эффективная пропускная способность системы может быть рассчитана как произведение скорости передачи и периода времени передачи информации по восходящей линии связи [90]. Поэтому, основываясь на приблизительном расчете вероятности сбоя SMI в уравнении (1.45) и с учетом рисунка 1.6, средняя пропускная способность SMI может быть выражена как:

$$T_{put_{(SMI)}} \approx R(1 - P_{out_{(SMI)}}). \tag{1.47}$$

Аналогично, мы можем найти среднюю пропускную способность SMI следующим образом:

$$T_{put_{(SMII)}} \approx \beta(1 - P_{out_{(SMII)}}). \tag{1.48}$$

1.2.5 Результаты численного моделирования

В этом разделе приведены результаты численного моделирования, которые должны подтвердить теоретический анализ, описанный в разделах 1.2.3 и 1.2.4. В результатенеобходимо сравнивнить различия в производительности обеих моделей систем, оснащенных протоколами ВП-ОБПИМ и РМ-ОБПИМ, соответственно. Все результаты моделирования основаны на анализе выходного сигнала детектора при максимальном соотношении объединения. В ОБПИМ расстояния между каждым из узлов в предлагаемой модели имеют решающее значение, поскольку определяют ослабление энергии принимаемого сигнала. Кроме того, эффективность сбора энергии схемы также играет большую роль при определении количества энергии, которое может быть собрано из принятого сигнала. Поэтому, для проведения корректного сравнения, все ретрансляторы были

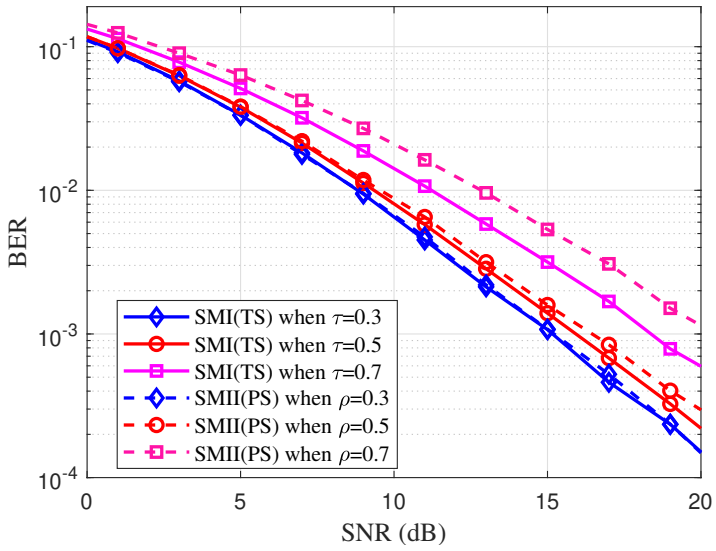


Рисунок 1.8 — Сравнение частоты появления ошибок (BER) значений при максимальном соотношении объединения для SMI и SMII для трех случаев: $(\tau,\rho) \in (0.3,0.5,0.7)$

приняты идентичными по параметрам, включая расстояние между узлами, эффективность сбора энергии в цепях и длительность передачи. Если не указано иное, при моделировании были установлены фиксированная скорость передачи источника $R = 3$ бита/сек в режиме передачи с ограниченной задержкой, эффективность сбора энергии ретрансляционных узлов $\eta = 0.9$, мощность передачи источника $P_s = 30$ дБм, что соответствует 1 Вт.Кроме того, был использован показатель потери в тракте передачи 2.7, аналогичный по значению показателю городской сотовой сети [100], а расстояния d_{sr_i} и d_{r_id} нормированы к единице измерения, где d_{sd}=d_{sr_i}+d_{r_id} и d_{sr_i}=d_{r_id}=10 м. Для простоты реализации была рассмотрена идентичная дисперсия шума как и у аддитивного белого гауссовского шума(AWGN) в премнике и на ретрансляционных узлах, где $\sigma^2_{sr_i} = \sigma^2_{r_id}$ и $\sigma^2_{sd} = \sigma^2_{sr_i} + \sigma^2_{r_id}$. Кроме того, во время каждого моделирования было принято, что потребляемая мощность схемы ретрансляции незначительна, и для всех симуляций использовалось по два ретрансляционных узлаузла для каждой из моделей систем SMI и SMII.

Рисунок 1.8 иллюстрирует частоту появления ошибок (BER) для моделей систем SMI и SMII в соответствии с различными значениями отношения сигнал - шум и при $(\tau,\rho) \in (0.3,0.5,0.7)$. Как показано на рис. 1.8, и модели систем SMI и SMII имеют почти одинаковые значения частоты появления ошибок (BER) при τ и ρ равным 0.3. В случае, если значения и меньше 0,3, частота появления ошибок (BER) становится сопоставима с частотой появления

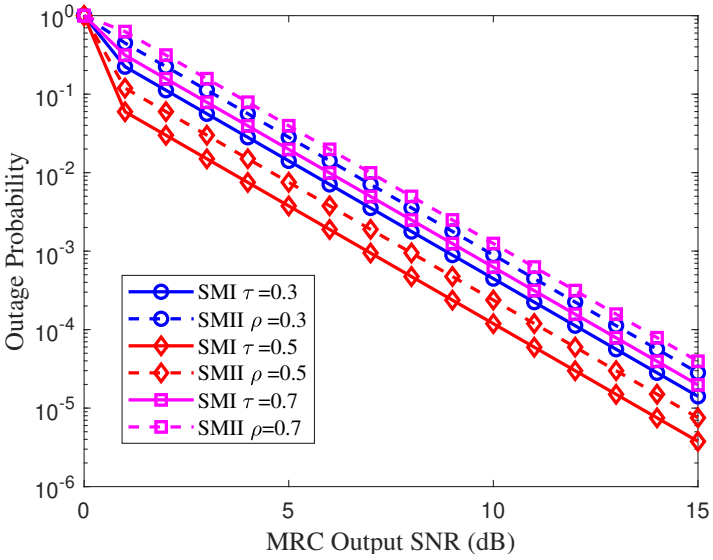


Рисунок 1.9 — Сравнение вероятности сбоя при максимальном соотношении объединения для моделей систем SMI и SMII для трех случаев:$(\tau,\rho) \in (0.3,0.5,0.7)$

ошибок (BER) прямой связи для обеих моделей систем SMI и SMII из-за недостаточной мощность передачи ретрансляционных узлов. Низкая частота появления ошибок (BER) для обеих модели систем SMI и SMII характерина при τ и ρ равных 0.7. Из рисунка 1.8 видно, что SMI с временным переключением лучше SMII с разделением мощности по показателю частоты появления ошибок (BER).

На рисунке 1.9 представлена зависимость вероятности сбоя моделей систем SMI и SMII для разных значений τ и ρ, где $(\tau,\rho) \in (0.3,0.5,0.7)$. Выражения в замкнутой форме для нахождения вероятности сбоя для моделей систем SMI и SMII, приведенные в (1.44) и (1.45), используются для получения результатов, показанных на рисунке 1.9. Интересно отметить, что разница вероятностей сбоя между моделями систем SMI и SMII становится постоянной, т.к. отношение «сигнал-шум» при максимальном соотношении объединения детектора увеличивается. Рисунок 1.9 демонстрирует, что вероятность сбоя модели системы I (SMI) с временным переключением ниже, чем у модели системы II (SMII) с разделением мощности. Более того, для обеих моделей систем SMI и SMII характерна самоя низкая вероятность сбоя при τ и ρ равных 0.5. Независимо от того были ли значения τ и ρ больше или меньше 0.5, нименьшая вероятность сбоя достигается при равентстве этих величин значению 0.5, это связано с ограниченностью ресурсов, задействованных для передачи информации в ретрансляционных узлах.

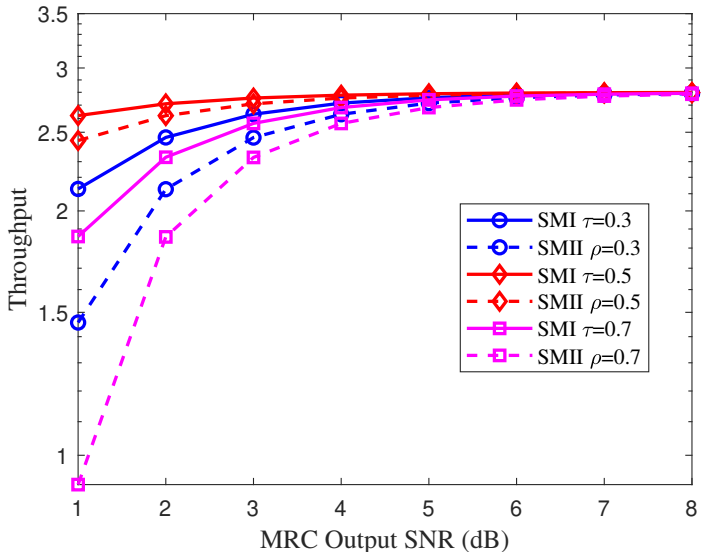


Рисунок 1.10 — Сравнение достижимой пропускной способности при максимальном соотношении объединения для моделей систем SMI и SMII для трех случаев:(τ,ρ) $\in$ (0.3,0.5,0.7)

На рис. 1.10 показана пропускная способность обеих моделей систем SMI и SMII в режиме передачи с ограниченной задержкой в зависимости от различных значений соотношение «сигнал-шум» на детекторе при максимальном соотношении объединения. Поскольку оптимальная пропускная способность напрямую зависит от вероятности сбоя в режиме передачи с ограниченной задержкой, как отражено в формулах (1.47) и (1.48), следовательно на рисунке 1.10 показаны изменения, аналогичные рисунку 1.9. При более высоких значениях отношения сигнал–шум обе системы достигают одинакового значения пиковой пропускной способности и сохраняют это состояние. Это связано с тем, что более высокие значения отношения сигнал–шум при максимальном соотношении объединения непосредственно влияют на общую вероятность сбоя, вероятность стремится к нулю, и, следовательно, влияние вероятности сбоя на пропускную способность становится нулевым. При более высоких значениях отношения сигнал – шум обе системы достигают одинакового значения пиковой пропускной способности и сохраняют это состояние. Это связано с тем, что более высокие значения отношения сигнал – шум при максимальном соотношении объединения непосредственно влияют на общую вероятность сбоя, вероятность стремится к нулю, и, следовательно, влияние вероятности сбоя на пропускную способность становится нулевым. Кроме того, как и на рис. 1.9, наибольшая пропускная

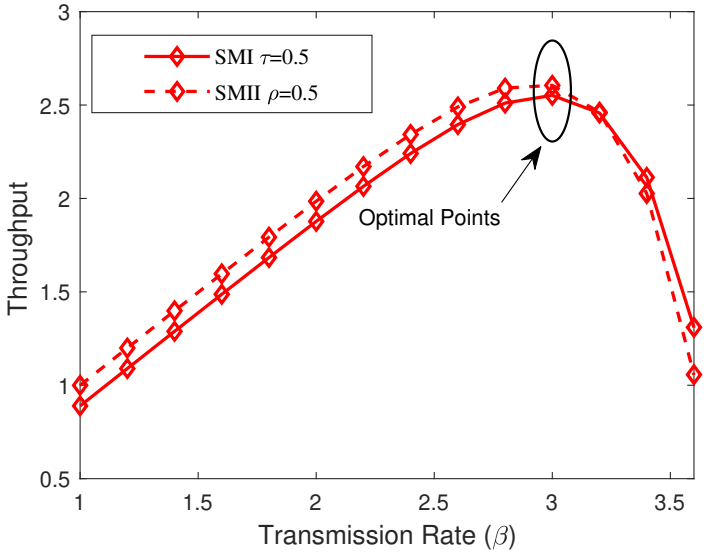


Рисунок 1.11 — Пропускная способность моделей систем SMI и SMII в режиме передачи с ограниченной задержкой для разных скоростей передачи R. параметры: $P_s = 1$ Вт и $\eta = 0.9$

способность в нижнем диапазоне отношения сигнал–шум для обеих моделей систем SMI и SMII наблюдается при τ и ρ равных 0.5.

На рисунке 1.11 показана оптимальная пропускная способность для моделей систем SMI и SMII при τ и τ равных 0.5 в режиме передачи с ограниченной задержкой для разных скоростей передачи источника, R биты/сек/Гц. На рис. 1.11 показано, что оптимальное значение пропускной способности увеличивается до определенного значения как в модели системы SMI, так и в модели системы SMII, а затем при более высоких значениях R начинает уменьшаться. Увеличение пропускной способности происходит из-за зависимости пропускной способности от скоростей передачи источника R, как было описано в выражениях (1.47) и (1.48). В то же время при больших скоростях передачи приемнику не удается точно декодировать большие объемы данных за ограниченное время, что приводит к увеличению вероятности сбоя, чтов свою очередь приводит к снижению пропускной способности. Кроме того, из рисунка 1.11 видно, что на более низких скоростях передачи модель системы SMII с разделением мощности имеет более высокую пропускную способность по сравнению с SMI с временным переключением. Однако при более высоких скоростях передачи модель системы SMI с временным переключением показывает более высокую пропускную способность по сравнению с моделью системы SMII с разделением мощности, что объясняет поведение графиков, приведенных на рисунках 1.9 и 1.10.

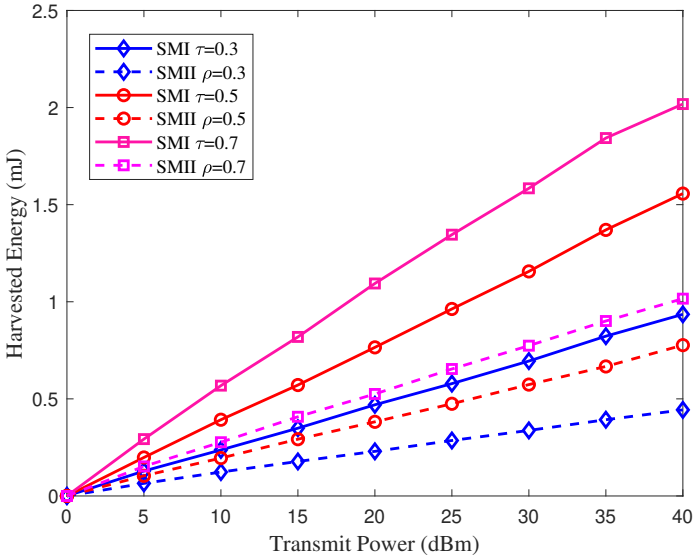


Рисунок 1.12 — Сравнение количества энергии, собранной на одном ретрансляционном узле в модели системы I (SMI) с временным переключением (TS) и модели системы II (SMI) с разделением мощности (PS) для трех случаев: $(\tau,\rho) \in (0.3,0.5,0.7)$

На рис. 1.12 приведен график количества энергии, собранной в ретрансляционных узлах при различных значениях мощности передачи источника P_s в диапазоне от 1 до 40 дБм. Согласно рисунку 1.12, ретрансляционные узлы, реализующие протокол с временным переключением, потребляют большее количество энергии по сравнению с узлами ретрансляции с поддержкой протокола с разделением мощности. Наибольшее количество энергии, собираемое при реализации протокола с временным переключением, наблюдается при $\tau = 0.7$, в то время как наименьшее количество энергии, собранной узлом ретрансляции с поддержкой протокола с разделением мощности - при $\rho = 0.3$. С другой стороны, наибольшее количество энергии, собранной с поддержкой протокола с разделением мощности, меньше, чем количество энергии, собранной с поддержкой протокола с временным переключением, когда $\tau = 0.5$. Таким образом, протокол с временным переключением потребляет больше энергии по сравнению с протоколом с разделением мощности при равных значениях τ и ρ.

Учитывая все результаты численного моделирования, проиллюстрированные на рис. 1.8, 1.9, 1.10, 1.11 и 1.12, можно сделать вывод, что на низких скоростях передачи модель системы I (SMI) с временным переключением превосходит модель системы II (SMII) с разделением мощности по показателям производительности таким, как частота появления ошибок

(BER), вероятность сбоя и пропускная способность. Однако на высоких скоростях передачи модель системы I (SMI) имеет лучшую производительность по сравнению с SMI. Следовательно, необдуманное использование протоколов ОБПИМ в системах кооперативной связи может привести к значительному снижению общей производительности системы при наличии прямой связи между источником и получателем. Также следует отметить, что при интеграции ОБПИМ в сети связи необходимо оптимизировать такие параметры ОБПИМ протокола, как коэффициент временного переключения, коэффициент разделения мощности, для достижения лучшей производительности приемника. Поэтому в следующих главах будет выбран ОБПИМ протокол в зависимости от предлагаемой настройки связи и описаны методы оптимизации для определения оптимальных параметров ОБПИМ для повышения общей производительности системы.

Глава 2. Автономная Полнодуплексная схема с использованием беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) для кооперативных беспроводных ретрансляционных сетей

2.1 Введение

Использование БПЛА в качестве ретранслятора для помощи при передаче информации между исходным узлом и пунктом назначения является одним из трех способов использования БПЛА в инфраструктурах беспроводной связи следующего поколения, особенно когда нет прямой связи между источником и пунктом назначения. Отход от традиционных статических ретрансляторов происходит из-за различных факторов, в том числе: высокие затраты на техническое обслуживание и невозможность выполнения современных требований, таких как реагирование в условиях чрезвычайных ситуаций, которые требуют ресурсов для мероприятий небольшой продолжительности (концерты, митинги и т. п.) с предварительным уведомлением (за несколько дней до начала) о проведении, но с высокой загрузкой системы связи. В отличие от статических ретрансляторов, мобильные ретрансляторы обеспечивают гибкость с точки зрения проектирования системы и повышения производительности. Беспилотный летательный аппарат (БПЛА) в качестве ретранслятора был впервые предложен в [6] для военного воздушного применения. Когда требуется непрерывное покрытие сети, БПЛА может использоваться в качестве ретранслятора для облегчения передачи информации между двумя узлами связи в существующей инфраструктуре, которые не имеют прямой связи между собой. В [101] авторы использовали самоорганизацию в качестве перспективной парадигмы для разработки эффективных сетей ретрансляции с использованием БПЛА для приложений военного назначения. Использование БПЛА в качестве промежуточного узла для традиционной наземной связи предоставляет дополнительные преимущества в виде передачи информации на ближние дистанции и нахождение ретрансляторов в зоне прямой видимости.

Интеграция традиционных механизмов сбора энергии с БПЛА, таких как солнечная энергия, ветер и т. п., для повышения энергоэффективности

может привести к значительному увеличению общего веса БПЛА из-за дополнительного веса, вносимого аппаратными средствами модулей для сбора энергии. Это напрямую влияет на характеристики мобильности БПЛА, ограничивая маневренность и срок службы. Кроме того, учитывая непредсказуемый характер природных источников энергии, нет возможности гарантировать ожидаемую энергоэффективность во время эксплуатации БПЛА. Таким образом, механизм сбора РЧ энергии является лучшим вариантом и обеспечивает современное решение проблемы разрядки БПЛА. Кроме того, исследователи также сосредоточены на повышении энергоэффективности БПЛА за счет оптимизации траектории и различных возможностей передачи данных. Ретрансляционная сеть БПЛА с усилением и прямой передачей была рассмотрена в [102], в ней авторы оптимизировали траекторию и мощность передачи БПЛА, чтобы минимизировать вероятность сбоя и повысить энергоэффективность. Сотовая система с использованием БПЛА, в которой один БПЛА выполняет зондирование и передачу данных на базовую станцию, была исследована в [103]. Авторы максимизировали энергоэффективность БПЛА за счет оптимизации зондирования и передачи информации.

2.1.1 Мотивация и вклад

В современной литературе, посвященной связи 5го поколения, был приведен теоретический анализ, практическая реализация и возможные способы применения беспроводной передачи мощности и беспроводной передачи информации и энергии (ОБПИМ). Однако для установок беспроводной связи может оказаться недостаточным количество энергии, которое собрано только с помощью ОБПИМ. Таким образом, в этой главе мы предлагаем комплексную систему сбора энергии, охватывающую распределение ресурсов и оптимизацию для системы беспроводной связи, в которой БПЛА выступает в качестве ретрансляционного узла. Полнодуплексная связь эффективно использует ресурсы спектра, одновременно повышая общую пропускную способность системы по сравнению с полудуплексной [104]. Благодаря недавним

достижениям в области методов отмены самоинтерференций полнодуплексная связь нашла широкий спектр применений. Исследования БПЛА с поддержкой полнодуплексного режима освещены в ограниченном количестве работ, таких как [105]. В данной работе предлагается использование полнодуплексной связи в схеме кооперативной коммуникации с испоьзованием БПЛА для повышения общей производительности системы.

В этой главе мы рассмотрим систему кооперативной ретрансляционной связи, основанную на использовании БПЛА с беспроводным питанием, поддерживающую полнодуплексной режим. Хотя совместная передача на основе ОБПИМ является эффективной технологией, используемой в беспроводных системах, исследования в области энергоэффективности, затрагивающие кооперативные сети, ограничены, особенно для БПЛА. Таким образом, автором будет рассмотрена ретрансляционная сеть с использованием БПЛА, основанная на стратегии ретрансляции с декодированием и прямой передачей (DF) для "переосмысления" политики управления энергией для БПЛА. В этой главе для простоты используется линейная модель сбора энергии, интеграция нелинейной модели сбора энергии, ее плюсы и минусы должным образом рассматриваются в главе 4 данной диссертации. Литературный обзор не дал результатов по поиску источников информации, касающихся изучения и построения на физическом уровне кооперативных ретрансляционных систем связи с использованием БПЛА, имеющих автономное питание и реализующих ретрансляцию в полнодуплексном режиме. Ниже кратко излагается вклад в эту главу.

– Представлена единая система сбора энергии, т. е. использование БПЭ, ОБПИМ и самоинтерференций в сети реализующей полнодуплексный режим работы. Потребности в питании БПЛА для передачи информации полностью обеспечиваются исключительно от выделенной линии БПЭ и радиочастотного сигнала, передаваемого от источника через ВП-ОБПИМ, что делает БПЛА энергозависимым устройством. Кроме того, самоинтерференция в БПЛА используется в качестве источника для сбора энергии за счет использования помех.
– Вводится новая структура временного блока работы, чтобы встроить предложенную единую систему сбора энергии в один блок передачи.

Для этого случая были изучены сквозная вероятность сбоя и пропускная способность предлагаемой системы.

– Сформулирована задача минимизации сквозных совместных сбоев путем оптимизации профиля мощности БПЛА и 3D-траектории в плоскостях x, y, z. При этом была использована ретрансляция с декодированием и прямой передачей с учетом практической мобильности и ограничений, связанных с энергией.
– Представлены выражения в замкнутой форме для оптимальных коэффициентов временного переключения как для БПЭ, так и для ОБПИМ, с использованием множителей Лагранжа с условиями Каруша-Куна-Таккера (ККТ). Для заданного значения коэффициентов ВП получены выражения в замкнутой форме для получения оптимальной траектории в плоскостях x, y, z для минимизации вероятности сбоя.

Предлагаемая система может быть развернута для управления аварийным движением в интеллектуальных транспортных системах или для оказания помощи в аварийно-спасательных операциях; однако время полета БПЛА имеет решающее значение. Кроме того, эту схему можно использовать для объединения данных в сенсорных сетях, размещенных на сельскохозяйственных полях. Еще одно возможное применение заключается в использовании для коммуникационных приложений интернета вещей в городских условиях и для реагирования на военные бедствия. Кроме того, эта схема идеально подходит для любых других универсальных приложений на базе БПЛА, особенно в городских условиях.

2.1.2 Организация

Эта глава организована следующим образом. В разделе 2.2 представлена модель кооперативной системы связи с использованием БПЛА. В разделе 2.3 мы подробно изучаем соотношение «сигнал к сумме шума и помехи» БПЛА и другие параметры системы. Анализ производительности предлагаемой системы, включая функцию кумулятивной плотности сквозного отношения

«сигнал-шум» и достижимой пропускной способности, представлен в разделе 2.4. В разделе 2.5 получены оптимальные значения коэффициентов ВП для фиксированной траектории. Раздел 2.6 оптимизирует траекторию БПЛА при фиксированном профиле мощности. В разделе 2.7 теоретический анализ подтверждается численными результатами. Наконец, в разделе 2.8 приведены выводы по главе.

2.2 Модель системы

В этой главе разработана автономная система с использованием БПЛА с поддержкой протокола ретрансляции с декодированием и прямой передачей, как показано на рисунке 2.1. Базовая станция или источник (s) передает информацию в приемник (d) через беспилотный летательный аппарат (u) с поддержкой полнодуплексного режима, используя протокол ретрансляции с декодированием и прямой передачей. Энергия, собранная из предлагаемой единой системы, хранится во встроенных конденсаторах, и вся энергия, собранная в течение одного периода времени, должна быть израсходована для передачи сигналов в приемник [1]. Узлы s и d оснащены одной антенной, в то время как беспилотный летательный аппарат оснащен двумя антеннами. Одна антенна в БПЛА используется для приема сигнала, а другая - для передачи сигнала для поддержки одновременной двунаправленной связи в полнодуплексном режиме. Предполагается, что беспилотник мобилен в городских условиях. На функционирующий БЛПА, как показано на рисунке 2.1, влияют здания в городской среде, которые образуют препятствия и влияют на прямые связи в зоне прямой видимости. Таким образом, была принята модель канала, представленная в [106], т. е. случайную величину h_{xy} Релеевского распределения от узла x до y, где $x, y \in \{s,u,d\}$. Кроме того, предполагаем, что все каналы испытывают затмирание Релея с показателем потерь (m) при прохождении сигналом расстояний, где коэффициент усиления канала постоянен в течение каждого блока передачи T_i.

[1] Энергия, необходимая для операций обработки сигналов, таких как отмена сигнал самоинтерференции и т.д., обеспечивается встроенной батареей БПЛА.

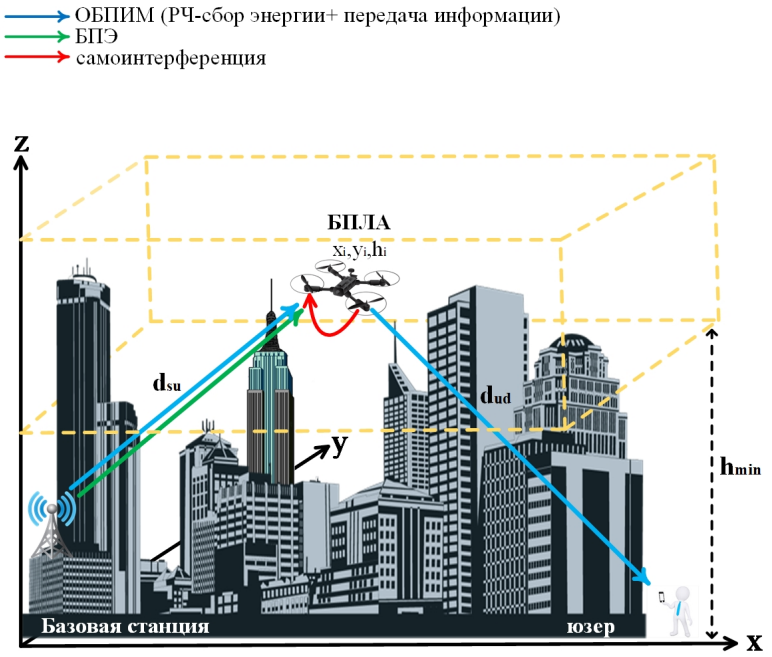


Рисунок 2.1 — Автономная система совместной связи с использованием БПЛА с поддержкой протокола ретрансляции с декодированием и прямой передачей

Для поддержки предлагаемой единой схемы сбора энергии вводится новое разделение временных интервалов, как показано на рисунке 2.2. Общее время работы БПЛА T_{tot} разделено на N равных временных интервалов, где $T_{tot} = NT_i$ и $i \in \{1,..,N\}$. Длительность каждой передачи обозначается как T. Далее T и T_i будут использоваться взаимозаменяемо, где i обозначает индекс времени. Первый интервал времени αT выделяется для БПЭ протокола, где $0 < \alpha < 1$. В течение интервала времени αT сбор энергии на БПЛА осуществляется от выделенного РЧ сигнала, полученного от источника. Оставшаяся часть времени $(1 - \alpha)T$ выделяется для ОБПИМ. Время, выделенное для ОБПИМ, далее делится еще на два временных интервала $\beta(1-\alpha)T$ и $(1-\beta)(1-\alpha)T$, где $0 < \beta < 1$. В течение временного интервала $\beta(1 - \alpha)T$ БПЛА выполняет сбор энергии от принятого информационного сигнала, переданного источником. Оставшийся интервал времени $(1 - \beta)(1 - \alpha)T$ используется для совместной передачи данных в полнодуплексном режиме. Кроме того, БПЛА применяет подавление помех для уменьшения самоинтерференции контура обратной связи, поскольку БПЛА распознает свой собственный сигнал. Кроме того, в течение последнего временного интервала $(1 - \beta)(1 - \alpha)T$ БПЛА продолжает собирать энергию от собственных помех. Таким образом, приведенное временное распределение

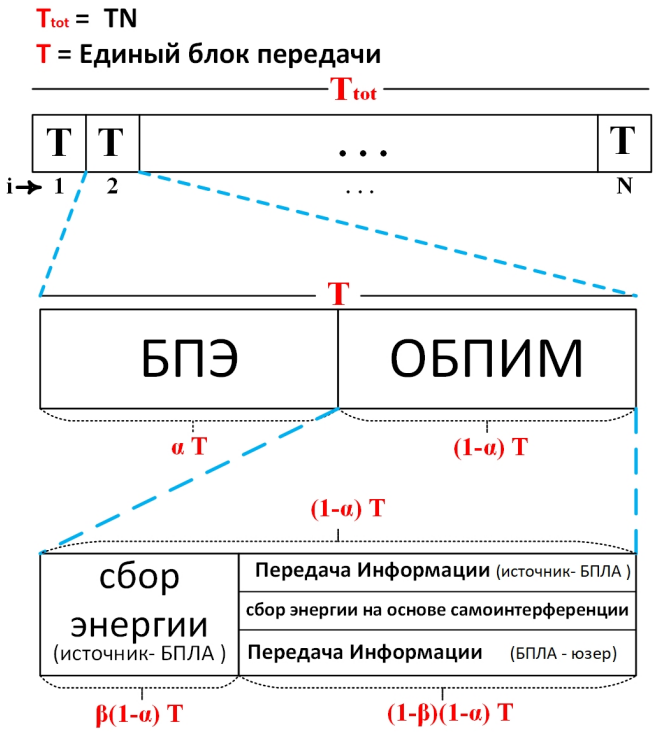


Рисунок 2.2 — Схема распределения времени предлагаемой системы, где α обозначает время, выделенное для БПЭ, а β- время, выделенное для сбора энергии в протоколе ОБПИМ-ВП

работы должно способствовать созданию единой системы сбора энергии для обеспечения дополнительного энергоснабжения.

Предполагается, что БПЛА поддерживает минимальную высоту h_{min}, необходимую для маневрирования без каких-либо препятствий на местности. Кроме того, предполагается, что h_{min} соответствует муниципальным правилам и нормам конкретного городского района. Для простоты мы не учитывали время взлета и посадки БПЛА в T_{tot}, где T_{tot}-общее время полета, выделеное для передачи информации. Мгновенные координаты БПЛА обозначены (x_i, y_i, h_i) для , где N-общее количество временных периодов. Кроме того, было заранее задано начальное x_s, y_s, h_s и конечное x_d, y_d, h_d местоположение БПЛА. На практике начальное и конечное местоположение БПЛА зависят от множества факторов, таких как места взлета и посадки БПЛА, траектория посадки, емкость батареи БПЛА и т.д. Таким образом, минимальное расстояние, необходимое для перемещения от заданного начального местоположения до конечного местоположения в течение конечного времени T_{tot}, может быть выражено как $d_{min} = \sqrt{(x_d - x_s)^2 + (y_d - y_s)^2 + (h_d - h_s)^2}$. Аналогично, расстояние d_{xy} обозначает расстояние между узлами x и y, где $x, y \in \{s,u,d\}$.

Кроме того, было принято, что скорость V_u БПЛА фиксирована в течение времени работы и $V_u \geq (d_{min}/T_{tot})$. Таким образом, гарантировано наличие по крайней мере одной оптимальной траектории от заданного начального местоположения до места назначения.

2.3 Предлагаемая схема связи

В этом разделе приведено объяснение, как выполняется сбор энергии в предлагаемой единой схеме сбора энергии в соответствии со структурой принятого сигнала и отношения «сигнал-шум». Предполагается, что энергия, получаемая от шума канала, незначительна по сравнению с мощностью принимаемого сигнала.

2.3.1 Беспроводная передача мощности (БПЭ)

Пусть P_w обозначает мощность передачи источника в течение первого временного интервала αT, как показано на рисунке 2.2. Соответственно, количество энергии, собранной из выделенного канала БПЭ, задается как:

$$E_w = \eta P_w d_{su}^{-m} |h_{su}|^2 \alpha T, \tag{2.1}$$

где η обозначает эффективность сбора энергии встроенной схемы сбора энергии в антенне со встроенным выпрямителем БПЛА, d_{su}-расстояние от источника до БПЛА, а m обозначает потери при прохождении сигналом расстояний.

2.3.2 ОБПИМ и использование самоинтерференции

Во время второй временной фазы $\beta(1-\alpha)T$, БПЛА выполняет сбор энергии от принятого информационного сигнала с использованием протокола

ОБПИМ-ВП. Количество энергии, собранной с помощью радиочастотного информационного сигнала, может быть расчитано следующим образом:

$$E_{sw} = \eta P_s d_{su}^{-m} |h_{su}|^2 \beta (1-\alpha) T. \tag{2.2}$$

Мы предполагаем, что двухпозиционная фазовая манипуляция (BPSK) и информационные биты $\mathbf{c} \in \{0,1\}$ однозначно отображаются на символы $x = 2c - 1$, где 1 обозначает вектор с единичными компонентами. Принятый сигнал y_{su} на БПЛА будет иметь вид:

$$y_{su} = \sqrt{\frac{P_s}{d_{su}^m}} h_{su} x + \underbrace{\sqrt{P_u} h_u \widehat{x}(t)}_{SI} + \underbrace{n_{su}}, \tag{2.3}$$

где P_s обозначает мощность передаваемого сигнала источника, x-нормализованный модулированный сигнал, переданный от источника со значением $E\{|x|^2\} = 1$, а $\widehat{x}$- повторно модулированные данные, полученные от источника. Вторая часть выражения (2.3), помеченная как SI, представляет самоинтерференцию контура обратной связи БПЛА, где h_u обозначает канал самоинтерференции контура обратной связи. Принято, что это распределения Гаусса с нулевым средним и единичной дисперсией, $h_u \sim \mathcal{CN}(0,1)$, как в [107]. Как было упомянуто выше, БПЛА распознает собственный сигнал; таким образом, схема подавления помех, предложенная в [108], применяется для уменьшения самоинтерференции контура обратной связи. Таким образом, часть самоинтерференции остается в системе. Это соотношение представлено переменной K. Идентифицированная фильтром отмены часть самоинтерфернеции обозначается $(1-K)$. А самоинтерфернеция, доступная для процесса сбора энергии, может быть выражена с помощью $(1-K)\mu$, где $0 < \mu < 1$ обозначает доступную часть сигнала самоинтерференции, которая будет использована для сбора энергии, от общего идентифицированного сигнала самоинтерференции, равного $(1-K)$. Следовательно, энергия, полученная от самоинтерференции, может быть записана как:

$$E_{SI} = \eta P_u (1-K) \mu |h_u|^2 (1-\beta)(1-\alpha) T. \tag{2.4}$$

Принимая во внимание способность БПЛА использовать энергию, получаемую с помощью БПЭ, ОБПИМ и самоинтерференции, управление питанием БПЛА будет способствовать формированию единой структуры сбора энергии. Общую доступную мощность передачи БПЛА можно представить в виде:

$$P_u = \frac{E_{WPT} + E_{SWIPT} + E_{SI}}{(1-\beta)(1-\alpha)T}. \tag{2.5}$$

Путем подстановки значений E_{WPT}, E_{SWIPT}, E_{SI} из (2.1), (2.2), (2.4) получаем:

$$P_u = \frac{\eta|h_{su}|^2(\alpha P_{WPT} + P_s(1-\alpha)\beta)}{d_{su}^m(1-\beta)(1-\alpha)} + P_u(T_{[i-1]})(1-K)\mu|h_u|^2, \tag{2.6}$$

где $i = \{1,2,...,N\}$ обозначает индекс текущего временного интервала. Как указано в (2.6), энергия, собранная с помощью самоинтерференции, будет использоваться в предлагаемой системе для передачи информации в ближайшем следующем временном интервале. Учитывая (2.3), соотношение «сигнал к сумме шума и помехи» для БПЛА можно сформулировать как:

$$\gamma_{su} = \frac{P_s d_{su}^{-m}|h_{su}|^2}{P_u K|h_u|^2 + \sigma_{su}^2}, \tag{2.7}$$

где σ_{su}^2 представляет отклонение аддитивного белого гауссовского шума (AWGN) канала связи источника и БПЛА. соотношение «сигнал к сумме шума и помехи» γ_{su}, может быть дополнительно упрощено:

$$\gamma_{su} = \frac{\gamma_h}{I_{SI}+1}, \tag{2.8}$$

где $I_{SI} = P_u K|h_u|^2/\sigma_{su}^2$ представляет оставшуюся часть самоинтерференции (SI), а $\gamma_h = P_s|h_{su}|^2/d_{su}^m\sigma_{su}^2$. Кроме того, предполагается, что принятый сигнал правильно декодируется только в том случае, если значение соотношение «сигнал к сумме шума и помехи» превышает заданное пороговое значение γ_0.

2.3.3 Передача от БПЛА к приемнику

Для связи от БПЛА с приемником общая мощность для передачи от БПЛА генерируется за счет накопления энергии, собранной в соответствии с указанным выше единым протоколом сбора энергии. Учитывая мощность передачи БПЛА, приведенную в (2.6), принятый сигнал в приемнике может быть записан как:

$$y_{ud} = \sqrt{P_u d_{ud}^{-m}} h_{ud} \widehat{x} + n_{ud}. \tag{2.9}$$

Следовательно, отношение сигнал–шум в приемнике может быть выражен как:

$$\gamma_{ud} = \frac{P_u d_{ud}^{-m} |h_{ud}|^2}{\sigma_{ud}^2}, \tag{2.10}$$

где σ_{ud}^2- отклонение аддитивного белого гауссовского шума (AWGN) в приемнике.

2.4 Анализ эффективности предлагаемой схемы связи

В этом разделе приведены: производные функции кумулятивной плотности соотношение «сигнал к сумме шума и помехи» канала s-u; отношение сигнал–шум для канала u-d; сквозная вероятность сбоя и достижимая средняя пропускная способность предлагаемой автономной системы совместной связи с декодированием и прямой передачей с использованием БПЛА и поддержкой полнодуплексного режима. Функция кумулятивной плотности отношения «сигнал-шум» при заданном пороговом значении γ_0 показывает вероятность того, что мгновенный соотношение «сигнал-шум» будет меньше γ_0. Значение γ_0 может быть определено в соответствии с минимальными требованиеми качества обслуживания в каждом узле связи данной системы. Функция кумулятивной плотности соотношение «сигнал к сумме шума и помехи» в БПЛА может быть описана как $F_{\gamma_{su}}(\gamma_0) = Pr(\gamma_{su} \leq \gamma_0)$, а функция кумулятивной плотности (CDF) отношения «сигнал-шум» в приемнике - как $F_{\gamma_{ud}}(\gamma_0) = Pr(\gamma_{ud} \leq \gamma_0)$, где $F_X(x)$ обозначает функцию кумулятивной плотности случайной величины X при x.

Поскольку все соединения испытывают независимое замирание Рэлея вне зоны прямой видимости, что аналогично практическому сценарию в городской среде, функция плотности вероятности γ_h в (2.8) подчиняется экспоненциальному распределению, и может быть представлена как:

$$f_{\gamma_h}(x) = \frac{1}{\gamma_h} \exp\left(- \frac{x}{\gamma_h} \right), \quad x \geq 0. \tag{2.11}$$

Аналогично, функция плотности вероятности сигнала самоинтерференции контура обратной связи подчиняется распределению Гаусса с нулевым средним значением с единичной дисперсией [107], и выглядит как:

$$f_{I_{SI}}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(- \frac{x^2}{2\sigma^2} \right), \quad x \geq 0, \tag{2.12}$$

где σ^2 - это среднеквадратичное отклонение / дисперсия.

2.4.1 Передача от источника к БПЛА (первая стадия)

Функция кумулятивной плотности полученного отношения соотношение «сигнал к сумме шума и помехи» в БПЛА можно записать, подставив значения γ_{su} в (2.8), в виде:

$$Pr(\gamma_{su} \leq \gamma_0) = Pr(\gamma_h \leq \gamma_0(I_{SI} + 1)). \tag{2.13}$$

Используя (2.11), функцию плотности вероятности γ_h, функцию кумулятивной плотности полученного отношения соотношение «сигнал к сумме шума и помехи» в БПЛА для каждого значения самоинтерференции петли обратной связи можно записать в виде:

$$F_{\gamma_{su}}(\gamma_0) = \mathbb{E}_{I_{SI}}\left(1 - \exp\left(- \frac{\gamma_0(I_{SI} + 1)}{\gamma_h} \right)\right). \tag{2.14}$$

Как и в [109], функция кумулятивной плотности полученного отношения соотношение «сигнал к сумме шума и помехи» на БПЛА $F_{\gamma_{su}}(\gamma_0)$ может быть

записана как:

$$F_{\gamma_{su}}(\gamma_0) = 1 - \int_0^{\infty} \exp\left(- \frac{\gamma_0(1+x)}{\gamma_h} \right) f_{I_{SI}}(x) dx. \tag{2.15}$$

Подставляя функцию плотности вероятности самоинтерференции контура обратной связи из (2.12) в (2.15), мы получаем:

$$F_{\gamma_{su}}(\gamma_0) = 1 - \int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(- \frac{\gamma_0}{\gamma_h} - \frac{\gamma_0 x}{\gamma_h} \right) \exp\left(- \frac{x^2}{2} \right) dx. \tag{2.16}$$

Следовательно, функция кумулятивной плотности полученного отношения соотношение «сигнал к сумме шума и помехи» на БПЛА может быть рассчитан как:

$$F_{\gamma_{su}}(\gamma_0) = 1 - \left[\frac{[1 - \mathrm{erfc}(-\frac{\gamma_0}{\sqrt{2}\gamma_h})] \exp(\frac{\gamma_0^2}{2\gamma_h})}{2 \exp(\frac{\gamma_0}{\gamma_h})} \right], \tag{2.17}$$

где $erfc(-\frac{\gamma_0}{\sqrt{2}\gamma_h})$ представляет дополнительную функцию ошибки [2]. Функция кумулятивной плотности полученного соотношение «сигнал к сумме шума и помехи» на БПЛА, приведенная в (2.17), зависит от среднего значения отношения «сигнал-шум» γ_h сигнала, который поступает по каналу $s - u$, и функции ошибки сигнала самоинтерференции контура обратной связи. Следовательно, функция кумулятивной плотности полученного соотношение «сигнал к сумме шума и помехи» уменьшается с увеличением γ_h.

2.4.2 Передача от БПЛА к приемнику (вторая стадия)

В этом разделе приведены производные функции кумулятивной плотности полученного отношения «сигнал-шум» в приемнике, $Pr(\gamma_{ud} < \gamma_0)$. Путем замены (2.10) в функции кумулятивной плотности отношения

[2] дополнительная функция ошибки может быть представлена $erfc(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_z^{\infty} e^{-t^2} dt$, которая представляет площадь под двумя хвостами нулевого среднего гауссовского распределения функции плотности вероятности с дисперсией $\sigma^2 = 1/2$.

«сигнал-шум» в приемнике можно записать:

$$F_{\gamma_{ud}}(\gamma_0) = Pr(\gamma_{ud} \leq \gamma_0) = Pr\left(|h_{ud}|^2 \leq \frac{\gamma_0}{\psi}\right), \tag{2.18}$$

где $\psi = P_u/d_{ud}^m\sigma_{ud}^2$. В результате функция плотности вероятности канала h_{ud}, который является экспоненциальной функцией, функция кумулятивной плотности отношения «сигнал-шум» в приемнике может быть записана как:

$$F_{\gamma_{ud}}(\gamma_0) = 1 - \int_0^{\frac{\gamma_0}{\psi}} \frac{1}{\Omega_{ud}} \exp\left(-\frac{x}{\Omega_{ud}}\right) dx, \tag{2.19}$$

где Ω_{ud} среднее значение экспоненциальной случайной величины $|h_{ud}|^2$. Значение функции кумулятивной плотности, определенное в (2.18), может быть дополнительно упрощено следующим образом:

$$F_{\gamma_{ud}}(\gamma_0) = \exp\left(-\frac{\gamma_0}{\psi\Omega_{ud}}\right) = \exp\left(-\frac{\gamma_0\sigma_{ud}^2 d_{ud}^m}{P_u\Omega_{ud}}\right). \tag{2.20}$$

2.4.3 Вероятность сбоя

Вероятность сбоя играет роль основного показателя производительности предлагаемой системы. Таким образом, средняя пропускная способность каждого временного интервала определяется путем оценки вероятности сбоя при фиксированной скорости передачи каждого временного интервала, представленной R_i. Таким образом, при пороговом значении γ_0 вероятность сбоя предлагаемого протокола ретрансляции с декодированием и прямой передачей может быть задана как:

$$P_{out}^i = Pr\{\min(\gamma_{su},\gamma_{ud}) \leq \gamma_0\} = 1 - [(1 - F_{\gamma_{su}}(\gamma_0))(1 - F_{\gamma_{ud}}(\gamma_0))]. \tag{2.21}$$

Лемма 1. *Выражение в замкнутой форме для вероятности сбоя предлагаемой модели системы:*

$$P_{out}^{i} = \frac{1}{2\exp\left(\frac{\gamma_0}{\gamma_h}\right)} - \frac{\exp\left(\frac{\gamma_0}{2\gamma_h}\right)\left[1 - erfc(\frac{\gamma_0}{\sqrt{2}\gamma_h})\right]\left[1 + \exp\left(-\frac{\gamma_0}{\psi\Omega_{ud}}\right)\right]}{2\exp\left(\frac{\gamma_0}{\gamma_h}\right)}. \tag{2.22}$$

Доказательство. Доказательство приведено в приложении Б.1.

P_{out} в выражении (2.22) является функцией коэффициентов α и β временного переключения. Вероятность отключения снижается с увеличением α и β до определенной мощности передачи P_u БПЛА. Затем вероятность сбоя начинает увеличиваться из-за противоречивого поведения в сравнении с полудуплексной системой. Это связано с тем, что большие значения α и β приводят к потреблению БПЛА большей мощности требуемой для передачи, что приводит к сильной самоинтерференции контура обратной связи БПЛА.

2.4.4 Пропускная способность

Поскольку источник передает с фиксированной скоростью передачи R_i бит/сек в каждом временном интервале, интервал времени $(1-\beta^i)(1-\alpha^i)T_i$ является эффективным временем связи между узлами $s-d$ в данном временном блоке T_i, как показано на рисунке 2.2. Поэтому достижимая пропускная способность τ_i в приемнике может будет:

$$\tau_i = (1 - P_{out}^{i})R_i(1-\beta^i), \tag{2.23}$$

где τ зависит от P_{out}; α и β в каждом временном интервале.

2.5 Оптимизация профиля мощности БПЛА

Здесь вероятность сбоя предлагаемой системы была сведена к минимуму за счет оптимизации α_i и β_i с учетом ее траектории $[x_i,y_i,h_i]$ при

обеспечении заданных ограничений качества обслуживания. Это соответствует некоторым практическим случаям, когда траектория мобильной ретрансляции заранее определена, а не оптимизирована с учетом производительности связи для различных целей (например, наблюдение). Соответствующая задача оптимизации (P1) может быть сформулирована следующим образом:

$$\begin{aligned}
&(P1): \min_{i\in N,\alpha_i,\beta_i} \quad P^i_{out} \\
&\text{subject to:} \\
&(C1): 0 < \alpha_i < 1, \\
&(C2): 0 < \beta_i < 1, \\
&(C3): 0 < P^i_u(1-\beta)(1-\alpha)T \leq E^i_{max}, \forall_i = 1,...,N,
\end{aligned} \tag{2.24}$$

где E^i_{max} обозначает максимальную энергию, которая может быть собрана в пределах одного временного интервала передачи T. Ограничение (C1) гарантирует, что БПЭ станет частью схемы сбора энергии. Ограничение (C2) гарантирует, что достаточно пространства для выполнения ОБПИМ. Эта задача оптимизации является задачей нелинейного программирования, которая включает в себя совместные вычисления α_i и β_i. Таким образом, трудно получить точное решение в закрытой форме. Более того, ограничения частично выпуклы для каждой переменной. Следовательно, мы используем условия Каруша-Куна-Таккера (ККТ) для получения решения задачи оптимизации в замкнутой форме (P1), приведенного в (2.24). Выражение Лагранжа, связанное с задачей оптимизации (P1), представленное в (2.24), может быть записано как:

$$\begin{aligned}
&\mathcal{L}(\alpha_i,\beta_i;\lambda_1,\lambda_2,\lambda_3) = P^i_{out}(\alpha_i,\beta_i) + \lambda_1(\alpha_i - 1 < 0) + \lambda_2(\beta_i - 1 < 0) \\
&+ \lambda_3(P^i_u(1-\beta_i)(1-\alpha_i)T - E^i_{max} \leq 0),
\end{aligned} \tag{2.25}$$

где λ_1, λ_2 и λ_3 обозначают множители Лагранжа для соответствующих ограничений (C1), (C2) и (C3) соответственно. Чтобы удовлетворить локальной оптимальности[3] для (P1), она должна удовлетворять условию $\nabla\mathcal{L}(\alpha_i,\beta_i;\lambda_1,\lambda_2,\lambda_3) = 0$. Поэтому, придерживаясь локального оптимального

[3]Примечательно, что точка, удовлетворяющая условиям Каруша-Куна-Таккера (ККТ) не всегда является локальным оптимумом. Это также может быть и седловая точка.

условия, (2.25) можно переписать как:

$$\frac{\partial \mathcal{L}(\alpha_i,\beta_i,\lambda_1,\lambda_2,\lambda_3)}{\partial \alpha_i} \Rightarrow \frac{R(M+P(1-\alpha_i)-P-R)}{(M+P(\alpha_i))^2}\exp\left(-\frac{R(1-\alpha_i)}{M+P(1-\alpha_i)}\right)+\lambda_1$$
$$\underbrace{+\lambda_3\eta|h_{su}^2|\left(\frac{(1-\alpha_i)+\alpha_i(1-\beta_i)(1-\alpha_i)+\alpha_i}{(1-\beta_i)(1-\alpha_i)^2}\right)}_{W1}$$
$$\underbrace{+\lambda_3(1-\alpha_i)[(1-\beta_i)-2P_s\beta_i+P_s\beta(1-\alpha)]}_{W2}+(W1_{(i-1)}+W2_{(i-1)})|h_u|^2(1-K)\mu=0, \tag{2.26}$$

где $M=\eta|h_{su}|^2P_{WPT}/d_{su}^m$, $R=-\gamma_0 d_{ud}^2\sigma_{ud}^2(1-\beta_i)/\Omega_{ud}$ and $P=\eta|h_{su}|^2P_s\beta_i/d_{su}^m$. Тогда:

$$\frac{\partial \mathcal{L}(\alpha_i,\beta_i;\lambda_1,\lambda_2,\lambda_3)}{\partial \beta_i} \Rightarrow \frac{A(M+B\beta_i)-BA(\beta_i-1)}{(M+B\beta_i)^2}\exp\left(\frac{A(1-\beta_i)}{M+B\beta_i}\right)+\lambda_2$$
$$+W3_{(i-1)}|h_u|^2(1-K)\mu+\underbrace{\frac{\lambda_3}{1-\beta}\left(1+\frac{\eta|h_{su}|^2}{1-\beta_i}+P_s+\frac{P_s\beta_i}{1-\beta_i}\right)}_{W3}=0, \tag{2.27}$$

где $A=\gamma_0\sigma_{su}^2$ и $B=\gamma_0\sigma_{ud}^2/\Omega_{ud}$. Более того, выражения дополнительной нежесткости имеют вид:

$$\lambda_1(1-\alpha_i)=0, \tag{2.28}$$

$$\lambda_2(1-\beta_i)=0, \tag{2.29}$$

$$\lambda_3(P_u^i(1-\beta)(1-\alpha)T_i-E_{max}^i)=0, \tag{2.30}$$

где условия неотрицательности представлены выражением $\mathcal{L}(\alpha_i,\beta_i,\lambda_1,\lambda_2,\lambda_3)\geq 0$. Ясно, что если λ_1,$\lambda_2\neq 0$, то α,$\beta=1$. Однако это неосуществующее решение в соответствии с предлагаемой единой системой сбора энергии; таким образом, λ_1,$\lambda_2=0$. Возможное решение упомянуто в лемме 2.

Лемма 2. *Если выполняются условия Каруша-Куна-Таккера (KKT)* $\Rightarrow \lambda_1=0,\lambda_2=0,\lambda_3\neq 0\Rightarrow[(P_u^i(1-\beta)(1-\alpha)T_i-E_{max}^i)=0]$, *тогда оптимальные значения для* β_i *и* α_i *могут быть получены в виде:*

$$\beta_i^*=\frac{1}{F}\left[\frac{Q^2(J+F)^2}{2AF}-J\right], \tag{2.31}$$

где $F = ((P_s/d_{su}^m)|h_{su}|^2) - (|h_u|^2(1-K)\mu)$, $Q = (-\gamma_0 d_{ud}^m \sigma_{ud}^2)/\Omega_{ud}$, $J = \eta(P_{WPT}/d_{su}^m)|h_{su}|^2 + (|h_u|^2(1-K)\mu)$ and $A = 2\exp(\gamma_0/\gamma_h)$.

$$\alpha_i^* = 1 - \frac{RM}{2} + \frac{M}{P}, \tag{2.32}$$

где $R = -\gamma_0 d_{ud}^2 \sigma_{ud}^2 (1-\beta_i^*)/\Omega_{ud}$, $M = \eta|h_{su}|^2 P_{WPT}/d_{su}^m$, и $P = \eta|h_{su}|^2 P_s \beta_i^*/d_{su}^m$.

Доказательство. Доказательство приведено в Приложении Б.2.

Чтобы получить оптимальное решение для α и β, решение должно удовлетворять условиям, определенным в лемме 3.2. Однако, если условия в лемме 2 не выполняются, решение может быть не пртнято. Кроме того, следует отметить, что полная оптимальность не может быть гарантирована, даже если условия в лемме 2 удовлетворяют необходимым условиям Каруша-Куна-Таккера (ККТ) в анализе, приведенном в (2.25-2.27). Следовательно, необходимо проверить производные второго порядка, чтобы проверить полученные оптимальные решения для α и β и гарантировать оптимальность. Производные второго порядка для этих решений: $\partial^2\mathcal{L}(\alpha_i, \beta_i; \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3)/\partial^2\alpha_i > 0$ и $\partial^2\mathcal{L}(\alpha_i, \beta_i; \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3)/\partial^2\beta_i > 0$. Установлено, что оба оптимальных значения, полученных для α и β, находятся на локальном минимуме. Таким образом, решения, полученные в лемме 2, гарантируют общую оптимальность в диапазоне $0 < \alpha,\beta < 1$ для заданных условий Каруша-Куна-Таккера (ККТ).

2.6 Оптимизация траектории БЛПА

В этом разделе траектория БПЛА x_i,y_i,h_i была оптимизирована с фиксированными коэффициентами ВП как для БПЭ, так и для ОБПИМ, где T_{tot} предварительно задан с учетом множества факторов, таких как срок эксплуатации и максимальное время работы БПЛА от внутреннего источника питания. Местоположение БЛПА в течение рабочего времени меняется при полете по заданной траектории от места старта до места назначения. Это влияет на вероятность сбоев предлагаемой системы. Поэтому изменение веротсности сбоя необходимо свести к минимуму, найдя оптимальное местоположение БПЛА

в декартовой плоскости (x_i,y_i,h_i) в течение интервала времени T_i, чтобы гарантировать ожидаемое качество обслуживания. Кроме того, T_i выбирается исходя из адекватных временных рамок для работы, где $T_{tot} = \sum_{i=1}^{N} T_i$. Таким образом, местоположение БПЛА в пределах одного периода передачи можно считать приблизительно постоянным. Тогда соответствующая задача оптимизации выглядит следующим образом:

$$
\begin{aligned}
&(P2): \min_{i\in N, x_i, y_i, h_i} P_{out}^{i} \\
&\text{subject to:} \\
&(C1): \sqrt{(x_1-x_s)^2+(y_1-y_s)^2+(h_1-h_s)^2} \le V_u T_1, \\
&(C2): \sqrt{(x_i-x_s)^2+(y_i-y_s)^2+(h_i-h_s)^2} \le V_u T_i, \\
&(C3): \sqrt{(x_N-x_i)^2+(y_N-y_i)^2+(h_N-h_i)^2} \le V_u \left[\sum_{i=1}^{N} T_i - T_i\right], \\
&(C4): 0 < P_u^i (1-\beta)(1-\alpha) T \le E_{max}^i, \forall_i = 1,...,N.
\end{aligned}
\tag{2.33}
$$

Эта задача оптимизации является задачей нелинейного программирования и требует совместных вычислений x_i,y_i,h_i. Это вносит сложность нахождения решения. Кроме того, условие (P2), приведенное в выражении (2.33), является невыпуклой задачей оптимизации из-за невыпуклых ограничений (C1)-(C4). Таким образом, мы используем условия Каруша-Куна-Таккера (ККТ) для решения этой задачи и получения оптимальных значений x_i,y_i,h_i. Функция Лагранжа для (P2) может быть задана как:

$$
\begin{aligned}
&\mathcal{L}(x_i,y_i,h_i;\lambda_1,\lambda_2,\lambda_3,\lambda_4) = P_{out}^{i}(x_i,y_i,h_i) \\
&+ \lambda_1(H) + \lambda_2(S) + \lambda_3(J) + \lambda_4(P_u^i - E_{max} \le 0),
\end{aligned}
\tag{2.34}
$$

где

$$H = \sqrt{(x_1-x_s)^2+(y_1-y_s)^2+(h_1-h_s)^2} - V_u T_1 \le 0, \tag{2.35}$$

$$S = \sqrt{(x_i-x_s)^2+(y_i-y_s)^2+(h_i-h_s)^2} - V_u i T \le 0, \tag{2.36}$$

$$J = \sqrt{(x_N-x_i)^2+(y_N-y_i)^2+(h_N-h_i)^2} - V_u \left[\sum_{i=1}^{N} T_i - T_i\right] \le 0. \tag{2.37}$$

Множители Лагранжа для ограничений (C1), (C2), (C3) и (C4) обозначаются $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ и λ_4 соответственно. Более того, чтобы удовлетворить локальной оптимальности (P2), она должна удовлетворять условию

$\nabla\mathcal{L}(x_i,y_i,h_i;\lambda_1,\lambda_2,\lambda_3,\lambda_4) = 0$. Следовательно, для удовлетворения условий оптимальности (2.34) может быть выражено как:

$$\frac{\partial\mathcal{L}(x_i,y_i,h_i;\lambda_1,\lambda_2,\lambda_3,\lambda_4)}{\partial x_i} \Rightarrow \frac{\partial P_{out}}{\partial x_i} + 2\lambda_2(x_i - x_s) - 2\lambda_3(x_N - x_i) - \lambda_4\big[\underbrace{Q(d_{su}^m)^{-3/2}(x_i - x_s)}_{W4} + W4_{(i-1)}(1-K)\mu\big] = 0, \tag{2.38}$$

$$\frac{\partial\mathcal{L}(x_i,y_i,h_i;\lambda_1,\lambda_2,\lambda_3,\lambda_4)}{\partial y_i} \Rightarrow \frac{\partial P_{out}}{\partial y_i} + 2\lambda_2(y_i - y_s) - 2\lambda_3(y_N - y_i) - \lambda_4\big[\underbrace{Q(d_{su}^m)^{-3/2}(y_i - y_s)}_{W5} + W5_{(i-1)}(1-K)\mu\big] = 0, \tag{2.39}$$

$$\frac{\partial\mathcal{L}(x_i,y_i,h_i;\lambda_1,\lambda_2,\lambda_3,\lambda_4)}{\partial h_i} \Rightarrow \frac{\partial P_{out}}{\partial h_i} + 2\lambda_2(h_i - h_s) - 2\lambda_3(h_N - h_i) - \lambda_4\big[\underbrace{Q(d_{su}^m)^{-3/2}(h_i - h_s)}_{W6} + W6_{(i-1)}(1-K)\mu\big] = 0, \tag{2.40}$$

где $Q = \eta|h_{su}|^2(\alpha P_{WPT} + P_s(1-\alpha)\beta)/(1-\beta)(1-\alpha)$. Выражения дополнительной нежесткости (P2): $\lambda_1 H = 0$, $\lambda_2 S = 0$, $\lambda_3 J = 0$, $\lambda_4(P_u^i(1-\beta)(1-\alpha)T - E_{max}^i) = 0$, где условия неотрицательности представлены как $\mathcal{L}(x_i,y_i,h_i,\lambda_1,\lambda_2,\lambda_3,\lambda_4) \geq 0$. Очевидно, что если $\lambda_1,\lambda_2,\lambda_3,\lambda_4 = 0$, тогда H,S,J,$(P_u^i(1-\beta)(1-\alpha)T - E_{max}^i) = 0$. Это не имеет решения, поскольку V_u является постоянным в течение всего рабочего времени. Лемма 3 обеспечивает оптимальную оптимизацию траектории.

Лемма 3. *Когда* $\lambda_1 \neq 0 \Rightarrow H = 0; \lambda_2 \neq 0 \Rightarrow S = 0; \lambda_3 \neq 0 \Rightarrow J = 0; \lambda_4 \neq 0 \Rightarrow (P_u^i(1-\beta) - E_{max}^i) = 0$, *можно получить следующие оптимальные значения:*

$$x_i^* = \frac{\gamma_0}{P_u}\exp\left(\frac{\gamma_0\sigma_{su}^2}{P_s}\right)\left[\frac{\sigma_{ud}^2}{\Omega_{ud}D_2} + \frac{\sigma_{su}^2}{2D_1} + \frac{2\sigma_{su}^2}{\sqrt{2}D_1}\right], \tag{2.41}$$

$$y_i^* = \frac{2\gamma_0\sigma_{su}^2(x_i^* - x_s)}{D_1}\left[\exp\left(-\frac{D_1\gamma_0\sigma_{su}^2}{2P_u}\right) - \frac{\sigma_{ud}^2}{\Omega_{ud}D_2}\right], \tag{2.42}$$

$$h_i^* = \sqrt{D_1^2 - (x_i^* - x_s) - (y_i^* - y_s) - h_s}, \tag{2.43}$$

где $D_1 = V_u iT$ and $D2 = V_u\big[\sum_{i=1}^N T_i - iT\big]$. Однако оптимальное значение h_i^* всегда достигает нуля или близко к нулю значения, чтобы поддерживать наименьшую вероятность сбоя в каждом временном интервале. Поскольку не

существует практического решения, для h_i было предоставлено субоптимальное значение, как в (2.43). Когда субоптимальные значения h_i^* становятся меньше h_{min}, тогда в любом случае присваиваем $h_i^* = h_{min}$, это позволяет соблюсти минимальные требования по высоте для маневрирования без каких-либо препятствий на местности, не нарушая муниципальные правила и правила конкретного города.

Доказательство. Доказательство приведено в Приложении Б.3. Чтобы получить возможное и оптимальное решение для траектории в заданном временном интервале T, решение должно удовлетворять условиям, определенным в лемме 3. В противном случае решение не будет найдено. Очевидно, что анализу, приведенному в (2.33)-(2.40), соответствовали необходимые условия Каруша-Куна-Таккера (ККТ). Следовательно, производные второго порядка: $\partial^2\mathcal{L}(x_i, y_i, h_i; \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4)/\partial^2 x_i = 0$, $\partial^2\mathcal{L}(x_i, y_i, h_i; \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4)/\partial^2 y_i = 0$ и $\partial^2\mathcal{L}(x_i, y_i, h_i; \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4)/\partial^2 h_i = 0$. Однако результаты производных второго порядка строго не соответствуют критериям достаточности, но удовлетворяют достаточным условиям Каруша-Куна-Таккера (ККТ). Поэтому решение, представленное в лемме 3, не всегда гарантирует общую оптимальность.

2.7 Результаты численного моделирования

В этом разделе были представлены результаты численного моделирования, демонстрирующие производительность системы и подтверждающие теоретический анализ, представленный в разделах 2.3-2.6. Если не указано иное, при моделировании эффективность сбора энергии схемы антенны со встроенным выпрямителем, расположенной в приемнике БПЛА, составляет $\eta = 0.9$ [91], мощность источника передачи для каналов БПЭ $P_w = 50$ дБм, мощность передачи источника для передачи информации $P_s = 30$ дБм и фиксированная скорость передачи $R_i = 2$ бита/Сек/Гц. Расстояние между узлами связи составляет $d_{su} = d_{ud} = 10$ м, как указано в [110], с показателем потерь $m = 2.7$ при прохождении сигналом расстояний, что соответствует условиям окружающей среды городской сотовой сети.

Таблица 2 — Параметры моделирования, используемые в подразделе VII

Параметр	Числовое Значение
Эффективность Сбора Энергии	$\eta = 0.9$ [91]
Мощность Передачи - БПЭ	$P_w = 50$ дБм
Мощность Передачи - Канал информационной связи	$P_s = 30$ дБм
Фиксированная Скорость Передачи	$R = 2$ бит/Сек/Гц
Показатель потери пути (городской район)	$m = 2.7$
Временной цикл	$T = 2$ с
Оптимальный α^*	$\alpha^* = 0.1125$
Оптимальный β^*	$\beta^* = 0.4125$
Скорость БПЛА	$V_u = 6^{-1}$

Таблица 3 — Относительная энергоэффективность предлагаемой единой схемы сбора энергии. БПЭ рассматривается в качестве базовой схемы

#	Политика в области сбора энергии	Относительная Энергоэффективность
1	БПЭ	1%
2	БПЭ+ОБПИМ	18%
3	БПЭ+ОБПИМ+сбор энергии с самоинтерференцией	39.23 %

Предполагается, что дисперсия шума от источника до БПЛА и от БПЛА пункта назначения равна ($\sigma_{su}^2 = \sigma_{ud}^2$). Каждый временной интервал принят равным $T = 2$ с. Все параметры, выбранные для получения последующих численных результатов предлагаемой системы, перечислены в таблице 2. Все другие параметры, используемые в различных симуляциях, будут описаны отдельно в объяснении результатов каждого моделирования. Кроме того, в качестве схем - аналогов используются протокол сбора энергии и кооперации (НТС), предложенный в [50], трехузловая эталонная модель с временным переключением, приведенной в [91], и полнодуплексная схема переработки энергии (FD-SER), описанная в [107]. Для корректного сравнения производительности, все конкурентные схемы реализованы в полнодуплексном режиме.

На рисунке 2.3 представлена производительность предложенной системы при оценке вероятности сбоя с различным соотношением β использования

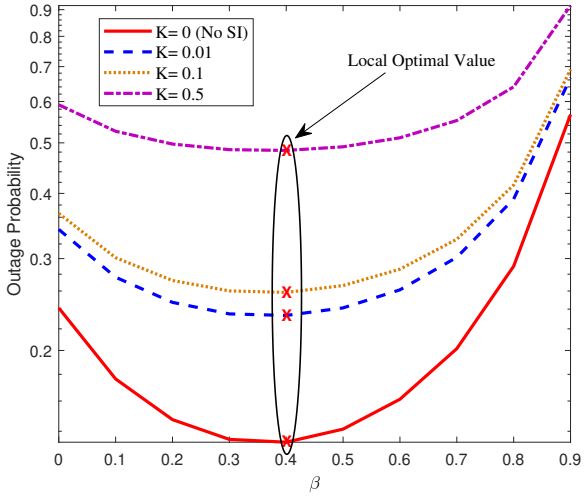


Рисунок 2.3 — Вероятность сбоя в приемнике при различных значениях β с различным соотношением использования оставшейся самоинтерференции, $K \in \{0.01,0.1,0.5\}$

оставшейся самоинтерференции, $K \in \{0.01,0.05,0.1,0.5\}$. Здесь численно исследуется зависимость β от различных значений K. Кроме того, была проверена точность полученного в (2.31) выражения. Как ясно видно из рисунка 2.3, при моделировании оптимальное значение β наблюдается при $\beta = 0.4$, что сводит к минимуму вероятность сбоя независимо от оставшейся самоинтерференции. Как показано на рисунке 2.3, значительная вероятность сбоя наблюдается при $K = 0.01$, в то время как самая низкая - при $K = 0.5$. Оптимальное значение $\beta = 0.4125$ получено аналитически с использованием выражения (2.31). Рисунок 2.3 доказывает точность оптимизированного значения, представленного в (2.31). Более того, результаты моделирования подтверждают достигнутую локальную оптимальность в (2.31). Кроме того, как видно из рисунка 2.3, даже если значение β равно нулю (нет сбора энергии от ОБПИМ), общая производительность системы не находится на низком уровне. Это связано с тем, что сбор энергии был произведен из протокола беспроводной передачи энергии и самоинтерференции и обеспечил БПЛА достаточной энергией для передачи информации.

На рисунке 2.4 вероятность сбоя была исследована при изменении α для различных значений K, когда задано значение β^*. Цель этого моделирования состоит в том, чтобы определить оптимальное численное значение α при заданом β^*. Как видно из рисунка 2.4, оптимальное значение всегда равно 0.1 независимо от значения K. Однако при $\alpha = 0.9$ вероятность сбоя достигает 1. Это связано с тем, что увеличение α вызывает уменьшение

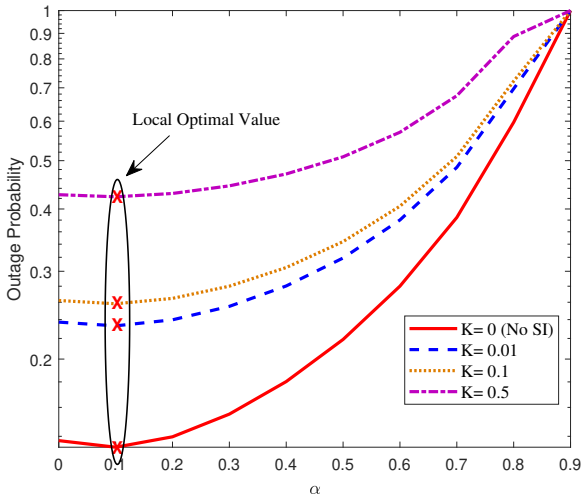


Рисунок 2.4 — Вероятность сбоя в приемнике при различных значениях α в β^* и с различным соотношением использования оставшейся самоинтерференции, $K \in \{0.01,0.1,0.5\}$

β. Это важно, так как для минимизации вероятности сбоя β должно быть таким, чтобы обеспечить достаточное время передачи информации для повышения общей пропускной способности системы. Кроме того, это также приводит к высокой интенсивности самоинтерференции в БПЛА. Несмотря на то, что было использовано оптимальное значение β^* для передачи информации, при $\alpha = 0.9$ будет выделено недостаточно времени для передачи информации, что приведет к снижению производительности и повышению вероятности сбоя. Также примечательно, что количество собранной энергии пропорционально самоинтерференции БПЛА. Таким образом, важно найти подходящие оптимальные значения α и β, чтобы гарантировать качество обслуживания, поддерживая более низкую вероятность сбоя. Однако при $\alpha = 0$ не будет происходить сбора энергии из БПЭ, но ОБПИМ и сбор энергии с самоинтерференцией будут работать в обычном режиме, обеспечивая устойчивое питание БПЛА. Следовательно, как показано на рис. 2.4, вероятность сбоя все равно ниже при $\alpha = 0$. Оптимальное значение $\alpha^* = 0.1125$ получено из (2.32), и оно приблизительно равно численному оптимальному значению, показанному на рис. 2.4. Результаты моделирования, показанные на рис. 2.4, подтверждают точность оптимального значения, представленного в (2.32), и достигают локальной оптимальности.

Зависимость самоинтерференции оставшихся контуров обратной связи на вероятности сбоя предлагаемой системы в приемнике от отношения

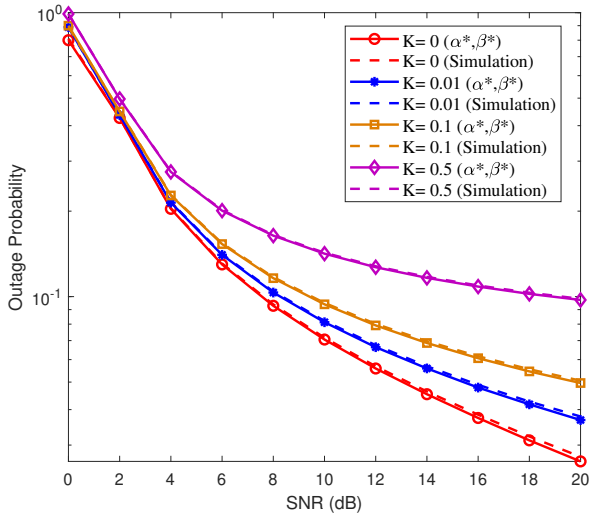


Рисунок 2.5 — Зависимость вероятности сбоя предлагаемой системы от отношения сигнал–шум с различным соотношением использования оставшейся самоинтерференции, $K \in \{0.01,0.1,0.5\}$

сигнал–шум показано на рисунке 2.5. Оптимальные значения α^* и β^*, полученные из выражений (2.31) и (2.32), а α и β, полученные по результатам численного моделирования, были использованы, соответственно, для получения минимальной возможной вероятности сбоя в предлагаемой системе. Аналогичную картину можно наблюдать на рис. 2.5, где вероятность сбоя снижается с увеличением значения K. Кроме того, по мере увеличения отношения самоинтерференции K вероятность сбоя становится постоянной при более высоких значениях соотношение «сигнал-шум», достигая более высокой вероятности сбоя в сравнении с вероятностью сбоя при $K < 0.5$. Поэтому важно поддерживать $K < 0.5$:для обеспечения требуемых минимальных требований к качеству обслуживания. На рисунке 2.6 показана вероятность отключения предлагаемой схемы и схем аналогов для заданных $K = 0.01$ и $T = 2$ с. Как видно из рисунка 2.6, предлагаемая схема демонстрирует улучшенную производительность по сравнению с моделями аналогов, в то же время самая низкая вероятность сбоя характерна для традиционной модели с временным переключением. Модель полнодуплексной схемы переработки энергии (FD-SER) обладает лучшими характеристиками вероятности сбоя по сравнению с моделью сбора энергии и кооперации (HTC). Это в основном связано с различным количеством энергии, собираемым каждым из них. Модель FD-SER использует метод сбор РЧ энергии и метод сбор сигнала самоинтерференции для сбора энергии. В модели сбора энергии и кооперации

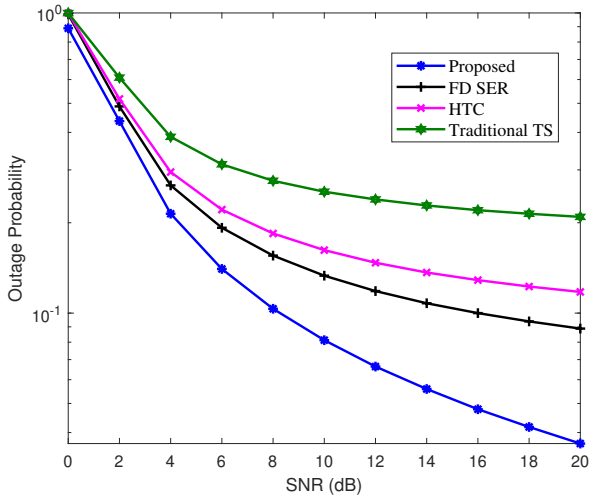


Рисунок 2.6 — Зависимость вероятности сбоя предлагаемой системы от отношения сигнал–шум с различным соотношением использования оставшейся самоинтерференции, где $K = 0.01$

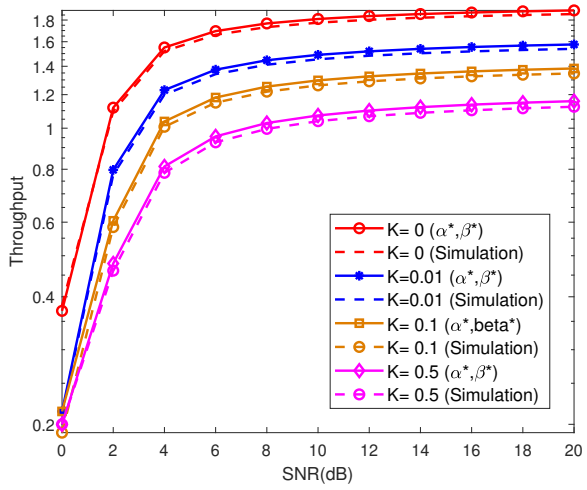


Рисунок 2.7 — Зависимость средней пропускной способности в приемнике от отношения «сигнал-шум» при различных значениях K, $K \in \{0.01,0.1,0.5\}$

(HTC) как источник, так и БПЛА зависят от количества энергии, получаемой от БПЭ, в то время как схема ВП полностью зависит от количества энергии, получаемой от информационных сигналов. Таким образом, схема с временным переключением обеспечивает наименьшую мощность передачи БПЛА. Несмотря на то, что схема сбора энергии и кооперации (HTC) может собирать больше энергии по сравнению с полнодуплексной схемой переработки энергии (FD-SER) благодаря выделенному каналу БПЭ, однако вероятность сбоя полнодуплексной схемы переработки энергии (FD-SER) ниже в сравнении со схемой сбора энергии и кооперации (HTC). Это в основном связано с тем, что мощность передачи схемы сбора энергии и кооперации (HTC) со

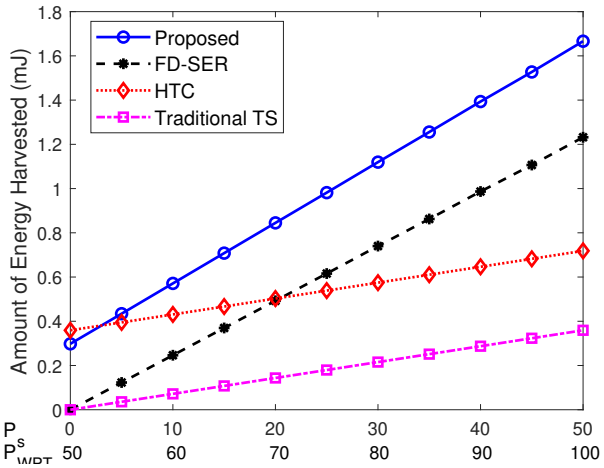
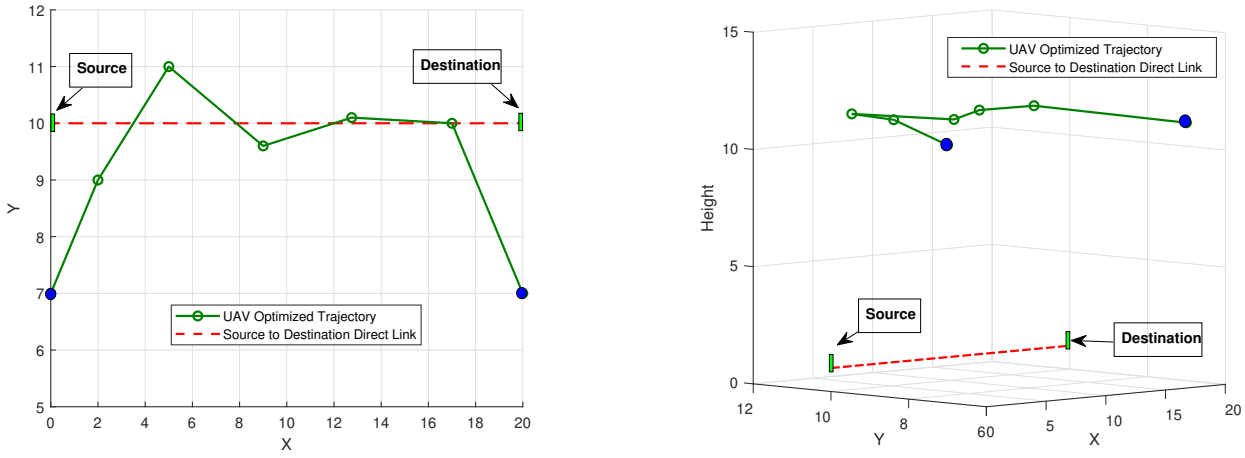


Рисунок 2.8 — Количество энергии, собранной в зависимости от мощности передачи источника и мощности БПЭ в различных схемах аналогах

стороны источника также зависит от сбора энергии БПЭ, в то время как полнодуплексная схема переработки энергии (FD-SER) имеет фиксированную мощность передачи источника. Примечательно, что помимо мощности передачи БПЛА, распределение временных интервалов для сбора энергии и обработки информации также влияет на вероятность сбоя. Таким образом, стоит отметить, что предлагаемая схема превосходит конкурирующие схемы, приведенные в литературе, т. е. схему сбора энергии и кооперации (HTC), полнодуплексную схему переработки энергии (FD-SER) и схему с временным переключением.

Производительность предлагаемой системы показана на рисунке 2.7. Как и ожидалось, пропускная способность системы увеличивается с увеличением отношения сигнал–шум, поскольку пропускная способность напрямую зависит от вероятности сбоя. Как показано на рис. 2.7, максимальная пропускная способность достигается при $K = 0$, в то время как минимальная пропускная способность регистрируется при $K = 0.5$. Как видно из рисунка 2.7, пропускная способность предлагаемой схемы приходит к насыщению, когда увеличивается отношение сигнал–шум независимо от соотношения использования оставшейся самоинтерференции. Результаты, показанные на рис. 2.7, являются простыми и подтверждают точность сделанных выводов. Кроме того, как показано на рис. 2.6 и рис. 2.7, предложенная схема всегда обеспечивала лучшуу производительность при низких значениях K по сравнению с моделями аналогами.

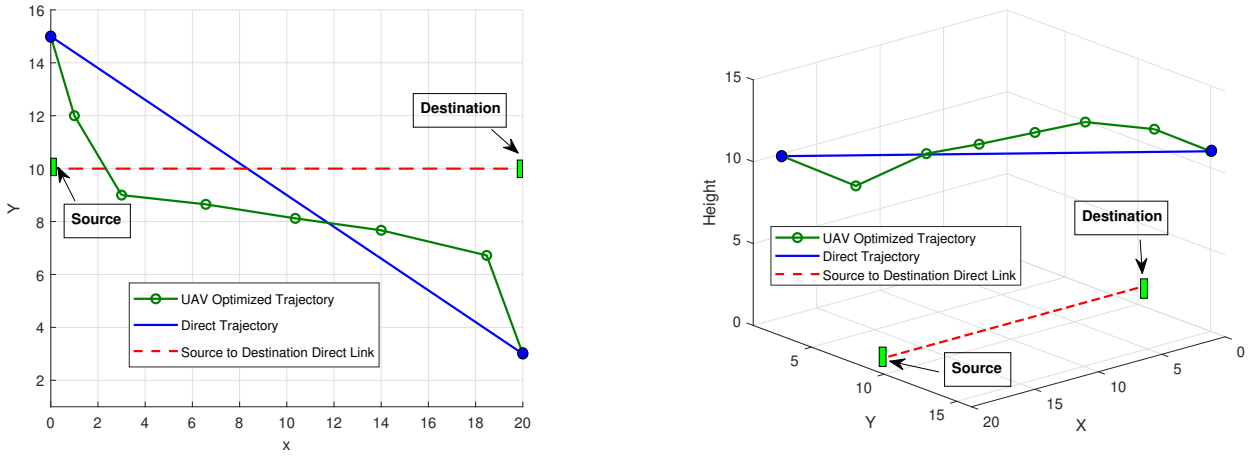
Далее, количество энергии, собранной предложенной единой схемой сбора энергии и схемами аналогами анализировалась путем изменения мощности



а) a б) b

Рисунок 2.9 — Прогнозируемая траектория БПЛА в соответствии с (P2), когда начальное и конечное местоположения БПЛА расположены параллельно к воображаемой прямой линии между источником и приемником, где $V_u = 6ms^{-1}$. Синие круги-заданые начальное и конечное местоположения БПЛА. [a] 2D-модель проектируемой траектории БПЛА. [b] 3D-модель проектируемой траектории БПЛА

источника и мощности передачи линии связи БПЭ, результаты показаныо на рисунке 2.8. Относительная эффективность сбора энергии предлагаемой единой схемы показана в таблице 3. В этой таблице БПЭ рассматривается как базовая схема для представления энергоэффективности комбинированных методов ЕН, используемых в системе. Как ясно видно из таблицы 3, относительная энергоэффективность может быть повышена до 21.23% за счет введения сбора энергии за счет самоинтерференции в схему сбора энергии. Предлагаемая система продемонстрировала наибольший объем сбора энергии по сравнению с другими моделями аналогами благодаря предлагаемой единой модели сбора энергии. В полнодуплексной схеме переработки энергии (FD-SER) использовались метод сбора РЧ энергии и метод сбора сигнала самоинтерференции; в то время как в модели схемы сбора энергии и кооперации (НТС) b с временным переключением используется только один метод сбора энергии: БПЭ и РЧ-сбор энергии соответственно. Помимо методов сбора энергии, количество времени, выделяемое для сбора энергии, также является критическим фактором при определении количества энергии, которое может быть собрано. Этот факт можно четко проверить, проанализировав рисунок



а) a б) b

Рисунок 2.10 — Прогнозируемая траектория БПЛА в соответствии с (P2), когда начальное и конечное местоположения БПЛА расположены диаганально к воображаемой прямой линии между источником и приемником, где $V_u = 6ms^{-1}$. Синие круги-это заданные начальное и конечное местоположения БПЛА. [a] 2D-модель проектируемой траектории БПЛА. [b] 3D-модель проектируемой траектории БПЛА

2.8. При $P_s = 0$ дБм и $P_w = 50$ дБм модель схемы сбора энергии и кооперации (НТС) превосходит предложенную схему на рисунке 2.8. Это связано с тем, что выделенное время для сбора энергии (ЕН) в предлагаемой системе составляет 0.1125 для БПЭ, в то время как в НТС оно равно 0.4. Тем не менее, кроме значений $P_s = 5$ дБм и $P_w = 55$ дБм, предлагаемая модель превосходит все модели аналоги. После значений $P_s = 20$ дБм и $P_w = 70$ дБм модель FD-SER превосходит схему НТС, поскольку схема FD-SER использует два метода сбора энергии. Между тем НТС зависит только от сбора энергии от БПЭ. Модель ВП собирает наименьшее количество энергии, так как для сбора энергии она использует только информационный сигнал. Наконец, совместное анализ рисунков 2.7 и 2.8 также указывает в пользу предлагаемой модели, демонстрируя ее более высокую производительность по сравнению с НТС, FD-SER и ВП.

На рис. 2.9 и рис. 2.10 показана прогнозируемая траектория БПЛА в соответствии с результатами, приведенными в лемме 3, с двумя различными начальными и конечными местоположениями БПЛА. Кроме того, для наглядности были предоставлены 2D и 3D модели проектируемой траектории.

На рисунке 2.9 начальное и конечное местоположения БПЛА расположены параллельно относительно воображаемой линии между источником и приемником (случай I). Наблюдается, что вместо следования по прямому пути между начальным и конечным местоположениями БПЛА оптимизированная траектория сначала пролегает в направлении источника, а затем сохраняет траекторию ближе к прямой линии от s до d. Впоследствии траектория, прежде чем достичь конечного местоположения, направлена к приемнику d. Чтобы получить более полное представление, 3D-модель для случая I показана на рисунке 2.9 [b]. В этом моделировании требуемая высота получается с использованием неоптимального значения, представленного в выражении (2.43).

Также оптимизированная траектория БПЛА показана на рисунке 2.10 (Случай II), когда начальное и конечное местоположение расположены диагонально к воображаемой прямой линии связи между источником и приемником. Аналогичную картину можно наблюдать относительно траектории на рис. 2.9, где вместо того, чтобы следовать по прямой траектории между начальным и конечным местоположениями, БПЛА летит ближе к источнику или приемнику для того, чтобы поддерживать минимально возможную вероятность сбоя и обеспечить лучшие условия работы канала связи для максимизации количества собранной энергии. Случай II показывает, что состояние канала и расстояние между источником и БПЛА более важны, чем расстояние от БПЛА до приемника, поскольку расстояние и состояние канала связи источник - БПЛА имеют решающее значение для сбора энергии. Это приводит к выработке эффективной мощности передачи в БПЛА для поддержания ожидаемой производительности системы путем установки γ_0. 3D - модель проектируемой траектории БПЛА показана на рисунке 2.10 [b]. Как и в случае I, высота, полученная из (2.43), зависит от оптимальных значений x^* и y^* в текущем временном интервале. Примечательно, что представленная траектория не является локальной оптимальной из-за h_{min} и муниципальных правил и норм данного городского района. Тем не менее, прогнозируемая траектория на рис. 2.9 и рис. 2.10 сохраняет наименьшую возможную вероятность сбоя, согласно (2.41), (2.42) и (2.43).

Наконец, на рис. 2.11 показана вероятность сбоя по различным траекториям, показанным на рис. 2.9 и рис. 2.10, т. е. прямая траектория,

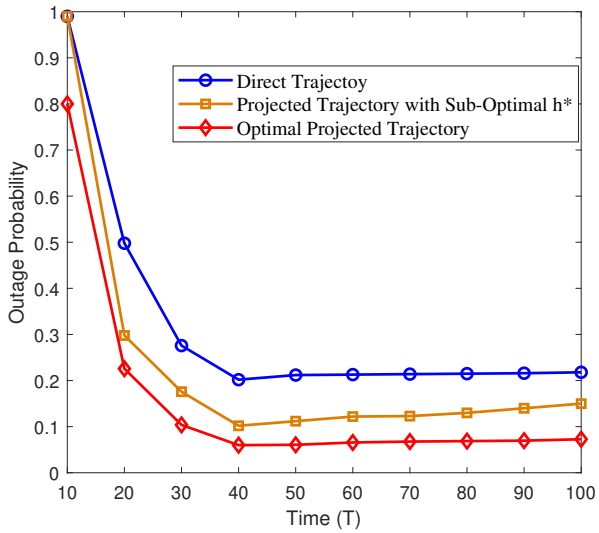


Рисунок 2.11 — Вероятность отключения при прямой, неоптимальной и оптимальной траектории в зависимости от времени передачи информации, где $V_u = 6ms^{-1}$

оптимизированная траектория с неоптимальным h_i и оптимизированная траектория с h_i^*. Оптимизированные траектории обеспечивают наименьшую вероятность сбоя в сравнении с прямой траекторией, как показано на рис. 2.11. Однако прогнозируемая траектория с неоптимальным h, из-за ограничений (минимальная высота полета БПЛА), минимизирует вероятность сбоя, и является наиболее близкой к оптимальному решению, где $h \approx 0$. Таким образом, рисунок 2.11 подтверждает аналитические результаты, полученные в (2.41), (2.42) и (2.43). Кроме того, во всех моделях достигнута наименьшая вероятность сбоя, когда расстояние между БПЛА и источником сводится к минимуму. Затем, как правило, вероятность сбоя достикает насыщения за счет минимизации расстояния между БПЛА и приемником. Таким образом, на рис. 2.11 показана причина поведения проектируемых траекторий, изображенных на рис. 2.9 и рис. 2.10.

Затем приводится описание распределения ресурсов и оптимизации для другого применения беспроводных сетей с использованием БПЛА с беспроводной передачей мощности для приложений связи следующего поколения. Поэтому в следующей главе будет разработана новая стратегия сбора данных для БСС с беспроводным питанием от БПЛА, а также новая структура блоков передачи, учитывающая три временных соотношения в сравнении со структурой временных блоков, приведенных на рис. 2.2.

Это поможет дополнительно оптимизировать возможности сбора энергии и производительности системы и превзойти существующую эталонную БСС.

2.8 Заключение

В главе 2 была предложена новая единая модель сбора энергии с использованием БПЭ, ОБПИМ и сбора энергии с использованием самоинтерференции для расширения возможностей передачи данных БПЛА в кооперативной системе связи с использованием БПЛА для городской сотовой связи. В этой предлагаемой единой схеме сбора энергии помехи/интерференция используются в качестве полезного ресурса для сбора энергии, превращая шумы в полезную составляющую работы системы. БПЛА состоит из одной встроенной батареи для обеспечения мобильности. Вся энергия, собранная БПЛА в течение заданного временного интервала, используется для передачи информации. В результате работы получена функция кумулятивной плотности сквозного отношения «сигнал-шум» на БПЛА и в приемнике; это позволило сравнить вероятность сбоя в приемнике. Кроме того, было получено аналитическое выражение для распределения времени, оптимизации траектории и достижимой пропускной способности. Все выводы были проверены с помощью численных результатов. Предложенная модель показала улучшенную производительность в сравнении с традиционными схемами аналогами, и продемонстрировала огромный потенциал для мобильной ретрансляции БПЛА с автономным питанием для систем беспроводной связи будущих поколений.

Глава 3. Схема мониторинга состояния для беспроводных сенсорных сетей использованием БПЛА и поддержкой радиочастотной беспроводной передачи мощности (РЧ-БПЭ)

3.1 Введение

В этой главе будет описано на распределение ресурсов и оптимизация сбора данных с использованием БПЛА, что является вторым из трех способов использования БПЛА в беспроводной связи и одной из основных целей данной диссертации. В большинстве приложений беспроводных сенсорных сетей (БСС) сенсорные узлы необходимы для отправки собранных с датчиков измерений напрямую или через несколько шлюзов в приемники для дальнейшей обработки. Поэтому потребность в новой инновационной стратегии сбора данных актуальна для повышения масштабируемости и производительности БСС. В последнее время БПЛА рассматривается, как эффективное приложение для сбора данных из сенсорных узлов, расположенных в труднодоступных средах, когда нет возможности соединения с приемниками данных. По сравнению с обычными БСС, которые зависят от узлов сбора статических данных или нескольких ретрансляторов, БПЛА может напрямую взаимодействовать с сенсорными узлами, используя устойчивые каналы "воздух-земля находящимися в зоне прямой видимости.Кроме того, БПЛА помогают увеличить зону покрытия и суммарную пропускную способность БСС, одновремено снижая общее энергопотребление БСС.

В литературе [111—114] были исследованы различные области применения БСС, управляемых БПЛА. Схема сбора данных с использованием БПЛА для беспроводного питания БСС по каналам с замиранием Райса разработана в [111]. Авторы проанализировали вероятность сбоя предлагаемой системы, применяя предположение о замирании каналов Райса, и продемонстрировали, что для заданной скорости передачи информации, порога вероятности сбоя и местоположения БПЛА достижимый диапазон обслуживания может быть однозначно определен. В [112] авторы совместно оптимизировали график включения в работу сенсорных узлов и траекторию БПЛА, чтобы минимизировать потребление энергии каждым сенсорным узлом. Предлагаемая

схема позволила добиться значительной экономии энергии в сравнении с существующими базовыми схемами, т. е. схемой со статическим сбором и схемой с прямой траекторией. В [113] предложена новая система сбора данных в БСС с использованием БПЛА для повышения эффективности процесса сбора данных. Авторы ввели схему выбора приоритетных кадров, чтобы уменьшить количество избыточной передачи данных между сенсорными узлами и БПЛА. Стратегия сбора данных с помощью БПЛА с сенсорных узлов, расположенных по прямой линии, была изучена в [114]. Здесь время полета БПЛА можно свести к минимуму, следуя классическому алгоритму заполнения водой для оптимального распределения мощности.

В последнее десятилетие широко исследовались применяемые БСС с использованием РЧ БПЭ для увеличения времени работы систем связи. Моделирование для целой системы РЧ-БПЭ используется для зарядки сенсорных узлов БСС в [115]. Кроме того, авторами [115] был реализован прототип для определения разницы между моделированием и реальными приложениями. Авторы [116] реализовали сбор РЧ-энергии, выполненный из компактной ферритовой стержневой антенны вместе с антенной со встроенным выпрямителем, для питания сенсорных узлов в пределах 120 км от передатчика мощностью 150 кВт. В [117] авторы стремились оптимизировать стратегию распределения мощности в системе РЧ-БПЭ с ограничением приоритетов с большим количеством сенсорных узлов в когнитивных сетях интернета вещей (IoT). Авторы предложили стратегию декомпозиции на основе критического подхода с низкой вычислительной сложностью. В [118] предложенна селективная, отслеживающая и адаптивная к мощности система РЧ-БПЭ дальнего поля, которая может быть интегрирована в пассивные БСС. Кроме того, авторы показали, что эффективная РЧ-БПЭ связь дальнего поля может быть создана с разумной простотой, что делает РЧ-БПЭ конкурентоспособной альтернативой для решения проблемы ограничения энергии в БСС. Авторы [119] создали РЧ-БПЭ и интеллектуальные модули маршрутизации для уменьшения энергопотребления и увеличения срока службы сенсорных узлов. Авторы использовали беспроводное зарядное устройство для многоцелевой функции по зарядке трейлов. Рассмотрев передачу RF-БПЭ по нисходящей линии связи и передачу информации по восходящей линии связи, авторы [120] разработали стратегию обработки задач, включающую динамическое

разделение времени передачи информации и мощности по восходящей и нисходящей линии связи. Кроме того, показано, что передача энергии по нисходящей линии связи может эффективно повысить среднюю получаемую мощность, максимизируя пропускную способность.

Если все сенсорные узлы начнут передавать измеренные данные в приемник с помощью БПЛА, это может привести к снижению энергоэффективности всей системы и снижению качества обслуживания. Как правило, соседние сенсорные узлы имеют аналогичные данные, поскольку каждая группа сенсорных узлов собирает информацию в определенной области [114]. Более того, сбор данных с каждого сенсорного узла в крупномасштабной БСС с использованием БПЛА может быть практически невозможен из-за ограниченной емкости встроенной в БПЛА батареи. Для решения вышеупомянутых проблем из каждого кластера сенсорных узлов в БСС выбирается головной узел кластера. Головные узлы кластера получают данные от кластерных узлов в соответствующем кластере, а затем беспилотный летательный аппарат собирает данные от головных кластерных узлов для передачи в приемник. Таким образом, выбор головного узла для данного кластера является одной из решающих задач в БСС, которая влияет на общую производительность системы. Для преодоления проблем с необоснованным выбором головного узла кластера и чрезмерным потреблением энергии в [121] был предложен модифицированный алгоритм выбора головного узла на основе LEACH. Кроме того, авторам удалось сбалансировать нагрузку на сеть и повысить энергоэффективность за счет эффективного использования конкурентного механизма в предлагаемом алгоритме. В [122] предложен алгоритм firefly с циклической рандомизацией для выбора головного узла кластера для повышения производительности сети связи. В [123] авторы предложили схему выбора головного узла кластера, которая вращает положение головного узла кластера, выбирая среди сенсорных узлов с более высокими уровнями энергии по сравнению с другими.

3.1.1 Мотивация и вклад

Однако [111]-[123] авторы не уделили должного внимания на сочетание РЧ-БПЭ, стратегию сбора данных с помощью БПЛА и показатели производительности на приемниках данных в БСС, а так же не рассматривали возможность использования различных типов замирания каналов в сети связи, таким образом, не реализовав реальный практический сценарий в приложениях Интернета Вещей. РЧ-БПЭ является потенциальной и эффективной альтернативой для снижения выбросов углекислого газа в приложениях Интернета Вещей [9]. Ниже перечислены выявленные преимущества РЧ-БПЭ для будущих приложений Интернета вещей, т. е.

- РЧ-БПЭ является мостом между экологически чистыми источниками энергии и устройствами связи
- Можно рассчитать количество энергии, собранной с помощью РЧ-БПЭ в приемнике
- Количество собранной энергии зависит от мощности передачи, потерь при распространении и длины волны

Быстрое развитие в области интеллектуальных транспортных систем (ИТС) привело к быстрому расширению мониторинга состояния систем связи, инфраструктур, транспортных средств и оборудования с использованием сенсорных узлов [124]. Использование кооперативной связи с использованием БПЛА в системах аналогичных интеллектуальным транспортным системам рассмотрено в главе 2. Однако для быстрого принятия решений приложениям Интернета вещей требуется сбор наблюдений датчиков с нескольких кластеров. В этой главе предлагается энергоэффективная стратегия сбора данных с помощью БПЛА для беспроводной сети БСС и исследуется производительность системы по таким показателям, как вероятность сбоя и достижимая пропускная способность приемника данных. В частности, эта работа направлена на внедрение основ для реализации интеграции БПЭ, БПЛА в БСС для повышения общей энергоэффективности приложений Интернета вещей, таких как интеллектуальные транспортные системы (ИТС), умные города и т.д. при сохранении ожидаемого качества обслуживания. Основной вклад этой главы состоит из четырех частей, которые коротко можно представить, как:

- Во-первых, разработана БСС с беспроводным питанием, в которой сенсорные узлы удаленно питаются от маяков питания с использованием РЧ-БПЭ. Учитывая данные, полученные в главе 2, представлена новая структура временных интервалов путем разделения всего рабочего времени на два этапа. На первом этапе БСС кластеризуется, среди включенных сенсорных узлов выбираются оптимальные головные узлы, и каждый из сенсорных узлов периодически отправляет данные с датчикав в головной узел.На втором этапе используется БПЛА для повышения уровня энергии головного узла с помощью РЧ-БПЭ и сбора агрегированных данных с головных узлов.
- Во-вторых, исходя из предположения о каналах с замираниями Релея и Райса, вычисляется вероятность сбоя в приемнике данных. Затем формулируется задача оптимизации для количественной оценки распределения времени для сбора энергии и минимизации вероятности сбоя с учетом мощности передачи сенсорных узлов, собранной энергии и ограничений траектории полета БПЛА.
- В-третьих, предлагается асимптотически оптимальное решение, учитывающее двойственность сформулированной задачи оптимизации для снижения сложности в сравнении с методом перебора или исчерпывающего поиска. Затем представлены эвристические решения для кластеризации, выбора головного узла и траектории БПЛА для дальнейшего снижения сложности.
- Наконец, эффективность предлагаемых асимптотических и эвристических решений для рассматриваемой задачи демонстрируется с помощью результатов моделирования. Кроме того, исследуется влияние различных параметров системы на общую производительность системы. Наконец, продемонстрировано превосходство в производительности предлагаемой и эталонных БСС.

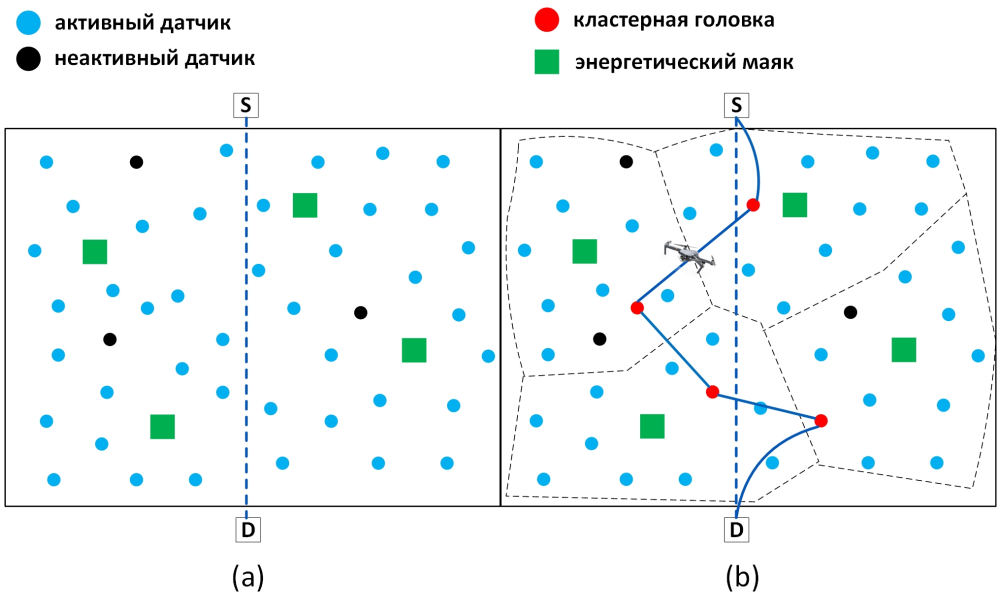


Рисунок 3.1 — Иллюстрация эталонного сбора данных с помощью БПЛА в БСС. (a) Образец БСС со случайным распределением сенсорных узлов и маяков питания. (b) Образец вывода предлагаемой схемы сбора данных на этапе II с четырьмя кластерами (разделенными пунктирными линиями), выбранными головными узлами кластеров и прогнозируемой траекторией БПЛА

3.1.2 Организация

В разделе 3.2 показана модель системы и структура временных интервалов Формулировка задачи для минимизации сбоев приведена в разделе 3.3. Асимптотические и эвристические решения приведены в разделах 3.4 и 3.5 соответственно. Результаты численного моделирования приведены в разделе 3.6 для проверки превосходства производительности со схемами аналогами. Выводы по этой главы приведены в разделе 3.7.

3.2 Модель системы

В главе рассматривается БСС с использованием БПЛА, как показано на рисунке 3.1, когда БПЛА пролетает над N-м числом сенсорных узлов и собирает данные с выбранных головных узлов в течение заданного периода времени T. Количество маяков питания M случайным образом развертывается

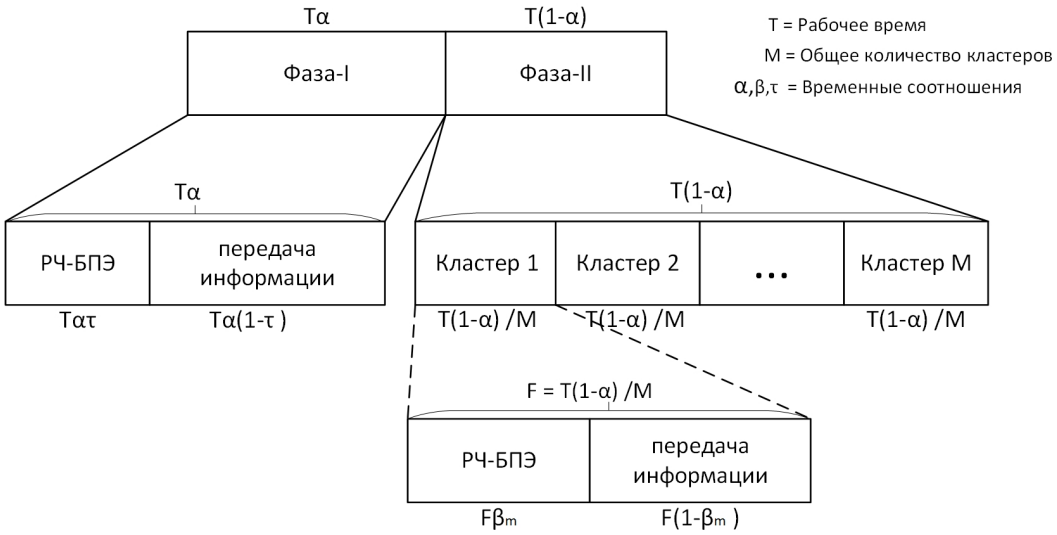


Рисунок 3.2 — Схема распределения времени предлагаемого БСС, где общее рабочее время делится на два этапа. Распределение времени для процесса сбора энергии для сенсорных узлов и головных узлов кластера и обозначается через τ и β

в БСС для включения питания сенсорных узлов. Первоначально все сенсорные узлы не имеют энергии в своих аккумуляторных батареях для передачи измеренных данных. Эталонный БСС показан на рисунке 3.1 (а), где начальная и конечная точки БПЛА представлены буквами S и D, а сенсорные узлы соответственно обозначены кружками. Предполагается, что местоположение D представляет собой желаемый приемник данных, куда наблюдения с датчиков должны быть доставлены для дальнейшей обработки. Также следует отметить, что S и D не являются фиксированными и могут располагаться в разных местах в зависимости от структуры БСС. На практике начальное и конечное местоположения БПЛА зависят от множества факторов, таких как места взлета и посадки БПЛА, траектории аосадки, емкости батареи БПЛА и т.д.

Структура временных интервалов процесса сбора данных предлагаемого БСС проиллюстрирована на рисунке 3.2. Все рабочее время T разделено на две фазы $T\alpha$ и $T(1-\alpha)$, где $0 < \alpha < 1$. Фаза I дополнительно разделена на еще две части $T\alpha\tau$ и $T\alpha(1-\tau)$. В течение времени $T\alpha\tau$ все сенсорные узлы собирают энергию из сигналов РЧ-БПЭ, полученную от маяков питания, для подзарядки своих батарей. Затем, в следующей временном интервале $T\alpha(1-\tau)$, сенсорные узлы группируются в кластеры, для каждого кластера выбирается оптимальный головной узел кластера, а затем данные, полученные от сенсорных узлов, передаются в соответствующий головной узел кластера. Время, выделенное для фазы II, поровну делится на M кластеров и может

быть представлено в виде $T(1-\alpha)/M$. Затем временной интервал $T(1-\alpha)/M$ делится на два временных интервала $F\beta$ и $F(1-\beta)$, где $F(1-\beta)$ и $0 \leq \beta < 1$. В течение временного интервала $F(1-\beta)$ головной узел кластера собирает энергию из радиочастотного сигнала БПЭ БПЛА. Затем головной узел кластера передает агрегированные данные в БПЛА для отправки в приемник для дальнейшей обработки. Коэффициенты каналов связи сенсоные узлы - маяки питания и сенсорные узлы-головные узлы кластера моделируются как случайные величины Релеевского замирания h_{xy} от узла x до y, где x,$y \in \{n,j\}$. Моделирование канал связи между БПЛА и головные узлы кластера, когда они находятся в зоне прямой видимости, моделируется замиранием Райса с использованием случайной величины g_{xy}, где g_{xy}. Предполагается, что передача данных от каждого сенсоного узла к головному узлу кластера ортогональна[1], как в [125], чтобы избежать помех при передаче.

Таким образом, в один и тот же временной интервал несколько сенсоных узлов могут передавать данные в головной узел кластера до тех пор, пока между ними не возникнет конфликта. Аналогичным образом, предполагается, что головные узлы кластера не передают данные одновременно на БПЛА, во избежание создания друг другу помех. Мы рассмотрели два минимальных пороговых значения отношения «сигнал-шум» γ_1 и γ_2 для сигналов, принятых головными узлами кластеров и БПЛА соответственно для поддержания ожидаемого качества обслуживания. В основном это связано с разницей в объеме полученной информации головными узлами кластеров и БПЛА. Вначале БПЛА разрабатывает свою траекторию и график связи с головными узлами кластеров, используя знание свое местоположение и траеткорию относительно головных узлов кластеров. Кроме того, предполагается, что БПЛА известны местоположения и уровень энергии головных узлов кластеров. Подробности такого подхода можно найти в [126].

[1]Ортогональность может быть достигнута различными способами, например, путем множественного доступа с ортогональным частотным разделением (OFDMA) или множественного доступа с временным разделением (TDMA).

3.2.1 Фаза-I

Пусть P_j обозначает мощность передачи j^{th}-го маяка питания в течение времени $T\alpha\tau$, где $j \in \{1,..,M\}$. Предполагая, что передаваемые сигналы РЧ-БПЭ от маяков питания взаимно независимы, как в [125], общая собранная энергия в n^{th}-м сенсорном узле может быть выражена, как

$$E_n = \sum_{j=1}^{M} E_{nj} = \sum_{j=1}^{M} P_j d_{nj}^{-\omega} \eta_n |h_{nj}|^2 T\alpha\tau, \tag{3.1}$$

где d_{nj} обозначает расстояние между n^{th}-м сенсорным узлом и j^{th}-м маяком питания, ω- показатель потерь при прохождении сигналом расстояния, а $0 < \eta_n < 1$-эффективность преобразования энергии в n^{th}-м сенсорном узле. После того, как сенсорном узле зарядил аккумуляторные батареи, он начинает сбор данных с датчиков, находящихся в окружающей его среде. Мощность передачи каждого сенсорного узла во время фазы-I может быть задана, как:

$$P_n = \frac{E_n}{T\alpha(1-\tau)} = \sum_{j=1}^{M} \frac{P_j d_{nj}^{\omega} \eta_n |h_{nj}|^2 \tau}{(1-\tau)}. \tag{3.2}$$

Следовательно, принятые головным узлом кластеры сигналы в конце фазы-I могут быть записаны, как:

$$y_m = \sum_{n=1}^{J-1} \sqrt{P_n} |h_{mn}| s_n + n_{mn}, \tag{3.3}$$

где $m \in \{1,...,M\}$-индекс кластеров в БСС, $J = N/M$- количество сенсорных узлов на каждый кластер, h_{mn}- коэффициент канала между n- сенсорным узлом и головным узлом кластера m, s_n- нормализованный модулированный сигнал $\mathbb{E}[|s_n|^2] = 1$, передаваемый от n-го сенсорного узла, а n_{mn}- аддитивный белый гауссовский шум (AWGN) между сенсорным узлом n и соответствующим головным узлом. Таким образом, рассматривая (3.1) и (3.2), эффективное отношение соотношение «сигнал-шум» в кластере головном узле кластера m

может быть задано как:

$$\gamma_m = \sum_{n=1}^{J-1} \frac{P_j d_{nj}^{-\omega} |h_{nj}|^2 |h_{mn}|^2 \tau}{(1-\tau)\sigma_{mn}^2}. \tag{3.4}$$

3.2.2 Фаза-II

В начале фазы II головные узлы кластеров обладают агрегированными данными, полученными от сенсорных узлов во время фазы I. В течение временного интервала $F\beta$ головной узел в m-ом кластере собирает энергию из сигнала РЧ-БПЭ БПЛА. Следовательно, количество энергии, собранной головным узлом кластера, может быть выражено как:

$$E_{mu} = \begin{cases} P_u \eta_n |g_{mu}|^2 \rho_u F\beta, & \text{if } E_{mu} < E_{max} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \tag{3.5}$$

где P_u обозначает мощность передачи РЧ-БПЭ БПЛА, $F = T(1-\alpha)/M$, g_{mu}, g_{mu}- комплексный коэффициент замирания между БПЛА и головным узлом кластера, $\rho_u = \kappa d_{mu}^{\omega}$- расстояние между БПЛА и головным узлом кластера, где κ- постоянный коэффициент потерь при прохождении сигналом расстояния между БПЛА и головным узлом кластера, а d_{mu}-расстояние, при котором БПЛА и головной узле кластера находятся в зоне прямой видимости. Когда БПЛА находится над головным узлом кластера, тогда $d_{mu} = H_{min}$. Также предполагается, что H_{min}- это минимальная высота, необходимая для маневрирования без каких-либо препятствий на местности, и она соответствует муниципальным правилам и нормам этого района. Таким образом, общая энергия, доступная в головном узле кластера для использования с целью передачи данных, может быть рассчитана путем сложения (3.3) и (3.4)[2]. Принятый сигнал на БПЛА от головного узла кластера m может быть записан в виде:

$$y_{um} = \sqrt{P_n^m} |g_{um}| \rho_u(y_m) + n_{um}, \tag{3.6}$$

[2]Обратите внимание, что сенсорные узлы могут выбрать управление мощностью без исчерпания собранной энергии, как в [127][128], что считается выходящим за рамки рассмотрения данной главы.

где P_n^m- мощность передачи головного узла кластера m, g_{um}- комплексный коэффициент замирания между головным узлом кластера m и БПЛА, а n_{um}- аддитивный белый гауссовский шум (AWGN) между головным узлом и БПЛА. Затем сквозное отношение «сигнал-шум» может быть записано как:

$$\gamma_u^m = \frac{P_m|g_{um}|^2\rho_u^2\sum_{m=1}^{J-1}P_n|h_{mn}|^2}{P_m|g_{um}|^2\rho_u^2\sigma_{mn}^2+\sigma_{um}^2}. \tag{3.7}$$

Путем замены (3.2), (3.4) и (3.5) в (3.7) отношение «сигнал-шум» на БПЛА в конце периода сбора данных из головного узла кластера m можно записать следующим образом:

$$\gamma_u^m = \frac{\sum_{n=1}^{J-1}\sum_{j=1}^{M}a_1|g_{u,m}|^4|h_{n,j}|^2|h_{m,n}|^2}{\sum_{n=1}^{J-1}\sum_{j=1}^{M}|g_{u,m}|^4|h_{n,j}|^2|h_{m,n}|^2a_2+\sum_{j=1}^{M}|g_{u,m}|^2|h_{m,n}|^2a_3+|g_{u,m}|^2|\rho_u\sigma_u^2+\sigma_u^2}, \tag{3.8}$$

где $a_1 = \frac{P_j d_{nj}^{-\omega}\alpha\tau M\eta_n^2+\rho_u^2P_u\rho_u(1-\alpha)\beta}{(1-\alpha)(1-\tau)(1-\beta)}$, $a_2 = a1\kappa^2$, и $a_3 = \frac{\eta_nP_jd_{nj}^{-\omega}\alpha\tau\rho_u}{(1-\alpha)(1-\beta)}$.

3.2.3 Вероятность сбоя

В этой главе рассматривается режим передачи с ограниченной задержкой, в котором достижимая пропускная способность приемника данных может быть получена путем комплексной оценки вероятности сбоя на БПЛА и фиксированной скорости передачи между БПЛА и приемником данных. Чтобы получить достижимую пропускную способность в приемнике данных, в первую очередь определяется вероятность сбоя БПЛА после сбора информации из одного кластера, как показано в следующей лемме:

Лемма 4. *Окончательное выражение в закрытой форме вероятности сбоя БПЛА после получения данных из головного узла кластера m может быть представлено в виде:*

$$P_{out}^{m} = 1 - 2\sum_{p=0}^{\infty} \frac{(1+K_m)^{\frac{p+1}{2}} K_m^p \exp(-K_m)}{\Omega_{um}\Gamma(p+1)p!} \times \left(\frac{a_3^m \gamma_2}{(a_1^m - a_2^m\gamma_2)\Omega_{n,m}}\right)^{\frac{p-1}{2}} K_{(p-1)}\left(2\sqrt{\frac{(1+K_m))a_3^m}{(a_1^m - a_2^m\gamma_2)\Omega_{um}\Omega_{mn}}}\right). \tag{3.9}$$

где K_m- коэффициент K замирания Райса, который определяется как отношение мощности при нахождении в зоне прямой видимости к компоненте рассеяния, Ω_{xy}- среднее значение отношения «сигнал-шум» канала между узлами связи, а $K_v()$- модифицированная функция Бесселя v^{th}-го порядка второго рода.

Доказательство. Доказательство приведено в Приложении В.1. Таким образом, вероятность сбоя в приемнике данных может быть записана как:

$$P_{out} = \sum_{i=1}^{M} P_{out}^{m}. \tag{3.10}$$

На основе выражения в закрытой форме вероятности сбоя в (3.9) достижимая суммарная пропускная способность БПЛА для кластера m может быть записана как:

$$R_m = (1 - P_{out}^{m})RT\left(\frac{(1-\alpha)(1-\beta)}{M}\right), \tag{3.11}$$

где R обозначает фиксированную скорость передачи головных узлов кластера. Учитывая (3.10), суммарную пропускную способность приемника можно выразить как:

$$R_t = (1 - P_{out})RMT(1-\alpha)(1-\beta). \tag{3.12}$$

Символ	Определение
S	набор сенсорных узлов в БСС
A	набор активных сенсорных узлов в БСС
B	набор кластеров в БСС
D	набор расстояний между узлами датчиков (N×N матрица)
L	набор сенсорных узлов на траектории БПЛА, соединяющих начальную и конечную точки
E_{min}	минимальное количество энергии, необходимое для работы активного сенсорного узла
E_{max}	максимальная емкость батареи сенсорного узла
$C_{mn} \in \{0,1\}$	указывает, является ли узел датчика n членом кластера m
$C_n^m \in \{0,1\}$	указывает, выбран ли узел датчика n в качестве головки кластера для кластера m
$Y_{zq} \in \{0,1\}$	указывает, проходит ли БПЛА от узла датчика z до q

Таблица 4 — Сокращения, используемые в разделе 3.3

3.3 Формулировка задачи

В этом разделе для получения оптимальных значений соотношения времени рассматривается задача кластеризации, выбора головного узла, оптимальной траектории БПЛА и оптимального распределения мощности, минимизирующего вероятность сбоя. Сокращения, используемые в этом разделе, приведены в таблице 4 В предлагаемой системе для процесса кластеризации БСС требуются четыре ограничения для поддержания ожидаемого качества обслуживания, которые можно записать в следующем виде:

$$E_n \geq E_{min}, \quad \begin{array}{ll} n \in A, & \\ n \notin A, & \text{иначе}, \end{array} \tag{3.13}$$

$$\sum_{n \in A} C_{mn}, \leq \frac{N}{M} \qquad \forall m \in B, \tag{3.14}$$

$$\sum_{m \in B} C_{mn} = 1, \qquad \forall n \in A, \tag{3.15}$$

$$P_j \geq \frac{\gamma_1}{\max[D]^{-\omega}} \qquad j = 1,...,M. \tag{3.16}$$

Ограничение (3.13) утверждает, что после выполнения сбора энергии от маяков питания у каждого сенсорного узла должно быть накоплено по крайней мере минимальное количество энергии E_{min} в аккумуляторе/накопителе энергии сенсорного узла, чтобы его можно было включить в процесс кластеризации. В противном случае сенсорный узел будет рассматриваться как неактивный сенсорный узел и не будет рассматриваться для процесса кластеризации. Ограничение (3.14) гарантирует, что ни один сенсорный узел не принадлежит более чем одному кластеру. Переменная $C_{m,n} \in \{0,1\}$, указанная в ограничении (3.15), определяет, является ли сенсорный узел n членом кластера m, а также гарантирует, что каждый сенсорный узел принадлежит только одному кластеру. Ограничение (3.16) гарантирует, что мощность передачи j-го маяка питания была достаточной для сбора энергии для поддержания ожидаемого качества обслуживания во время передачи информации в головной узел кластера. В процессе выбора головного узла кластера используются следующие ограничения, которые обеспечивают выбор оптимального головного узла кластера с точки зрения производительности системы и траектории БПЛА.

$$C_n^m \leq C_{mn}, \qquad \forall m \in B, \forall h \in A, \tag{3.17}$$

$$\sum_{h \in A} C_n^m = 1, \qquad \forall m \in B, \tag{3.18}$$

$$E_{min}^{CH} < E_n^m, \qquad \forall m \in B, \tag{3.19}$$

$$T_n^m = 1, \qquad \forall m \in B. \tag{3.20}$$

Ограничение (3.17) гарантирует, что сенсорный узел не может быть выбран в качестве головного узла кластера, если он не находится в кластере m. Ограничения (3.18) и (3.19) гарантируют, что на каждый кластер приходится только один головной узел кластера, и сенсорный узел не может быть выбран в качестве головного узла кластера, если собранная на нем энергия меньше предусмотренного порогового значения, соответственно. Символ T_n^m указывает траекторию БПЛА, а ограничение (3.20) обеспечивает, что для траектории БПЛА был выбран ый головной узел кластера. Следующие ограничения траектории гарантируют, что БПЛА стартует с выбранной начальной точки, пролетит над всеми головными узлами кластеров для сбора данных и, наконец,

прибудет к месту назначения (конечному положению), как в главе 2 и [128].

$$\sum_{z \in B_m} \sum_{(zq) \in V} Y_{z,q} = 1, \tag{3.21}$$

$$\sum_{z \in V} Y_{Sz} = 1, \tag{3.22}$$

$$\sum_{q \in V} Y_{qD} = 1, \tag{3.23}$$

$$\sum_{(z,q) \in V} Y_{zq} - \sum_{(q,z) \in V} Y_{qz} = \begin{Bmatrix} 1, z = S \\ -1, z = D \\ 0 \end{Bmatrix}, \tag{3.24}$$

$$R_z - R_q + Y_{zq} M <= M - 1. \tag{3.25}$$

Ограничения (3.21), (3.22), (3.23) и (3.24) гарантируют, что БПЛА будет лететь из выбранной начальной точки в конечную, пролетая только над одним участком каждого кластера. Наконец, ограничение (3.25) утверждает, что БПЛА не войдет в циклический полет во время сбора данных. Тогда соответствующая задача оптимизации может быть математически выражена как:

$$\begin{aligned}
&(P3.1): \min_{\{m \in M, E_m, P_u \alpha, \tau, \beta\}} \quad \sum_{m=1}^{M} P_{out}^m \\
&\text{subject to:} \\
&(C1): E_n^m \geq \frac{\gamma_2 T (1-\alpha)(1-\beta)}{M H_{min}}, \\
&(C2): E_u \geq \sum_{m=1}^{M} E_m, \\
&(C3): E_n \geq \frac{\gamma_1 T \alpha \tau}{max[D]^{-\omega}}, \\
&(C4): 0 < \alpha < 1, \\
&(C5): 0 < \tau < 1, \\
&(C6): 0 \leq \beta_m < 1, \qquad \forall m \in B, \\
&(C7): (3.13) - (3.20), \\
&(C8): (3.21) - (3.25),
\end{aligned} \tag{3.26}$$

где $m = \{1,...,M\}$, E_n^m- количество энергии, собранной головным узлом кластера, E_u- энергия, выделенная для питания головных узлов от БПЛА через РЧ-БПЭ, а E_n- количество энергии, собранной сенсорными узлами из сигнала РЧ-БПЭ, полученного от маяков питания. Цель (3.26) состоит в том, чтобы минимизировать вероятность сбоя БПЛА путем определения оптимальных временных соотношений. Ограничение (C1) подтверждает, что каждый головной узел кластера собрал достаточно энергии для поддержания ожидаемого качества обслуживания между головным узлом и БПЛА. Ограничение (C2) подтверждает, БПЛА имеет требуемое количество энергии для РЧ-БПЭ. Ограничение (C3) гарантирует, что мощность передачи маяков питания РЧ-БПЭ достаточна для сбора сенсорными узлами энергии для поддержания ожидаемого качества обслуживания во время передачи информации между сенсорными узлами и головными узлами кластера. Эта задача оптимизации представляет собой нелинейную задачу смешанного целочисленного программирования, включающую поиск оптимальной кластеризации, выбор головного узла кластера с совместным вычислением временных соотношений α, τ, β_m и оптимального распределения энергии. Из-за сложности сформулированной задачи в следующем разделе представлено асимптотическое решение с меньшей сложностью по сравнению с очень сложным методом перебора/исчерпывающего поиска.

3.4 Асимптотически оптимальное решение

Дискретный характер двоичных переменных, участвующих в кластеризации, выборе головного узла кластера и траектории БПЛА, вызывает трудности при решении сформулированной в (3.26) задачи, особенно при рассмотрении количества собранной энергии и мощности передачи сенсорных узлов и БПЛА. Поэтому для предлагаемой системы требуется метод, предлагающий асимптотически оптимальные значения переменных с минимальной сложностью вычисления временых характеристик. Используя метод двойственности Лагранжа, соответствующий требованиям предлагаемой

системы, условие, сформулированное в (P3.1) в (3.26), может быть решено следующим образом.

Сначала определяется набор $\mathcal{D}$ со всей возможной кластеризацией $c_1 = C_{m,n}$, выбранными головными узлами клавстеров $c_2 = C_n^m$, информацией о траектории БПЛА $y = Y_{z,q}$ и соотношением времени $\beta = \beta_m$. Множество $\mathcal{D}$ удовлетворяет всем ограничениям (C6), (C7) и (C8). Таким образом, задается соответствующая двойная функция Лагранжа для задачи (P3.1):

$$g(\Lambda) \triangleq \min_{\substack{\mathbf{p} \in \mathcal{P}(c_1,c_2,y,\beta) \\ (c_1,c_2,y,\beta) \in \mathcal{D}}} \mathcal{L}(p,c_1,c_2,y,\beta,\alpha,\tau;\Lambda), \tag{3.27}$$

где $\mathbf{p}$ обозначает набор распределения мощности для заданного набора кластеров, головных узлов кластеров, траектории БПЛА и соотношения времени β_m. Соответствующее выражение Лагранжа (3.27) может быть переписано как:

$$\mathcal{L}(p,c_1,c_2,y,\beta,\alpha,\tau;\Lambda) = \sum_{m=1}^{M} P_{out}^m + \lambda_u(E_u - \sum_{m=1}^{M} E_m) + \sum_{n=1}^{J} \lambda_{mn}(E_n^m - \sum_{j=1}^{M} E_{nj}), \tag{3.28}$$

где $\Lambda = (\lambda_u,...,\lambda_{n,m}) \geq 0$- вектор двойственных переменных, соответствующих энергетическим ограничениям предлагаемой БСС. Поэтому двойственную задачу можно сформулировать следующим образом:

$$\begin{aligned} (P3.2): \max_{\Lambda} \quad & g(\Lambda) \\ \text{subject to:} \quad & \Lambda \geq 0. \end{aligned} \tag{3.29}$$

Двойная функция $g(\Lambda)$ является вогнутой функцией по определению, поскольку она имеет точечный минимум линейных функций. ($\mathcal{L}(p,c_1,c_2,y,\beta,\alpha,\tau;\Lambda)$ линейна в (Λ))[129]. Поэтому методы, основанные на градиентах или субградиентах, могут быть использованы для решения (P3.2) с гарантированной сходимостью. Тогда подградиент (3.27) может быть записан, как:

$$\Delta\lambda_u = E_u - \sum_{m=1}^{M} P_m^*(\Lambda)\frac{T(1-\alpha)(1-\beta)}{M}, \tag{3.30}$$

$$\Delta\lambda_{mn} = E_n^m - \sum_{j=1}^{M} P_j^*(\Lambda) d_{nj}^{-\omega} |h_{n,j}|^2 T\alpha\tau, \tag{3.31}$$

где $\Delta\Lambda = (\Delta\lambda_u, \Delta\lambda_{m,1}, ...\Delta\lambda_{m,J})$. Этот обновленный метод состоит из полиномиальной вычислительной сложности, аналогичной числу двойственных первичных переменных $(J+1)$, где $J = N/M$. Определение оптимальных переменных оптимизации в (3.27) реализует вычисление двойной функции. Таким образом, двойная функция в (3.27) может быть переписана как:

$$g(\Lambda) \triangleq \min_{\substack{\mathbf{p} \in \mathcal{P}(c_1,c_2,y,\beta) \\ (c_1,c_2,y,\beta) \in \mathcal{D}}} \sum_{m=1}^{M}\sum_{n=1}^{J} \mathcal{L}_{2_{(m,n)}} + \lambda_u E_u + \sum_{m=1}^{M} \lambda_{mn} E_n^m, \tag{3.32}$$

где

$$\mathcal{L}_{2_{(n,m)}} \triangleq P_{out}^m - \lambda_u \sum_{m=1}^{M} P_m(\Lambda)\left(\frac{T(1-\alpha)(1-\beta)}{M}\right) - \sum_{m=1}^{J} \lambda_{mn} \sum_{j=1}^{M} P_j(\Lambda) d_{n,j}^{\omega} |h_{n,j}|^2 T\alpha\tau. \tag{3.33}$$

Оптимальное распределение мощности передачи маяка питания и головного узла кластера по заданному кластеру сенсорных узлов может быть установлено путем нахождения решений для следующей сформулированной проблемы:

$$\begin{aligned} (P3.3) : \min_{\Lambda} \quad & \mathcal{L}_{2_{(m,n)}} \\ \text{subject to:} \quad & P_m > 0 \ \& \ P_j > 0. \end{aligned} \tag{3.34}$$

Функция $\mathcal{L}_{2_{(m,n)}}$ является вогнутой функцией P_j,P_m, где P_j обозначает мощность передачи маяка питания, а P_m- мощность передачи головного узла кластера в кластере m. Следовательно, оптимальное распределение мощности может быть получено путем применения условий ККТ, как в [129; 130]

$$P_m^* = P_j^*\left(1 + \frac{P_u |g_{mu}|^2 \eta_n \rho_u \gamma_2 \beta_m}{((1-\beta_m)\sigma_u^2 + \beta_m \kappa^2)}\right), \tag{3.35}$$

и

$$P_j^* = \left(\frac{\sigma_{nj}^2 \sigma_{mn}^2 d_{nj}^{-\omega}}{x(1-\tau)|h_{nj}|^2 |h_{mn}|^2}\right)\left(\frac{(1-\tau)\gamma_1 \alpha |h_{nj}|^2 |h_{mn}|^2 - \lambda_u T\alpha\tau |h_{nj}|^2}{\lambda_u x + (1-\tau)\alpha\sigma_{nm}^2 M d_{mn}^{-\omega}}\right), \tag{3.36}$$

где

$$x = \sqrt{\frac{\lambda_{nm}(1-\tau)\alpha|h_{mn}|^2\sigma_{nj}^2}{\lambda_u|h_{nj}|^2\sigma_{mn}^2}}. \tag{3.37}$$

Также следует отметить, что двойные переменные λ_u и $\lambda_{m,n}$ влияют на ценообразование БСС с позиции экономической перспективы использования энергии на БПЛА и маяках питания для техники РЧ-БПЭ. Далее, подставляя оптимальную мощность передачи в (3.35) и (3.36) в (3.33), переменные мощности передачи в (3.33) могут быть заменены и обозначены $\mathcal{L}_{3_{(m,n)}}$. Затем, применив вышеуказанные изменения к (3.32), альтернативный вариант двойственной функции можно представить следующим образом:

$$g(\Lambda) \triangleq \min_{\substack{\mathbf{p} \in \mathcal{P}(c_1,c_2,y,\beta) \\ (c_1,c_2,y,\beta) \in \mathcal{D}}} \sum_{m=1}^{M}\sum_{n=1}^{J} \mathcal{C}_{m,n} C_n^m \mathcal{L}_{3_{(m,n)}} + \lambda_u E_u + \sum_{m=1}^{M} \lambda_{mn} E_n^m. \tag{3.38}$$

Тогда легко понять, что оптимальная кластеризация и выбор головного узла кластера СН будут при минимальном значении как для $\mathcal{L}_{3_{(m,n)}}$, так и для:

$$C_{mn}^* = \begin{Bmatrix} 1, & (m,n) = \arg\ \min\ \mathcal{L}_{3_{(m,n)}} \\ 0, & \text{otherwise} \end{Bmatrix}, \tag{3.39}$$

$$C_n^m = \begin{Bmatrix} 1, & n = \arg\ \min\ \mathcal{L}_{3_{(m,n)}} \\ 0, & \text{otherwise} \end{Bmatrix}, \tag{3.40}$$

$$T_n^m = \begin{Bmatrix} 1, & C_n^m = \arg\ \min\ \mathcal{L}_{3_{(m,n)}} \\ 0, & \text{otherwise} \end{Bmatrix}. \tag{3.41}$$

Следовательно, функция $\mathcal{L}_{3_{(m,n)}}$ является оптимальным критерием для кластеризации и выбора головного узла кластера при пороговых значениях отношений «сигнал-шум» γ_1,γ_2 предусмотренных в предлагаемой системе для поддержания ожидаемого качества обслуживания. Наконец, принимая во внимание значения, полученные в (3.39) и (3.40), и заменой $\mathcal{L}_{3_{(m,n)}}$, а также придерживаясь ограничений (C1)(C3)(C6) в (3.26), оптимальное значение для

может быть выражено как

$$\beta_m^* = \sum_{p=0}^{\infty} \left(\frac{\gamma_2^{\frac{p-1}{2}} \gamma_1 K_m^2 (1-\alpha^*)\tau^*\alpha^*}{M H_{min} \eta_n (1-\gamma_1 \kappa_m^2)} \right) K_{(v)} \left(2\sqrt{\frac{\gamma_1\gamma_2(1+p)\kappa_m^2 \exp(-2K_m)}{\eta_n \Omega_{um} \Gamma(p+1)p!}} \right). \tag{3.42}$$

Наконец, подставляя (3.36) и (3.42) в (3.35) и учитывая (3.30), (3.31) и ограничения (C1)(C2)(C3)(C4)(C5) в (3.26), оптимальные значения для τ и α могут быть выражены как

$$\tau^* = \frac{1}{\gamma_1} \left(\frac{\gamma_1 d_{nj}^{-\omega} \sigma_{nj}^2 \alpha^*}{P_j |h_{nj}|^2} + \frac{T\alpha^* + |h_{nj}|^2}{M max(D)^{-\omega}} \right), \tag{3.43}$$

и

$$\alpha^* = \sum_{p=0}^{M} \left(\frac{[\gamma_1\gamma_2]^{(\frac{p-1}{2})} + T|h_{nj}|^2 |h_{mn}|^2}{\max[D]^{\omega} \sum_{j=1}^{M} P_j \eta_n |h_{nj}|^2 M} \right) K_{(v)} \left(\frac{(1+K_m)}{\Omega_{mn}} \times \sqrt{\Omega_{mn}} \right). \tag{3.44}$$

Анализируя (3.44), можно заметить, что γ_1 и γ_2 значительную влияют на α^*. Также примечательно, что α^* не зависит от временных соотношений τ^* и β^*. Однако τ^* в (3.43) зависит от α^*, в то время как β^* в (3.42) зависит и от α^* и τ^*. Это явление можно легко понять, проанализировав (3.34), (3.35) и рисунок 3.2. Вычислительная сложность предлагаемого асимптотического метода составляет $\mathcal{O}(N \cdot M^5 \cdot J^2)$ с учетом движения и траектории БПЛА. Примечательно, что решение предлагаемой задачи асимптотическим методом занимает меньше времени, чем традиционный метод поиска перебором $\mathcal{O}(N^3 \cdot (N-J)! \cdot J \cdot M^6)^{N!}$, который относится к задаче недетерминированной полиномиальной сложности [131].

3.5 Эвристический метод низкой сложности

В этом разделе предлагается субоптимальное эвристическое решение низкой сложности для решения (P1) в (3.26) при одновременном сокращении расстояния перемещения БПЛА. Таким образом, критерии кластеризации и выбора головного узла кластера, которые минимизируют эквивалент (3.38),

задаются предлагаемыми алгоритмами для дальнейшего снижения затрат по времени на нахождение решения. Предлагаемый алгоритм кластеризации проиллюстрирован в Алгоритме 1. Предложенный метод кластеризации представлен в виде модифицированной версии кластеризации K-среднего, где сенсорные узлы группируются вокруг маяков питания в зависимости от количества собранной энергии и минимального евклидова расстояния до маяков питания. Алгоритм K-среднего-это хорошо известный метод, используемый для разделения N-го числа сенсорных узлов на заданное количество кластеров, в результате чего сеть превращается в ячейки Вороного. Помимо ближайшего среднего значения к маякам питания, в предлагаемом алгоритме учитывается количество собранной энергии и равномерное распределение сенсорных узлов внутри каждого кластера. После выполнения модифицированной версии алгоритма K-среднего в Алгоритме 1 мы обновляем кластеры, чтобы они были почти одинаковыми по размеру, искажая форму ячеек Вороного. Алгоритм начинается с случайного размещения M-го числа маяков питания и получения оптимального распределения мощности передачи для маяков питания. Затем маяки питания рассматриваются как центральная точка для кластеризации (для кластеризации по алгоритму K-среднего $K = M$) внутри БСС. Затем, совместно рассмотрев максимальное количество энергии, собираемой от маяков питания, и среднее значение горизонтальных и вертикальных евклидовых расстояний до маяков питания от сенсорных узлов, каждый сенсорный узел идентифицирует свой кластер. Несмотря на то, что сенсорный узел удовлетворяет вышеупомянутым требованиям для кластеризации, если выбранный кластер уже имеет J число сенсорных узлов и большее значение среднего евклидова расстояния до маяка питания, сенсорный узел будет помещен в набор J, который будет использоваться позже для балансировки размера каждого кластера. Этот шаг повторяется до тех пор, пока размер каждого кластера не станет равным J или $J + 1$. Оставшаяся часть алгоритма балансирует размер каждого кластера до тех пор, пока размер кластера не станет равным J или $J + 1$. Время выполнения алгоритма 1 может быть рассчитано в два этапа. Время выполнения предлагаемого модифицированного алгоритма K-среднего равно $\mathcal{O}(NMT_a)$, где T_a обозначает количество итераций до сходимости. Время выполнения второй фазы алгоритма

Алгоритм 1: Кластеризация

Дано:
– набор данных N,M,A и T, значения на основе моделирования α, τ
– Оптимальная мощность передачи силовых маяков, как в (3.35)
Результат: A, A' набор кластеров Q_m, $m = 1,2,...,M$, где $Q_m \in B$

```
Случайным образом размещенные маяки питания с местоположениями r_1,...,r_m
Инициализировать Q_m
сенсорные узлы собирают энергию
Фаза I
for каждый сенсор n ∈ S do
    if n является активным then
        Добавь n в набор A
    else
        Добавь n в набор A'
    end
end
while сходиться do
    for каждый сенсор n ∈ A do
        for каждый маяк питания m do
            if E_{n,m} это макс E_m then
                if размер кластера ≤ J & d_{m,n} ≤ Q_m then
                    || ν_n − r_m ||^2 = min{λ_{3_(m,n)}}
                    Q_m ← (n)
                else
                    || ν_n − r_m ||^2 = min{λ_{3_(m,n)}}
                    Q_m ← (n)
                    Q_max ← (n)
                end
            else
                следующая итерация;
            end
        end
    end
    for все кластеры m do
        r_m = в смысле Q_m
    end
end
Фаза II while до размера кластера J или J + 1 do
    for все кластеры m do
        while Размер кластера < J do
            if выбранный узел датчика n* ∈ Q_max & size(m) > J then
                Q_max ← (n*) увеличить ограниченный уровень
            else if выбранный узел датчика n* ∈ Q_max & ограниченный уровень = 0
              then
                Q_max ← (n*) увеличить ограниченный уровень
            else
                выбранный узел датчика n* = Q_max ограниченный уровень ≤ R_max
                  Q_max ← (n*) увеличить ограниченный уровень
            end
        end
    end
end
```

равно $\mathcal{O}(MJG\log(G))$. Таким образом, временная сложность алгоритма 1 может быть задана как $\mathcal{O}(NMT_a + MJG\log(G))$.

Доказательство сходимости алгоритма 1: Со временем алгоритм завершается после нескольких итераций для первой фазы, которая выполняет начальную кластеризацию сенсорных узлов в зависимости от количества собранной энергии и характеристик алгоритма K-средних. В связи с тем, что маяки питания выступают в качестве фиксированных центральных точек для каждого кластера, и после некоторых итераций уменьшение количества сенсорных узлов до нуля приводит к сходимости алгоритма. Для второй фазы алгоритма, если размер кластера не равен J или $J+1$, то заимствование сенсорных узлов из кластеров большого размера завершается балансировкой размеров кластеров в БСС. Также примечательно, что для каждого кластера малого размера существует по крайней мере один кластер большого размера в соответствии с первой фазой алгоритма.

Предлагаемый эвристический метод выбора головного узла кластера и траектории полета БПЛА приведен в Алгоритме 2. Результаты кластеризации, полученные при помощи Алгоритма 1, необходимы для выполнения Алгоритма 2. Алгоритм учитывает начальную и конечную точки БПЛА при принятии решения о выборе оптимального головного узла кластера для данного кластера. Во-первых, заданное число q сенсорных узлов, у которых первыми собирается наибольшее количество энергии, добавляется к набору E', и вычисляется евклидово расстояние от каждого сенсорный узел до прямой траектории БПЛА. Затем в качестве головного узла кластера выбирается сенсорный узел, находящийся на минимальном расстоянии до прямой траектории БПЛА и минимизирующий (3.38). Для определения траектории БПЛА используется хорошо известная задача комивояжера (TSP) [131]. Длительность выполнения Алгоритма 2 может быть рассчитана в два этапа: кластеризация и траектория БПЛА соответственно. Предлагаемый метод кластеризации имеет длительность выполнения $\mathcal{O}(NM)$ и $\mathcal{O}(M^2)$ от длительности, аналогичной TSP в [131], где кластеризация занимает больше времени, чем время, необходимое для расчета траектории БПЛА. Таким образом, общая временная сложность Алгоритма 2 может быть задана как $\mathcal{O}(NM)$. Аналогично, длительности вкполнения Алгоритма 1 она может быть задана как $\mathcal{O}(NMT_\alpha)$, поскольку время выполнения модифицированного алгоритма K-среднего дольше, чем

Алгоритм 2: Выбор головки кластера и траектория БПЛА

Дано:
- Наборы S, A, B, E, и Q_m
- Начальная(S) и конечная точки БПЛА (D)

Результат:
- Устанавливает E' и Q_{CH}
- C_n^m, n = 1,2,...,$N \in A$ и m = 1,...,$M \in B$
- Траектория полета БПЛА

Фаза I
Добавьте q no SNs с наибольшей энергией в пределах Q_m, чтобы установить E_m, где $n \in (S \cap Q_m \cap A \cap E)$.
$L_{U_S,U_D} \leftarrow$ Проведите прямую линию между U_S и U_D
for *каждый кластер* $m \in B$ **do**
    for *каждый узел датчика* $n \in (A \cap E'_m \cap Q_m)$ **do**
        Найди $d_{L_{U_S,U_D}}$
    end
    for *каждый узел датчика* $n \in (A \cap E' \cap Q_m)$ *in* **do**
        $C_n^m = \min(d_{L_{U_S,U_D}})$
        if $C_n^m = min\{\lambda_{3_{(m,n)}}\}$ **then**
            C_n^m =1
            $Q_{CH} \leftarrow C_n^m$
        else
            C_n^m =0
        end
    end
end
Фаза II
$Q' = Q_{CH}$
$Z \leftarrow$ Найдите ближайшую головку кластера к S из Q'
$Y_{S,Z} \leftarrow (S,Z)$
удалить Z из Q'
while $Q' = \emptyset$ **do**
    $Z' \leftarrow$ найдите ближайшую головку кластера к Z
    $Y_{Z,Z'} \leftarrow$ ссылка(Z,Z')
    $Z = Z'$
    удалить Z из Q'
end
$Y_{Z,D} \leftarrow$ ссылка(Z,D)

Таблица 5 — Параметры моделирования, используемые в разделе 3.6

Параметр	Стоимость
γ_1,γ_2	5 дБм
Мощность передачи силовых маяков P_j	60 дБм [132]
Скорость передачи данных сенсорных узлов R	2 бит/сек
показатель потери пути ω	2.4
постоянный коэффициент потерь дорожного просвета κ	1.3
К-фактор риса K	2.25
эффективность преобразования энергии в узлах датчиков η	0.8
Общее время работы T	100 с
Мощность шума между узлами датчиков $\sigma^2_{n,m}$ (дБм)	-80
Мощность шума между головками кластера и БПЛА $\sigma^2_{u,m}$	-150 дБм
Высота БПЛА H_{min}	100 м

время, расчитанное на балансировку кластера. Поэтому предлагаемый эвристический метод лучше по вычислительной сложности $\mathcal{O}(NMT_\alpha + NM)$ в сравнении с традиционным методом перебора $\mathcal{O}(N^3 \cdot (N-J)! \cdot J \cdot M^6)$, а также асимптотическим методом $\mathcal{O}(N \cdot M^5 \cdot J^2)$.

Доказательство сходимости алгоритма 2: Сходимость фазы выбора головного узла кластера в алгоритме легко доказать, т.к. вычисление евклидова расстояния до прямой траектории БПЛА и выбор сенсорного узла из вектора с максимальными энергиями (E'_m) являются простыми математическими вычислениями. Таким образом, фаза I алгоритма легко завершается, когда выбран один головной узел кластера. Для каждой итерации фазы II траектории БПЛА присваивается один головной узел кластера, соответствующий ограничениям, указанным в (3.21)-(3.25). Таким образом, фаза II алгоритма в конечном итоге завершится, поскольку число головных узлов кластера конечно и равно числу маяков питания.

3.6 Результаты моделирования

В этом разделе представлены результаты моделирования для оценки производительности предлагаемой БСС с использованием БПЛА. Если

$\tau = 0.3$				
$\beta\|\alpha$	0.5	0.6	0.7	0.8
0.1	0.1059	0.1032	0.1642	0.2956
0.2	0.0881	**0.0854**	0.1913	0.4409
0.3	0.1494	0.1253	0.1037	0.1274
0.4	0.1317	0.1165	0.1133	0.1119
0.5	0.1398	0.1234	0.1196	0.1166
0.6	0.3354	0.1991	0.1839	0.7277
0.7	0.4398	0.3323	0.4271	0.6321

$\tau = 0.4$				
$\beta\|\alpha$	0.5	0.6	0.7	0.8
0.1	0.0759	0.0732	0.1343	0.2657
0.2	0.0582	**0.0553**	0.1633	0.4109
0.3	0.1195	0.0953	0.0737	0.0975
0.4	0.1017	0.0865	0.0833	0.0819
0.5	0.1098	0.0939	0.0896	0.0866
0.6	0.3055	0.1991	0.1539	0.6977
0.7	0.4098	0.3029	0.3970	0.5921

$\tau = 0.5$				
$\beta\|\alpha$	0.5	0.6	$= 0.7$	0.8
0.1	0.1260	0.1232	0.1842	0.3156
0.2	0.1082	**0.1054**	0.2133	0.4609
0.3	0.1695	0.1453	0.1237	0.1474
0.4	0.1517	0.1365	0.1333	0.1319
0.5	0.1598	0.1439	0.1396	0.1365
0.6	0.3555	0.2491	0.2039	0.7477
0.7	0.4598	0.3529	0.4471	0.6421

Таблица 6 — Вероятность сбоя предлагаемой системы в зависимости от соотношения времени α, τ, β

не указано иное, для моделирования было использовано 10 различных настроек БСС, где N = 50,100,150,...,500 и сенсорные узлы случайным образом распределены по площади $N \times Nm^2$. Кроме того, M количество маяков питания, которые случайным образом размещены в пределах области БСС. Количество маяков питания устанавливается равным $N/0.2$, что подтверждается и анализируется с помощью последующих результатов моделирования. Как начальная, так и конечная точка траектории полета БПЛА размещаются случайным образом в пределах $1 - 50$ м от краев БСС таким образом, чтобы прямая линия между данными точками пересекала БСС. Если не указано иное, то при моделировании используются значения, приведеные в таблице 5. Максимальная емкость аккумулятора сенсорных узлов E_{max} составляет ≈ 15 Вт/ч[133][3]. На рисунке 3.3 показано влияние временных соотношений α,τ,β на вероятность сквозного сбоя предлагаемой системы. Цель моделирования состоит в том, чтобы определить оптимальные соотношения времени, которые минимизируют вероятность сбоя. τ не представлен на рисунке 3.3, но в таблице 6 приведены соответствующие значения вероятности сбоя относительно α,τ,β. Из таблицы 6 и рисунка 3.3 видно, что комбинация оптимальных значений α,β, при которой достигается наименьшая вероятность сбоя – 0.0553, это значения $0.6, 0.4, 0.2$ соответственно. Кроме того, из

[3]сенсорных узла имеют батареи большой емкости, такие как батареи с элементами (D) (15000 мАч) сравнимы с широко используемыми батареями типа AA (2000 ~ 2400 мАч) [133]

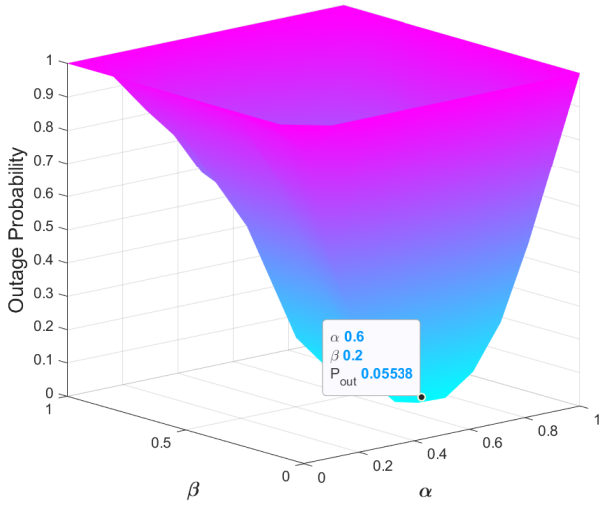


Рисунок 3.3 — Вероятность сбоя предлагаемой системы относительно α,β,τ, где $N = 100$. τ представлено в таблице Таблица 6

таблицы 6 видно, что при $\tau \neq 0.4$ вероятность сбоя увеличивается для каждой комбинации α,β. Это наблюдение имеет смысл, поскольку определяет количество времени, выделяемого для сбора энергии через РЧ-БПЭ в фазе-I. Если τ больше, то интервала времени недостаточно для передачи информации между сенсорными узлами и головными узлами кластера, а если τ меньше, то в сенсорных узлах собирается недостаточно энергии, что приводит к низкой мощности передачи. В любом случае вероятность сбоя увеличивается независимо от комбинации α, β. Кроме того, из таблицы 6 также отмечается, что независимо от τ, когда увеличивается β, α также увеличивается до 0.8, а затем уменьшается для поддержания низкой вероятности сбоя. Это имеет смысл, поскольку распределение времени для передачи информации между головным узлом кластера и БПЛА имеет решающее значение для поддержания более низкой вероятности сбоя. Аналитические значения α,β,τ полученные из (3.42), (3.43) и (3.44) предложенного асимптотического метода, равны $0.6458, 0.2114, 0.4499$, соответственно. Аналитически полученные временные соотношения приблизительно соответствуют результатам моделирования, показанным в таблице 6 и на рисунке 3.3, что подтверждает точность предложенного асимптотического метода и обеспечивает локальную оптимальность.

На рисунке 3.4 показано влияние временных соотношений на достижимую суммарную пропускную способность приемника. Из рисунка 3.4 ясно видно, что существуют оптимальные значения временных соотношений, аналогичные

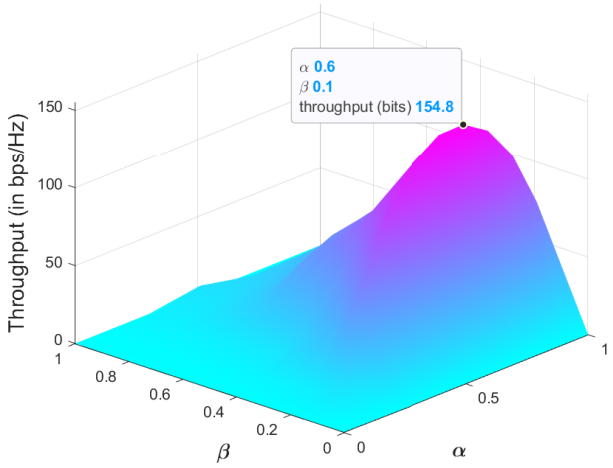


Рисунок 3.4 — Достижимая пропускная способность предлагаемой системы относительно α,β,τ, где $N = 100$. τ представлен в таблице 6

рисунку 3.3. Это наблюдение имеет смысл, поскольку вероятность сбоя в (3.9) напрямую влияет на суммарную пропускную способность, как и в (3.12). Согласно результатам, показанным на рис. 3.4, максимальная суммарная пропускная способность всегда достигается, когда комбинация временных соотношений (α,τ,β) равна $0.6, 0.1, 0.4$. Однако стоит отметить, что значение $\beta = 0.1$ отличается от оптимального значения $\beta = 0.2$ на рис. 3.3. Это происходит потому, что объем агрегированных данных, передаваемых головными узлами кластера, больше, чем объем данных, передаваемых сенсорным узлом. Таким образом, для передачи данных между головным узлом кластера и БПЛА необходимо выделить больше времени, чтобы достичь более высокой суммарной пропускной способности в соответствии с (3.12). Совместно рассматривая рисунок 3.3 и Рисунок 3.4, можно сделать вывод, что оптимальное значение для α,τ должно быть 0.6 и 0.4 соответственно, и значение должно быть выбрано равным 0.1 или 0.2 при $E_n^m < E_{max}$ в зависимости от требований системы к качеству обслуживания.

Вероятность сбоя в приемнике данных для различного количества сенсорных узлов в зависимости от количества кластеров в предлагаемой системе показана на рисунке 3.5. Как аналитические, так и основанные на моделировании оптимальные значения временных соотношений используются для получения результатов, показанных на рисунке 3.5. Кроме того, из рисунка 3.5 ясно видно, что независимо от количества сенсорных узлов минимальная вероятность сбоя всегда достигается при количестве кластеров равном 5,

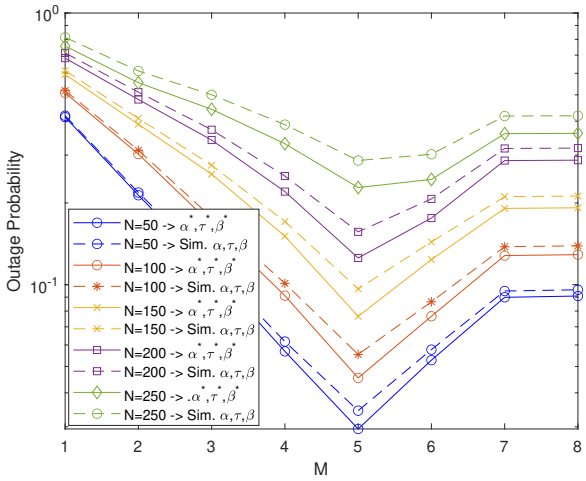


Рисунок 3.5 — Вероятность сбоя при различном количестве сенсорных узлов в зависимости от количества кластеров в предлагаемой БСС. В моделировании используются как асимптотические, так и основанные на моделировании оптимальные значения временных соотношений (α, β, τ)

и принимая, что в одном кластере должно быть 20% сенсорных узлов. Таким образом, для достижения оптимальных результатов по вероятности сбоя в предлагаемой настройке системе необходимо $M = N \times 0.2$ маяков питания. Кроме того, полученные аналитически оптимальные временные соотношения демонстрируют большее значение вероятности сбоя в сравнении с численно полученными оптимальными значениями, и разница в значениях вероятностей сбоя между аналитическими и численными оптимальными значениями увеличивается с увеличением количества сенсорных узлов в предлагаемой БСС.

На рисунке 3.6 показана зависимость вероятности сбоя для различных мощностей передачи маяков питания в зависимости от количества сенсорных узлов в БСС. Как видно из рисунка 3.6, независимо от количества сенсорных узлов в системе, вероятность сбоя всегда будет наименьшей при $P_j = 80$ дБм. Кроме того, как и на рис. 3.6, оптимальные соотношения времени, полученные аналитически, показывают лучшую производительность при сбое, чем оптимальные значения, полученные в результате моделирования. Однако с увеличением мощности передачи маяков питания и количества сенсорных узлов в предлагаемой системе вероятность сбоя снижается, что иллюстрирует максимальную пропускную способность количества сенсорных узлов в предлагаемой системе, которая равна примерно $250 - 300$.

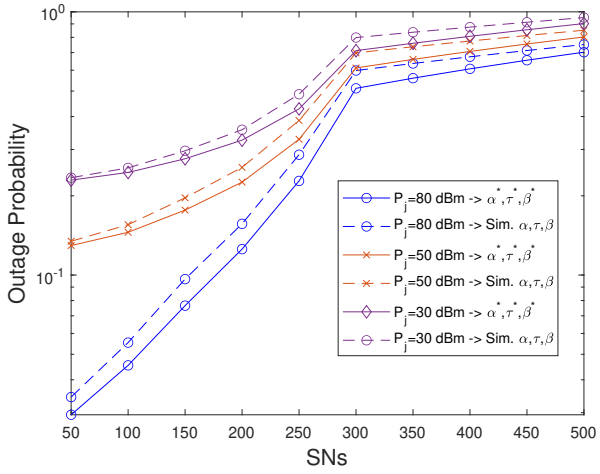


Рисунок 3.6 — Вероятность сбоя для различных мощностей передачи маяков питания в зависимости от количества сенсорных узлов в БСС

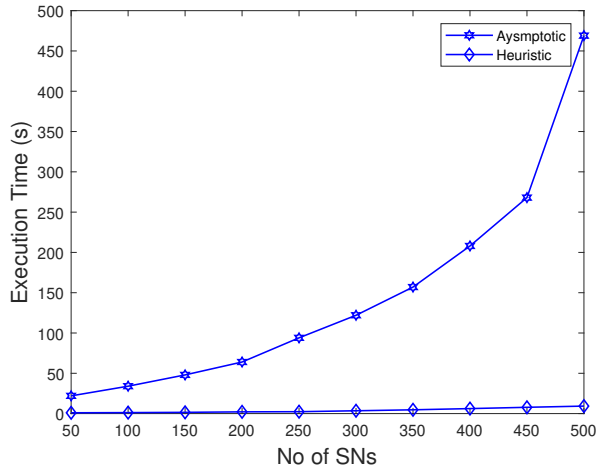


Рисунок 3.7 — Время выполнения предлагаемых асимптотических и эвристических методов в зависимости от количества сенсорных узлов в БСС

Время выполнения [4] предложенных асимптотического и эвристического методов показано на рисунке 3.7. Предлагаемый асимптотический метод позволяет получить оптимальные решения за $24 - 478$ секунд в зависимости от количества сенсорных узлов, в то время как эвристический метод низкой сложности получает решения менее чем за 15 секунд. И наоборот, метод перебора требует более 19 часов для получения результатов для данной БСС. Таким образом, эти результаты подтверждают, что предлагаемый асимптотический и эвристический методы значительно ниже по сложности, чем традиционный метод поиска методом перебора. Также следует отметить,

[4]Время выполнения может варьироваться в зависимости от спецификации системы компьютера и версий прикладного программного обеспечения (например, MatLab), в котором выполняется моделирование.

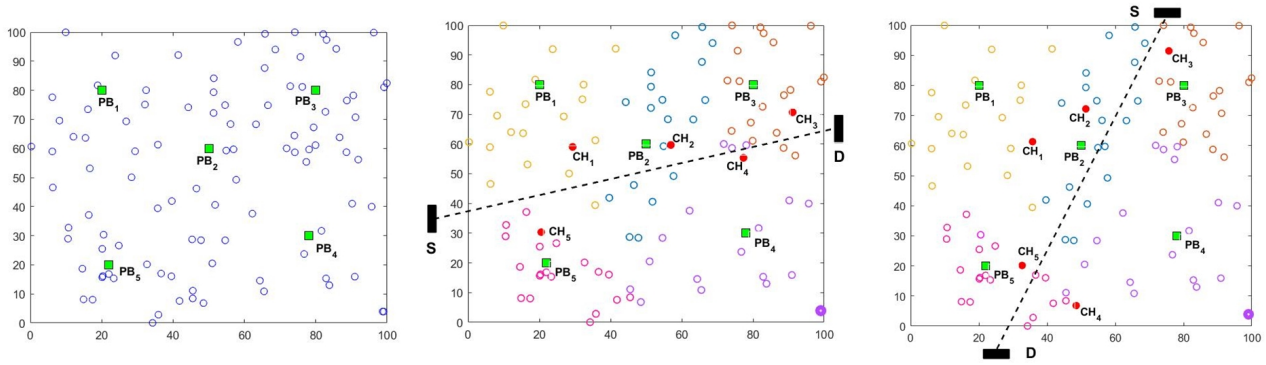
Таблица 7 — Относительный прирост производительности с точки зрения достижимой суммарной пропускной способности предлагаемых асимптотических и эвристических методов. Обычная БСС рассматривается как базовая схема

#	Системная модель	Прирост производительности (относительный)
1	обычный БСС	1%
2	БПЛА-БСС	28.75%
3	БПЭ+ БПЛА с помощью БСС (предлагаемый эвристический метод)	34.02%
4	БПЭ+ БПЛА с помощью БСС (предлагаемый асимптотический метод)	35.90%

что предлагаемый эвристический метод намного лучше предлагаемого асимптотического метода с позиции длительности выполнения.

На рисунке 3.8 показаны входные и выходные данные предлагаемой БСС. На рисунке 3.8 [a] показан начальный этап предлагаемой БСС, где 100 сенсорных узлов случайным образом распределены на площади $100 \times 100m^2$ с количеством M случайно распределенных маяков питания. Рисунок 3.8 [b] иллюстрирует выходной результат предлагаемой системы после фазы I, где сенсорных узлов группируются в M кластеров, имеющих 20% сенсорных узлов на каждый кластер. А затем для каждого кластера выбирается головной узел в соответствии с предложенными оптимальными методами с учетом прямой траектории БПЛА. На рисунке 3.8 [c] показан тот же сценарий, что и на рисунке 3.8 [a], но с другими начальными и конечными местоположениями БПЛА. Из рисунка 3.8 [a] видно, что выбранные головные узлы кластеров отличаются от приведенных на рисунке 3.8 [b] для учета изменения траектории БПЛА.

Суммарная пропускная способность и мощность передачи маяков питания показаны на рисунке 3.9 для сравнения производительности предлагаемых асимптотических и эвристических методов с традиционным поиском методом перебора. Из-за сложности выполнения поиска методом перебора для большего числа сенсорных узлов ($N \geq 20$) приведены два результата моделирования для лучшего сравнения предложенных асимптотического и эвристического методов. Из рисунка 3.9 [a] видно, что при более высокой мощности передачи маяков питания предлагаемый асимптотический метод показывает приблизительно близкую производительность к методу поиска

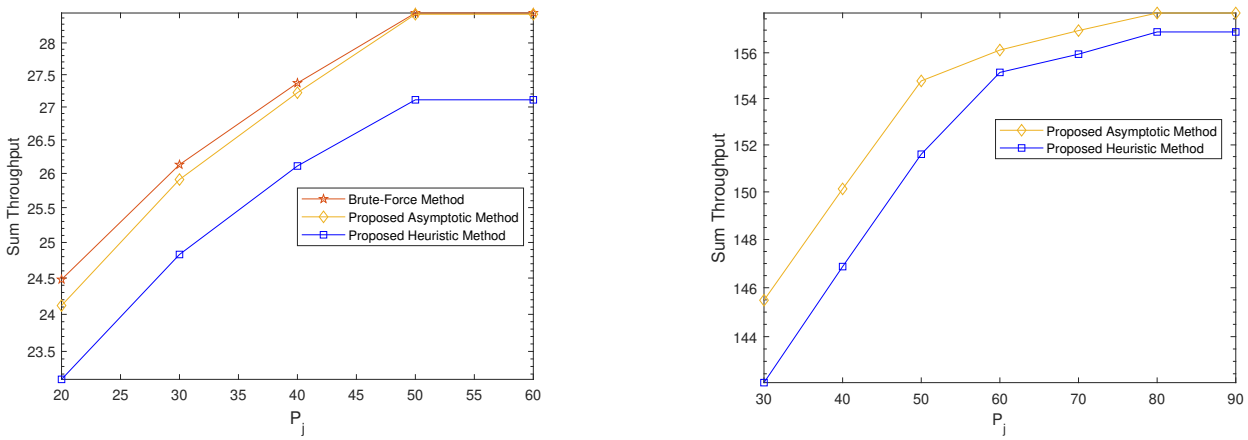


(a) (b) (c)

Рисунок 3.8 — (a) Пример топологии входной сети для эвристического метода низкой сложности, где $N = 100$ и $M^* = 5$. (б) Топология выходной сети, полученная эвристическим методом низкой сложности, когда S и D БПЛА расположены в западной и восточной части сети соответственно. (c) Топология выходной сети, полученная эвристическим методом низкой сложности, когда S и D БПЛА расположены на северной и южной сторонах сети соответственно

перебором. Однако при более низких мощностях передачи маяков питания первичное решение метода перебора значительно превосходит предложенный асимптотический методом. С другой стороны, предлагаемый эвристический метод демонстрирует более низкую производительность по сравнению с предложенным асимптотическим методом. Одного рисунка 3.9 [a] недостаточно, чтобы утверждать о разнице в производительности между предлагаемыми асимптотическим и эвристическим методами, поэтому суммарная пропускная способность и мощность передачи маяков питания в БСС, содержащей 100 сенсорных узлов, приведены на рисунке 3.9 [b]. Предлагаемые асимптотические методы по-прежнему демонстрирует более высокую производительность по сравнению с предлагаемым эвристическим методом. Однако увеличение мощности передачи маяка питания уменьшает разрыв в производительности между предлагаемыми асимптотическими и эвристическим методами.

Наконец, суммарная пропускная способность предлагаемых асимптотических и эвристического методов по отношению к базовым БСС проиллюстрирована на рисунке 3.10. Для сравнения используются две базовые системы с аналогичными параметрами, как указано в таблице 5, т. Е. (1). БСС с использованием БПЛА без БПЭ, (2) БСС без БПЛА и РЧ-БПЭ, в которых головные узлы кластеров напрямую взаимодействуют с приемником данных. Как видно из рисунка 3.10, как предлагаемые асимптотические, так и



а) a б) b

Рисунок 3.9 — Зависимость суммарной пропускной способности, достигнутой предлагаемой системой при различной мощности передачи маяка питания (РВ), представленная для сравнения алгоритмов. (a) БСС с $N = 20$ из-за высокой сложности метода перебора, который не может быть реализован для большего числа сенсорных узлов. (b) БСС с $N = 100$ с использованием общих параметров, указанных в таблице 5

эвристические методы демонстрируют превосходство в достижимой суммарной производительности при приеме данных по сравнению с базовыми БСС.

Предлагаемый асимптотический метод показывает прирост производительности предлагаемой системы на 41.44% по сравнению с традиционным БСС без БПЛА и РЧ-БПЭ, в то время как предлагаемый эвристический метод показывает прирост производительности на 39.63% с точки зрения достижимой суммарной пропускной способности. Кроме того, предлагаемый асимптотический и эвристический методы показывают увеличение производительности на 8.27% и 6.89% с точки зрения суммарной пропускной способности на приемнике, соответственно, по сравнению с БСС с поддержкой БПЛА без РЧ-БПЭ. Относительный прирост производительности по суммарной пропускной способности предлагаемых асимптотических и эвристических методов по сравнению с базовыми БСС приведен в таблице 7.

Совместно рассматривая все результаты моделирования, представленные в этом разделе, стоит утверждать, что предлагаемый БСС с поддержкой РЧ-БПЭ, поддерживаемый БПЛА, демонстрирует значительный прирост производительности по сравнению с базовыми моделями систем БСС в рамках

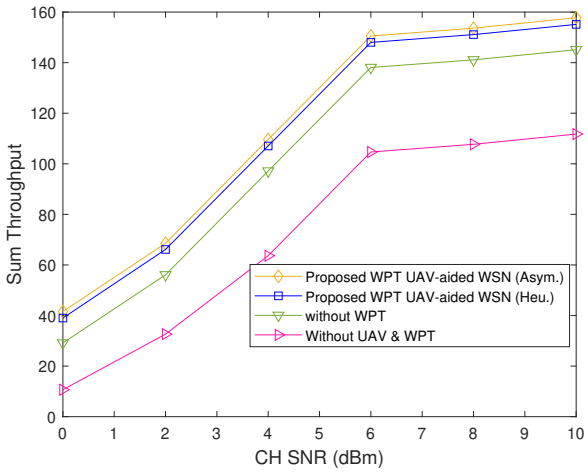


Рисунок 3.10 — Зависимость суммарной пропускной способности в зависимости от отношения «сигнал-шум» головного узла кластера для сравнения предложенных асимптотического и эвристического методов применительно к предлагаемой системе и другим базовым системам

настройки моделирования, представленной в таблице 5. Также установлено, что максимальный предел суммарной пропускной способности достигается при мощности передачи маяков питания $P_j = 80$ дБм. Дальнейшее увеличение P_j не влияет на производительность предлагаемой системы. Предлагаемая БСС с поддержкой РЧ-БПЭ с использованием БПЛА является перспективной для любых приложений Интернета вещей с использованием БПЛА, таких как интеллектуальные транспортные системы в автомобильной промышленности, умные города, автоматизация сельского хозяйства и т.д. Актуальность данных в приемнике становится критически важной с появлением приложений реального времени в коммуникациях следующего поколения. Компромисс между актуальностью данных и производительностью системы еще предстоит изучить в сетях беспроводной связи с использованием БПЛА. Поэтому, чтобы заполнить этот пробел в исследованиях, в следующей главе мы исследуем актуальность данных в приемнике беспроводной сети связи с использованием БПЛА.

3.7 Заключение

В этой главе предлагается новое распределение ресурсов и сбор данных с использованием БПЛА для БСС с поддержкой беспроводных БПЛА по нескольким каналам с замираниями, т. е. замираниями Релея и Райса. Все сенсорные узлы питаются от случайно размещенных маяков питания, а затем периодически отправляют полученные данные в выбранные головные узлы кластера для дальнейшего сбора с помощью БПЛА. Предлагается новая структура временной диаграммы работы для размещения всех операций предлагаемой БСС. Из-за сложности сформулированной задачи минимизации сбоев используется двойственная функция Лагранжа для решения задачи полиномиальной сложности вместо традиционного метода поиска перебором. Кроме того, предлагается эвристический алгоритм, основанный на разложении задачи на подзадачи; кластеризации и выбора головного узла кластера для минимизации вычислительной сложности. Результаты моделирования показали превосходство предложенных методов в сравнении с другими эталонными схемами в целом. Предлагаемый беспилотный БСС с поддержкой РЧ-БПЭ может использоваться для сбора дополнительной информации из инфраструктур транспортных систем, т. е. железных и автомобильных дорог и т.д. для лучшего мониторинга состояния интернет приложений.

Глава 4. Актуальность данных в сетях связи с использованием БПЛА

4.1 Часть А – Возраст информации в сети связи с поддержкой ОБПИМ

4.1.1 Введение

Для того, чтобы URLLC не отставала от категории услуг сетей 5G, недавно были предложены некоторые требования для измерения производительности URLLC, такие как низкая задержка, высокая надежность и энергоэффективность. Следовательно, для уменьшения задержки передачи данных системы связи, требуется новая метрика производительности, которая позволит фиксировать актуальность принимаемых данных. Вместе с тем существующие традиционные показатели производительности систем беспроводной связи, такие как пропускная способность и вероятность сбоя, представленные в главах 2 и 3, не подходят для отражения актуальности данных, полученных в пункте назначения. Чтобы выполнить это требование в рамках диссертационной работы, в этой главе исследуется метрика производительности, названная возрастом информации (AoI), предложенная в [134], AoI описывает время, прошедшее с момента генерации самого недавнего пакета данных обновления, который достиг места назначения.

Метрика возрастом информации отражает существующие ограничения, накладываемые на передачу данных обновлений, поскольку она показывает актуальность данных в зависимости от приоритетов и нестационарных процессов в беспроводных каналах. Различие между временными метками пакета данных, полученного приемником, от тех, что были сгенерированы источником, можно рассматривать как сумму трех различных компонентов. Первый - это время, необходимое для подготовки данных в источнике, и он напрямую зависит от вероятности генерации данных. Второй компонент относится к времени, которое пакет данных провел в очередях/буферах

данных в узлах связи. Последний-это время, которое пакет данных провел в беспроводных каналах до успешного декодирования в пункте назначения.

Ранние иследования метрики возраст информации в основном концентрировались на техниках Теории массового обслуживания в буферах данных коммуникационных узлов с изменяющимися стратегиями обслуживания [134][135][136]. Большинство недавних работ по метрике AoI были сосредоточены на системах связи с поддержкой технологий Сбор энергии, в которых накопление энергии выполняется с использованием природных источников энергии, а также исследовали различные стандарты передачи информации, чтобы минимизировать среднюю производительность AoI с точки зрения времени обслуживания. Помимо этого, исследовалась минимизация AoI в двухточечных и кооперативных системах для выявления границы производительности системы [137][138][139]. Характеристики метрики AoI простой БСС с питанием от БПЭ изучались в [137], где вычисляется замкнутая форма среднего AoI в зависимости от размера конденсатора узла датчика. В [138] авторы изучили средний AoI сети связи с беспроводным питанием, где сенсорный узел (датчик) получает питание по беспроводной сети от источника энергии, а затем передает данные обновления от датчика к приемнику.

4.1.1.1 Мотивация и вклад

В отношении метрики AoI в беспроводных сетях было проведено достаточно ограниченное количество исследований (например, [137][139]). Поскольку протокол ОБПИМ рассматривается как передовая технология для будущих систем беспроводной связи, интеграция метрики AoI со ОБПИМ актуальна и необходима. Она позяволяет реализовывать сервис URLLC вместе с промышленным IoT, который преддставлен для версии 17 стандарта 3GPP. Таким образом, основной мотивацией этой раздела является создание фундаментальной работы для предложенных в главах 2 и 3 проектов систем, а также для будущих направлений исследований, рекомендованных в этой диссертации, в соответствии с приоритетными областями стандарта 3GPP

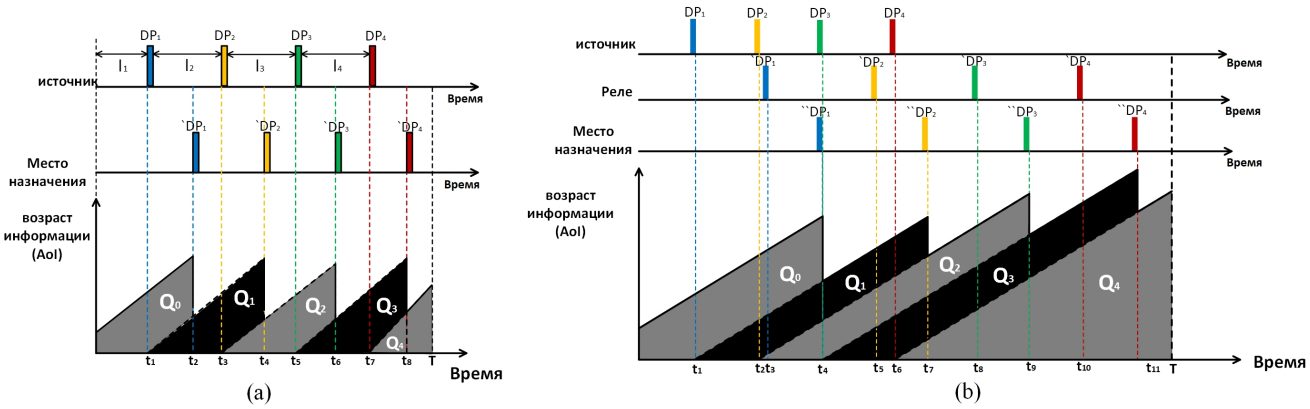


Рисунок 4.1 — Динамика AoI в ОБПИМ-поддерживаемой трехузловой кооперативной системе связи

версии 17. Поэтому сначала мы исследуем влияние протоколов ВП и РМ на ОБПИМ на средний показатель метрики AoI в трехузловой кооперативной системе связи. Насколько известно авторам, это первая исследовательская работа по изучению AoI в беспроводной кооперативной системе связи с поддержкой ОБПИМ наряду с протоколами ВП и РМ.

4.1.1.2 Структура

Остальная часть этого подраздела 4.1 структурирована следующим образом. Сеначала мы подробно рассматриваем и определяем метрику производительности AoI и даем сводный обзор существующих исследований. Затем вместе с результатами моделирования метрика AoI исследуется в различных протоколах ОБПИМ. После этого представляются направления будущих исследований. Финальным шагом является постановка выводов.

4.1.2 Метрика AoI в однопользовательской двухточечной системе связи

Пример динамики AoI в двухузловой однопользовательской системе связи с четырьмя итерациями обновлений данных показан на рисунке 4.1 (a).

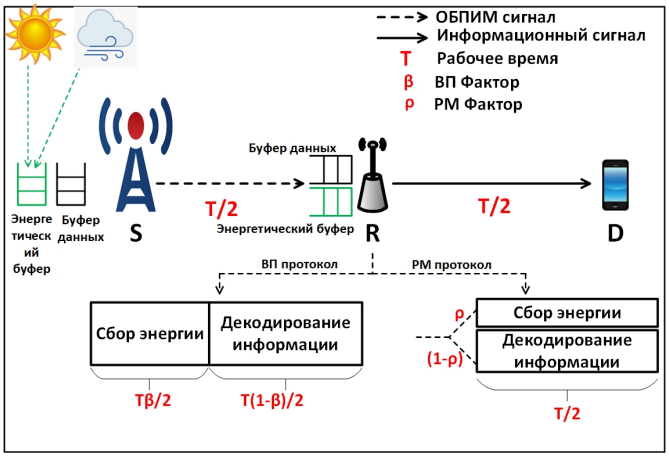


Рисунок 4.2 — Пример кооперативной системы связи на основе ОБПИМ

Пусть DP_i, где $i \in \{1,2,3,4\}$, представляет собой пакет данных в источнике, а соответствующее значение на оси времени обозначает время генерации i-го пакета данных. В свою очередь ‘DP_i будем считать пакетом данных, который был полностью принят в пункте назначения, с соответствующим временем. Например, на рисунке 4.1 время генерации пакета данных DP_1 равно t_1, и к моменту времени t_2 пакет данных DP_1 успешно декодируется в пункте назначения. Если DP_1 не удается успешно декодировать приемником из-за плохого соотношения сигнал/шум (SNR), пункт назначения запрашивает повторную передачу DP_1 от источника. Таким образом, метрику AoI пакета DP_1 можно выразить как $\Delta DP_1 = t_2 - t_1$. За период T, когда доставляются четыре пакета данных, как показано на рисунке 4.1(a) (a), средний AoI может быть задан как $\bar{\Delta} = \frac{1}{T}\sum_{t=1}^{T}\Delta[DP_t]$. Кроме того, если AoI вычисляется только с точки зрения канала с затуханиями (время, проведенное пакетом данных в беспроводном канале), ΔDP_1 равно количеству повторных передач, запрошенных пунктом назначения; в случае успешного декодирования с первой попытки AoI может быть задан как $\Delta DP_1 = 1$. Интервал времени между генерацией пакетов данных в источнике задается как I_i, где $i \in \{1,2,3,4\}$, а I_i зависит от вероятности генерации данных в источнике.

4.1.3 Метрика AoI в однопользовательской кооперативной системе связи

Аналогичным образом, на рисунке 4.1 (b) приведен пример динамики AoI в трехузловой кооперативной ретрансляторной системе связи. Теперь системное время DP_2 на рисунке 4.1 (b) может быть показано как $T_2^{DP} = t_7 - t_2$, и примечательно, что в течение времени ожидания пакета данных DP_2 как источник, так и ретранслятор не простаивают. Время ожидания DP_2 в пункте назначения равно $T_2^w = t_4 - t_2$, а время обработки DP_2 равно $T_2^s = t_7 - t_4$. Таким образом, системное время DP_2 на рисунке 4.1 (b) также может быть выражено как сумма времени ожидания и времени обработки пакета данных DP_2. Значит, AoI DP_2 можно выразить как $\Delta DP_2 = t_7 - t_2$. Кроме того, системное время в системе связи может изменяться из-за множества факторов, таких как нестационарные характеристики беспроводных каналов связи, вероятность генерации данных в источнике, стратегии осблуживания, используемые в буферах данных каждого узла связи, ограничения пропускной способности передачи данных и способ того, как подключаются линии передачи. Следовательно, время ожидания, время обслуживания и время между генерацией пакетов данных могут быть разными для каждой отдельной взятой системы связи в зависимости от вышеупомянутых элементов системы. Из обоих Рисунок 4.1(a) и Рисунок 4.1(b) видно, что AoI линейно увеличивается с течением времени и немного уменьшается после того, как пакет данных был доставлен в пункт назначения. Это наблюдение оправданно, поскольку в момент полного получения пакета данных i^{th} в пункте назначения значение AoI будет снова установлено равным ‘$DP_i - DP_i$. Как показано в обоих Рисунок 4.1(a) и Рисунок 4.1 (b), среднее значение AoI также может быть рассчитано путем получения среднего значения суммы областей, заданных от Q_0 до Q_4.

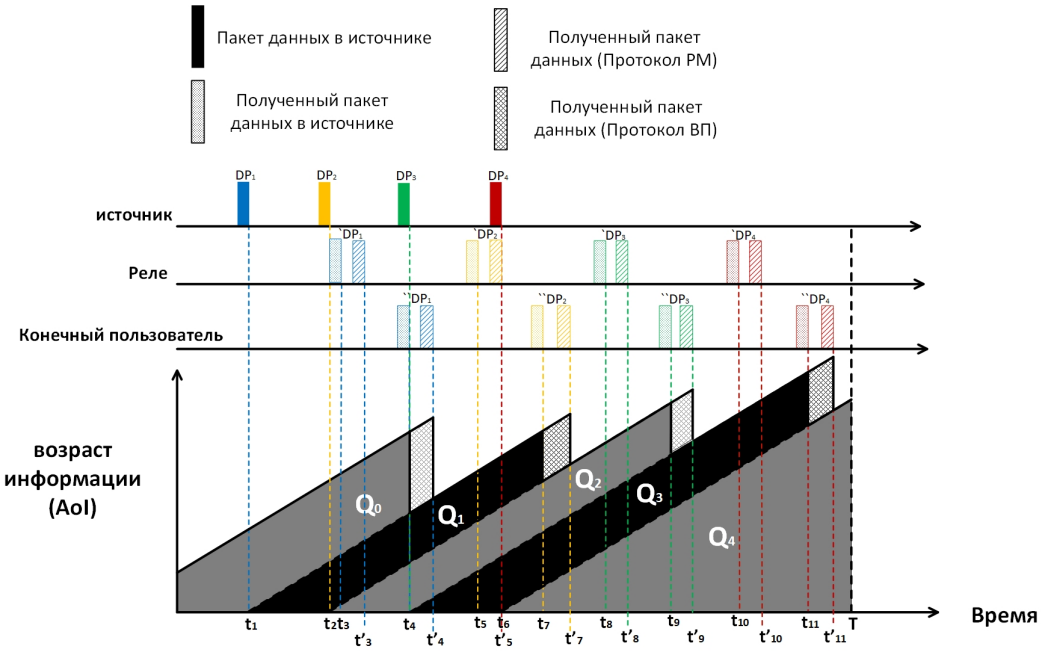


Рисунок 4.3 — Динамика AoI в ОБПИМ-поддерживающей кооперативной системе связи

4.1.4 AoI в кооперативной системе связи с поддержкой ОБПИМ: Системная модель

В этом подразделе мы рассматриваем трехузловую кооперативную систему связи, в которой возможности передачи ретранслятора запитываются с использованием ОБПИМ, как показано на рисунке 4.2. Наша цель-изучить среднюю производительность AoI с точки зрения времени обслуживания в предлагаемой системе как для ВП, так и для РМ-протоколов. Узел-источник оснащен батареями для экономии энергии, собранной с помощью экологически чистых источников, а все узлы связи оснащены одной антенной как для передачи, так и для приема информации. Как показано на рис. 4.2, ретранслятор оснащен протоколом ВП или РМ для сбора энергии из принятого сигнала с использованием механизма «сбор-затем-передача» (НТС), использованного в [50]. Мы предположили, что все беспроводные каналы между узлами связи испытывают Рэлеевское замирание, а канал является постоянным в течение одного временного интервала и независимо изменяется во времени с другими временными интервалами.

Источник передает обновление измерений важной информации в пункт назначения через ретранслятор в полудуплексном режиме передачи данных, используя фиксированную мощность передачи P_s в течение заданного времени

связи T. Далее T делится на два или три дискретных временных блока в зависимости от протокола ОБПИМ. В ВП-протоколе время делится на три части $T\beta/2$, $T(1-\beta)/2$ и $T/2$ для передачи информации о сборе энергии, от источника к ретранслятору и от ретранслятора пункту назначения, соответственно. В РМ-протокле время делится на два равных временных интервала $T/2$ для согласования сборе энергии, передачи информации от источника к ретранслятору и от ретранслятора к получателю. Предполагается, что система работает в режиме дискретного времени для данного порогового значения принятого соотношение «сигнал-шум» γ_0. Как в ретрансляторе, так и в пункте назначения принятые сигналы будут успешно декодированы, только если соотношение «сигнал-шум» принятого сигнала больше или равно γ_0.

Вся энергия, собранная ретрансляторным узлом, временно сохраняется во встроенном суперконденсаторе. Сначала суперконденсатор накапливает свою энергию за заданный период времени. Затем успешно полученное последнее обновление пакета данных в буфере данных ретранслятора пересылается в пункт назначения, потребляя всю запасенную энергию в суперконденсаторе. Кроме того, все пакеты данных равны по длине и передаются с фиксированной скоростью R информации как в источнике, так и в ретрансляторе. Также следует отметить, что P_s зависит от скорости поступления энергии в источник, в то время как мощность передачи ретранслятора P_r зависит от количества энергии, собираемой ретранслятором.

Развитие метрики AoI предлагаемой кооперативной ретрансляторной системы связи с использованием ОБПИМ показано на рисунке 4.3 для протоколов ВП и РМ. Как ясно видно из рисунка 4.3, протоколом РМ не вносит никаких изменений в динамикку AoI на ретрансляторе по сравнению с рисунком 4.1 (b). Однако протокол ВП вносит изменения в динамику AoI предлагаемой системы из-за распределения времени для сбора энергии. Для примера; когда используется протокол РМ, DP_1 полностью принимается в ретрансляционном узле к моменту t_3, но когда используется протокол ВП, DP_1 полностью принимается в ретрансляционном узле в $t_3^{'}$. Таким образом, время $t_3^{'} - t_3 = T_i\beta$ используется для сбора энергии в узле ретрансляции, и это распределение времени для сбора энергии сдвигает динамику AoI на аналогичное время $t_3^{'} - t_3 = t_4^{'} - t_4 = ... = t_{11}^{'} - t_{11}$, и это применимо только тогда, когда распределение времени для сбора энергии β равномерно в течение

всего времени работы системы для каждого пакета данных, полученного ретранслятором и пунктом назначения. PM-протокол демонстрирует лучшую производительность с точки зрения достижимой пропускной способности в пункте назначения по сравнению с ВП, как указано в Главе 1, раздел 1.2. Таким образом, использование PM-протокола в настройке беспроводной ретрансляции снижает количество запросов на повторную передачу к источнику по сравнению с ВП и, как следствие, уменьшает AoI.

Доказано, что пересылка всех пакетов данных в буфер ретранслятора не является оптимальным решением по критерию возраста информации, поскольку ретрансляционный узел потребляет дополнительную энергию для ненужной пересылки устаревших пакетов данных. Следовательно, ретранслятор в предлагаемой системе пересылает последний пакет данных в пункт назначения, когда буфер данных ретрансляции содержит более одного пакета данных для пересылки. Тем не менее, стоит отметить, что эта схема может использоваться только для приложений, где пункту назначения требуется только последнее обновление, например, для беспилотных транспортных средств, систем контроля температуры на больших складах, некоторых программных компонентов ядерных станций др.

4.1.5 Результаты численного моделирования

Мы представляем результаты моделирования предлагаемой системы для исследования производительности её средней метрики AoI по отношению к протоколам ВП и PM. Симуляционная модель соответствует описанию системы, приведенному в Разделе 4.1.4, со следующими параметрами. Расстояние между каждым узлом связи составляет 10 м, и предполагается, что беспроводные каналы между узлами связи имеют рэлеевское замирание с показателем потерь в тракте передачи 2.4. Мощность шума приемника в ретрансляторе составляет -80 дБм, длительность временного блока составляет 10^{-3} с, а минимальная энергия, необходимая для пересылки одного пакета данных в пункт назначения, составляет 0.5×10^{-3} Вт.

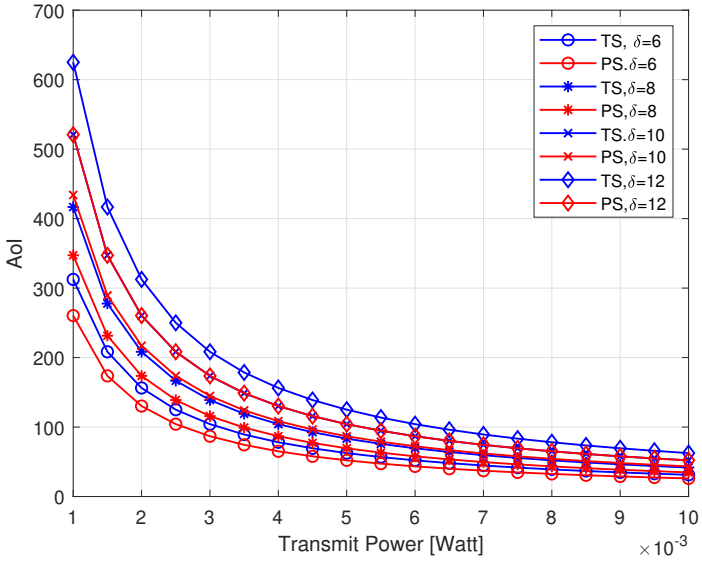


Рисунок 4.4 — Среднее значение AoI в зависимости от коэффициентов ВП и РМ, когда мощность передачи равна 0.01 Вт, длина временного блока равна 0.01 секунды, а размер пакета данных равен 6 битам

Среднее значение AoI относительно β и ρ ВП и РМ протоколов ОБПИМ показано на рисунке 4.4. Как ясно видно из рисунка, наименьшее среднее значение AoI достигается как для ВП, так и для РМ, когда $\beta = 0.3$ и $\rho = 0.4$, соответственно. Также следует отметить, что самый низкий средний AoI достигается протоколом РМ при его оптимальном значении по сравнению с ВП. Это подтверждает динамика AoI, представленную на рисунке 4.3.

На рисунке 4.5 показан средний AoI в зависимости от мощности передачи источника для разных значений размера пакета данных в протоколах ВП и РМ. Как ясно видно, мощность передачи источника существенно влияет на средние показатели AoI предлагаемой системы. Независимо от размера пакета данных и протокола ОБПИМ, средний AoI всегда уменьшается, когда мощность передачи источника увеличивается. Однако средний AoI достигает максимума после значения мощности передачи 0,01 Вт. Это наблюдение трудно объяснить математическими выводами, но можно изучить с физической точки зрения. С увеличением мощности передачи увеличивается скорость передачи информации и количество энергии, собираемой в ретрансляционном узле, что приводит к уменьшению AoI. Тем не менее, согласно теореме Шеннона о пропускной способности, скорость передачи информации в ретрансляторе не может увеличиваться бесконечно, поэтому средний AoI должен сходиться к постоянному значению с увеличением мощности передачи. Кроме того,

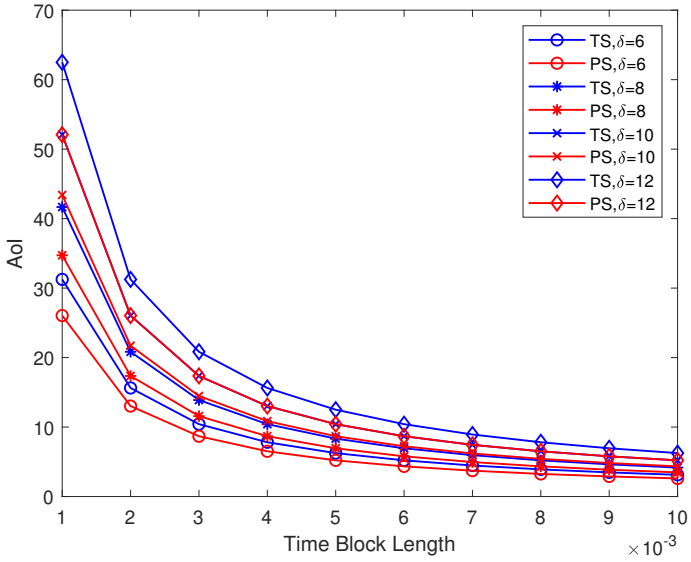


Рисунок 4.5 — Среднее значение AoI в предлагаемой кооперативной системе связи с поддержкой ОБПИМ в зависимости от мощности передачи исходного узла

значение сходимости AoI не может быть равно наименьшему значению 2[1] из-за случайности каналов с замираниями, с которыми сталкиваются узлы связи. Что касается протоколов ОБПИМ, PM всегда демонстрирует превосходную среднюю производительность AoI со значительной разницей в более низких мощностях передачи, и все же разница в производительности AoI между протоколами ВП и PM уменьшается с увеличением мощности передачи. Окончательный вывод из рисунка 4.5 состоит в том, что мощность передачи источника или, с другой стороны, скорость поступления энергии в узел источника более критична для средней производительности AoI предлагаемой системы.

Трехмерное изображение среднего AoI относительно мощности передачи источника и размера пакета данных показано на рисунке 4.6 для протоколов ВП и PM. Из рисунка 4.6 ясно видно, что наилучшие характеристики AoI достигаются, когда мощность передачи источника имеет более высокое значение, а размер пакета данных имеет меньшее значение в рассматриваемом диапазоне значений. Независимо от протокола ОБПИМ, также следует отметить, что производительность AoI сравнительно повышается при минимально возможной мощности передачи и минимальном размере пакета данных по сравнению с производительностью AoI при высокой мощности

[1]пакет данных должен быть передан как минимум один раз как от источника, так и от ретранслятора для успешного декодирования в месте назначения

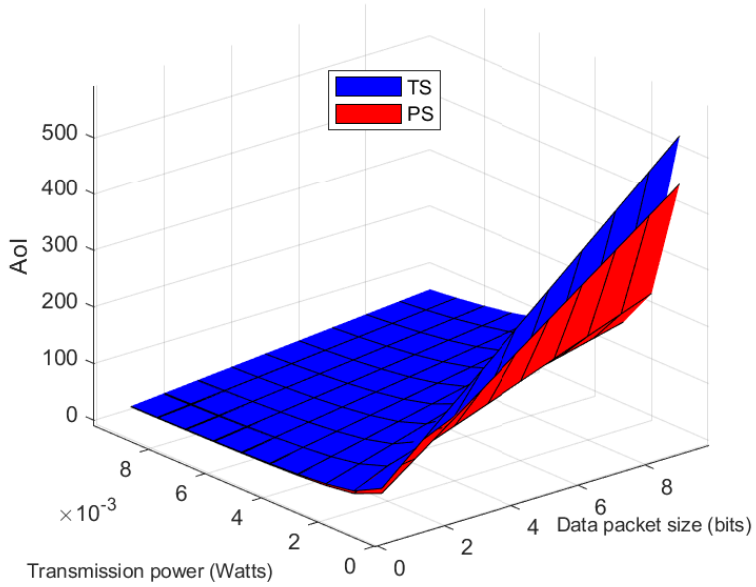


Рисунок 4.6 — Среднее значение AoI в зависимости от мощности передачи исходного узла и размера пакета обновленных данных, когда длина временного блока равна 0,01 секунды

передачи и большом размере пакета данных. Это наблюдение указывает на то, что размер пакета данных более критичен с точки зрения повышения производительности AoI системы совместной связи с поддержкой ОБПИМ, независимо от протокола сбора энергии ОБПИМ.

Наконец, при совместном рассмотрении рисунков 4.4, 4.5 и 4.6 можно утверждать, что протокол PM демонстрирует более высокую среднюю производительность AoI по сравнению с протоколом ВП в предлагаемой системе кооперативной беспроводной связи с поддержкой ОБПИМ. Однако средняя разница AoI между ВП и PM может быть минимизирована путем выбора оптимальных значений для таких параметров, как мощность передачи источника, размер пакета данных и длина временного блока. Кроме того, вычисление значения константы сходимости для среднего AoI математически сложно, поэтому необходимо изучить его с другими параметрами производительности, чтобы получить больше информации.

4.1.6 Будущие направления исследований в области AoI

Работа, представленная в этом разделе, выявила потенциальные возможности исследования в направлении AoI в сетях связи с поддержкой ОБПИМ для технологий 5G и выше. Поэтому ниже мы предлагаем некоторые из возможных будущих направлений для AoI в системах связи с поддержкой ОБПИМ.

Компромисс между AoI и другими показателями эффективности: Средний AoI- не единственный показатель, который можно использовать для оценки производительности систем связи в реальном времени. Таким образом, традиционные показатели производительности, то есть вероятность сбоя и пропускная способность, также должны использоваться вместе со средним AoI, чтобы разработать эффективные и действенные системы связи для технологий 5G и выше. Большинство недавних работ, связанных с AoI, прежде не акцентиовали внимание на компромиссе между AoI и другими параметрами производительности. Поэтому мы настоятельно рекомендуем в будущих работах, связанных с метрикой AoI в системах связи с поддержкой ОБПИМ, уделять особое внимание компромиссу между параметрами производительности с точки зрения требований технологии качества обслуживания. Результаты такого исследования могут быть использованы для разработки оптимизированной системы связи для приложений IoT в реальном времени, которые могут интегрировать URLLC для будущих выпусков 3GPP.

Характеристика метрики AoI как случайного процесса: Характеристика распределения метрики AoI как случайного процесса - следующий важный шаг в исследованиях, связанных с AoI. Таким образом, многообещающим направлением для будущей работы является построение математической базы для стационарного распределения AoI с точки зрения системной задержки между любыми двумя последовательными моментами времени обновления пакета данных при приеме. Это можно расширить, учитывая общую стоимость устаревания информации. Это будет полезно для исследования свойств второго порядка, связанных со случайностью AoI, то есть автокоррелированной функции и т. д.

Среднее значение AoI в полнодуплексном режиме передачи: Насколько известно автору, во всех работах, посвященных исследованию AoI в сетях с беспроводным питанием, при проектировании систем использовалась полудуплексный режим передачи данных [139] -[140]. Важность полнодуплексного режима в беспроводной связи следующего поколения значительно возросла в новых технологиях беспроводной связи, несмотря на его недостаток в виде самоинтерференции. полнодуплексном режиме получил зеленый свет для включения в исследование технологий 5G и выше от исследовательского сообщества из-за достижений в методах сокращения самоинтерференции и использования самоинтерференции в качестве потенциального источника энергии. Следовательно, в этом контексте важно исследовать производительность AoI коммуникационных сетей с поддержкой ОБПИМ в полнодуплексном режиме. Кроме того, это должно стать одним из приоритетных направлений будущих исследований.

Объедиение машинного обучения с AoI: На практике AoI зависит от множества параметров системы, таких как вероятность генерации данных, информация о состоянии канала, скорость поступления энергии в узлы связи и т. д. Все они являются случайными по своей природе и напрямую влияют на производительность AoI. Таким образом, подключение методов машинного обучения, то есть алгоритмов обучения с подкреплением, может использоваться для определения состояния параметров с использованием данных обучения. Исследование таких подходов, основанных на машинном обучении, в контексте AoI с поддержкой ОБПИМ может стать плодотворным направлением в будущем для технологий 5G и выше.

4.1.7 AoI в новых коммуникационных технологиях с поддержкой ОБПИМ

С недавней популярностью, полученной ОБПИМ в современных сетях связи, концепция ОБПИМ для новых систем беспроводной связи привлекла значительное внимание как академических кругов, так и промышленности. Благодаря достижениям исследований в области одновременной беспроводной

передачи информации и энергии, обеспечивающим появление новых коммуникационных технологий (многоразовый ортогональный доступ (NOMA), метод пространственного кодирования MIMO (массивный множественный вход и множественный выход), беспроводные сенсорные сети и т.д.), требования к приложениям реального времени значительно возросли, и теперь требуется параметр производительности для измерения актуальности данных. Следовательно, текущий вызов - исследовать средниее значение метрики AoI в новых коммуникационных технологиях с поддержкой ОБПИМ и удовлетворить требования совершенствующихся приложений, работающих в режиме реального времени, для сетей 5G и выше. Стоит определить различные параметры оптимизации в ОБПИМ, позволяющие новым технологиям минимизировать средний AoI, чтобы соответствовать требованиям будущих выпусков стандарта 3GPP.

4.1.8 Заключение

В этом разделе представлен обзор метрики производительности AoI для сетей беспроводной связи в реальном времени с поддержкой ОБПИМ для сетей 5 поколения (5G) и выше. Мы оценили среднюю производительность AoI модели кооперативной ретрансляторной связи с поддержкой ОБПИМ с точки зрения мощности передачи источника, размера пакета данных и длины временного блока для ВП- и РМ- протоколов ОБПИМ, чтобы заложить фундамент для будущих исследований. По полученным результатам моделирования доказано, что протокол РМ опережает ВП по среднему значению метрики AoI. В заключение мы представили несколько существующих и возможных направлений развития технологий сетей 5G и выше в будущем. Опираясь на обзор перспективных направлений, представленных в разделе 4.1.6, в следующем разделе этой главы мы исследуем AoI в сети связи с беспроводным питанием от БПЛА.

4.2 Часть Б - Анализ метрики AoI в сетях связи с БПЛА с поддержкой PM-протокола технологии одновременной передачи информации и энергии ОБПИМ

4.2.1 Введение

На ранних этапах исследования метрики AoI были в основном сосредоточены на методах приоритезации, используемых в буферах данных в рамках различных стратегий обслуживания [141—143]. В [141] авторы разработали метод расчета AoI с учетом приоритетности - «первым пришел - первым обслужен» (FCFS). AoI в мультиклассовой системе массового обслуживания $M/G/1$ и его баланс изучается в [142] для оптимизации AoI по отношению к очереди $M/G/1$. В [143] авторы изучили возрастную метрику пакетов обновления, передаваемых по сети, с учетом очереди $M/M/\infty$. Кроме того, они разработали аппроксимацию статуса возраста с верхней и нижней границами. Самые последние работы были сосредоточены на исследовании AoI в сетях связи с поддержкой технологии сбора энергии, в которых сбор осуществляется с использованием радиочастотной беспроводной передачей энергии РЧ-БПЭ [144—147]. Методика расчета минимального возраста передаваемой информации была предложена в [144] с учетом двухпереходной сети связи с поддержкой технологии сбора энергии и фиксированного времени обслуживания. Авторы доказали, что оптимальная стратегия обновления – та, при которой буфер данных ретранслятора пуст и не содержит никаких пакетов обновления, ожидающих обслуживания. В [145] AoI для сенсорной сети с возможностями БПЭ была исследована с точки зрения времени перезарядки батареи сенсорного узла. Принимая во внимание время ожидания для предельной перезарядки батареи, как в [145], авторы работы [146] рассматрели кооперативную систему связи, чтобы проанализировать повышение актульности данных с точки зрения протоколов ретрансляции. С помощью численных результатов авторы пришли к выводу, что использование ретранслятора может улучшить актуальность данных в месте назначения. В [147] предлагается реализуемая оптимальная по

возрасту стратегия выборки для систем связи с РЧ-питанием, учитывающих актуальность данных. В частности, авторы представили новый алгоритм глубокого обучения с подкреплением для оптимизации средневзвешенной суммы AoI для указанной модели коммуникации. Кроме того, результаты, представленные в [147], также показали, что оптимальная средневзвешенная сумма AoI является монотонно возрастающей функцией по отношению к размеру пакетов обновления вместе с емкостью батарей источника.

Для того, чтобы далее отразить мотивацию написания этого раздела, здесь мы объясняем проблему, связанную с оптимальными стратегиями расчета AoI в системах связи с БПЛА, которые были исследованы совсем недавно в [148—150]. В [148] исследуется совместная оптимизация среднего пикового AoI и траектории беспилотного летательного аппарата для кооперативной беспроводной связи между парой «источник-пункт назначения» на основе Интернета вещей с применением БПЛА. Ввиду неявности предложенной задачи, авторы использовали итерационный алгоритм для ее решения. Характер этой подзадачи становится проще для анализа, когда траектория полета БПЛА не может быть существенно изменена. В работе, представленной в [149], рассматривается проблема совместной стратегии планирования и динамического управления высотой БПЛА в сетях интернет вещей (IoT) с поддержкой БПЛА для поддержания актуальности данных в пункте назначения. Для достижения цели работы в этом разделе предлагается задача стохастического управления в виде марковского процесса принятия решений и глубокого онлайн-обучения с подкреплением для получения оптимальной стратегии управления БПЛА. В [150] сформулирована задача оптимизации для минимизации среднего AoI данных, собранных со всех наземных датчиков, путем совместной оптимизации траектории БПЛА, передачи энергии и времени сбора данных для каждого датчика. Алгоритм, основанный на динамическом программировании, был предложен авторами в [150] для решения задачи оптимизации, которая превзошла эвристические алгоритмы муравьиной колонии и жадные алгоритмы.

4.2.1.1 Мотивация и вклад

Тем не менее, ни одна из оптимальных по возрасту стратегий в [141—152] не рассматривала компромисс между метрикой AoI и другими параметрами производительности, такими как вероятность сбоя и достижимая пропускная способность. Это важные критически важные приложения. Также следует отметить, что исследования касаемо метрики AoI, перечисленные в открытой литературе, предполагали идеальные аппаратные условия в устройствах связи с поддержкой беспроводной передачи энергии. В реальных системах связи и приемник, и передатчик имеют проблемы с аппаратными сбоями. Хотя существуют усовершенствованные алгоритмы для смягчения воздействия HI в узлах связи, остаточные ухудшения остаются, что приводит к значительной потере производительности на средних и высоких скоростях передачи данных [153]. С другой стороны, ни в одной из работ [144—147; 150] не использовались методы ОБПИМ для сбора энергии. Двустороняя ретрансляторная сеть (TWRN) с включенной функцией ОБПИМ продемонстрировала превосходную эффективность использования спектра по сравнению с обычными ретрансляционными сетями. Ключевая идея ОБПИМ-двустороняя ретрансляторная сеть заключается в решении проблемы энергоэффективности системы связи при сохранении эффективности использования спектра. Следовательно, чтобы повысить актуальность данных систем связи с беспилотным летательным аппаратом с беспроводным питанием без снижения достижимой пропускной способности на терминалах, необходимо исследовать метрику AoI вместе с традиционными показателями производительности, такими как вероятность сбоя. Насколько известно авторам, AoI двусторонней ретрансляторной сети с поддержкой ОБПИМ с примененим БПЛА вместе с вероятностью выхода из строя из-за неисправности оборудования не исследовались ни в одной из существующих работ в доступной литературе. Именно это выявленное нами упущение диктует мотивацию работы, представленной в этом разделе главы.

В этом разделе главы мы изучаем метрику производительности AoI вместе с вероятностью выхода из строя двусторонней ретрансляторной сети с поддержкой ОБПИМ-РМ с помощью БПЛА с усилением и прямой

ретрансляцией. Предполагается, что между терминалами нет доступной прямой связи. В предыдущих двух главах диссертации для простоты использовалась линейная модель сбора энергии. Таким образом, в этом разделе рассматривается нелинейная модель сбора энергии и исследуются ее плюсы и минусы, а также ее применимость. БПЛА подвержены независимым, но неодинаково распределенным Райсовским замираниям с компонентами как в зоне прямой видимости, так и вне ее. Основные вклады этого раздела главы резюмируются следующим образом:

- Подобно сети с БПЛА, предложенной в главе 2, предлагается двусторонняя ретрансляторная сеть БПЛА с поддержкой ОБПИМ. БПЛА служит надземным мобильным ретранслятором, и его возможности передачи зависят от питания за счет РЧ-сигналов, полученных от терминалов через РМ-ОБПИМ, придерживаясь нелинейной схемы сбора энергии. Затем в конечных терминалах выводится выражение для вероятности сбоя в закрытой форме, чтобы охарактеризовать влияниет аппаратных сбоев.
- Затем выводится выражение в закрытой форме для AoI с учетом размера пакета данных, количества повторных передач, системных задержек и вероятности сбоя. Затем определяется достижимая область между AoI и вероятностью сбоя на данном терминале, чтобы обеспечить лучшее понимание взаимосвязи между обоими параметрами.
- Затем формулируются задачи оптимизации для определения оптимальных значений переменных ρ и β, которые максимизируют отношение «сигнал к сумме шума и искажений» принятого пунктом назначения сигнала, минимизируют AoI в терминале пункта назначения и оптимизируют траекторию БПЛА, соответственно. Используя условия Каруша-Куна-Таккера (ККТ), получены решения в замкнутой форме для РМ-протокола и коэффициентов усиления для первой задачи оптимизации, которая максимизирует соотношение «сигнал к сумме шума и искажений» на БПЛА и терминале. Вторая задача решается с помощью метода поиска золотого сечения, который минимизирует AoI, для определения оптимального фактора РМ. Задача оптимизации траектории БПЛА решается с помощью итеративного

алгоритма с помощью метода итеративного жесткого порогового определения (IHT).

– Наконец, точность теоретического анализа подтверждается с помощью результатов численного моделирования, с помощью которого исследуется влияние ключевых параметров системы. Кроме того, предоставляются подробные объяснения для каждого из результатов численного моделирования и будущих направлений.

Подобно двум предыдущим системным моделям, предложенным в главах 1 и 2, предлагаемая системная модель в данном разделе может быть задействована для обеспечения безопасности интеллектуальной транспортной системы, эффективного использования энергии при распределенном энергоснабжении интеллектуальных сетей и для особых ситуаций в приложениях Интернета вещей, когда датчики генерируют данные для множества приложений, требующих различных функций агрегирования, и пересылают их другим датчикам. Кроме того, математическая структура, разработанная для метрики AoI, может использоваться в других приложениях беспроводной связи для определения своевременности полученных пунктом назначения данных. Также примечательно, что этот фреймворк AoI можно напрямую интегрировать с работами, представленными в главах 1, 2 и 3.

Структура: Остальная часть этого раздела в главе организована следующим образом. В подразделе 4.2.2 подробно описывается модель системы и математические выводы вероятности сбоя в пункте назначения. Выражение в закрытой форме для AoI на терминале получено в подазделе 4.2.3. Впод разделе 4.2.4 сформулированы и решены три задачи оптимизации. Результаты численного моделирования приведены в подразделе 4.2.5, чтобы подтвердить теоретический анализ и получить интуитивное представление о производительности системы. Наконец, подаздел 4.2.6 завершает этот раздел, предлагая дальнейшие направления.

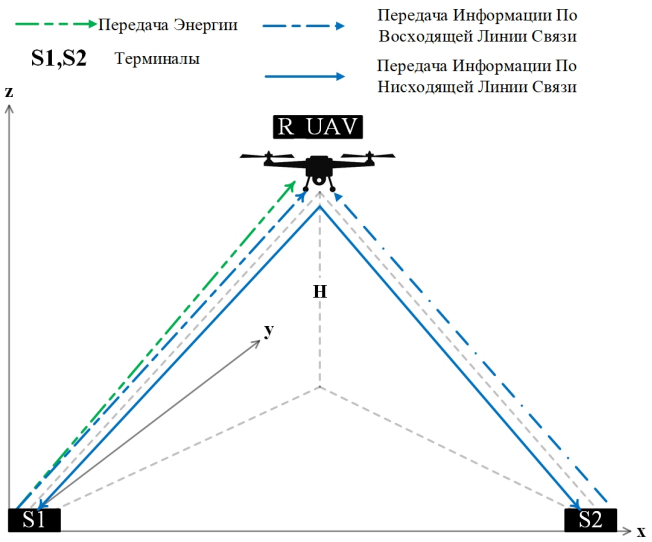


Рисунок 4.7 — Модель эталонной системы двусторонняя ретрансляторная сеть с БПЛА с поддержкой PM-ОБПИМ

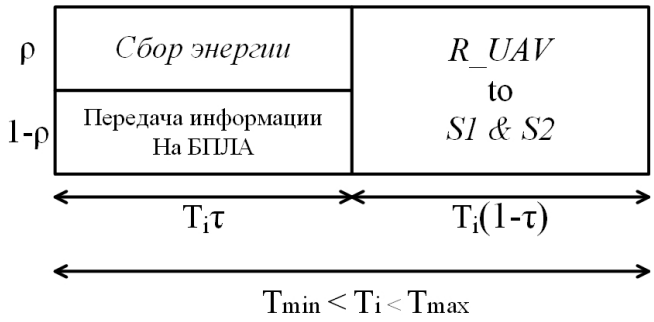


Рисунок 4.8 — Передаточная блок-схема предлагаемой системы

4.2.2 Модель системы

Как показано на рисунке 4.7, в этом разделе рассматривается прямая двухсторонняя ретрансляционная сеть с усилением (AF-TWRN) с поддержкой ОБПИМ и использованием БПЛА с протоколом широковещательной передачи с временным разделением (TDBC), где БПЛА помогает обмену информацией между двумя терминалами S_1 и S_2, применяя протокол «сбор-затем-передач» (HTC). Коммуникационные возможности БПЛА основаны исключительно на энергии, получаемой от радиочастотных сигналов, передаваемых терминалами по PM- протоколу. Предполагается, что между терминалами нет реальной прямой связи. Все узлы связи оснащены одной антенной, работающей в полудуплексном режиме. Блок-схема прямой ретрансляции с усилением при наличии аддитивных белых Гауссовских шумов (AWGN) и аппаратных сбоев

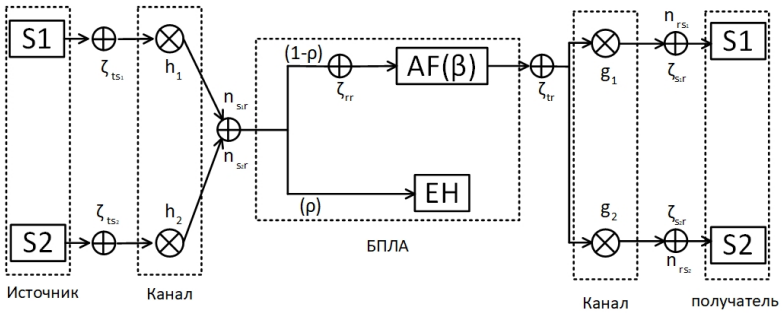


Рисунок 4.9 — Блокх-схема усиленной прямой ретрансляции при наличии аппаратных сбоев

представлена на рисунке 4.9. Символ $n_{xy} \sim \mathcal{CN}(0,\sigma_{xy}^2)$ предназначен для обозначения аддитивных белых Гауссовских шумов с $x,y \in \{S_1,S_2,r\}$.

Рассматриваемая блок-схема передачи показана на рисунке 4.8. Период передачи разделен на временные блоки длиной $T_{min} < T_i < T_{max}$, где T_{min} обозначает минимальное время, необходимое для приема пунктом назначения одного пакета данных без каких-либо повторных передач, T_{max} обозначает максимальный срок для получения одного пакета данных в пункте назначения, а T_i - время успешного приема i-го пакета данных. Для передачи информации между терминалами каждый блок передачи разделен на два этапа. На первом этапе терминалы S_1 и S_2 одновременно передают данные на БПЛА. Затем БПЛА разделяет принятый сигнал на две части, то есть $(1-\rho)$ часть сигнала для пересылки информации и оставшуюся часть сигнала для сбора энергии, где ρ обозначает коэффициент PM. Во втором этапе БПЛА усиливает принятые сигналы и транслирует их на два терминала, потребляя всю собранную энергию.

4.2.2.1 Модель канала БПЛА-Терминал

Все каналы являются квазистатическими[2] и взаимными[3] и подвержены независимым, но неодинаково распределенным Райсовским замираниям. Коэффициент замирания канала между терминалами и БПЛА обозначается

[2]2Коэффициент замирания канала остается постоянным в пределах блока передачи, но может изменяться независимо в следующих блоках.

[3]Взаимность означает $h_1 = g_1$ и $h_2 = g_2$

как h_i, при $i \in \{1,2\}$, а коэффициент замирания канала между БПЛА и терминалами обозначается как g_i, при $i \in \{1,2\}$. Таким образом, канал между БПЛА и терминалами в обоих направлениях можно смоделировать как:

$$[h_i,g_i](t) = \sqrt{L_i(t)}l_i(t), \tag{4.1}$$

где $L_i(t)$ обозначает крупномасштабный средний коэффициент усиления мощности в канале с учетом потерь в тракте передачи и затенения, а $l_i(t)$ обозначает мелкомасштабный коэффициент замирания, аналогичный каналу «воздух-земля», представленному в главе 3. Тогда $L_i(t)$ можно записать как:

$$L_i(t) = L_0 d_i^{-\alpha}(t), \tag{4.2}$$

где L_0 обозначает средний прирост мощности канала на эталонном расстоянии, α обозначает показатель потери в тракте, а d_i - расстояние прямой видимости между БПЛА и S_i. Расстояние по прямой видимости d_i можно записать как $d_i = \sqrt{||q(t) - S_i||^2 + H^2(t)}$, где $S_i = (x_i,y_i)$ обозначает местоположение терминалов, а $q(t) = (x_t,y_t)$ обозначает местоположение БПЛА в данный момент времени t. Затем, учитывая тракт прямой видимости, $l_i(t)$ можно смоделировать как:

$$l_i(t) = \sqrt{\frac{K_i(t)}{K_i(t)+1}}g_0 + \sqrt{\frac{1}{K_i(t)+1}}\hat{g}_0, \tag{4.3}$$

где g_0 обозначает детерминированную составляющую прямой видимости, $\hat{g}_0$ обозначает компонент случайного рассеяния с единичной дисперсией с круговой симметрией комплексного гауссиана (CSCG) с нулевым средним, а $K_i(t)$ представляет собой райсовский фактор[4] канала между БПЛА и S_i временного интервала t. Учитывая угол возвышения, райсовский фактор можно смоделировать как:

$$K_i(t) = A_1 \exp A_2\theta_i(t), \tag{4.4}$$

где $\theta_i(t) = \arcsin\left(H_i(t)/d_i(t)\right)$, а A_1,A_2 - постоянные коэффициенты, определяемые конкретной средой.

[4]Предполагается, что райсовский фактор в одном временном интервале идентичен из-за незначительного изменения угла наклона в каждом временном интервале.

4.2.2.2 Протокол широковещательной передачи с временным разделением каналов

На первом этапе S_1 и S_2 транслируют пакеты обновления данных $\mathbf{x_1}$ и $\mathbf{x_2}$ соответственно. Следовательно, принятые сигналы для обработки информации в БПЛА от S_1 и S_2 при наличии аппаратных сбоев могут быть выражены как

$$\mathbf{y_r} = \sqrt{P(1-\rho)}h_1(\mathbf{x_1} + \zeta_{\mathbf{ts_1}}) + \sqrt{P(1-\rho)}h_2(\mathbf{x_2} + \zeta_{\mathbf{ts_2}}) + \zeta_{\mathbf{r}} + \mathbf{n_{s_1r}} + \mathbf{n_{s_2r}}, \quad (4.5)$$

где P_i обозначает мощность передачи S_i, причем $P_1 = P_2 = P$, $\zeta_{ts_i} \sim \mathcal{CN}(0,\kappa_1^2)$ представляет аппаратные сбои в передатчике S_i, $\zeta_{rr} \sim \mathcal{CN}(0,\kappa_2^2(1-\rho)P(|h_1|^2 + |h_2|^2))$ обозначает аппаратные сбои, вызванные приемником БПЛА, а ρ обозначает коэффициент разделения мощности. Символы κ_1 и κ_2 характеризуют уровни аппаратных сбоев передатчика и приемника, соответственно. Рассматривая протокол PM, полученная мощность в схеме сбора энергии на БПЛА может быть записана как:

$$P_R = P\rho(|h_1|^2 + |h_2|^2). \quad (4.6)$$

Таким образом, собранная энергия от полученной мощности P_R может быть выражена как:

$$E_r = \eta(P_R)\frac{T_i}{2}, \quad (4.7)$$

где $\eta(x)$ обозначает нелинейную функцию сбора энергии. В этом разделе используется сигмовидная нелинейная сбора энергии-функция, как в [154], которую можно смоделировать как:

$$\eta(P_R) = \lambda\left[\frac{1-\exp\left(-\mu(P_R-\omega_a)\right)}{1+\exp\left(-\mu(P_R-\omega_c)\right)}\right]^+, \quad (4.8)$$

где $\lambda \geq \eta(P_R)$ обозначает максимальную мощность насыщения на выходе, ω_a и ω_c - входная мощность, которая изменяет знак кривизны и порог входной чувствительности, так что $\eta(P_R) = 0$ если $P_R \leq \omega_a$, соответственно. Таким

образом, мощность передачи БПЛА можно записать как:

$$P_r = \frac{E_r}{\frac{T}{2}} = \eta(P_R). \tag{4.9}$$

Во время второй фазы БПЛА усиливает принятый сигнал $\mathbf{y_r}$, используя коэффициент усиления β и передает его на терминалы. Таким образом, принятый сигнал на выводе S_i можно записать как:

$$\mathbf{y_{s_i}} = \sqrt{P_r} g_i(\mathbf{y_r}\beta + \zeta_{\mathbf{tr}}) + \zeta_{\mathbf{rs_i}} + \mathbf{n_{rs_i}}, \tag{4.10}$$

где $\zeta_{tr} \sim \mathcal{CN}(0,\kappa_1^2)$ представляет аппаратный сбой, внесенный передатчиком БПЛА, $\zeta_{rs_i} \sim \mathcal{CN}(0,\kappa_2^2 P_r|g_i|^2)$- аппаратный сбой, внесенный приемником S_i. С учетом (4.5) соотношение «сигнал к сумме шума и искажений» на БПЛА можно представить в виде:

$$\gamma_r = \frac{a_1\Omega}{((a_2+a_3)(\Omega+\Psi)) + a_1\Psi + 2}, \tag{4.11}$$

где $a_1 = P/\sigma^2(1-\rho)$, $a_2 = a_1\kappa_1^2$, $a_3 = a_1\kappa_2^2$, $\Omega = |h_1|^2$,$|g_1|^2$ и $\Psi = |h_2|^2$,, а $|g_2|^2$ обозначает средний коэффициент усиления мощности канала при передаче пакета данных. Для простоты предположим, что $\sigma_{s_ir}^2 = \sigma_{rs_i}^2 = \sigma^2$. Аналогично, учитывая (4.5), (4.9) и (4.10), соотношение «сигнал к сумме шума и искажений» в S_1 может быть записан как:

$$\gamma_{S_1} = \frac{I_1\Psi\Omega}{I_2\Omega\Psi + I_3\Omega + I_4\Omega(\Omega+\Psi) + I_5\Psi\Omega + 1}, \tag{4.12}$$

где $I_1 = \frac{P^2}{\sigma^2}\rho(1-\rho)\eta(P_R)\beta^2$, $I_2 = I_1(1+\kappa_1^2)$, $I_3 = \frac{P^2}{\sigma^2}\rho\eta(P_R)[2\beta+\kappa_1^2+\kappa_2^2]$, $I_4 = I_1\kappa_2^2$ and $I_5 = \frac{I_1\kappa_1^2}{\beta^2}$.

4.2.2.3 Анализ вероятности сбоя системы

Вероятность сбоя предлагаемой схемы связи может быть определена как вероятность того, что сквозное среднее значение соотношение «сигнал к

сумме шума и искажений» пакета обновленных данных упадет ниже желаемого порогового значения γ^{th}. Следовательно, вероятность сбоя системы на S_1[5] выражается как:

$$P_{out} = Pr(\gamma_{S_1} < \gamma^{th}), \tag{4.13}$$

где $\gamma^{th} = 2^{2R} - 1$, а R - скорость передачи терминалов. Подставляя (4.12) в (4.13) и после алгебраических манипуляций, выражение в (4.13) можно переписать в виде:

$$P_{out} = Pr\left(X_2 < \frac{\gamma^{th}(I_2 X_1 + I_4 X_1 + I_3)}{I_1 - I_1 \gamma^{th} c_1}\right) = Pr\Big(X_2 < \gamma_0(c_4 X_1 + c_3 X_1 + c_2)\Big), \tag{4.14}$$

где $X_1 = \Psi$, $X_2 = \Omega$, $\gamma_0 = \frac{\gamma^{th}}{(1-\gamma^{th}c_1)}$, $c_1 = \kappa_2^2 - \frac{\kappa_1^2}{\beta^2}$, $c_2 = \frac{2\beta+\kappa_1^2+\kappa_2^2}{(1-\rho)\beta^2}$, $c_3 = \kappa_2^2$ и $c_4 = 1 + \kappa_1^2$. Далее, мы предполагаем, что $1 - \gamma^{th}c_1$ положительно, что разумно на практике [155]. Однако, если $1 - \gamma^{th}c_1$ отрицательно, $P_{out} = 1$.

Лемма 5. *Выражение в закрытой форме для вероятности сбоя на S_1 может быть выражено как:*

$$P_{out} = 1 - 2\mu_3 \sum_{k=0}^{\infty}\sum_{l=0}^{\infty}\sum_{m=0}^{l}\sum_{n=0}^{m}\sum_{p=0}^{n} \left(\frac{K \mu_1^k (\mu_2\gamma_0)^{\frac{3m-2n+p+k+l}{2}} c_4^{m-n} c_3^{\frac{m-p+k+l}{2}} c_2^p}{\hat{\mu_3}^{\frac{m-2n+p+k+l}{2}} (k!)^2 l! p! (n-p)! (m-n)!} \times \right.$$
$$\left. K_{(m-2n+p+k+l)}(2\sqrt{\mu_2 \hat{\mu_3} \gamma_0 c_3}) \right). \tag{4.15}$$

где μ_i обозначает среднее значение случайной величины X_i, $K_v(.)$-модифицированная функция Бесселя второго рода v-го порядка, а $\hat{\mu_3} \triangleq \mu_1 + c_4\mu_2\gamma_0$.

Доказательство. см. в Приложении Г.1. □

Достижимая пропускная способность на S_1 может быть получена путем умножения эффективной скорости передачи на время передачи информации между БПЛА и терминалами. Таким образом, выражение в закрытой форме для достижимой средней пропускной способности на S_1 можно представить как:

$$\tau = R(1 - P_{out})\frac{T_i}{2}. \tag{4.16}$$

[5]Из-за сходства между S_1 и S_2, с этого момента мы сосредоточимся на терминале S1.

4.2.3 Анализ метрики AoI

В информационных теориях хорошо известно, что использование ретрансляционного узла может улучшить производительность системы с точки зрения пропускной способности или, что эквивалентно, уменьшить вероятность сбоя, особенно когда установление прямой связи между источником и получателем невозможно. Однако интеграция ОБПИМ-РМ с нелинейной схемой сбора энергии в БПЛА в предлагаемой двухсторонней ретрансляторной сети (TWRN) может привести к увеличению затрат энергии на задержку служебных данных из-за сбора энергии и количества запросов на повторную передачу со стороны узла пункта назначения. Получается, не очевидно, каким образом прямая двухсторонняя ретрансляционная сеть с усилением с нелинейным протоколом ОБПИМ-РМ влияет на производительность метрики AoI. Чтобы заполнить этот пробел, в следующем разделе анализируется AoI предлагаемой системы с учетом вероятности сбоя в (4.15). Пример динамики AoI во времени показан на рисунке 4.10, где начальный возраст обозначен как Δ_0. В схеме прямой ретрансляции с усилением узел ретрансляции не способен декодировать и сохранять полученную информацию в буферах данных. Таким образом, сквозная передача данных и динамика AoI предложенной системы могут быть смоделированы как однопереходная сеть связи. При рассмотрении рисунка 4.10 полученный пакет данных $DP_2^{'}$, который достигает пункта назначения в момент времени $t_2^{'}$, генерируется в момент времени t_2. Таким образом, AoI[6] в данный момент времени t можно выразить как

$$\Delta_t = t - u(t), \tag{4.17}$$

где $u(t)$ обозначает время, когда последний успешно принятый пакет данных в пункте назначения был сгенерирован в источнике. Временной интервал между генерацией пакетов данных может быть задан как $T^{(G)} = t_i - t_{(i-1)}$. Метрика AoI пакета данных также может быть равна сумме времени ожидания в буфере данных терминала $T_i^{(W)}$ и время обслуживания $T_i^{(S)}$, которое можно записать

[6]6Примечательно, что эта переменная не зависит от разрешения данных.

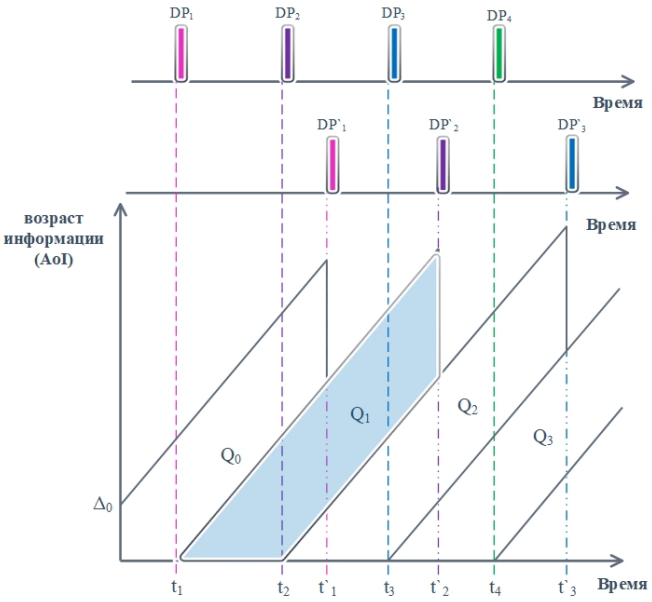


Рисунок 4.10 — Пример динамики метрики AoI по отношению ко времени.

как $\Delta_{DP_i} = T_i^{(W)} + T_i^{(S)}$. Средний AoI системы можно посчитать как:

$$E[\Delta] = \frac{1}{T}\sum_{i=1}^{I_{DP}} \Delta[i], \tag{4.18}$$

где T обозначает общий период временных блоков, $I_{DP} = \sum_{i=1}^{I}$ обозначает общее количество пакетов данных, успешно принятых в пункте назначения. Более того, средний AoI можно рассчитать, получив среднюю площадь под кривой, показанной на рисунке 4.10, которую можно записать как:

$$E[\Delta] = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T}\left(Q_0 + \sum_{i=1}^{I-1} Q_i + R_I\right), \tag{4.19}$$

где $R_I = \frac{1}{2}\Delta_I(\Delta_I + 1)$. Для заданного пакета данных длиной n время обслуживания T_i^S может быть записано как:

$$T_i^S = \alpha n + c_d + r_{AF}, \tag{4.20}$$

где α обозначает длительность символа, c_d обозначает задержку, вызванную каналом, а r_{AF} обозначает время, затрачиваемое процессом прямой ретрансляции с усилением на БПЛА. Задержка, вызванная каналом, моделируется как $c_d = rm * n * d_i$, где rm обозначает среднеквадратичную задержку на 1 м, n обозначает общее количество переданных символов,

а d_i обозначает расстояние между узлами в зоне прямой видимости. Полученный пакет данных успешно декодируется в месте назначения в пределах допустимого искажения с вероятностью $(1 - P_{out})$. Если в пункте назначения не достигается приемлемая вероятность искажения пакета данных, исходный терминал повторно передает пакет данных до тех пор, пока он не будет успешно восстановлен в пункте назначения. Таким образом, время ожидания между двумя последовательными успешно принятыми пакетами данных можно выразить как:

$$T_i^W = T_i^S(m+1), \tag{4.21}$$

где m обозначает количество повторных передач терминалом-источником. Переменная m геометрически распределена с P_{out} из-за наличия независимой одинаково распределённой случайной (i.i.d.) информации о состоянии канала с течением времени. Ожидаемое количество попыток повторной передачи от исходного терминала может быть выражено как:

$$E[M] = \sum_{m=0}^{\infty} m(1 - P_{out})P_{out}^{(m-1)}. \tag{4.22}$$

Следовательно, с учетом (4.18), (4.20) и (4.22) среднее по времени AoI можно записать как:

$$AoI = \lim_{i\to\infty} \frac{E[\int_0^{t_i'} \Delta[t_i]d(t_i)]}{E[t_i']}, \tag{4.23}$$

где числитель можно дополнительно упростить, используя (4.20) и (4.21) как:

$$\int_{T_i^S}^{T_i^S+T_i^W+T_a} \Delta[t_i]d(t_i) = \frac{(T_i^S + T_i^W)(2T_i^S + T_i^W + T_a)}{2}, \tag{4.24}$$

где T_a обозначает время, необходимое для получения подтверждения статуса успешной передачи от пункта назначения. Таким образом, применяя (4.24) к (4.23), среднюю по времени AoI можно выразить как:

$$AoI = \frac{E[\frac{1}{2}(T_a + T_i^W)^2 + T_i^S(T_a + T_i^W)]}{E[T_a + T_i^W]}. \tag{4.25}$$

Учитывая (4.21), (4.22), (4.24) и (4.25), выражение в замкнутой форме для среднего по времени AoI может быть выражено как:

$$AoI = \frac{(T^S)^2(3-P_{out}) + T_a^2(1-P_{out})}{2(1-P_{out})(T^S + T_a(1-P_{out}))} + \frac{T^S T_a(P_{out}^2 - 4P_{out} + 3)}{2(1-P_{out})(T^S + T_a(1-P_{out}))}. \tag{4.26}$$

Доказательство. См. в Приложении Г.2. □

4.2.4 Постановка проблемы

Из-за невыпуклости и сложности выражения вероятности выхода из строя в замкнутой форме совместная оптимизация оптимального AoI вместе с траекторией БПЛА неосуществима, и, делая это, можно получить только субоптимальное решение с ограниченным изменением траектории БПЛА. Кроме того, в кооперативных системах связи с использованием БПЛА мгновенная совместная пропускная способность изменяется во времени из-за постоянных изменений местоположения БПЛА по его определенной траектории. Поэтому получить выражение таких интегралов в замкнутой форме труднодоступно из-за сложности (4.15) и (4.26). Чтобы избежать этого узкого места, используется интегральное приближение, в котором время работы БПЛА T_{UAV} дискретизируется на J-равные временные интервалы, то есть $T_{UAV} = J\delta$, где δ достаточно мало, чтобы местоположение БПЛА было приблизительно постоянным. Затем мы определяем оптимальные параметры системы, которые минимизируют AoI для данного декретизированного временного интервала j и учитывают полученные оптимальные значения при решении задачи оптимизации траектории БПЛА. Такой подход гарантирует большую свободу[7] при выборе траектории для предлагаемой системы. Поэтому в этом разделе формулируются задачи оптимизации для определения оптимального отношения РМ ρ, которое максимизирует полученное соотношение «сигнал к сумме шума и искажений» в пункте назначения и минимизирует средний по времени AoI предлагаемой системы.

[7] в пределах заданной энергии БПЛА и других ограничений, таких как место взлета и посадки, минимальная высота полета и т.д.

Кроме того, траектория БПЛА оптимизируется, когда профиль мощности БПЛА и коэффициент РМ фиксируются в соответствии с результатами, полученными с помощью предыдущих задач оптимизации.

4.2.4.1 Максимизация «сигнал к сумме шума и искажений» в пункте назначения

Основная задача этого подраздела состоит в том, чтобы максимизировать скорость принятой информации на терминалах, при условии, что скорость передачи информации и ширина полосы неизменны, что приводит к максимизации принятого «сигнал к сумме шума и искажений» на терминалах. Соответствующая оптимизационная задача может быть записана как:

$$\begin{aligned}
(P4.1) : \underset{\rho_i,\beta_i}{\text{maximize}} \quad & \frac{1}{2}(\log_2(1+\gamma_{S_1})) \\
\text{subject to: } (C1): \quad & \gamma_r \geq 2^{2R}-1, \\
(C2): \quad & \gamma_{S_1} \geq 2^{2R}-1, \\
(C3): \quad & 0 < \beta_i \leq \beta_{max}, \\
(C4): \quad & 0 < \rho_i < 1, \\
(C5): \quad & 0 < P < P^*, \\
(C6): \quad & P_r \leq \lambda,
\end{aligned} \tag{4.27}$$

где $\beta_{max} = \sqrt{\frac{P_r}{\pi_0(1-\rho)[1+(\kappa_1^2+\kappa_2^2)(\Omega+\Psi)+\Psi]+2}}$[156] и P^* обозначают максимальный предел мощности на передатчике. Ограничения (C1) и (C2) должны гарантировать, что сквозной «сигнал к сумме шума и искажений» сигналов упадет ниже γ^{th} желаемого порогового значения. Ограничение (C6) утверждает, что мощность передачи БПЛА не превышает максимальную мощность насыщения схемы сбора энергии. (P1) - задача нелинейного программирования с частично выпуклыми ограничениями на каждую переменную. Таким образом, метод оптимизации условия Каруша-Куна-Таккера (ККТ) используется для определения оптимальных переменных. Выражение

Лагранжа, соответствующее (P4.1), может быть выражено как:

$$\mathcal{L}(\rho_i,\beta i;\lambda_1,\lambda_2,\lambda_3,\lambda_4) = (\log_2(1+\gamma_{S_1})) - \lambda_1((2^R-1)-\gamma_r) - \lambda_2((2^R-1)-\gamma_{S_1}) - \lambda_3(\beta_i^2 - \sqrt{\frac{P_r}{\pi_0(1-\rho)[1+(\kappa_1^2+\kappa_2^2)(\Omega+\Psi)+\Psi]+2}}) - \lambda_4((\rho i-1)). \tag{4.28}$$

Для достижения локальной оптимальности соответствующее лагранжево выражение должно иметь $\nabla\mathcal{L}(\rho_i,\beta i;\lambda_1,\lambda_2,\lambda_3,\lambda_4) = 0$, таким образом, $\frac{\partial\mathcal{L}(\rho_i,\beta i;\lambda_1,\lambda_2,\lambda_3,\lambda_4)}{\partial\rho_i} = \frac{\partial\mathcal{L}(\rho_i,\beta i;\lambda_1,\lambda_2,\lambda_3,\lambda_4)}{\partial\beta_i} = 0$. Учитывая дополнительные выражения для нерезкости (4.28), окончательное решение может быть дано, как в лемме 6.

Лемма 6. *Если* $\lambda_1 \neq 0 \to [(2^R-1)-\gamma_r = 0]; \lambda_2 \neq 0 \to [(2^R-1)-\gamma_{S_1} = 0]$, $\lambda_3 = 0$, $\lambda_4 = 0$ *то можно получить следующие оптимальные значения:*

$$\beta^* = \sqrt{\frac{\rho^*\eta(P_R)(\Omega+\Psi)}{(1-\rho^*)(1+\kappa_1^2+\kappa_2^2)(\kappa_1^2+\kappa_2^2)(\Omega+\Psi)+2}}, \tag{4.29}$$

где

$$\rho^* = \frac{\frac{1}{2}\sqrt[+]{-\eta(P_R)\kappa_1^2\kappa_2^2(\pi_0^2\Omega-4\Psi)}}{2\eta(P_R)\Omega\Psi(\kappa_1^2+\kappa_2^2)}, \tag{4.30}$$

где $\pi_0 = \frac{P}{\sigma^2}$. Можно также заметить, что оптимальное β^* согласно (4.29) приблизительно равно β_{max}, заданному в (4.27), что доказывает, что для рассматриваемой системы β^* всегда устанавливается на максимально возможное для улучшения «сигнал к сумме шума и искажений» в пункте назначения.

Доказательство. См. в Приложении Г.3. □

4.2.4.2 Минимизация AoI

Очевидно, что для предлагаемой системы существует дилемма между количеством энергии, собираемой БПЛА, и характеристиками AoI на терминалах. В принципе, при увеличении ρ может быть получена более высокая доступная мощность передачи в соответствии с используемой нелинейной моделью сбор энергии. Однако это может привести к снижению скорости

передачи, вызывая увеличение AoI из-за увеличения количества повторных передач. Таким образом, существует оптимальное соотношение PM ρ^*, которое обеспечивает наилучшую достижимую AoI и пропускную способность. Обеспечивая условие того, чтобы запрашиваемая скорость между узлами связи была выше заданного порога, и рассматривая проблему выбора ρ^* для минимизации AoI, заданную в (4.26), задача оптимизации (P4.2) может быть задана как:

$$\begin{aligned} &(P4.2): \underset{\rho_i}{\text{minimize}} \quad (AoI) \\ &\text{subject to: } (C1)-(C6) \text{ in } (4.21),(4.22),(4.24),(4.27). \end{aligned} \tag{4.31}$$

Тем не менее, из-за сложной природы функции Бесселя и бесконечного ряда в (4.15) найти выражение в замкнутой форме для оптимального ρ^*, минимизирующего (4.26), невозможно. Таким образом, предложенная задача минимизации (P4.2) может быть решена методом поиска золотого сечения без обращения к производным при заданных ограничениях [157]. Предположим, что ρ^* находится в интервале $[a,b]$. Соответственно, p и q можно записать как $p = b-(b-a)\psi$ and $q = a+(b-a)\psi$, где $\psi = \frac{\sqrt{5}-1}{2}$ серебряное (сопряженное золотое) сечение. После завершения вычисления (4.26) в точках p и q идентифицируется новый интервал поиска с соблюдением условий $AoI(e^{jp}) \leq AoI(e^{jq})$ или $AoI(e^{jp}) > AoI(e^{jq})$. Модифицированный алгоритм нахождения ρ^* приведен в алгоритме 3.

4.2.4.3 Оптимизация траектории с фиксированным профилем мощности

Основная цель данного подраздела состоит в том, чтобы минимизировать значение AoI на терминалах во время полета БПЛА из начальной точки $S_0 = [x_0,y_0,H]$ в место назначения $S_D = [x_D,y_D,H]$, где H - фиксированная высота

Алгоритм 3: поиск ρ^* которое минимизирует AoI

Дано: начальный интервал $[a = 0,b = 1]$, целевая функция $AoI(.)$ в (4.26), допуск ϵ.
Результат: Оптимальное соотношение ρ^*

```
Инициализировать ψ, p и q
f_p = AoI(p)
f_q = AoI(q)
while (b − 1) ≥ ϵ do
    if f_p ≤ f_q then
        q → b и p → q
        p = b − (b − 1)ψ
        f_q = f_p и f_p = AoI(p)
    else
        p → a и q → p
        q = a + (b − a)ψ
        f_p = f_q и f_q = AoI(q)
    end
end
return ρ* ← (a + b)/2
```

полета. Таким образом, задача оптимизации (P4.3) может быть записана как:

$$(P4.3): \underset{[x_j,y_j]}{\text{minimize}} \quad \sum_{j=1}^{J}(AoI_j)$$

subject to:

$$\begin{aligned} &(C1) - (C6) \text{ in } (4.21), (4.22), (4.24), (4.27), \\ &(C7): (x_1 - x_0)^2 + (y_1 - y_0)^2 \leq V^2, \\ &(C9): (x_{j+1} - x_j)^2 + (y_{j+1} - y_j)^2 \leq V^2, \\ &(C11): (x_D - x_J)^2 + (y_D - y_J)^2 \leq V^2, \end{aligned} \tag{4.32}$$

где AoI_j обозначает AoI в j^{th}-м дискретизированном временном интервале, $V = \left(\frac{\sqrt{(x_D-x_0)^2+(y_D-y_0)^2}}{T_{UAV}}\right)\delta$ и $[x_j,y_i]$ обозначает текущее местоположение БПЛА в j^{th}-м временном интервале, где $j = 1,...,J$. Очевидно, (4.32) является невыпуклым, и трудно найти точное выражение в замкнутой форме для траектории БПЛА при заданных ограничениях. Поэтому (P4.3) переписывается

для оптимизации инкрементной траектории следующим образом:

$$(P4.3.1): \underset{[\Delta x_{j,f},\Delta y_{j,f}]}{\text{minimize}} \quad \sum_{j=1}^{J}(AoI_{j,f+1})$$

subject to:

$$\begin{aligned}
&(C1)-(C6) \text{ in } (4.27)(4.21)(4.22)(4.24), \\
&(C8): (x_1+\Delta x_1-x_0)^2+(y_1+\Delta y_1-y_0)^2 \le V^2, \\
&(C10): (x_{j+1}+\Delta x_{j+1}-x_j)^2+(y_{j+1}+\Delta y_{j+1}-y_j)^2 \le V^2, \\
&(C12): (x_D-x_J-\Delta x_J)^2+(y_D-y_J-\Delta y_J)^2 \le V^2,
\end{aligned} \tag{4.33}$$

где $[\Delta x_j,\Delta y_j]$ представляет возможную инкрементную траекторию БПЛА. Множество (P4.3.1) невыпукло, и его трудно получить в замкнутой форме из-за сложности уравнения выхода из строя, включенного в (4.26). Однако (P4.3.1) можно итеративно решить, используя итеративную жесткую пороговую обработку (IHT). Таким образом, разработан алгоритм для приближенного решения (P3) путем итеративного решения (P4.3.1), который приведен в алгоритме 4. Можно показать, что с помощью алгоритма 4 результирующие оптимальные значения не уменьшаются после итерации f. Кроме того, выражение в замкнутой форме AoI в (4.26) сходится по отношению к уравнению выхода из строя в (4.15), поскольку для доставки пакета данных требуется ненулевое и обычно случайное время в системе. Следовательно, гарантируется сходимость алгоритма 3 в заданных границах системы.

Алгоритм 4: оптимизация траектории БПЛА

Дано: $[x_0,y_o],[x_D,y_D],\delta,T_{UAV}$, целевая функция в (4.26)
Результат: оптимальная траектория [**x**,**y**]
Инициализация траектории БПЛА $[x_j,y_j]$ for $j=1,...,J$ и задать $f=0$
for *каждый* j **do**
  while $[\Delta x^*_{j,f},\Delta y^*_{j,f}]$ *сходится* **do**
    Решить (P3.1) для $[\Delta x^*_{j,f},\Delta y^*_{j,f}]$ с помощью итеративного метода жесткого порога (IHT) для оптимальной инкрементной траектории
    $x_{j,f+1}=x_{j,f}+\Delta x^*_{j,f}$
    $y_{j,f+1}=y_{j,f}+\Delta y^*_{j,f}$
    $f=f+1$
  end
  [**x**,**y**] $\leftarrow [x_{j,f},y_{j,f}]$
end
Вывести [**x**,**y**]

Таблица 8 — Количество собранной с использованием нелинейной модели энергии (мДж) по отношению к мощности передачи (дБм) и коэффициента PM ρ, на высоте $H = 100$ м.

ρ/P	10	20	30	40	50
0.05	1.04702	2.45473	3.26347	19.953	46.2378
0.1	1.08726	2.81919	4.46689	31.6528	48.9425
0.15	1.1599	3.2278	5.6261	38.9479	49.999
0.2	1.1907	3.3891	7.0498	47.9098	50
0.25	1.2372	4.0868	7.6467	48.9336	50
0.3	1.2669	4.7293	10.447	49.9984	50
0.35	1.349	5.3333	13.325	50	50
0.4	1.4127	5.8667	16.28	50	50
0.45	1.4779	7.657	19.083	50	50
0.5	1.502	9.381	29.746	50	50
0.55	1.5988	10.035	41.727	50	50
0.6	1.6785	15.442	46.686	50	50
0.65	1.74716	18.58	44.44	50	50
0.7	1.80356	20.754	47.91	50	50
0.75	1.9710	22.41	47.997	50	50
0.8	2.109	33.63	48.89	50	50
0.85	2.1569	38.927	50	50	50
0.9	2.1855	44.6346	50	50	50
0.95	2.6486	48.736	50	50	50

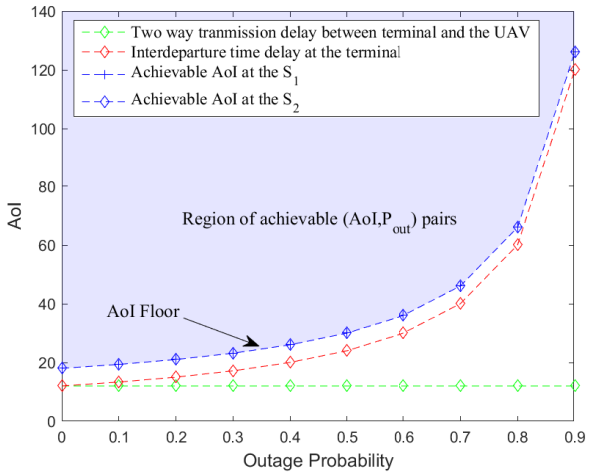


Рисунок 4.11 — Достижимый AoI вместе с достижимой вероятностью сбоя в пункте назначения. Цветная область отображает попарно достижимые AoI и вероятности сбоя, когда количество битов в пакете данных $n = 12$ бит

4.2.5 Результаты численного моделирования

В этом разделе представлены результаты численного моделирования, целью которых являются подтверждение вышеупомянутого теоретического анализа и анализ влияния различных параметров на предлагаемую модель связи. Если не указано иное и без потери общности, параметры моделирования устанавливаются следующим образом. Предполагается, что $\kappa_1 = \kappa_2 = 0.1$, высота полета БПЛА $H = 100$ м с максимальной скоростью $V = 5$ мс, $\sigma^2 = -80$ дБм, $\alpha = 2, \gamma^{th} = 0$, $L_0 = -60$ дБ и фиксированной скоростью передачи $R = 2$ количество бит за каждое использование канала (bpcu). Для нелинейной модели сбора энергии параметры установлены как $\lambda = 50$ мВт, $\mu = 0.064$ мВт и $\omega_a = \omega_c = 0.003$ мВт [154], и примечательно, что эти параметры могут быть изменены в соответствии с характеристиками схемы сбора энергии. Кроме того, мы установили среднеквадратичный разброс задержки для 1 м как $rm = 1 \times 10^{-6}$, задержку коэффициент усиления как $r_{AF} = 3.18 \times 10^{-3}$ в цифровой области и $r_{AF} = 2 \times 10^{-6}$ в аналоговой области [158][159], и $s = 1 \times 10^{-6}$ с. Для моделирования методом Монте-Карло мы использовали количество реализаций как $N_{trials} \geq 1000$. Во-первых, мы исследуем достижимые значения метрики AoI и вероятности сбоя, чтобы понять взаимосвязь между переменными и границей рассматриваемой модели коммуникационной системы связи с точки зрения AoI. На рисунке

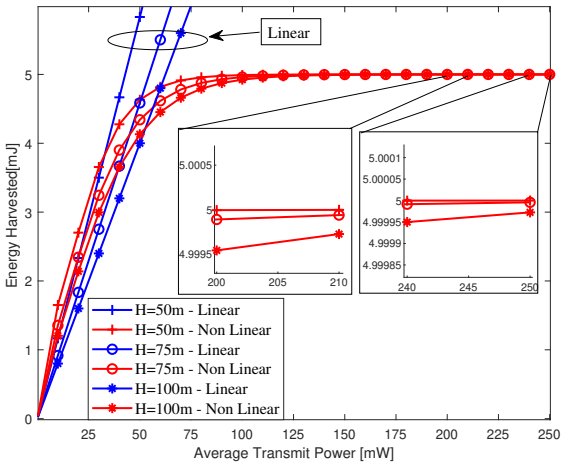


Рисунок 4.12 — Зависимость накопленной энергии от мощности передачи терминалов с учетом как линейных, так и нелинейных моделей сбор энергии

4.11 показаны характеристики AoI предлагаемой системы в сравнении с вероятностью сбоя в пункте назначения. Как было сказано ранее, AoI состоит из двух основных частей; время обслуживания T^S и время ожидания T^W, которые показаны на графиках зеленым и красным цветом на Рисунке 4.11 соответственно. Из рисунка ясно видно, что T^S имеет фиксированное значение независимо от вероятности сбоя. С другой стороны, T^W увеличивается с увеличением вероятности сбоя, вызывая увеличение AoI до бесконечности. Когда вероятность сбоя равна нулю, AoI достигает T^S. Граница на рисунке 4.11 показывает, что существует внешняя взаимосвязь между T^W и вероятностью сбоя, в то время как T^S имеет внутреннюю взаимосвязь с вероятностью сбоя. Это означает, что T^W играет важную роль в определении актуальности данных в установках беспроводной связи по сравнению с T^S. На рисунке 4.12 количество собранной энергии в зависимости от средней мощности передачи P нанесено на график для различных высот БПЛА с использованием как линейных, так и нелинейных моделей сбора энергии. Количество собранной энергии нелинейной моделью практически жизнеспособно по сравнению с линейной моделью с фиксированной эффективностью преобразования RF-to-DC $\eta = 0.75$. Из рисунка 4.12 также видно, что количество собранной энергии сходится к значению 5 мДж, но точка насыщения изменяется с высотой БПЛА, то есть точки насыщения составляют 100 мВт на 50 м, 250 мВт на 75 м и $\approx$ 800 мВт на 100 м (для большей ясности рисунка 4.12 предел оси x установлен только на 250 мВт, поэтому для улучшения читаемости приведена таблица

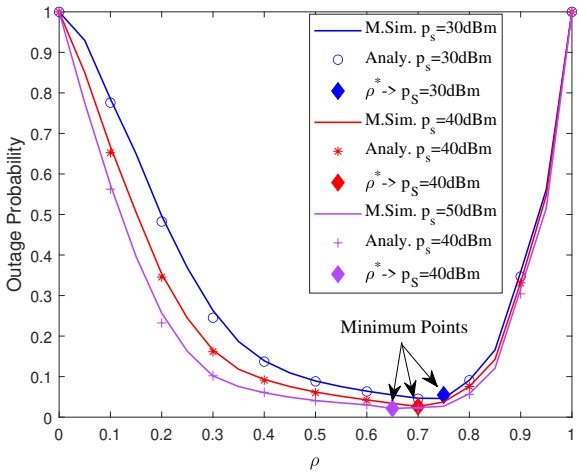


Рисунок 4.13 — Средняя вероятность сбоя пакета данных в зависимости от ρ, где $n = 12$ бит

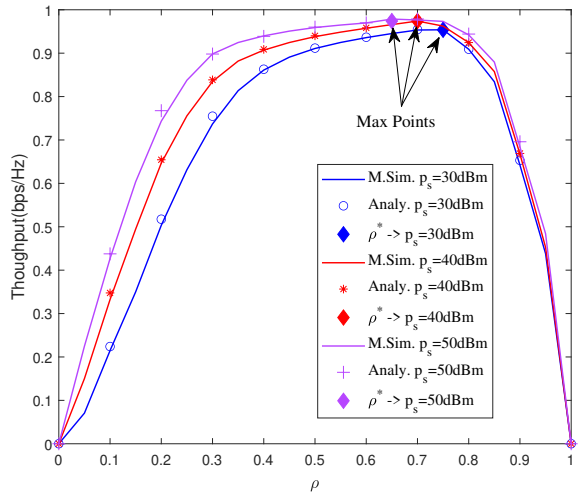


Рисунок 4.14 — Средняя пропускная способность в зависимости от ρ

8). Также стоит отметить, что значение насыщения приблизительно равно максимальной мощности насыщения λ на выходе схемы сбор энергии, которая составляет $\lambda = 50$ мВт в этой схеме моделирования. На рисунках 4.13, 4.14 и 4.15 оптимальное значение коэффициента PM ρ оценивается по отношению к мощности передачи P для различных показателей производительности, то есть вероятности сбоя, пропускной способности и AoI. Для проверки полученных теоретических результатов для сравнения также представлены результаты моделирования методом Монте-Карло. Из рисунков 4.13, 4.14 и 4.15 видно, что существует оптимальная точка ρ для каждого показателя производительности. Из рисунка 4.13 ясно видно, что вероятность сбоя увеличивается независимо от уменьшения или увеличения ρ относительно соответствующих оптимальных значений $(0.75, 0.7, 0.65)$. Это явление можно описать следующим образом.

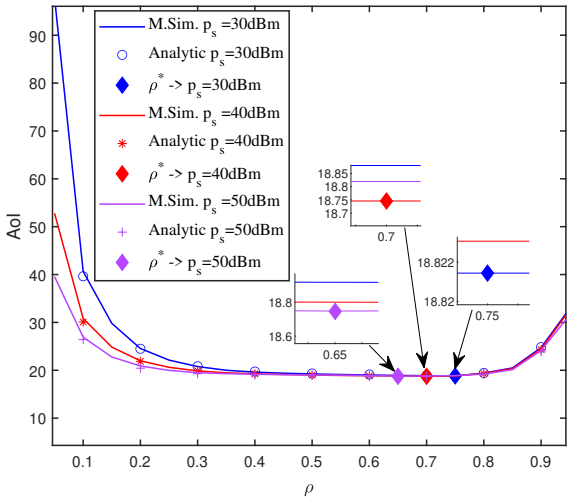


Рисунок 4.15 — Среднее по времени значение AoI в зависимости от ρ, где $n = 12$ бит

Когда значение ρ меньше оптимального, БПЛА собирает меньше энергии. Это приводит к недостаточной мощности передачи, вызывая плохой сигнал на терминалах. С другой стороны, когда ρ больше оптимального значения, большая мощность сигнала используется неправильно в процессе сбора энергии из-за эффекта нелинейности модели. Таким образом, оставшаяся часть сигнала усиливается вредным шумом, вызывающим низкое соотношение «сигнал к сумме шума и искажений» на терминалах. Кроме того, можно заметить, что на всех рисунках 4.13, 4.14 и 4.15 оптимальная точка уменьшается с увеличением мощности передачи. Этот вывод из наблюдения имеет смысл, поскольку количество собранной энергии насыщается из-за нелинейности схемы сбора энергии сбор энергии, как показано на рисунке 4.12. Таким образом, при уменьшении оптимального значения, увеличивается доля сигнала обработки информации для повышения производительности системы, что приводит к более высокому соотношению «сигнал к сумме шума и искажений» на терминале. Таким образом, характеристики системы немного увеличиваются с увеличением мощности передачи независимо от нелинейности модели сбор энергии. Другой важный факт, который можно извлечь из рисунков 4.13, 4.14 и 4.15, заключается в том, что оптимальные точки на всех рисунках 4.13, 4.14 и 4.15 идентичны независимо от метрики производительности. Это в основном связано с внешней взаимосвязью между вероятностью сбоя и другими системными показателями, то есть пропускной способностью, AoI.

Для лучшего понимания в таблице 8 представлены данные о количестве собранной энергии относительно ρ и P. Из таблицы 8 можно увидеть, что из-за

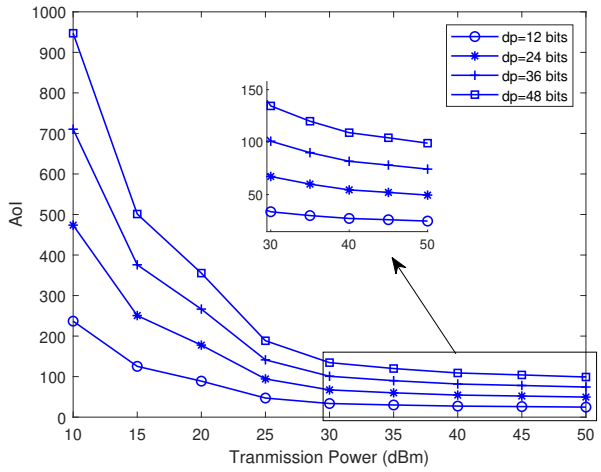


Рисунок 4.16 — Среднее по времени AoI в зависимости от мощности передачи P, где $n \in \{12,24,36,48\}$ бит с ρ^*, полученным с помощью алгоритма 3

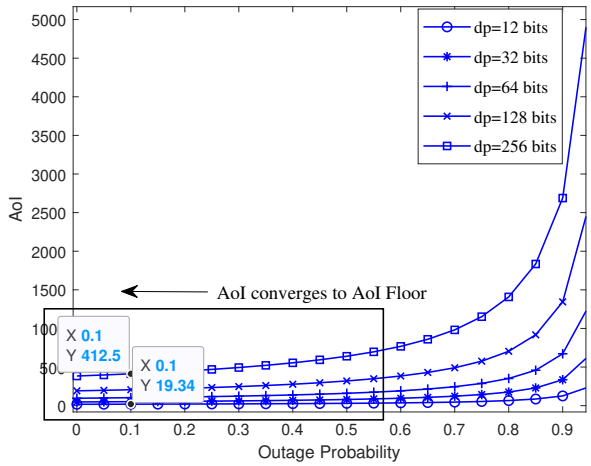


Рисунок 4.17 — Среднее время AoI в зависимости от вероятности сбоя при $n \in \{12,32,64,128,256\}$ бит, ρ^* и P $= P = 30dBm$ дБм

нелинейности модели сбор энергии количество собранной энергии становится насыщенным при более низких значениях ρ с увеличением мощности передачи. Таким образом, БПЛА может использовать эту таблицу для определения оптимального ρ^* без выполнения алгоритмов, предусмотренных при $P \leq$ 40 дБм. Например, когда мощность передачи терминала равна 40 дБм, максимальное количество энергии, которое может быть собрано нелинейной моделью, достигается при $\rho = 0.35$ независимо от дальнейшего увеличения ρ. Однако, если мощность передачи P меньше 40 дБмВт, предложенный алгоритм должен использоваться для определения оптимального ρ^*, поскольку точка насыщения собранной энергии достигается, когда ρ ближе к 1.

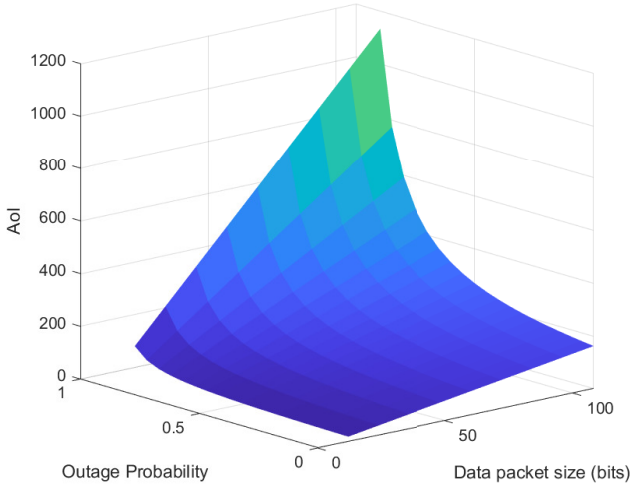


Рисунок 4.18 — Среднее по времени значение AoI в зависимости от вероятности сбоя и размера пакета данных

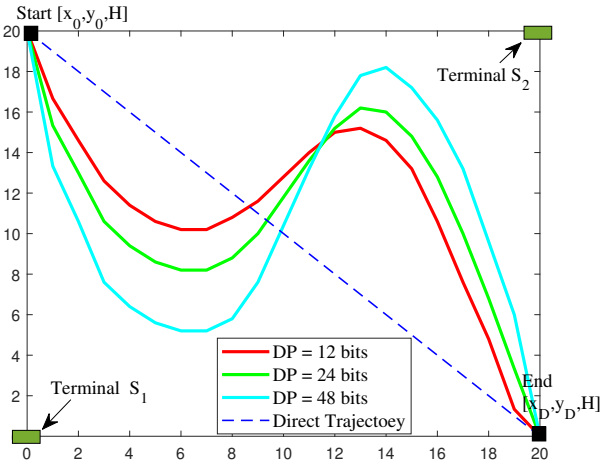


Рисунок 4.19 — Вид с высоты птичьего полета на траекторию БПЛА в соответствии с алгоритмом 4. Зеленые прямоугольники обозначают расположение терминалов, а черные квадраты обозначают начальную и конечную точки БПЛА

На рисунке 4.16 показано влияние мощности передачи и размера пакета данных на производительность AoI рассматриваемой модели системы. Как и ожидалось, AoI уменьшается до нижнего уровня, как показано на рисунке 4.11, с увеличением мощности передачи. Также можно наблюдать, что AoI уменьшается до нижнего уровня после мощности передачи $P = 30$ дБм, независимо от размера пакета данных. Это наблюдение подтверждает результаты, показанные на рисунке 4.12, поскольку на высоте полета $H = 100$ м количество собранной энергии насыщается примерно на уровне 800 мВт, что примерно равно 28.45 дБм. Таким образом, после мощности передачи $P = 28.45$ дБм изменения вероятности сбоя становятся насыщенными, как показано

на рисунке 4.13, вызывая уменьшение крутизны характеристики AoI по отношению к мощности передачи. Однако достижимый AoI в точках насыщения увеличивается идентичным образом с увеличением размера пакета данных. Это в основном связано с тем, что как только количество собранной энергии насыщается в БПЛА, это вызывает фиксированную мощность передачи, приводящую к примерно равным условиям соотношение «сигнал к сумме шума и помехи» на терминале, влияющем на T^S, в то время как количество повторных передач m становится примерно равным независимо от размера пакета данных.

На рисунке 4.17 оценивается влияние размера пакета данных на AoI с точки зрения вероятности сбоя. Из рисунка ясно видно, что AoI сходится минимуму, когда вероятность сбоя уменьшается. AoI минимальное приблизительно равно T^S, когда T^W фиксированно при $m = 0$ из-за нулевой вероятности сбоя. Однако T^S увеличивается с увеличением размера пакета данных, как в (4.20), вызывая увеличение AoI по отношению к размеру пакета данных. Из рисунка 4.17 также можно увидеть, что если вектор данных на терминале имеет большее количество битов, отправка всего вектора данных в нескольких небольших пакетах может привести к более высокому AoI по сравнению с отправкой более крупных пакетов данных. Например, давайте рассмотрим значения AoI для данных точек на рисунке 4.17, когда вероятность сбоя равна 0.1. Если вектор данных имеет 256 битов для передачи в пункт назначения, отправка всего вектора данных в виде одного пакета данных делает значение AoI равным 412.5. Однако передача вектора данных с использованием 22 пакетов данных размером 12 бит дает значение AoI как 425.48, что больше, чем в предыдущем случае. Таким образом, размер пакета обновленных данных должен быть тщательно определен с учетом вектора данных, который необходимо передать в пункт назначения. Трехмерное изображение AoI в зависимости от вероятности сбоя и размера пакета данных показано на рисунке 4.19, чтобы получить больше информации по сравнению с рисунком 4.17. Из рисунка 4.19 ясно видно, что влияние вероятности сбоя и размера пакета данных на AoI сказывается аналогичным образом с небольшими изменениями.

На рис. 4.19 для простоты демонстрации показана траектория БПЛА с высоты птичьего полета, полученная с помощью алгоритма 2. Зеленые и черные квадраты на рисунке 4.19 представляют клеммы заземления S_1 и S_2, а также

начальную и конечную точки БПЛА, соответственно. Из рисунка 4.19 видно, что БПЛА предпочитает лететь по траектории ближе к терминалам, а не по прямой траектории, чтобы достичь минимальных характеристик AoI за счет поддержания минимального расстояния в прямой видимости до терминалов. Это явление легко понять, обратившись к (4.15), (4.26) и (4.32). Более того, на рис. 4.19 показано, что при уменьшении размера пакетов данных траектория БПЛА имеет тенденцию приближаться к прямой. Из этого наблюдения можно сделать вывод, что при увеличении размера пакета данных требуются более благоприятные соединения линий прямой видимости с минимальным расстоянием LoS до узлов связи, чтобы поддерживать соотношение «сигнал к сумме шума и помехи» выше порогового значения γ^{th}. Также можно заметить, что при ограниченной скорости БПЛА предпочитает следовать по пути ближе к S_1 в течение первой половины расстояния, а в течение последней половины - ближе к S_2.

4.2.6 Заключение

При мониторинге технических или физических процессов в режиме реального времени актуальность данных и качество обслуживания определяются как критические показатели производительности для сетей связи. Таким образом, в данном разделе связь между двумя из этих показателей, а именно AoI и вероятностью сбоя, была исследована в модели связи прямой двусторонней ретрансляторной сети с усилением с использованием БПЛА с помощью ОБПИМ с учетом сбоев в оборудовании приемопередатчика. Для реализации на практике используется нелинейная модель сбора энергии. Выражения в закрытой форме для вероятности сбоя и AoI выводятся для оценки взаимосвязи между двумя метриками производительности. Затем мы обратились к проблеме определения оптимального коэффициента PM и усиление, который максимизирует полученное соотношение «сигнал к сумме шума и искажений» в пункте назначения. Затем формулируется другая задача оптимизации, чтобы определить оптимальное соотношение PM, которое минимизирует средний по

времени AoI. Первая задача решается с помощью эвристического алгоритма из-за сложности выражений в замкнутой форме, а вторая - с помощью условия Каруша-Куна-Таккера ККТ. Наконец, траектория БПЛА оптимизируется для заранее определенных начальных и конечных точек. Все теоретические результаты подтверждены с помощью результатов численного моделирования. Кроме того, обнаружено, что существует внутренняя взаимосвязь между временем обслуживания T^S и вероятностью простоя, в то время как время ожидания T^W имеет внешнюю взаимосвязь, которая более критична в беспроводной связи. Также установлено, что размер пакета данных по отношению к вектору данных в исходном узле играет главную роль в производительности AoI. Таким образом, эта работа может быть широко исследована во многих интересных направлениях, таких как оптимизация AoI в отношении вектора данных и размера пакета данных, введение полнодуплексного режима в БПЛА и использование методов машинного обучения для оптимизации AoI.

Глава 5. ОБПИМ-РМ поддерживающие БПЛА с кэшированием для кооперативных сетей

5.1 Введение

Перегрузка сети - одна из основных проблем, которые необходимо учитывать при проектировании сетей связи для будущих приложений связи. В частности, в часы пик трафик данных в сетях связи увеличивается из-за ограниченности сетевых ресурсов по отношению к активному количеству пользователей. Еще одна выявленная основная причина перегрузки сети - это повторяющиеся запросы аналогичного контента со стороны активных пользователей. Одним из многообещающих вариантов решения этой проблемы является использование механизма кэширования, чтобы избежать повторяющихся запросов аналогичного контента. Кеширование состоит из двух этапов: размещения и доставки. На этапе размещения популярный контент хранится в распределенных кэшах рядом с пользователями в непиковые промежутки времени, когда сетевые ресурсы используются минимально. На втором этапе, также известном как этап доставки, если запрошенное пользователем содержимое находится в ближайших кэшах, пользователь может обслуживаться без вмешательства базовой сети, сводя к минимуму перегрузку сети. Включение кэширования в систему связи снижает нагрузку на транспортную сеть и повышает энергоэффективность.

В [160] предлагается структура, объединяющая как технологии сбор энергии, так и кеширование, названная "**Green-Delivery**", для облегчения эффективной доставки контента в небольшие ячейки с помощью сбор энергии. В [161] авторы предложили энергоэффективную схему сбор энергии управления мощностью для малового узла сотовой связи, оснащенной беспроводным транзитным соединением и локальным хранилищем. Кроме того, предполагается, что поступление энергии распределяется по Пуассону, а механизм кэширования моделируется с использованием закона Ципфа. Новый механизм кэширования для IoT-сервисов на основе сбор энергии предложен в [162], а компромисс между потреблением энергии и кэшированием

такой системы достигается путем разработки аналитической модели. В [163] авторы исследовали эффективное с точки зрения стоимости планирование гетерогенных транспортных сетей, состоящих из придорожных устройств с кэш-памятью. Кооперативная система с поддержкой ОБПИМ-ВП с кэшированием исследуется в [164], где авторы исследовали влияние кэширования на достижимую пропускную способность в месте назначения. Следует отметить, что за исключением работы, представленной в [164], все другие работы рассматривали либо сбор энергии с использованием внешнего источника энергии, либо внутреннюю взаимосвязь между сбор энергии и кэшированием.

5.1.1 Мотивация и вклад

Ниже приведены определенные технические проблемы, связанные с использованием БПЛА в сетях связи в главах 2, 3 и 4. Во-первых, из-за отсутствия транзитного соединения по стационарной транспортной сети связи участок транспортной сети от основной инфраструктуры до БПЛА может стать узким местом для работы системы, ограничивая эффективность БПЛА в пердоставлении конечным пользователям высококачественного контента с запрашиваемой скоростью передачи данных. Во-вторых, необходим адаптивный дизайн траектории для удовлетворения потребностей конечных пользователей. Наконец, беспилотные летательные аппараты также являются устройствами с ограниченным энергопотреблением при ограниченной емкостью батареи. Чтобы преодолеть вышеупомянутые недостатки и выполнить заключительную часть основной задачи данной диссертации, в этой главе мы исследуем систему ретрансляции с протоколом дешифрования (DF) при использовании БПЛА с поддержкой ОБПИМ-РМ и кэшированием, в которой несколько пользователей обслуживаются БПЛА в течение заданного рабочего времени. Напротив, БПЛА с кэшированием исследовались в [165—168] без учета возможностей ЕН ни для БПЛА, ни для пользователей. В предлагаемой системе связи возможности связи БПЛА основываются исключительно на количестве энергии, собранной через ОБПИМ-РМ. Затем формулируется задача оптимизации (P5.1), чтобы

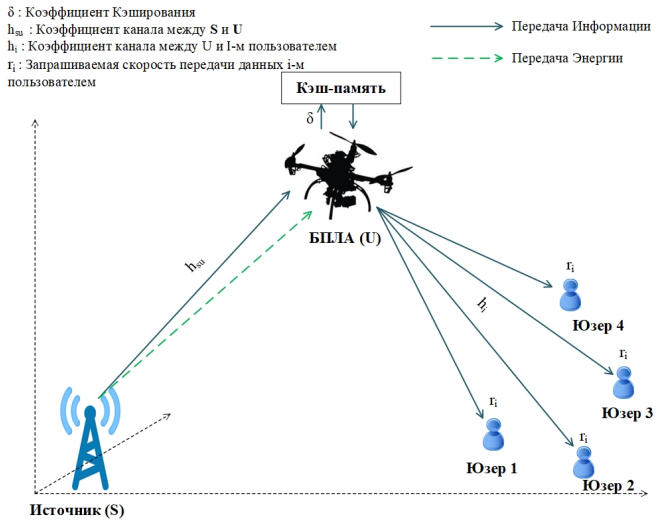


Рисунок 5.1 — Референтная модель самозаряжающейся системы связи с БПЛА

максимизировать скорость приема информации для каждого пользователя с учетом емкости кэширования, количества собранной энергии и ограничений качества обслуживания системы. Затем мы формулируем задачу оптимизации (P5.2) для определения траектории БПЛА после получения оптимальных параметров из (P5.1). Первая задача оптимизации (P5.1) решается с использованием условий ККТ, в результате чего находятся оптимальные решения для фактора PM на БПЛА в замкнутой форме и отношения времени для структуры временного блока. Вторая задача оптимизации (P5.2) решается с помощью итерационного алгоритма, предложенного в этой главе.

5.1.2 Структура

Остальная часть этой главы организована следующим образом. В разделе 5.2 подробно описывается модель системы и математические выводы максимально достижимой пропускной способности в пункте назначения. В разделе 5.3 сформулированы и решены две задачи оптимизации для получения оптимальной траектории БПЛА при максимизации достижимой пропускной способности для конечных пользователей. Результаты численного моделирования, подтверждающие теоретический анализ и обеспечивающие представление о производительности системы, приведены в разделе 5.4. Наконец, раздел 5.5 завершает эту главу.

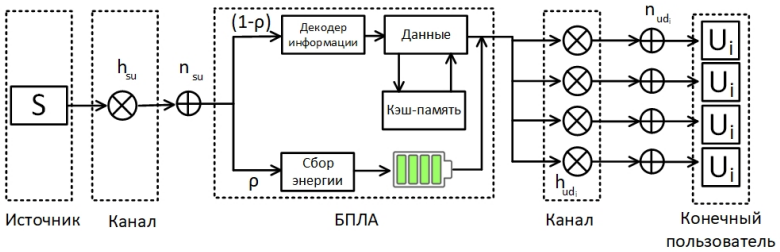


Рисунок 5.2 — Блок-схема ретрансляции с дешифровкой для самозаряжающихся БПЛА

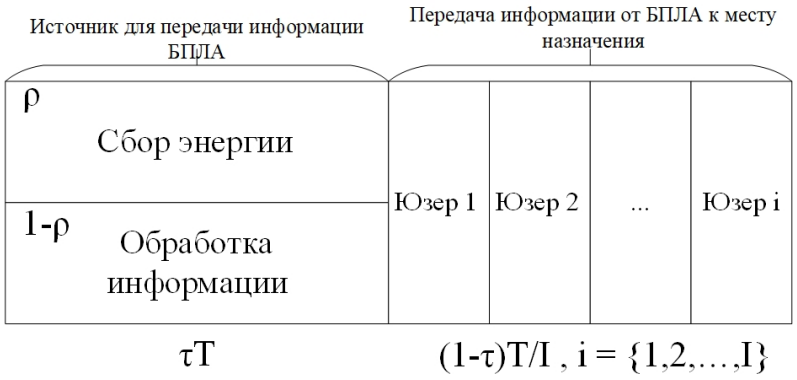


Рисунок 5.3 — Временная блок-схема предлагаемой модели системы

5.2 Модель системы

Рассматривается схема ретрансляции с дешифровкой DF БПЛА с автономным питанием, показанная на рисунке 5.1, которая состоит из одного источника, одного БПЛА и нескольких пользователей. Каждое устройство связи в данной сети связи оснащено одной антенной и работает в полудуплексном режиме. Прямая связь между источником и пользователями отсутствует из-за ограничений в зоне действия, то есть блокировок, ограниченной мощности передачи и т.д. БПЛА используется в качестве ретранслятора для помощи в передаче информации между источником и пользователями. Возможности передачи данных БПЛА основываются исключительно на энергии, собранной через PM-ОБПИМ, и наличия распространенной модели кэширования для хранения информации, полученной от источника. Блок-схема предлагаемой модели системы представлена на рисунке 5.2, который иллюстрирует основные параметры предлагаемой системы.

Рисунок 5.3 иллюстрирует две основные фазы временной блок-схемы предлагаемой системы. В частности, в каждом блоке передачи длительностью T первая временная доля τT, где $0 < \tau < 1$, выделяется для передачи информации и энергии от источника к БПЛА. Получив сигнал от источника, БПЛА разбивает его на две части с помощью PM-фактора ρ, где $0 < \rho < 1$, т.е. одна для сбор энергии, а остальные для обработки информации. Оставшаяся часть времени $(1 - \tau)T$ делится поровну и распределяется для передачи информации между БПЛА и пользователями, где $\frac{(1-\tau)T}{I}$ часть времени, выделяемая каждому пользователю. Также следует отметить, что большее значение T увеличит достижимую пропускную способность для пользователей из-за выделения большего количества времени для передачи информации между БПЛА и пользователями. Однако стоит напомнить, что большее T может также увеличить потребление энергии и время ожидания для каждого пользователя в текущем цикле и до следующего. Если циклов несколько, $T_{tot} = \sum_{z=1}^{Z} T$, где Z обозначает количество циклов. Следовательно, важно выбирать время передачи T для поддержания надлежащего баланса между достижимой скоростью передачи информации, задержкой обслуживания и потреблением энергии. Период T разделен на N-временных равных по размеру интервалов $T = N\zeta$, где ζ достаточно мало, так что местоположение БПЛА существенно не меняется в каждом временном интервале. Все каналы, рассматриваемые в этой главе, соответствуют модели канала, представленной в разделе 4.2.2.1 главы 4, и считаются квазистатическими, а коэффициент замирания остается постоянным для блока передачи, но может независимо изменяться в течение следующих временных блоков.

5.2.1 Предварительные сведения о системе

Сигнал, полученный на БПЛА, и разделенный сигнал для обработки информации можно записать как

$$\underbrace{y_{su} = \sqrt{P_s} h_{su} x + n_{su},}_{\text{Received signal at the UAV}} \tag{5.1}$$

$$\underbrace{y_{su} = \sqrt{(1-\rho)}(\sqrt{P_s}h_{su}x + n_{su})}_{\text{Разделенный сигнал для обработки информации}} \quad , \tag{5.2}$$

где n_{su} обозначает аддитивный белый гауссовский шум AWGN в БПЛА, который моделируется как комплексная гауссовская случайная величина с нулевым средним и дисперсией σ_{su}^2, а x - символ, переданный источником $\mathbb{E}\{|x|^2\} = 1$, где $\mathbb{E}\{.\}$ и $|.|$ представляют собой статистическое ожидание и норму соответственно. Аналогичным образом сигнал, полученный i^{th}-м пользователем, может быть задан как

$$y_i = \sqrt{P_u}h_i\hat{x} + n_i, \tag{5.3}$$

где $\hat{x}$ обозначает повторно переданный БПЛА символ, который может быть перекодированным символом, полученным от источника, или символом, полученным из кеша. Пусть P_s обозначает мощность передачи источника во время фазы I. Тогда количество энергии, собранной[1] БПЛА, можно выразить как

$$E_u = \eta\rho T\tau(P_s|h_{su}|^2 + \sigma_{su}^2), \tag{5.4}$$

где η обозначает эффективность преобразования энергии контура сбор энергии. Таким образом, мощность передачи БПЛА во время фазы II может быть задана как

$$P_u = \frac{E_u}{\frac{T(1-\tau)}{I}} = \frac{\tau I}{(1-\tau)}\eta\rho(P_s|h_{su}|^2 + \sigma_{su}^2), \tag{5.5}$$

где I обозначает общее количество пользователей, обслуживаемых в сети. Отношение принятого сигнала к шуму (SNR) на БПЛА и i-м пользователе можно записать как

$$\gamma_{su} = \frac{P_s|h_{su}|^2}{\sigma_{su}^2}, \tag{5.6}$$

а также

$$\gamma_i = \frac{P_u|h_i|^2}{\sigma_i^2}. \tag{5.7}$$

Для простоты предполагается, что $\sigma^2 = \sigma_{su}^2 = \sigma_i^2$. Учитывая (5.6) и (5.7) и предполагая гауссову кодировку (Gaussian codebook), достижимая скорость

[1]Одиночный контур сбор энергии имеет нелинейные свойства из-за характеристик насыщения контура. Тем не менее, используя несколько параллельных сбор энергии-цепей, можно получить достаточно большую область линейного преобразования [169][170].

передачи информации в БПЛА и i-м пользователе может быть записана как

$$R_u = B \log_2(1 + \gamma_{su}), \tag{5.8}$$

а также

$$R_i = B \log_2(1 + \gamma_i), \quad \forall i, \tag{5.9}$$

где B обозначает полосу пропускания каналов связи.

5.2.2 Механизм кэширования на БПЛА

Рассматривается вероятностный метод кеширования на БПЛА, аналогичный работам, представленным в [164; 168]. Не умаляя общности, мы предположили, что БПЛА не обладает какой-либо информацией, касающейся популярности контента. Следовательно, информация о БПЛА δ, полученная от источника, где $(0 \leq \delta \leq 1)$, будет храниться в его кэш-памяти. Например, когда пользователь запрашивал информацию с основных серверов, если δ часть этой информации доступна в кэше, с серверов нужно было отправить только оставшуюся часть, уменьшая перегрузку сети.

5.3 Постановка задачи

В этом разделе формулируются две задачи оптимизации для определения оптимальных значений ρ и τ и для создания оптимальной траектории БПЛА до его конечного местоположения, что максимизирует скорость передачи информации для пользователя при обеспечении заданных ограничений качество обслуживания.

5.3.1 Максимизация достижимой скорости передачи информации

Основная задача этого подраздела – достичь максимальной скорости передачи информации для пользователей при предварительно определенных ограничениях качество обслуживания с учетом кэширующей способности БПЛА. Соответствующая задача оптимизации (P5.1) может быть записана как

$$
\begin{aligned}
&(P5.1): \max_{\rho,\tau} \quad \left(\frac{T(1-\tau)}{I}\right) B \log_2(1+\gamma_i) \\
&\text{subject to:} \\
&(C1): \tau T(R_u + (\delta r_0)) \geq \left(\frac{T(1-\tau)}{I}\right) B \log_2(1+\gamma_i), \\
&(C2): P_u^{\star} T \leq E^{\star}, \\
&(C3): 0 \leq \tau \leq 1, \\
&(C4): 0 \leq \rho \leq 1,
\end{aligned}
\tag{5.10}
$$

где $P_u \geq (P_u^{\star} = \psi P_s), 0 < \psi \leq 1$ обозначает порог минимальной требуемой мощности передачи БПЛА в направлении одного пользователя, $E^{\star}$ обозначает доступную энергию для связи на БПЛА, а r_0 обозначает требуемую пользователем скорость передачи информации. Ограничение (C1) утверждает, что буфер БПЛА не пуст во время периода работы. Ограничение (C2) должно гарантировать, что БПЛА не может превысить потребление энергии сверх доступной для комминкации. Также следует отметить, что в зависимости от характеристик сетей связи переменную $E^{\star} = E_u$ можно моделировать тремя способами в соответствии с характеристиками сетей связи. Во-первых, если коммуникационные способности БПЛА зависят исключительно от собранной энергии EH, то $E^{\star} = E_u$, которая используется в этой главе. Во-вторых, если мощность передачи БПЛА зависит исключительно от встроенной батареи БПЛА, то $E^{\star} = E_{tot} - E_p$, где E_{tot} - доступная энергия в БПЛА, а E_p - энергия, необходимая для приведения БПЛА в движение. Если БПЛА для передачи использует энергию как от сбор энергии, так и от встроенной батареи, тогда $E^{\star} = E_u + (E_{tot} - E_p)$. Эта задача оптимизации решается с помощью условий ККТ из-за ее нелинейности.

Лемма 7. *Если* $\lambda_1 \neq 0 \Rightarrow \left(\frac{T(1-\tau)}{I}\right) B\log_2(1+\gamma_i) - \tau T(R_u + (\delta r_0)) = 0; \lambda_2 \neq 0 \Rightarrow (P_u^\star - E_u) = 0.$

Тогда мы можем получить следующие оптимальные значения

$$\rho^* = \frac{(1-\tau)P_s\psi}{I\eta(P_s * h_{su}^2 + \sigma^2)}, \tag{5.11}$$

$$\tau^* = \frac{ITB\log_2(1+\gamma_i)a_2}{ITB\log_2(1+\gamma_i)a_2 + a_3}, \tag{5.12}$$

где $a_2 = \eta(P_s h_{su}^2 + \sigma^2)$ и $a_3 = B\log_2(1+\gamma_u + \delta\ln(2)r_0)$. Примечательно, что полученные выражения в замкнутой форме справедливы только при выполнении заданных условий ККТ. В противном случае решение становится неосуществимым по отношению к предлагаемой модели системы. Также следует отметить, что решение, представленное в (5.11) и (5.12) для (P5.1), не может быть гарантировано как глобальное оптимальное из-за нелинейности задачи.

Доказательство. Подробное доказательство оптимальных решений приведено в Приложении Д.1. □

5.3.2 Оптимизация траектории

Основная цель этого подраздела - оптимизировать траекторию БПЛА при максимальном увеличении средней скорости передачи данных для пользователей. Достижимая средняя скорость передачи у БПЛА и пользователей может быть выражена как

$$\bar{R}_u = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\phi_u[n]R_u, \tag{5.13}$$

а также

$$\bar{R}_i = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\phi_i[n]R_i, \tag{5.14}$$

где ϕ_u и ϕ_i обозначают двоичные переменные, которые отражают планирование работы БПЛА по времени. Если БПЛА завершил процесс получения

информации от источника, то $\phi_u = 1$, в противном случае $\phi_u = 0$. Аналогично, если БПЛА завершил обслуживание i-го пользователя, $\phi_i = 1$, в противном случае $\phi_i = 0$. Учитывая выражения планирования по времени и мощности, полученные через (P6. 1), задачу оптимизации траектории БПЛА можно записать в виде

$$
\begin{aligned}
&(P5.2): \max_{\mathbf{q}} \quad \sum_{i=1}^{I} \bar{R}_i \\
&\text{subject to:} \\
&(C2.1): \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N} \phi_u[n](\bar{R}_u[n] + \delta[n] r_0[n]) \geq \bar{R}_i, \\
&(C2.2): \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N} \phi_i[n]\bar{R}_i[n] \geq r_0[n], \\
&(C2.3): (x[n] - x_0)^2 + (y[n] - y_0)^2 \leq \frac{V_m T}{N}, \\
&(C2.4): (x[n+1] - x[n])^2 + (y[n+1] - y[n])^2 \leq \frac{V_m T}{N}, \\
&(C2.5): (x_d - x[n])^2 + (y_d - y[n])^2 \leq \frac{V_m T}{N},
\end{aligned}
\tag{5.15}
$$

где V_m обозначает максимальную скорость БПЛА, а x_0,y_0 и x_d,y_d обозначают начальное и конечное местоположения БПЛА соответственно. Ограничение (C2.1) гарантирует, что достижимая скорость на БПЛА вкупе с выбранной схемой кэширования достаточна для удовлетворения запрашиваемой пользователем скорости передачи информации. Ограничение (C2.2) утверждает, что достижимая скорость для пользователя всегда удовлетворяется в рамках предложенной схемы кэширования. Ограничения (C2.3), (C2.4) и (C2.5) представляют собой ограничения подвижности БПЛА. Задачу оптимизации (P2) трудно решить из-за невыпуклых ограничений (C2.1) и (C2.2) в отношении координации БПЛА. Таким образом, при использовании техники последовательной оптимизации выпуклости сформулированная задача приближенно преобразуется в задачу оптимизации выпуклости. Во-первых, R_i в (5.9) можно переформулировать как

$$
\hat{R}_i = B \log_2 \left(1 + \frac{P_u L_0}{\sigma^2 (H + S_x[n] + S_y[n])}\right), \tag{5.16}
$$

где $S_{xi} = (x[n] - x_i)^2$, $S_{yi} = (y[n] - y_i)^2$ и H - высота полета БПЛА. Чтобы доказать вогнутость (5.16) относительно траектории БПЛА, предоставляется следующая двумерная функция [130];

$$f(\bar{x},\bar{y}) = log_2\left(1 + \frac{J}{D + \bar{x} + \bar{y}}\right), \tag{5.17}$$

где J и D - натуральные числа, $x \geq 0$ и $y \geq 0$. Можно доказать, что матрица Гессе (5.17) положительна, если $\bar{x} \geq 0$ и $\bar{y} \geq 0$. Следовательно, функция в (5.17) является выпуклой относительно $\bar{x}$ и $\bar{y}$. Учитывая (5.17), также может быть доказано, что $\hat{R}_i$ в (5.16) выпукло относительно $S_x[n]$ и $S_y[n]$. Таким образом, задача оптимизации (P5.2) может быть выражена как задача оптимизации выпуклости приблизительно следующим образом

$$\begin{aligned}
&(P5.2.2): \max_{\mathbf{q},\mathbf{S}} \quad \sum_{i=1}^{I} \bar{R}_i \\
&\text{subject to:} \\
&(C1): \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N} \phi_u[n](\hat{R}_u[n] + \delta[n]r_0[n]) \geq \bar{R}_i, \\
&(C2): \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N} \phi_i[n]\hat{R}_i[n] \geq r_0[n], \\
&(C3): (x[n] - x_0)^2 + (y[n] - y_0)^2 \leq \frac{V_{max}T}{N}, \\
&(C4): (x[n+1] - x[n])^2 + (y[n+1] - y[n])^2 \leq \frac{V_{max}T}{N}, \\
&(C5): S_{xi} \leq (x_l[n] - x_i)^2 + 2(x_l[n] - x_i)(x[n] - x_l[n]), \forall n,i, \\
&(C6): S_{yi} \leq (y_l[n] - y_i)^2 + 2(y_l[n] - y_i)(y[n] - y_l[n]), \forall n,i, \\
&(C7): S_{xd} \leq (x_l[n] - x_d)^2 + 2(x_l[n] - x_d)(x[n] - x_l[n]), \forall n,i, \\
&(C8): S_{yd} \leq (y_l[n] - y_d)^2 + 2(y_l[n] - y_d)(y[n] - y_l[n]), \forall n,i.
\end{aligned} \tag{5.18}$$

Для создания ограничений (C5) - (C8) выполняются следующие шаги. Учитывая (5.16), можно записать следующее неравенство

$$\begin{aligned}
S_{xi}[n] &\leq (x[n] - x_i)^2, \\
S_{yi}[n] &\leq (y[n] - y_i)^2.
\end{aligned} \tag{5.19}$$

Чтобы преобразовать ограничения, указанные в (5.19), в выпуклые, мы определили квадратичную функцию как $f(x) = (x - c)^2$, где c - постоянная. Тогда, используя разложение Тейлора первого порядка, для любого заданного x в итерации с номером l мы можем получить следующее неравенство

$$(x - c)^2 \geq (x_l - c)^2 + 2(x_l - c)(x - x_l). \tag{5.20}$$

Поскольку квадратичная функция $f(x) = (x - c)^2$ выпукла по x, ограничения (C2.2.5) - (C2.2.8) легко могут быть доказаны как выпуклые. Также следует отметить, что оптимальное значение целевой функции (P5.2.2) является нижней границей (P2). Поскольку выражение (P5.2.2) превратилось в выпуклое, (5.18) может быть решено с помощью стандартных инструментов и методов оптимизации выпуклости, таких как выпукло программировавние (CVX) [130]. Таким образом, алгоритм оптимизации траектории БПЛА с фиксированными наборами параметров времени и мощности приведен в Алгоритме 5.

Алгоритм 5: оптимизация траектории БПЛА

Дано: $[x_0,y_o]$, $[x_d,y_d]$,$[x_i,y_i]\forall i, \delta, T, V_{max}$
Результат: оптимальная траектория БПЛА [**x**,**y**]
Инициализировать траекторию $[x_n,y_n]$ БПЛА для $n = 1,...,N$ и установить $l = 0$
Повторить
Решить (P5.1) в (5.10) для заданных x_l and y_l и получить ρ^* and τ^*;
Решить (P5.2.2) в (5.18) для заданных ρ^* and τ^*, и обновить траекторию как $x_{n,l+1}$ и $y_{n,l+1}$;
Задать $l = l + 1$;
Дотех пор пока нижняя граница не сходится ниже заданного порога;
Вывести $[x_{n,l},y_{n,l}]$.

5.4 Результаты численного моделирования

В этом разделе с помощью результатов численного моделирования оценивается производительность предлагаемой системы. Схема предлагаемой сети связи показана на Рисунке 5.4 с учетом площади 1000 м на 700 м. Источник

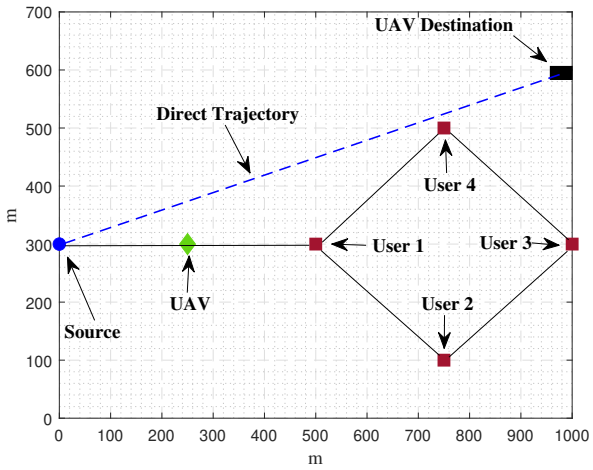


Рисунок 5.4 — Системная конфигурация предлагаемой сети связи

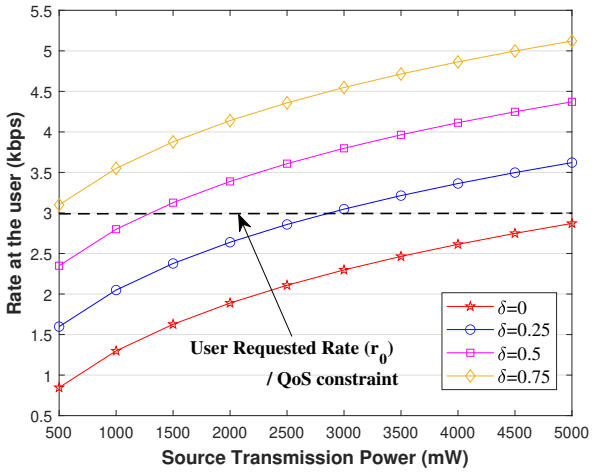


Рисунок 5.5 — Достижимая скорость для пользователя в зависимости от P_s для различных значений коэффициента кэширования δ, где $r_0 = 3$ кбит / с

и приемник расположены в координатах [0,300] и [1000,600] соответственно. В этой конфигурации системы было рассмотрено четыре пользователя, и они находятся в координатах [500,300],[750,100],[1000,300] и [750,500]. БПЛА летит на высоте 100 м с максимальной скоростью 225 mc^{-1} [171]. Если не указано иное, рассматриваются следующие параметры моделирования. Общая пропускная способность $B = 1$ кГц [172], $\sigma^2 = -119$ дБм, $\alpha = 2$, $L_0 = -60$дБ, $T = 200$ с, $I = 4$ и $N = 200$.

На рисунке 5.5 представлена зависимость мощности передачи источника от скорости передачи информации у пользователя для различных значений коэффициента кэширования. Из рисунка видно, что мощность передачи источника и коэффициент кэширования оказывают значительное влияние на скорость передачи информации для пользователя. В частности, когда

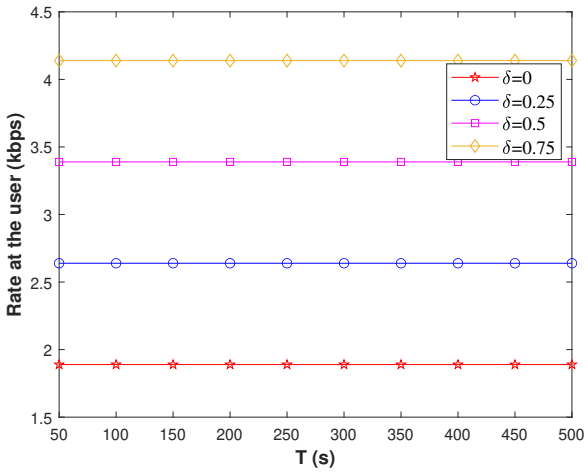


Рисунок 5.6 — Сравнение достижимой скорости передачи информации пользователем для различных коэффициентов кэширования и различных T

мощность передачи источника увеличивается на 500 мВт, скорость передачи информации для пользователя увеличивается примерно на 10%. Также наблюдается, что увеличение коэффициента кэширования приводит к более высокой скорости передачи информации. Это наблюдение можно легко объяснить тем фактом, что источнику не нужно отправлять все содержимое информации, поскольку БПЛА частично хранит информацию в своем кэше. Также следует отметить, что даже при меньшей мощности передачи источника аналогичная скорость передачи информации может быть достигнута за счет увеличения коэффициента кэширования. Кроме того, из рисунка видно, что при отсутствии кэширования в беспилотном летательном аппарате скорость передачи информации, запрашиваемой пользователем, не может быть достигнута для данного диапазона мощности передачи источника. Сравнение скорости передачи информации у пользователя для разного коэффициента кэширования и разного T показано на рисунке 5.6. Из представленных результатов можно заметить, что увеличение T для данной мощности передачи источника не влияет на скорость приема информации у пользователя. Это в основном связано с тем, что распределение ресурсов энергии и времени оптимизировано, как в (P1), чтобы поддерживать скорость приема у пользователя, так что достижимая пропускная способность может быть увеличена. Кроме того, это явление легко понять, обратившись к (5.4), (5.5), (5.11) и (5.12). Подобно рисунку 5.5, увеличивая коэффициент кэширования, соответственно увеличивается и скорость приема у пользователей. Затем исследуется влияние передаваемого соотношение «сигнал-шум» на скорость

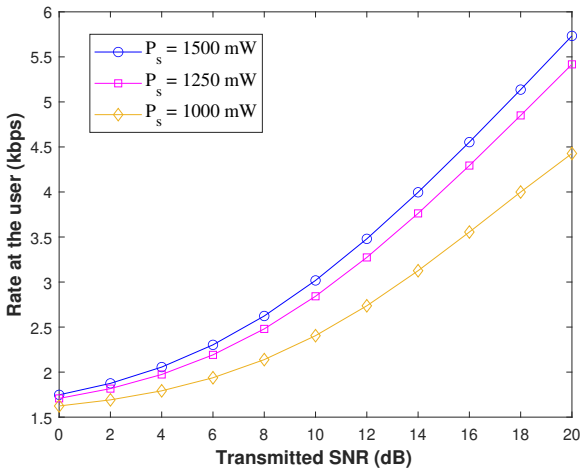
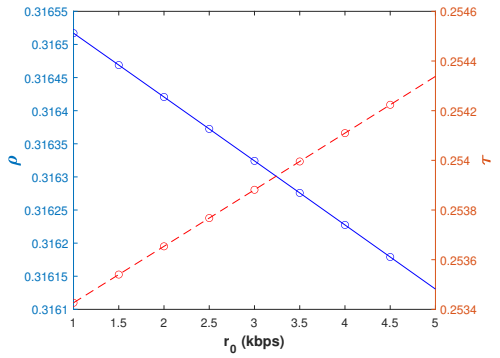
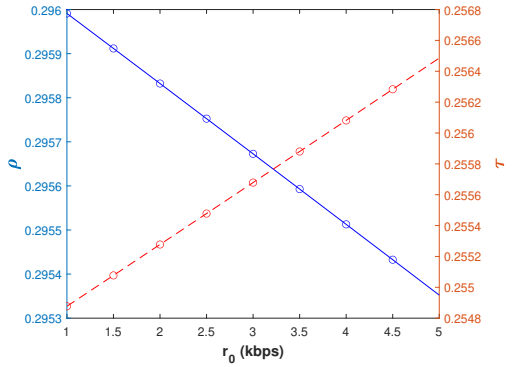


Рисунок 5.7 — соотношение «сигнал-шум» передачи в зависимости от достижимой скорости передачи информации для пользователя для различных P_s, где $\delta = 0.5$

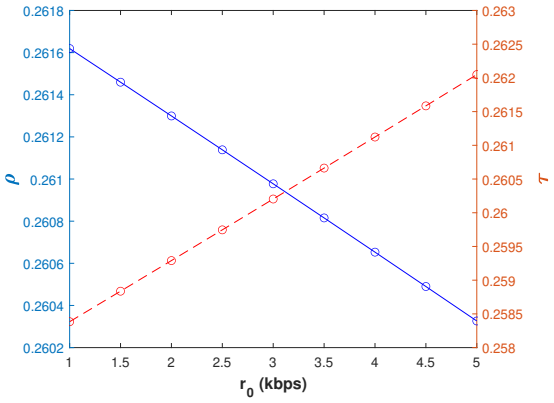
передачи информации для пользователей при различных значениях P_s, где $P_s \in \{1500,1250,1000\}$ мВт. На рис. 5.7 проиллюстрированы соответствующие результаты численного моделирования, связанные с (P1) предположением о том, что оптимальные значения для ρ^* и τ^* выбраны в соответствии с решением, приведенным в (5.11) и (5.12). Из рисунка ясно видно, что с увеличением передаваемого соотношение «сигнал-шум» скорость передачи информации у пользователей увеличивается экспоненциально. Это наблюдение имеет смысл, поскольку увеличение передаваемого соотношение «сигнал-шум» приводит к значительно большему накоплению энергии, что приводит к увеличению мощности передачи БПЛА. Однако из рисунка также можно заметить, что, когда мощность передачи увеличивается по сравнению с переданным соотношение «сигнал-шум», разрывы в характеристиках сужаются из-за более низкой мощности шума. На рисунке 5.8 показан график зависимости запрашиваемой пользователем скорости r_0 от оптимальных значений ρ и τ для различных значений $P_s \in \{1000,1500,2000\}$ мВт. Для большей наглядности каждый результат аналогичных P_s приведен на Рисунке 5.8 (a), Рисунке 5.8 (b) и Рисунке 5.8 (c). Как ясно видно из рисунка 5.8, когда запрашиваемая пользователем скорость передачи информации увеличивается, τ увеличивается, а ρ уменьшается. Это явление можно объяснить, обратившись к рисунку 5.3 и (5.8). Когда запрашиваемая скорость увеличивается, необходимо соответственно увеличить SNR приема у пользователя. Таким образом, БПЛА необходимо собрать больше энергии, в то же время имея лучшее состояние сигнала для обработки информации. Значит оба параметра ρ и τ должны



а) a



б) b



в) c

Рисунок 5.8 — Запрошенная пользователем скорость r_0 в сравнении с оптимальными значениями ρ и τ: (a), когда $P_s = 1000$ мВт, (b), когда $P_s = 1500$ мВт и (c), когда $P_s = 2000$ мВт

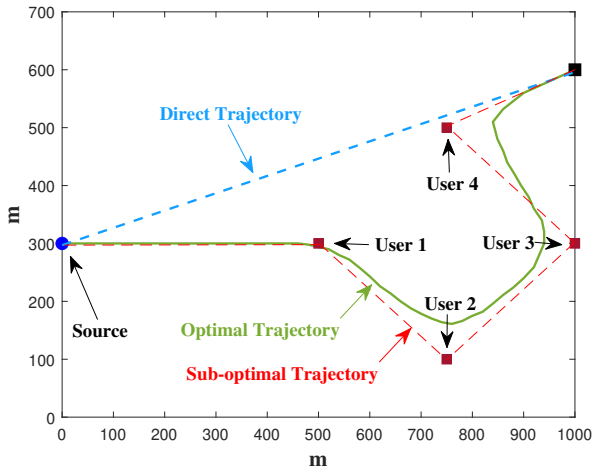


Рисунок 5.9 — Оптимизированная траектория БПЛА для данной установки связи с четырьмя пользователями, где $P_s = 2000$ мВт и $\delta = 0.5$

подбираться совместно, чтобы удовлетворить вышеупомянутому требованию. Из рисунка 5.8 также можно заметить, что точки данных ρ становятся выше по сравнению с нижними цифрами, когда мощность передачи уменьшается.

Оптимальная траектория БПЛА с высоты птичьего полета, полученная с помощью алгоритма 5, представлена на рисунке 5.9 с прямыми и субоптимальными траекториями. сбуоптимальная траектория предназначена для следования прямым траекториям между узлами связи. Порядок обслуживания пользователей для данного сценария - user1, user2, user3 и user4. Из рисунка 5.9 видно, что БПЛА предпочитает лететь по траектории, близкой к субоптимальной траектории для достижения максимальной скорости у пользователей. Также можно видеть, что дальность полета БПЛА ниже субоптимальной траектории, что может привести к повышению энергоэффективности по сравнению с субоптимальным решением. Несмотря на то, что прямая траектория более энергоэффективна, только пользователь 4 может получить более высокую скорость, в то время как остальные пользователи испытывают более низкие скорости передачи информации. Скорость передачи информации для пользователей для каждой траектории представлена в Таблице 9 относительно различных траекторий для лучшего понимания. Значения, представленные в таблице 9, доказывают, что оптимальная траектория, полученная с помощью алгоритма 5, демонстрирует лучшие характеристики по сравнению с прямыми и субоптимальными траекториями.

Таблица 9 — Скорость передачи информации пользователям для различных траекторий БПЛА

средняя ставка (кбит/с)	юзер1	юзер2	юзер3	юзер4
Прямой	3.1466	0.7664	1.8251	4.4251
Неоптимальный	4.2791	4.2851	4.2938	4.2878
Оптимальный(Алгоритм 5)	4.4251	4.4765	4.4251	4.2959

5.5 Заключение

В этой главе была исследованна схема ретрансляции с использованием беспилотных летательных аппаратов с кэшированием и автономным питанием. Коммуникационные возможности БПЛА обеспечивались исключительно технологией PM-ОБПИМ сбор энергии, и в ней используется ретрансляция с протоколом дешифрования (DF) для облегчения передачи информации пользователям от узла-источника. Для того, чтобы обеспечить прохождение коммуникационных процессов в системе, была разработана новая блок-схема передачи. Затем решалась проблема определения оптимальных временных и энергетических ресурсов для системы связи и оптимальной траектории БПЛА при соблюдении требований качество обслуживания сети связи. Соответствующие результаты теоретического анализа предоставлены с помощью результатов численного моделирования для выявления влияния параметров системы на скорость передачи информации для пользователей. В дальнейшем данная работа может быть продолжена во многих интересных направлениях исследований, включая такие варианты как использование «роев» БПЛА (т.е. групп БПЛА), без информации о состоянии канала в узлах связи, нелинейная модель сбора энергии EH и интеграция полнодуплексных БПЛА.

Заключение и рекомендации для будущих исследований

В этой заключительной главе идеи, полученные из предыдущих технических глав, т.е. Главы 1- часть Б, главы 2, главы 3, главы 4 и главы 5, объединены для выработки единого понимания роли и осуществимости беспроводной передачи информации и энергии и БПЛА в сетях беспроводной связи для связи следующего поколения. Работы, представленные в этой диссертации, помогают интегрировать беспроводную передачу информации и энергии БПЛА в существующие инфраструктуры связи, то есть БПЛА как ретранслятор с технологией кэширования, как способ сбора данных, БПЛА как способ оптимизации распределения ресурсов. Первый всесторонний обзор методов РЧ-сбор энергии был представлен в главе 1 вместе со сравнением производительности протоколов ВП и РМ ОБПИМ. Затем, принимая во внимание выводы из главы 1, в главе 2 исследовались три разные роли БПЛА, такие как ретранслятор, метод сбора данных, технология кэширования, а также рассматривалась интеграция методов РЧ-сбор энергии, например БПЭ и ОБПИМ в главах 2, 3, 4 и 5. Чтобы определить компромисс между энергоэффективностью и производительностью (с точки зрения вероятности отключения, достижимой пропускной способности и актуальности данных) предлагаемых систем в главах 2, 3, 4 и 5, доступные ресурсы оптимизированы при сохранении ожидаемого качество обслуживания. Кроме того, метрика AoI была адаптирована и интегрирована в главе 5 для сбора и повышения актуальности полученной информации в пунтке назначения беспроводных сетей с помощью БПЛА. В обзоре литературы было доказано превосходство предложенных системных конструкций и распределения ресурсов по сравнению с базовыми системами и существующими конкурентными схемами. Подробные ключевые выводы и рекомендации для будущих работ, основанные на идеях, полученных в этой диссертации, представлены в оставшейся части главы.

Основные выводы: Основные выводы диссертации резюмируются следующим образом.

В части Б главы 1 показано сравнение производительности известных протоколов ОБПИМ ВП и РМ с точки зрения вероятности сбоя и достижимой пропускной способности в пункте назначения. Рассматривалась кооперативная

сеть связи с несколькими ретрансляторами с дешифровкой (DF), в которой ретрансляторы с ограничением энергии собирали энергию из принятого сигнала от источника через протоколы ВП и РМ. Чтобы сделать это сравнение справедливым, были использованы две идентичные модели системы, в которых ретрансляторы в одной системе были оснащены протоколом ВП, а во второй системе - РМ. Численное моделирование доказало, что протокол ВП превосходит протокол РМ по коэффицинту ошибок по битам (BER), вероятности сбоев и достижимой пропускной способности при скорости передачи данных ниже 3 бит/с/Гц. Однако, когда скорость передачи выше 3 бит/ с/Гц, протокл РМ показывает лучшие характеристики, чем ВП. Следовательно, выбор протоколов ОБПИМ вслепую может привести к снижению производительности системы.

Новая унифицированная схема сбора энергии, состоящая из БПЭ, ОБПИМ и самоинтерференции сбора энергии, предлагается в главе 2 для обеспечения возможностей передачи БПЛА в полнодуплексных FD кооперативных системах связи с участием БПЛА. Затем была разработана новая структурная схема для разделения на временные блоки, позволяющая объединить все методы сбора энергии в одном блоке передачи. Переходя из разряда вредного явления в полезное, самоинтерференция БПЛА использовалась в качестве источника энергии. Профиль мощности и траектория БПЛА были оптимизированы для поддержания минимально возможной вероятности выхода из строя во время работы системы. Сформулированные задачи оптимизации решались с помощью условий ККТ. Предложенная системная модель, интегрированная с унифицированной схемой сбора энергии, показала более высокую производительность по сравнению с существующими конкурентными схемами, такими как НТС [50], SER [33] и традиционными ВП [91], с точки зрения вероятности отключения, достижимой пропускной способности и количества собранной энергии. Предлагаемая система может быть использована для управления движением в чрезвычайных ситуациях в интеллектуальной транспортной системе и коммуникационных приложениях на основе Интернета вещей в городской среде.

В главе 3 была разработана новая стратегия распределения ресурсов и сбора данных с помощью БПЛА для БСС в приложении мониторинга состояния. Было введено новое деление на временные отрезки для выполнения

всех операций по сбору предлагаемых данных. Чтобы избежать сложности традиционных NP-полных задач поиска по методу перебора, было разработано асимптотическое решение с полиномиальной сложностью для минимизации простоев предлагаемой техники сбора данных. Чтобы еще больше снизить сложность, были предложены эвристические алгоритмы, разложив задачу минимизации простоев сбора данных на две подзадачи. Предлагаемый асимптотический метод позволяет получать оптимальные решения за 24–478 секунд в зависимости от количества датчиков (от 50 до 500 штук), в то время как эвристические алгоритмы низкой сложности позволяют получать решения за 15 секунд независимо от количества датчиков в системе. Традиционным методом перебора потребовалось более 19 часов для получения оптимальных результатов для данной конфигурации системы. Из результатов моделирования также было замечено, что предложенное асимптотическое решение показало схожую производительность с точки зрения суммарной пропускной способности по сравнению с методом перебора, несмотря на его низкую сложность. Кроме того, предложенная стратегия сбора данных показала относительный прирост производительности на 35.9% по сравнению с обычным БСС, в то время как обычный БСС с БПЛА показал относительный прирост производительности на 28.75%. Предлагаемая системная модель может быть использована как схема мониторинга состояния интеллектуальной транспортной системы.

Определив, что качество обслуживания и актуальность данных являются критическими показатели производительности для сетей связи в реальном времени, в главе 4 была выявлена взаимосвязь между двумя из этих показателей, AoI и вероятностью сбоя в сети двусторонней ретрансляции с автономным питанием от БПЛА. Чтобы работа была более близка к практической реализации, были учтены аппаратные нарушения приемопередатчика и нелинейность схемы сбора энергии. На основании выводов, полученных в части Б главы 1, и временной сложности предложенных схем сбора энергии в главах 2 и 3, БПЛА был оснащен протоколом PM. Было получено закрытое сформированное выражение AoI с учетом вероятности сбоя. Траектория БПЛА и его профиль мощности были оптимизированы с использованием алгоритмов, предложенных с помощью поиска золотого сечения и итерационных методов жесткого порогового определения. Обнаружено, что существует внутренняя взаимосвязь между

временем обслуживания и вероятностью сбоя и внешняя взаимосвязь между временем ожидания и вероятностью сбоя. Кроме того, достижимая область пар AoI и отключений была идентифицирована и представлена в главе. Наконец, установлено, что размер пакета данных должен определяться в соответствии с размером вектора данных, и всегда наличие меньших пакетов данных не является оптимальным по возрасту. Предлагаемая модель системы связи в главе 4 может использоваться для эффективного использования энергии в распределенном энергоснабжении для интеллектуальных сетей и в особом проявлении приложений IoT, например, когда датчики собирают данные для нескольких приложений, требующих различных функций агрегирования, и пересылают их другим датчикам.

В главе 5 в качестве заключительного вклада в эту диссертацию исследовался беспилотный летательный аппарат с автономным питанием в качестве ретранслятора с функцией кэширования. Подобно главам 2, 3 и 4, был разработан новый блок передачи для исполнения всех коммуникационных процессов. Влияние кэширования, схемы сбора энергии, мощности передачи источника, времени работы и траектории БПЛА на производительность системы было проанализировано с точки зрения достижимой скорости передачи информации для периферийных пользователей. В частности, сформулированы две задачи оптимизации, чтобы максимизировать достижимую пропускную способность для пользователей и траекторию беспилотных летательных аппаратов, что в свою очередь гарантирует максимальную скорость передачи информации для перефирийных пользователей при сохранении требований качество обслуживания. Предлагаемый алгоритм траектории БПЛА по сравнению с прямыми и субоптимальными траекториями всегда обеспечивает более высокую скорость для конечных пользователей. Кроме того, предложенная схема кэширования обеспечивает почти двукратное увеличение производительности по сравнению с традиционной схемой без кеширования.

Рекомендации для будущих исследований

На основании результатов и идей, полученных из технических глав диссертации, даются следующие рекомендации для будущих исследований:

- **Влияние предложенной унифицированной схемы сбора энергии на требования к надежности и задержке для будущих приложений IoT в реальном времени**: Предложенная унифицированная схема сбор энергии в главе 2 является уникальной и превосходящей по сравнению с аналогичными схемами, доступными в литературе. В главе 2 мы доказали превосходство предложенной схемы сбор энергии с точки зрения вероятности сбоев и достижимой пропускной способности путем определения оптимальных параметров для профиля мощности и траектории БПЛА. Однако, чтобы удовлетворить потребности приложений реального времени в сетях 5G, эту унифицированную схему сбор энергии необходимо дополнительно исследовать на предмет таких параметров производительности, как надежность и задержка. Канальное кодирование может использоваться в БПЛА или статическом ретрансляторе для повышения надежности. Однако необходимо дополнительно изучить распределение ресурсов и оптимизацию, чтобы минимизировать компромиссы между параметрами системы. Другое интересное направление исследований - изучение актуальности данных в пунтке назначения предлагаемой системы, представленое в главе 2. В частности, необходимо дополнительно изучить и оптимизировать влияние различных методов сбор энергии, используемых в схеме сбор энергии, для выявления и минимизации актуальности данных в системе.
- **Адаптация обратного рассеяния и новые методы сбора данных в кластерах.**: Методы обратного рассеяния могут быть интегрированы с БПЛА для получения наблюдений с датчиков от центральных кластеров в БСС, предложенных в главе 3. Кроме того, для эффективного обслуживания большого количества каналов пассивного обратного рассеяния можно использовать новые методы множественного доступа, такие как метод неортогонального

множественного доступа “NOMA”. Затем необходимо дополнительно изучить оптимальное поведение БПЛА и обратного рассеяния центрального кластера при различных режимах работы сети и параметрах конструкции. Затем необходимо соответствующим образом изменить структуру временных блоков, предложенную на Рисунке 3.2, алгоритмы 1 и 2. Кроме того, другие методы сбора данных, такие как сбор сжатых данных на основе проекций и т.д, могут быть применены к предлагаемой БСС в главе 3. Исследование и добавление новых методов к предлагаемой БСС и методики сбора данных увеличат выигрыш в производительности и осуществят практическую реализацию для приложений Интернета вещей новой эры.

– **Дальнейшая оптимизация AoI, интеграция методов полнодуплексного и машинного обучения**: Работа, представленная в главе 4, может быть продолжена во многих интересных направлениях. Во-первых, полученное выражение в закрытой форме AoI может быть дополнительно оптимизировано в отношении скорости генерации данных в источнике, размера вектора данных и размера пакета данных. Кроме того, в беспилотном летательном аппарате можно использовать полнодуплексный режим для повышения общей производительности системы и уменьшения задержки. Однако необходимо должным образом управлять самоинтерференцией, чтобы избежать ненужного снижения качество обслуживания. В качестве потенциального решения можно использовать сбор энергии на основе самоинтерференции, предложенный в главе 2. Однако влияние самоинтерференции сбор энергии на производительность AoI требует дальнейшего изучения. Наконец, чтобы повысить точность оптимальной переменной и снизить сложность, в предлагаемой системе можно использовать методы машинного обучения. В этом отношении время работы алгоритмов машинного обучения играет важную роль в повышении актуальности данных. Таким образом, алгоритмы машинного обучения нуждаются в дальнейшей оптимизации, чтобы избежать ненужных задержек в выполнении.

– **Группы (рои) БПЛА и новые методы кэширования**: Работа, представленная в главе 4, может быть продолжега во многих увлекательных направлениях исследований путем включения таких модификаций, как использование нескольких БПЛА (т.н. роя БПЛА), с динамической информацией о состоянии канала и интеграцией полнодуплексного режима. При увеличении количества БПЛА, используемых в качестве устройств с буферной памятью, необходимо вводить новую политику передачи данных наряду с оптимизацией траектории предотвращения столкновений. Кроме того, необходимо дополнительно исследовать профиль мощности БПЛА вместе с моделью силовой установки, чтобы улучшить общее время полета БПЛА. В связи с быстрым увеличением огромного объема трафика данных в эпоху 5G парадигма проектирования беспроводной сети смещается от услуг, ориентированных на подключение, к услугам, ориентированным на контент, например, видео по запросу, push-уведомления, интерактивные мультимедиа, онлайн-реклама и т.д. Предложенная модель системы с БПЛА требует дальнейшего изучения с использованием различных моделей кэширования, имеющихся в литературе.
– **Методы кодирования каналов**: Для систем связи с использованием ОБПИМ и БПЛА необходим надлежащий метод канального кодирования, поскольку принимаемый сигнал может содержать искаженную информацию, такую как шум, помехи, замирание и т.д., а доступный энергетический баланс чрезвычайно ограничен для узлов связи с автономным питанием, включая БПЛА. Полярные коды и коды “LDPC” могут быть потенциальными методами кодирования каналов в связях 5G с поддержкой ОБПИМ. Однако для систем связи с использованием ОБПИМ и БПЛА требуется энергоэффективные полярная и LDPC схемы кодирования. Исследование методов низкого энергопотребления и адаптивного кодирования, подходящих для зависимой от ОБПИМ/БПЭ системы беспроводной связи с БПЛА, является обнадеживающим направлением исследований. Тем не менее, компромисс между надежностью и задержкой требует дальнейшего изучения из-за дополнительной сложности, вносимой канальным

кодированием. Метрики надежности и производительности можгут быть дополнительно исследованы с помощью фреймворка AoI, представленного в главе 4, чтобы определить наиболее подходящий метод кодирования для энергоэффективного развертывания приложений IoT в реальном времени в стандартах 5G.

– **ОБПИМ на основе БПЛА на основе машинного обучения**: В последние годы для повышения эффективности проектирования систем и операций со сложными коммуникационными установками разрабатываются и используются основанные на больших данных методы машинного обучения. Благодаря достижениям в области машинного обучения, то есть глубокого обучения и обучения с подкреплением, машинное обучение привлекло к себе значительное внимание сетей связи с использованием БПЛА. Это поможет решить определенные проблемы в связи с использованием БПЛА, такие как эффект Доплера из-за траектории БПЛА, динамическое позиционирование, управление помехами и балансировка нагрузки, которые трудно включить в проектирование систем на основе традиционных моделей. Кроме того, интеграция ОБПИМ в систему связи БПЛА добавляет новые уникальные проблемы в конструкцию системы в дополнение к вышеупомянутым задачам. Например, проектирование сигналов ОБПИМ в системах связи с БПЛА с использованием аналитических инструментов кажется чрезвычайно обременительным из-за динамической природы беспроводного канала из-за траектории БПЛА. В этом направлении методы глубокого обучения могут использоваться для извлечения сложных функций из наборов обучающих данных, а параметры модели элементов системы, такие как энкодеры, схемы сбор энергии и т.д., могут быть спроектированы эффективно таким образом, чтобы возрастали энергоэффективность и производительность системы связи с использованием БПЛА, поддерживающих ОБПИМ. Включение машинного обучения может внести свой вклад в реализацию этой комбинации в будущих выпусках 3GPP для связи поколения 5G и выше.

– **Сети связи с БПЛА с использовнием Реконфигурируемых интеллектуальных поверхностей (“RIS”)**: Реконфигурируемые интеллектуальные поверхности (РИП) можно обозначить как одну из новых технологий, способных определять новую беспроводную связь путем изменения схем распространения и управления линиями беспроводной связи. РИП - это метаповерхность, которая содержит управляемые с помощью электроники маломощные аналоговые обрабатывающие элементы. Более того, РИП - это недорогая технология, которую можно реализовать в различных средах путем прикрепления к поверхностям, то есть зданиям, транспортным средствам, стенам и т.д. Связь с БПЛА с беспроводным питанием с помощью РИП имеет большой потенциал для развития беспроводной связи, решая сложность беспроводной каналов и обеспечение расширенного покрытия. Кроме того, системы связи БПЛА с беспроводным питанием с помощью РИП могут улучшить качество обслуживания у конечных пользователей, особенно в городских условиях, при сохранении энергоэффективности. Тем не менее, квитирование между этими двумя технологиями, РИП и БПЛА, также представило новый набор проблем и возможностей, таких как моделирование каналов для РИП, оценка канала между элементами РИП, управление элементами РИП вместе с траекторией БПЛА и т.д. Решение вышеупомянутых проблем поможет для определения роли связи с БПЛА с помощью РИП для будущего поколения связи и для достижения большего прогресса по сравнению с обычными установками связи с помощью БПЛА.

Подводя итоги, можно сказать, что РЧ-сбор энергии и БПЛА играют важную роль в расширении возможностей приложений IoT в коммуникациях следующего поколения. Включение БПЛА с поддержкой РЧ-сбор энергии в существующую инфраструктуру или конструкции связи требовало оптимальных стратегий распределения ресурсов для поддержания ожидаемого качество обслуживания. В этой диссертации представлены оптимальные стратегии распределения ресурсов и оптимизации для трех основных сценариев использования БПЛА, а именно БПЛА в качестве ретранслятора, сбора данных с помощью БПЛА и БПЛА как

устройство буферного хранения информации (кэш-памяти) с помощью для беспроводной связи с использованием БПЛА. Кроме того, была реализована и проанализирована структура для определения актуальности данных в беспроводной сети связи с БПЛА. Результаты, полученные в рамках диссертационной работы, обеспечивают необходимую основу для будущих исследований, упомянутых в в этом разделе, которые в конечном итоге могут привести к практической реализации беспроводной связи с использованием БПЛА для передачи информации и энергии для будущих поколений связи, то есть 5G и выше.

Список сокращений и условных обозначений

БПЛА - Беспилотный летательный аппарат
БПЭ - Беспроводная передача энергии
БСС - Беспроводная сенсорная сеть
ВП - Метод «разделение по времени»
ОБПИМ - Одновременная беспроводная передача информации и энергии
РМ - Метод «разделение по мощности»
AoI - Возраст информации/ Age of Information
FD - Полнодуплексная связь/ Full-Duplex
LoS - Граница прямой видимости
NOMA - Метод неортогонального множественного доступа
QoE - Качество опыта / Quality-of-Experience
QoS - Качество обслуживания/ Quality-of-Service
SINR - Соотношение «сигнал к сумме шума и помехи»
SNDR - Соотношение «сигнал к сумме шума и искажений»
SNR - Соотношение «сигнал-шум»

Список литературы

1. What Will 5G Be? / J. G. Andrews [и др.] // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. — 2014. — т. 32, № 6. — с. 1065—1082. — DOI: 10.1109/JSAC.2014.2328098.
2. An Overview of Sustainable Green 5G Networks / Q. Wu [и др.] // IEEE Wireless Communications. — 2017. — т. 24, № 4. — с. 72—80. — DOI: 10.1109/MWC.2017.1600343.
3. Wireless sensor networks with energy harvesting technologies: a game-theoretic approach to optimal energy management / D. Niyato [и др.] // IEEE Wireless Communications. — 2007. — т. 14, № 4. — с. 90—96. — DOI: 10.1109/MWC.2007.4300988.
4. *Hou L.*, *Tan S.* A preliminary study of thermal energy harvesting for industrial wireless sensor networks // 2016 10th International Conference on Sensing Technology (ICST). — 2016. — с. 1—5. — DOI: 10.1109/ICSensT.2016.7796283.
5. *Varshney L. R.* Transporting information and energy simultaneously // 2008 IEEE International Symposium on Information Theory. — 2008. — с. 1612—1616. — DOI: 10.1109/ISIT.2008.4595260.
6. *Pinkney M. F. J.*, *Hampel D.*, *DiPierro S.* Unmanned aerial vehicle (UAV) communications relay // Proceedings of MILCOM '96 IEEE Military Communications Conference. т. 1. — 10.1996. — 47—51 vol.1. — DOI: 10.1109/MILCOM.1996.568581.
7. Dynamic spectrum access in cognitive radio networks with RF energy harvesting / X. Lu [и др.] // IEEE Wireless Communications. — 2014. — т. 21, № 3. — с. 102—110. — DOI: 10.1109/MWC.2014.6845054.
8. Recent advances in research on radiofrequency fields and health: 2004–2007 / R. W. Habash [и др.] // Journal of Toxicology and Environmental Health, Part B. — 2009. — т. 12, № 4. — с. 250—288.
9. *Tran H.*, *Kaddoum G.* RF Wireless Power Transfer: Regreening Future Networks // IEEE Potentials. — 2018. — т. 37, № 2. — с. 35—41.

10. *Bhutada M.*, *Singh V.*, *Warty C.* Transmission ofWireless Power in two-coil and four-coil systems using coupled mode theory // 2015 IEEE Aerospace Conference. — 2015. — с. 1—8. — DOI: 10.1109/AERO.2015.7118879.

11. Wireless Power Transfer in the Radiative Near Field / V. R. Gowda [и др.] // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. — 2016. — т. 15. — с. 1865—1868. — DOI: 10.1109/LAWP.2016.2542138.

12. *Hui S. Y. R.*, *Zhong W.*, *Lee C. K.* A Critical Review of Recent Progress in Mid-Range Wireless Power Transfer // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2014. — т. 29, № 9. — с. 4500—4511. — DOI: 10.1109/TPEL.2013.2249670.

13. *Psomas C.*, *Krikidis I.* Successive interference cancellation in bipolar ad hoc networks with SWIPT // IEEE Wireless Communications Letters. — 2016. — т. 5, № 4. — с. 364—367.

14. Rethinking the role of interference in wireless networks / G. Zheng [и др.] // IEEE Communications Magazine. — 2014. — т. 52, № 11. — с. 152—158.

15. *Park J.*, *Clerckx B.* Joint wireless information and energy transfer in a K-user MIMO interference channel // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2014. — т. 13, № 10. — с. 5781—5796.

16. *Krikidis I.* Simultaneous information and energy transfer in large-scale networks with/without relaying // IEEE Transactions on Communications. — 2014. — т. 62, № 3. — с. 900—912.

17. *Khan T. A.*, *Alkhateeb A.*, *Heath R. W.* Millimeter wave energy harvesting // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2016. — т. 15, № 9. — с. 6048—6062.

18. *Alodeh M.*, *Chatzinotas S.*, *Ottersten B.* Constructive multiuser interference in symbol level precoding for the MISO downlink channel // IEEE Transactions on Signal processing. — 2015. — т. 63, № 9. — с. 2239—2252.

19. *A M.*, *Chatzinotas S.*, *Ottersten B.* Energy-efficient symbol-level precoding in multiuser MISO based on relaxed detection region // IEEE transactions on Wireless Communications. — 2016. — т. 15, № 5. — с. 3755—3767.

20. *Masouros C.*, *Zheng G.* Exploiting known interference as green signal power for downlink beamforming optimization // IEEE Transactions on Signal processing. — 2015. — т. 63, № 14. — с. 3628—3640.

21. *Costa D. B. da*, *Ding H.*, *Ge J.* Interference-limited relaying transmissions in dual-hop cooperative networks over Nakagami-m fading // IEEE Communications Letters. — 2011. — т. 15, № 5. — с. 503—505.

22. *Zhao N.*, *Yu F. R.*, *Leung V. C.* Opportunistic communications in interference alignment networks with wireless power transfer // IEEE Wireless Communications. — 2015. — т. 22, № 1. — с. 88—95.

23. *Grover P.*, *Sahai A.* Shannon meets Tesla: Wireless information and power transfer // Information Theory Proceedings (ISIT), IEEE International Symposium. — 2010. — с. 2363—2367.

24. *Huang K.*, *Larsson E.* Simultaneous information and power transfer for broadband wireless systems // IEEE Transactions on Signal Processing. — 2013. — т. 61, № 23. — с. 5972—5986.

25. *Ng D.*, *Lo E. S.*, *Schober R.* Wireless information and power transfer: Energy efficiency optimization in OFDMA systems // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2013. — т. 12, № 12. — с. 6352—6370.

26. *Zhou X.*, *Zhang R.*, *Ho C. K.* Wireless information and power transfer in multiuser OFDM systems // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2014. — т. 13, № 4. — с. 2282—2294.

27. Dynamic spectrum access in cognitive radio networks with RF energy harvesting / X. Lu [и др.] // IEEE Wireless Communications. — 2014. — т. 21, № 3. — с. 102—110.

28. *Lee S.*, *Zhang R.*, *Huang K.* Opportunistic wireless energy harvesting in cognitive radio networks // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2013. — т. 12, № 9. — с. 4788—4799.

29. *Hu Z.*, *Wei N.*, *Zhang Z.* Optimal Resource Allocation for Harvested Energy Maximization in Wideband Cognitive Radio Network with SWIPT // IEEE Access. — 2017.

30. *El Shafie A.*, *Al-Dhahir N.*, *Hamila R.* Cooperative access schemes for efficient SWIPT transmissions in cognitive radio networks // Globecom Workshops (GC Wkshps), IEEE. — 2015. — с. 1—6.

31. Dynamic Spectrum Sharing in 5G Wireless Networks with Full-Duplex Technology: Recent Advances and Research Challenges / S. K. Sharma [и др.] // IEEE Communications Surveys Tutorials. — 2017. — т. PP, № 99. — с. 1—1.

32. Full-duplex wireless communications: challenges, solutions, and future research directions / Z. Zhang [и др.] // Proceedings of the IEEE. — 2016. — т. 104, № 7. — с. 1369—1409.

33. *Zeng Y.*, *Zhang R.* Full-duplex wireless-powered relay with self-energy recycling // IEEE Wireless Communications Letters. — 2015. — т. 4, № 2. — с. 201—204.

34. Energy-recycling full-duplex radios for next-generation networks / M. Maso [и др.] // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. — 2015. — т. 33, № 12. — с. 2948—2962.

35. Weighted sum transmit power minimization for full-duplex system with SWIPT and self-energy recycling / Z. Hu [и др.] // IEEE Access. — 2016. — т. 4. — с. 4874—4881.

36. Full-duplex wireless-powered communication with antenna pair selection / M. Gao [и др.] // Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), IEEE. — 2015. — с. 693—698.

37. *Okandeji A. A.*, *Khandaker M. R.*, *Wong K.-K.* Wireless information and power transfer in full-duplex communication systems // Communications (ICC), IEEE International Conference. — 2016. — с. 1—6.

38. *Hu S.*, *Ding Z.*, *Ni Q.* Beamforming optimisation in energy harvesting cooperative full-duplex networks with self-energy recycling protocol // IET Communications. — 2016. — т. 10, № 7. — с. 848—853.

39. Joint source and relay beamforming design for full-duplex MIMO AF relay SWIPT systems / Z. Wen [и др.] // IEEE Communications Letters. — 2016. — т. 20, № 2. — с. 320—323.

40. *Ju H.*, *Zhang R.* Optimal resource allocation in full-duplex wireless-powered communication network // IEEE Transactions on Communications. — 2014. — т. 62, № 10. — с. 3528—3540.

41. *Kang X.*, *Ho C. K.*, *Sun S.* Full-duplex wireless-powered communication network with energy causality // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2015. — т. 14, № 10. — с. 5539—5551.

42. Multi-objective resource allocation in full-duplex SWIPT systems / S. Leng [и др.] // Communications (ICC), IEEE International Conference. — 2016. — с. 1—7.

43. Wireless information and power transfer with full duplex relaying / C. Zhong [и др.] // IEEE Transactions on Communications. — 2014. — т. 62, № 10. — с. 3447—3461.

44. Sum rate maximization for full duplex wireless-powered communication networks / V.-D. Nguyen [и др.] // Signal Processing Conference (EUSIPCO), 24th European. — 2016. — с. 798—802.

45. *Stockman H.* Communication by means of reflected power // Proceedings of the IRE. — 1948. — т. 36, № 10. — с. 1196—1204.

46. *Fasarakis-Hilliard N.*, *Alevizos P. N.*, *Bletsas A.* Coherent detection and channel coding for bistatic scatter radio sensor networking // IEEE Transactions on Communications. — 2015. — т. 63, № 5. — с. 1798—1810.

47. *Alodeh M.*, *Chatzinotas S.*, *Ottersten B.* Constructive interference through symbol level precoding for multi-level modulation // Global Communications Conference (GLOBECOM), IEEE. — 2015. — с. 1—6.

48. Symbol-level precoding in MISO broadcast channels for SWIPT systems / S. Timotheou [и др.] // Telecommunications (ICT), 23rd International Conference. — 2016. — с. 1—5.

49. Joint transmit beamforming and receive power splitting for MISO SWIPT systems / Q. Shi [и др.] // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2014. — т. 13, № 6. — с. 3269—3280.

50. Harvest-Then-Cooperate: Wireless-Powered Cooperative Communications. / H. Chen [и др.] // IEEE Trans. Signal Processing. — 2015. — т. 63, № 7. — с. 1700—1711.

51. *Rajaram A.*, *Jayakody D. N. K.*, *Skachek V.* Store-then-cooperate: Energy harvesting scheme in cooperative relay networks // Wireless Communication Systems (ISWCS), International Symposium. — 2016. — с. 445—450.

52. On the performance of multi-antenna wireless-powered communications with energy beamforming / W. Huang [и др.] // IEEE Transactions on Vehicular Technology. — 2016. — т. 65, № 3. — с. 1801—1808.

53. *Krikidis I.*, *Zheng G.*, *Ottersten B.* Harvest-use cooperative networks with half/full-duplex relaying // Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), IEEE. — 2013. — с. 4256—4260.

54. *Zeng Y.*, *Zhang R.* Full-Duplex Wireless-Powered Relay With Self-Energy Recycling // IEEE Wireless Communications Letters. — 2015. — т. 4, № 2. — с. 201—204. — DOI: 10.1109/LWC.2015.2396516.

55. A survey on non-orthogonal multiple access for 5G networks: Research challenges and future trends / Z. Ding [и др.] // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. — 2017.

56. Power-Domain Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) in 5G Systems: Potentials and Challenges / S. M. R. Islam [и др.] // IEEE Communications Surveys Tutorials. — 2017. — Secondquarter. — т. 19, № 2. — с. 721—742. — DOI: 10.1109/COMST.2016.2621116.

57. *Ding Z.*, *Peng M.*, *Poor H. V.* Cooperative non-orthogonal multiple access in 5G systems // IEEE Communications Letters. — 2015. — т. 19, № 8. — с. 1462—1465.

58. Cooperative non-orthogonal multiple access with simultaneous wireless information and power transfer / Y. Liu [и др.] // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. — 2016. — т. 34, № 4. — с. 938—953.

59. On the application of quasi-degradation to MISO -NOMA downlink / Z. Chen [и др.] // IEEE Transactions on Signal Processing. — 2016. — т. 64, № 23. — с. 6174—6189.

60. Optimal precoding for a QoS optimization problem in two-user MISO -NOMA downlink / Z. Chen [и др.] // IEEE Communications Letters. — 2016. — т. 20, № 6. — с. 1263—1266.

61. Transmit antenna selection schemes for MISO-NOMA cooperative downlink transmissions with hybrid SWIPT protocol / N. T. Do [и др.] // Communications (ICC), IEEE International Conference. — 2017. — с. 1—6.

62. Wireless powered cooperative jamming for secrecy multi-AF relaying networks / H. Xing [и др.] // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2016. — т. 15, № 12. — с. 7971—7984.

63. *Taghizadeh O.*, *Zamani A.*, *Mathar R.* Physical-Layer Security for Simultaneous Information and Power Transfer in Full-Duplex Multi-User Networks // Smart Antennas; Proceedings of the 20th International ITG Workshop. — 2016. — с. 1—8.

64. *Zhu F.*, *Gao F.*, *Yao M.* Zero-forcing beamforming for physical layer security of energy harvesting wireless communications // EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. — 2015. — т. 2015, № 1. — с. 58.

65. *Salem A.*, *Hamdi K. A.*, *Rabie K. M.* Physical layer security with RF energy harvesting in AF multi-antenna relaying networks // IEEE Transactions on Communications. — 2016. — т. 64, № 7. — с. 3025—3038.

66. *Li J.*, *Petropulu A. P.*, *Weber S.* On cooperative relaying schemes for wireless physical layer security // IEEE Transactions on Signal Processing. — 2011. — т. 59, № 10. — с. 4985—4997.

67. *Zhang M.*, *Liu Y.* Energy harvesting for physical-layer security in OFDMA networks // IEEE Transactions on Information Forensics and Security. — 2016. — т. 11, № 1. — с. 154—162.

68. *Zhang M.*, *Liu Y.*, *Zhang R.* Artificial noise aided secrecy information and power transfer in OFDMA systems // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2016. — т. 15, № 4. — с. 3085—3096.

69. Secrecy performance analysis for SIMO simultaneous wireless information and power transfer systems / G. Pan [и др.] // IEEE Transactions on Communications. — 2015. — т. 63, № 9. — с. 3423—3433.

70. On secrecy performance of MISO SWIPT systems with TAS and imperfect CSI / G. Pan [и др.] // IEEE Transactions on Communications. — 2016. — т. 64, № 9. — с. 3831—3843.

71. Millimeter wave power transfer and information transmission / L. Wang [и др.] // Global Communications Conference (GLOBECOM), IEEE. — 2015. — с. 1—6.

72. *Ladan S.*, *Guntupalli A. B.*, *Wu K.* A high-efficiency 24 GHz rectenna development towards millimeter-wave energy harvesting and wireless power transmission // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. — 2014. — т. 61, № 12. — с. 3358—3366.

73. *Peer M.*, *Jain N.*, *Bohara V. A.* A hybrid spectrum sharing protocol for energy harvesting wireless sensor nodes // Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), IEEE 17th International Workshop. — 2016. — с. 1—6.

74. *Gungor V. C.*, *Hancke G. P.* Industrial wireless sensor networks: Challenges, design principles, and technical approaches // IEEE Transactions on industrial electronics. — 2009. — т. 56, № 10. — с. 4258—4265.

75. *Akyildiz I. F.*, *Melodia T.*, *Chowdhury K. R.* A survey on wireless multimedia sensor networks // Computer networks. — 2007. — т. 51, № 4. — с. 921—960.

76. How wireless power charging technology affects sensor network deployment and routing / B. Tong [и др.] // Distributed Computing Systems (ICDCS), 2010 IEEE 30th International Conference. — 2010. — с. 438—447.

77. *Nishimoto H.*, *Kawahara Y.*, *Asami T.* Prototype implementation of ambient RF energy harvesting wireless sensor networks // IEEE Sensors. — 2010. — с. 1282—1287.

78. Low-power far-field wireless powering for wireless sensors / Z. Popović [и др.] // Proceedings of the IEEE. — 2013. — т. 101, № 6. — с. 1397—1409.

79. *Guo S.*, *Wang C.*, *Yang Y.* Mobile data gathering with wireless energy replenishment in rechargeable sensor networks // INFOCOM, Proceedings IEEE. — 2013. — с. 1932—1940.

80. *Guo S.*, *Wang.U*, *Yang Y.* Joint mobile data gathering and energy provisioning in wireless rechargeable sensor networks // IEEE Transactions on Mobile Computing. — 2014. — т. 13, № 12. — с. 2836—2852.

81. Netwrap: An ndn based real-timewireless recharging framework for wireless sensor networks / C. Wang [и др.] // IEEE Transactions on Mobile Computing. — 2014. — т. 13, № 6. — с. 1283—1297.

82. *Zhang S.*, *Wu J.*, *Lu S.* Collaborative mobile charging for sensor networks // Mobile Adhoc and Sensor Systems (MASS), IEEE 9th International Conference. — 2012. — с. 84—92.

83. *Johnson J.*, *Basha E.*, *Detweiler C.* Charge selection algorithms for maximizing sensor network life with UAV-based limited wireless recharging // Intelligent Sensors, Sensor Networks and Information Processing, IEEE Eighth International Conference. — 2013. — с. 159—164.

84. An overview of massive MIMO : Benefits and challenges / L. Lu [и др.] // IEEE journal of selected topics in signal processing. — 2014. — т. 8, № 5. — с. 742—758.

85. *Zhang R.*, *Ho C. K.* MIMO broadcasting for simultaneous wireless information and power transfer // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2013. — т. 12, № 5. — с. 1989—2001.

86. *Amarasuriya G.*, *Poor H. V.* Wireless information and power transfer in multi-way relay networks with massive MIMO // Global Communications Conference (GLOBECOM), 2015 IEEE. — 2015. — с. 1—7.

87. Secure beamforming for MIMO broadcasting with wireless information and power transfer / Q. Shi [и др.] // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2015. — т. 14, № 5. — с. 2841—2853.

88. *Yang H. H.*, *Lee J.*, *Quek T. Q.* Green device-to-device communication with harvesting energy in cellular networks // Wireless Communications and Signal Processing (WCSP), Sixth International Conference. — 2014. — с. 1—6.

89. Secure D2D communication in large-scale cognitive cellular networks: A wireless power transfer model / Y. Liu [и др.] // IEEE Transactions on Communications. — 2016. — т. 64, № 1. — с. 329—342.

90. Harvest-Then-Cooperate: Wireless-Powered Cooperative Communications / H. Chen [и др.] // IEEE Trans. Signal Processing. — 2015. — т. 63, № 7. — с. 1700—1711.

91. Relaying protocols for wireless energy harvesting and information processing / A. A. Nasir [и др.] // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2013. — т. 12, № 7. — с. 3622—3636.

92. Optimization of a Power Splitting Protocol for Two-Way Multiple Energy Harvesting Relay System / A. Alsharoa [и др.] // IEEE Transactions on Green Communications and Networking. — 2017. — т. 1, № 4. — с. 444—457.

93. *Ni Z.*, *Motani M.* Performance of Energy-Harvesting Receivers With Time-Switching Architecture // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2017. — т. 16, № 11. — с. 7252—7263.

94. *Lohani S.*, *Hossain E.*, *Bhargava V. K.* On Downlink Resource Allocation for SWIPT in Small Cells in a Two-Tier HetNet // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2016. — нояб. — т. 15, № 11. — с. 7709—7724. — DOI: 10.1109/TWC.2016.2606394.

95. *Alevizos P. N.*, *Bletsas A.* Sensitive and Nonlinear Far-Field RF Energy Harvesting in Wireless Communications // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2018. — июнь. — т. 17, № 6. — с. 3670—3685. — DOI: 10.1109/TWC.2018.2812889.

96. *Khormuji M. N.*, *Larsson E. G.* Cooperative transmission based on decode-and-forward relaying with partial repetition coding // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2009. — т. 8, № 4.

97. Wireless powered cooperative communications with direct links over correlated channels / D. Deng [и др.] // Physical Communication. — 2018. — т. 28. — с. 147—153.

98. *Subadar R.*, *Sahu P. R.* Performance of a L-MRC Receiver over Equally Correlated ν-μ Fading Channels // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2011. — май. — т. 10, № 5. — с. 1351—1355. — DOI: 10.1109/TWC.2011.030411.100563.

99. *Jayakody D. N.*, *Flanagan M. F.* A soft decode–compress–forward relaying scheme for cooperative wireless networks // IEEE Transactions on Vehicular Technology. — 2016. — т. 65, № 5. — с. 3033—3041.

100. *Meyr H.*, *Moeneclaey M.*, *Fechtel S.* Digital communication receivers: synchronization, channel estimation, and signal processing. — John Wiley & Sons, Inc., 1997.

101. *Orfanus D.*, *de Freitas E. P.*, *Eliassen F.* Self-Organization as a Supporting Paradigm for Military UAV Relay Networks // IEEE Communications Letters. — 2016. — апр. — т. 20, № 4. — с. 804—807. — DOI: 10.1109/LCOMM.2016.2524405.

102. Joint Trajectory and Power Optimization for UAV Relay Networks / S. Zhang [и др.] // IEEE Communications Letters. — 2018. — янв. — т. 22, № 1. — с. 161—164.

103. Joint Trajectory and Power Optimization for UAV Sensing Over Cellular Networks / S. Zhang [и др.] // IEEE Communications Letters. — 2018. — нояб. — т. 22, № 11. — с. 2382—2385.

104. *Kim D.*, *Lee H.*, *Hong D.* A Survey of In-Band Full-Duplex Transmission: From the Perspective of PHY and MAC Layers // IEEE Communications Surveys Tutorials. — 2015. — Fourthquarter. — т. 17, № 4. — с. 2017—2046. — DOI: 10.1109/COMST.2015.2403614.

105. UAV communications payload development / F. Pinkney [и др.] // MILCOM 97 Proceedings. т. 1. — IEEE. 1997. — с. 403—407.

106. *Galkin B.*, *Kibilda J.*, *DaSilva L. A.* Coverage Analysis for Low-Altitude UAV Networks in Urban Environments // GLOBECOM 2017 - 2017 IEEE Global Communications Conference. — 12.2017. — с. 1—6. — DOI: 10.1109/GLOCOM.2017.8254658.

107. *Zeng Y.*, *Zhang R.* Full-Duplex Wireless-Powered Relay With Self-Energy Recycling // IEEE Wireless Communications Letters. — 2015. — апр. — т. 4, № 2. — с. 201—204. — DOI: 10.1109/LWC.2015.2396516.

108. *Choi D.*, *Park D.* Effective self interference cancellation in full duplex relay systems // Electronics Letters. — 2012. — янв. — т. 48, № 2. — с. 129—130. — DOI: 10.1049/el.2011.3066.

109. *Papoulis A.*, *Pillai S. U.* Probability, random variables, and stochastic processes. — Tata McGraw-Hill Education, 2002.

110. UAV-Assisted Cooperative Communications With Time-Sharing Information and Power Transfer / S. Yin [и др.] // IEEE Transactions on Vehicular Technology. — 2020. — т. 69, № 2. — с. 1554—1567. — DOI: 10.1109/TVT.2019.2956167.

111. *Shen T.*, *Ochiai H.* A UAV-Aided Data Collection for Wireless Powered Sensor Network over Rician Fading Channels // 2019 16th IEEE Annual Consumer Communications Networking Conference (CCNC). — 01.2019. — с. 1—5.

112. *Zhan C.*, *Zeng Y.*, *Zhang R.* Energy-Efficient Data Collection in UAV Enabled Wireless Sensor Network // IEEE Wireless Communications Letters. — 2018. — июнь. — т. 7, № 3. — с. 328—331. — DOI: 10.1109/LWC.2017.2776922.

113. Priority-Based Data Gathering Framework in UAV-Assisted Wireless Sensor Networks / S. Say [и др.] // IEEE Sensors Journal. — 2016. — июль. — т. 16, № 14. — с. 5785—5794.

114. Aviation time minimization of UAV for data collection from energy constrained sensor networks / J. Gong [и др.] // 2018 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). — 04.2018. — с. 1—6. — DOI: 10.1109/WCNC.2018.8377357.

115. Study of complete WPT system for WSN applications at low power level / S. Riviere [и др.] // Electronics Letters. — 2010. — апр. — т. 46, № 8. — с. 597—598. — DOI: 10.1049/el.2010.3063.

116. *Ajmal T.*, *Jazani D.*, *Allen B.* Design of a compact RF energy harvester for wireless sensor networks // IET Conference on Wireless Sensor Systems (WSS 2012). — 06.2012. — с. 1—5. — DOI: 10.1049/cp.2012.0600.

117. Cooperative-Evolution-Based WPT Resource Allocation for Large-Scale Cognitive Industrial IOT / L. Sun [и др.] // IEEE Transactions on Industrial Informatics. — 2019. — с. 1—1. — DOI: 10.1109/TII.2019.2961659.

118. A Selective, Tracking, and Power Adaptive Far-Field Wireless Power Transfer System / D. Belo [и др.] // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. — 2019. — сент. — т. 67, № 9. — с. 3856—3866. — DOI: 10.1109/TMTT.2019.2913653.

119. *Aslam N.*, *Xia K.*, *Hadi M. U.* Optimal Wireless Charging Inclusive of Intellectual Routing Based on SARSA Learning in Renewable Wireless Sensor Networks // IEEE Sensors Journal. — 2019. — сент. — т. 19, № 18. — с. 8340—8351. — DOI: 10.1109/JSEN.2019.2918865.

120. Optimal Multi-User Computation Offloading Strategy for Wireless Powered Sensor Networks / L. Wang [и др.] // IEEE Access. — 2020. — т. 8. — с. 35150—35160. — DOI: 10.1109/ACCESS.2020.2967559.

121. *Zhao L.*, *Qu S.*, *Yi Y.* A modified cluster-head selection algorithm in wireless sensor networks based on LEACH // EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. — 2018. — дек. — т. 2018, № 1. — с. 287. — DOI: 10.1186/s13638-018-1299-7. — URL: https://doi.org/10.1186/s13638-018-1299-7.

122. *Sarkar A.*, *Senthil Murugan T.* Cluster head selection for energy efficient and delay-less routing in wireless sensor network // Wireless Networks. — 2019. — янв. — т. 25, № 1. — с. 303—320. — DOI: 10.1007/s11276-017-1558-2. — URL: https://doi.org/10.1007/s11276-017-1558-2.

123. Residual Energy-Based Cluster-Head Selection in WSNs for IoT Application / T. M. Behera [и др.] // IEEE Internet of Things Journal. — 2019. — июнь. — т. 6, № 3. — с. 5132—5139. — DOI: 10.1109/JIOT.2019.2897119.

124. Wireless Sensor Networks for Condition Monitoring in the Railway Industry: A Survey / V. J. Hodge [и др.] // IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems. — 2015. — т. 16, № 3. — с. 1088—1106.

125. *Le N. P.* Throughput Analysis of Power-Beacon-Assisted Energy Harvesting Wireless Systems Over Non-Identical Nakagami-m Fading Channels // IEEE Communications Letters. — 2018. — апр. — т. 22, № 4. — с. 840—843.

126. *Ebrahimi D.*, *Assi C.* On the Interaction Between Scheduling and Compressive Data Gathering in Wireless Sensor Networks // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2016. — апр. — т. 15, № 4. — с. 2845—2858. — DOI: 10.1109/TWC.2015.2512272.

127. *Liu T.*, *Wang X.*, *Zheng L.* A Cooperative SWIPT Scheme for Wirelessly Powered Sensor Networks // IEEE Transactions on Communications. —

2017. — июнь. — т. 65, № 6. — с. 2740—2752. — DOI: 10.1109/TCOMM.2017.2685580.

128. *You C.*, *Zhang R.* 3D Trajectory Optimization in Rician Fading for UAV-Enabled Data Harvesting // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2019. — июнь. — т. 18, № 6. — с. 3192—3207. — DOI: 10.1109/TWC.2019.2911939.

129. *Knowles D.* Lagrangian duality for dummies. — 2010.

130. *Boyd S.*, *Boyd S. P.*, *Vandenberghe L.* Convex optimization. — Cambridge university press, 2004.

131. *Ny J.*, *Feron E.*, *Frazzoli E.* On the Dubins Traveling Salesman Problem // IEEE Transactions on Automatic Control. — 2012. — янв. — т. 57, № 1. — с. 265—270. — DOI: 10.1109/TAC.2011.2166311.

132. *Southern Avionics Company, Leaders in Non Directional Beacon and Differential GPS Transmitters.* SE Series 1000-Watt NDB Transmitter. Accessed on: June. 10, 2020. — 2020. — URL: https://www.southernavionics.com/se-series-1000-watt-ndb.

133. *Tuna G.*, *Gungor V.* Energy harvesting and battery technologies for powering wireless sensor networks // Industrial Wireless Sensor Networks. — Elsevier, 2016. — с. 25—38.

134. *Kaul S.*, *Yates R.*, *Gruteser M.* Real-time status: How often should one update? // 2012 Proceedings IEEE INFOCOM. — 03.2012. — с. 2731—2735. — DOI: 10.1109/INFCOM.2012.6195689.

135. *Huang L.*, *Modiano E.* Optimizing age-of-information in a multi-class queueing system // 2015 IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT). — 06.2015. — с. 1681—1685. — DOI: 10.1109/ISIT.2015.7282742.

136. Effect of Message Transmission Path Diversity on Status Age / C. Kam [и др.] // IEEE Transactions on Information Theory. — 2016. — март. — т. 62, № 3. — с. 1360—1374. — DOI: 10.1109/TIT.2015.2511791.

137. *Krikidis I.* Average Age of Information in Wireless Powered Sensor Networks // IEEE Wireless Communications Letters. — 2019. — апр. — т. 8, № 2. — с. 628—631. — DOI: 10.1109/LWC.2018.2890605.

138. Age of Information in Wireless Powered Networks in Low SNR Region for Future 5G / H. Hu [и др.] // Entropy. — 2018. — т. 20, № 12. — с. 948.

139. *Arafa A.*, *Ulukus S.* Age-minimal transmission in energy harvesting two-hop networks // GLOBECOM 2017-2017 IEEE Global Communications Conference. — IEEE. 2017. — с. 1—6.

140. *Wu X.*, *Yang J.*, *Wu J.* Optimal Status Update for Age of Information Minimization With an Energy Harvesting Source // IEEE Transactions on Green Communications and Networking. — 2018. — март. — т. 2, № 1. — с. 193—204. — DOI: 10.1109/TGCN.2017.2778501.

141. *Kaul S.*, *Yates R.*, *Gruteser M.* Real-time status: How often should one update? // 2012 Proceedings IEEE INFOCOM. — 2012. — с. 2731—2735.

142. *Huang L.*, *Modiano E.* Optimizing age-of-information in a multi-class queueing system // 2015 IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT). — 06.2015. — с. 1681—1685. — DOI: 10.1109/ISIT.2015.7282742.

143. Effect of Message Transmission Path Diversity on Status Age / C. Kam [и др.] // IEEE Transactions on Information Theory. — 2016. — март. — т. 62, № 3. — с. 1360—1374. — DOI: 10.1109/TIT.2015.2511791.

144. *Arafa A.*, *Ulukus S.* Timely Updates in Energy Harvesting Two-Hop Networks: Offline and Online Policies // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2019. — т. 18, № 8. — с. 4017—4030.

145. *Krikidis I.* Average Age of Information in Wireless Powered Sensor Networks // IEEE Wireless Communications Letters. — 2019. — т. 8, № 2. — с. 628—631.

146. *Khorsandmanesh Y.*, *Emadi M. J.*, *Krikidis I.* Average Peak Age of Information Analysis for Wireless Powered Cooperative Networks // arXiv preprint arXiv:2007.06598. — 2020.

147. *Abd-Elmagid M. A.*, *Dhillon H. S.*, *Pappas N.* A Reinforcement Learning Framework for Optimizing Age of Information in RF-Powered Communication Systems // IEEE Transactions on Communications. — 2020. — т. 68, № 8. — с. 4747—4760. — DOI: 10.1109/TCOMM.2020.2991992.

148. *Abd-Elmagid M. A.*, *Dhillon H. S.* Average Peak Age-of-Information Minimization in UAV-Assisted IoT Networks // IEEE Transactions on Vehicular Technology. — 2019. — т. 68, № 2. — с. 2003—2008. — DOI: 10.1109/TVT.2018.2885871.

149. Online Altitude Control and Scheduling Policy for Minimizing AoI in UAV-assisted IoT Wireless Networks / M. Samir [и др.] // IEEE Transactions on Mobile Computing. — 2020. — с. 1—1. — DOI: 10.1109/TMC.2020.3042925.

150. AoI-Minimal Trajectory Planning and Data Collection in UAV-Assisted Wireless Powered IoT Networks / H. Hu [и др.] // IEEE Internet of Things Journal. — 2021. — т. 8, № 2. — с. 1211—1223. — DOI: 10.1109/JIOT.2020.3012835.

151. *Valehi A.*, *Razi A.* Maximizing Energy Efficiency of Cognitive Wireless Sensor Networks With Constrained Age of Information // IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking. — 2017. — т. 3, № 4. — с. 643—654.

152. Age-oriented opportunistic relaying in cooperative status update systems with stochastic arrivals / B. Li [и др.] // arXiv preprint arXiv:2001.04084. — 2020.

153. *Bjornson E.*, *Matthaiou M.*, *Debbah M.* A New Look at Dual-Hop Relaying: Performance Limits with Hardware Impairments // IEEE Transactions on Communications. — 2013. — т. 61, № 11. — с. 4512—4525.

154. Wirelessly Powered Two-Way Communication With Nonlinear Energy Harvesting Model: Rate Regions Under Fixed and Mobile Relay / S. Wang [и др.] // IEEE Transactions on Wireless Communications. — 2017. — т. 16, № 12. — с. 8190—8204.

155. Fading and Interference Mitigation in Wireless Communications / S. Panic [и др.]. — Boca Raton, Florida, United States : CRC Press, 2017.

156. *Bi Y.*, *Ding Y.* Ergodic Channel Capacity of an Amplify-and-Forward Relay System at Low SNR in a Generic Noise Environment // IEEE Transactions on Signal Processing. — 2012. — т. 60, № 5. — с. 2694—2700.

157. *Chong E. K.*, *Zak S. H.* An Introduction to Optimization. — Hoboken, New Jersey, United States : John Wiley & Sons, 2013.

158. *Murphy P.*, *Sabharwal A.*, *Aazhang B.* On building a cooperative communication system: testbed implementation and first results // EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. — 2009. — т. 2009. — с. 1—9.

159. *Halbig J. S.* Construction and analysis of real-time relay for efficient antenna sharing : дис. ... канд. / Halbig Jeffrey Stephan. — Massachusetts Institute of Technology, 2004.

160. GreenDelivery: proactive content caching and push with energy-harvesting-based small cells / S. Zhou [и др.] // IEEE Communications Magazine. — 2015. — т. 53, № 4. — с. 142—149. — DOI: 10.1109/MCOM.2015.7081087.

161. *Kumar A.*, *Saad W.* On the tradeoff between energy harvesting and caching in wireless networks // 2015 IEEE International Conference on Communication Workshop (ICCW). — 2015. — с. 1976—1981. — DOI: 10.1109/ICCW.2015.7247470.

162. A novel caching mechanism for Internet of Things (IoT) sensing service with energy harvesting / D. Niyato [и др.] // 2016 IEEE International Conference on Communications (ICC). — 2016. — с. 1—6. — DOI: 10.1109/ICC.2016.7511440.

163. Cost-effective vehicular network planning with cache-enabled green roadside units / S. Zhang [и др.] // 2017 IEEE International Conference on Communications (ICC). — 2017. — с. 1—6. — DOI: 10.1109/ICC.2017.7996763.

164. Cache-Aided Simultaneous Wireless Information and Power Transfer (SWIPT) With Relay Selection / S. Gautam [и др.] // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. — 2019. — т. 37, № 1. — с. 187—201. — DOI: 10.1109/JSAC.2018.2872367.

165. *Chen M.*, *Saad W.*, *Yin C.* Echo-Liquid State Deep Learning for 360° Content Transmission and Caching in Wireless VR Networks With Cellular-Connected UAVs // IEEE Transactions on Communications. — 2019. — т. 67, № 9. — с. 6386—6400. — DOI: 10.1109/TCOMM.2019.2917440.

166. Caching UAV Assisted Secure Transmission in Hyper-Dense Networks Based on Interference Alignment / N. Zhao [и др.] // IEEE Transactions on Communications. — 2018. — т. 66, № 5. — с. 2281—2294. — DOI: 10.1109/TCOMM.2018.2792014.

167. *Chai S.*, *Lau V. K. N.* Online Trajectory and Radio Resource Optimization of Cache-Enabled UAV Wireless Networks With Content and Energy Recharging // IEEE Transactions on Signal Processing. — 2020. — т. 68. — с. 1286—1299. — DOI: 10.1109/TSP.2020.2971457.

168. Edge Caching in Multi-UAV-Enabled Radio Access Networks: 3D Modeling and Spectral Efficiency Optimization / F. Zhou [и др.] // IEEE Transactions on Signal and Information Processing over Networks. — 2020. — т. 6. — с. 329—341. — DOI: 10.1109/TSIPN.2020.2986360.

169. A Generic Receiver Architecture for MIMO Wireless Power Transfer With Nonlinear Energy Harvesting / G. Ma [и др.] // IEEE Signal Processing Letters. — 2019. — т. 26, № 2. — с. 312—316. — DOI: 10.1109/LSP.2018.2890164.

170. Joint Tx Power Allocation and Rx Power Splitting for SWIPT Systems With Battery Status Information / Z. Hu [и др.] // IEEE Wireless Communications Letters. — 2020. — т. 9, № 9. — с. 1442—1446. — DOI: 10.1109/LWC.2020.2993244.

171. *Meredith J.* Study on enhanced LTE support for aerial vehicles : тех. отч. / 3GPP, Tech. Rep. — 2017.

172. A telecom perspective on the internet of drones: From LTE-advanced to 5G / G. Yang [и др.] // arXiv preprint arXiv:1803.11048. — 2018.

173. *Huang S.*, *Chen H.*, *Lee M.* Performance Bounds of Multi-Relay Decode-and-Forward Cooperative Networks over Nakagami-m Fading Channels. — 2011. — июнь. — DOI: 10.1109/icc.2011.5963395.

174. Fading and interference mitigation in wireless communications / S. Panic [и др.]. — CRC press, 2013.

175. *Zwillinger D.* Table of Integrals, Series, and Products 8th Edition. — Cambridge, Massachusetts, United States : Academic Press, 2014.

Список рисунков

1.1 Схема модуля беспроводного сбора энергии 21
1.2 Интегрированные проекты архитектур приемников для ОБПИМ. (a) Архитектура раздельного приемника; (b) Архитектура с временным переключением (c) Архитектура с разделением мощности. (d) Архитектура приемника с коммутацией антенн 27
1.3 (a) Пример связи с помехами двух пользователей. (b) Передача в двухпользовательском режиме с деструктивными помехами и конструктивной интерференцией (конструктивными помехами) 31
1.4 Архитектура когнитивной радиосети с поддержкой ОБПИМ 34
1.5 Иллюстрация схемы ретрансляции с питанием от беспроводной сети 40
1.6 Модель системы I: (a) Первая модель системы кооперативной связи с беспроводным питанием (WPCCN), с протоколом ВП-ОБПИМ, включающим N ретрансляторов сбора энергии. (b) Структура блока передачи системы с протоколом сбора энергии и кооперации (НТС) и ВП-ОБПИМ для случаев: $\tau \in (0,1)$, $\tau = 1$,и $\tau = 0$ 54
1.7 Модель системы II :(a) Вторая модель системы кооперативной связи с беспроводным питанием с протоколом РМ-ОБПИМ, включающая N ретрансляторов сбора энергии.(b) Структура блока передачи системы с протоколом сбора энергии и кооперации (НТС) и РМ-ОБПИМ для случаев: $\rho \in (0,1)$, $\rho = 1$, и $\rho = 0$ 55
1.8 Сравнение частоты появления ошибок (BER) значений при максимальном соотношении объединения для SMI и SMII для трех случаев: $(\tau,\rho) \in (0.3,0.5,0.7)$ 68
1.9 Сравнение вероятности сбоя при максимальном соотношении объединения для моделей систем SMI и SMII для трех случаев:$(\tau,\rho) \in (0.3,0.5,0.7)$ 69
1.10 Сравнение достижимой пропускной способности при максимальном соотношении объединения для моделей систем SMI и SMII для трех случаев:$(\tau,\rho) \in (0.3,0.5,0.7)$ 70
1.11 Пропускная способность моделей систем SMI и SMII в режиме передачи с ограниченной задержкой для разных скоростей передачи R. параметры: $P_s = 1$ Вт и $\eta = 0.9$ 71

1.12 Сравнение количества энергии, собранной на одном ретрансляционном узле в модели системы I (SMI) с временным переключением (TS) и модели системы II (SMI) с разделением мощности (PS) для трех случаев: (τ,ρ) $\in$ (0.3,0.5,0.7) 72

2.1 Автономная система совместной связи с использованием БПЛА с поддержкой протокола ретрансляции с декодированием и прямой передачей 79

2.2 Схема распределения времени предлагаемой системы, где α обозначает время, выделенное для БПЭ, а β- время, выделенное для сбора энергии в протоколе ОБПИМ-ВП 80

2.3 Вероятность сбоя в приемнике при различных значениях β с различным соотношением использования оставшейся самоинтерференции, $K \in \{0.01,0.1,0.5\}$ 96

2.4 Вероятность сбоя в приемнике при различных значениях α в β^* и с различным соотношением использования оставшейся самоинтерференции, $K \in \{0.01,0.1,0.5\}$ 97

2.5 Зависимость вероятности сбоя предлагаемой системы от отношения сигнал–шум с различным соотношением использования оставшейся самоинтерференции, $K \in \{0.01,0.1,0.5\}$ 98

2.6 Зависимость вероятности сбоя предлагаемой системы от отношения сигнал–шум с различным соотношением использования оставшейся самоинтерференции, где $K = 0.01$ 99

2.7 Зависимость средней пропускной способности в приемнике от отношения «сигнал-шум» при различных значениях K, $K \in \{0.01,0.1,0.5\}$ 99

2.8 Количество энергии, собранной в зависимости от мощности передачи источника и мощности БПЭ в различных схемах аналогах 100

2.9 Прогнозируемая траектория БПЛА в соответствии с (P2), когда начальное и конечное местоположения БПЛА расположены параллельно к воображаемой прямой линии между источником и приемником, где $V_u = 6ms^{-1}$. Синие круги-заданые начальное и конечное местоположения БПЛА. [a] 2D-модель проектируемой траектории БПЛА. [b] 3D-модель проектируемой траектории БПЛА 101

2.10 Прогнозируемая траектория БПЛА в соответствии с (P2), когда начальное и конечное местоположения БПЛА расположены диаганально к воображаемой прямой линии между источником и приемником, где $V_u = 6ms^{-1}$. Синие круги-это заданные начальное и конечное местоположения БПЛА. [a] 2D-модель проектируемой траектории БПЛА. [b] 3D-модель проектируемой траектории БПЛА 102

2.11 Вероятность отключения при прямой, неоптимальной и оптимальной траектории в зависимости от времени передачи информации, где $V_u = 6ms^{-1}$ 104

3.1 Иллюстрация эталонного сбора данных с помощью БПЛА в БСС. (a) Образец БСС со случайным распределением сенсорных узлов и маяков питания. (b) Образец вывода предлагаемой схемы сбора данных на этапе II с четырьмя кластерами (разделенными пунктирными линиями), выбранными головными узлами кластеров и прогнозируемой траекторией БПЛА 111

3.2 Схема распределения времени предлагаемого БСС, где общее рабочее время делится на два этапа. Распределение времени для процесса сбора энергии для сенсорных узлов и головных узлов кластера и обозначается через τ и β 112

3.3 Вероятность сбоя предлагаемой системы относительно α,β,τ, где $N = 100$. τ представлено в таблице Таблица 6 132

3.4 Достижимая пропускная способность предлагаемой системы относительно α,β,τ, где $N = 100$. τ представлен в таблице 6 133

3.5 Вероятность сбоя при различном количестве сенсорных узлов в зависимости от количества кластеров в предлагаемой БСС. В моделировании используются как асимптотические, так и основанные на моделировании оптимальные значения временных соотношений (α, β, τ) . . 134

3.6 Вероятность сбоя для различных мощностей передачи маяков питания в зависимости от количества сенсорных узлов в БСС 135

3.7 Время выполнения предлагаемых асимптотических и эвристических методов в зависимости от количества сенсорных узлов в БСС 135

3.8 (а) Пример топологии входной сети для эвристического метода низкой сложности, где $N = 100$ и $M^* = 5$. (б) Топология выходной сети, полученная эвристическим методом низкой сложности, когда S и D БПЛА расположены в западной и восточной части сети соответственно. (с) Топология выходной сети, полученная эвристическим методом низкой сложности, когда S и D БПЛА расположены на северной и южной сторонах сети соответственно 137

3.9 Зависимость суммарной пропускной способности, достигнутой предлагаемой системой при различной мощности передачи маяка питания (РВ), представленная для сравнения алгоритмов. (а) БСС с $N = 20$ из-за высокой сложности метода перебора, который не может быть реализован для большего числа сенсорных узлов. (b) БСС с $N = 100$ с использованием общих параметров, указанных в таблице 5 138

3.10 Зависимость суммарной пропускной способности в зависимости от отношения «сигнал-шум» головного узла кластера для сравнения предложенных асимптотического и эвристического методов применительно к предлагаемой системе и другим базовым системам 139

4.1 Динамика AoI в ОБПИМ-поддерживаемой трехузловой кооперативной системе связи 143

4.2 Пример кооперативной системы связи на основе ОБПИМ 144

4.3 Динамика AoI в ОБПИМ-поддерживающей кооперативной системе связи . . 146

4.4 Среднее значение AoI в зависимости от коэффициентов ВП и РМ, когда мощность передачи равна 0.01 Вт, длина временного блока равна 0.01 секунды, а размер пакета данных равен 6 битам 149

4.5 Среднее значение AoI в предлагаемой кооперативной системе связи с поддержкой ОБПИМ в зависимости от мощности передачи исходного узла . 150

4.6 Среднее значение AoI в зависимости от мощности передачи исходного узла и размера пакета обновленных данных, когда длина временного блока равна 0,01 секунды 151

4.7 Модель эталонной системы двусторонняя ретрансляторная сеть с БПЛА с поддержкой РМ-ОБПИМ 160

4.8 Передаточная блок-схема предлагаемой системы 160

4.9 Блокх-схема усиленной прямой ретрансляции при наличии аппаратных сбоев 161

4.10 Пример динамики метрики AoI по отношению ко времени. 167

4.11 Достижимый AoI вместе с достижимой вероятностью сбоя в пункте назначения. Цветная область отображает попарно достижимые AoI и вероятности сбоя, когда количество битов в пакете данных $n = 12$ бит . . . 176
4.12 Зависимость накопленной энергии от мощности передачи терминалов с учетом как линейных, так и нелинейных моделей сбор энергии 177
4.13 Средняя вероятность сбоя пакета данных в зависимости от ρ, где $n = 12$ бит 178
4.14 Средняя пропускная способность в зависимости от ρ 178
4.15 Среднее по времени значение AoI в зависимости от ρ, где $n = 12$ бит 179
4.16 Среднее по времени AoI в зависимости от мощности передачи P, где $n \in \{12,24,36,48\}$ бит с ρ^*, полученным с помощью алгоритма 3 180
4.17 Среднее время AoI в зависимости от вероятности сбоя при $n \in \{12,32,64,128,256\}$ бит, ρ^* и P $= P = 30dBm$ дБм 180
4.18 Среднее по времени значение AoI в зависимости от вероятности сбоя и размера пакета данных 181
4.19 Вид с высоты птичьего полета на траекторию БПЛА в соответствии с алгоритмом 4. Зеленые прямоугольники обозначают расположение терминалов, а черные квадраты обозначают начальную и конечную точки БПЛА 181

5.1 Референтная модель самозаряжающейся системы связи с БПЛА 187
5.2 Блок-схема ретрансляции с дешифровкой для самозаряжающихся БПЛА . . 188
5.3 Временная блок-схема предлагаемой модели системы 188
5.4 Системная конфигурация предлагаемой сети связяи 197
5.5 Достижимая скорость для пользователя в зависимости от P_s для различных значений коэффициента кэширования δ, где $r_0 = 3$ кбит / с . . . 197
5.6 Сравнение достижимой скорости передачи информации пользователем для различных коэффициентов кэширования и различных T 198
5.7 соотношение «сигнал-шум» передачи в зависимости от достижимой скорости передачи информации для пользователя для различных P_s, где $\delta = 0.5$ 199
5.8 Запрошенная пользователем скорость r_0 в сравнении с оптимальными значениями ρ и τ: (a), когда $P_s = 1000$ мВт, (b), когда $P_s = 1500$ мВт и (c), когда $P_s = 2000$ мВт 200
5.9 Оптимизированная траектория БПЛА для данной установки связи с четырьмя пользователями, где $P_s = 2000$ мВт и $\delta = 0.5$ 201

Список таблиц

1 Экспериментальные данные сбора РЧ энергии [7] 22

2 Параметры моделирования, используемые в подразделе VII 95

3 Относительная энергоэффективность предлагаемой единой схемы сбора энергии. БПЭ рассматривается в качестве базовой схемы 95

4 Сокращения, используемые в разделе 3.3 118

5 Параметры моделирования, используемые в разделе 3.6 130

6 Вероятность сбоя предлагаемой системы в зависимости от соотношения времени α, τ, β 131

7 Относительный прирост производительности с точки зрения достижимой суммарной пропускной способности предлагаемых асимптотических и эвристических методов. Обычная БСС рассматривается как базовая схема . 136

8 Количество собранной с использованием нелинейной модели энергии (мДж) по отношению к мощности передачи (дБм) и коэффициента РМ ρ, на высоте $H = 100$ м. 175

9 Скорость передачи информации пользователям для различных траекторий БПЛА 202

Приложение А

Доказательства главы 1

Чтобы продолжить, мы считаем, что $Pr\{OE(\gamma_{sd} + \sum_{i=1}^{N} \gamma_{r_i d}, 2R)\}$ принадлежит множеству, где N обозначает количество узлов ретрансляции в системе. Вероятность выхода из строя может быть выражена как:

$$P_{MRC} = Pr\{OE(\gamma_{sd} + \sum_{i=1}^{R} \gamma_{r_i d}, 2R)\}. \tag{A.1}$$

Для простоты расчета рассмотрим дисперсию шума как $\sigma^2 = 1$. Пусть $\upsilon_{xy} = |h_{xy}|^2/N_0$. Следовательно, вероятность сбоя можно переписать как:

$$P_{MRC} = Pr\{OE(P_s \upsilon_{sd} + \sum_{i=1}^{R} P_{r_i} \upsilon_{r_i d}, 2R)\} = Pr\left(P_s \upsilon_{sd} + \sum_{i=1}^{R} P_{r_i} \upsilon_{r_i d} < 2^{2R} - 1\right). \tag{A.2}$$

Поскольку выражение в уравнении (A.2) слишком сложно, мы запишем условную вероятность P_{MRC}, как в [173]:

$$P_{MRC} = \int \left(\prod_{i=1}^{R} Pr\left(\upsilon_{r_i d} < \frac{(2^{2R} - 1) - (P_{r_i} \upsilon_{sd})}{P_s}\right) f_{\upsilon_{r_i d}}(z) dz \right) \tag{A.3}$$

где $z = \upsilon_{rd}$ - переменная интегрирования. Следовательно, (A.3) можно еще больше упростить до:

$$\begin{aligned} P_{MRC} &= \int_0^{\frac{(2^{2R}-1)}{P_r}} \prod_{i=1}^{R} \left(\left(1 - \exp\left(\frac{z P_{r_i} - (2^{2R} - 1)}{P_s |h_{sd}|^2}\right)\right) \frac{1}{|h_{r_i d}|^2} \exp\left(\frac{-z}{|h_{r_i d}|^2}\right) dz \right), \\ &= \prod_{i=1}^{R} \left(1 - \exp\left(\frac{1 - 2^{2R}}{P_{r_i} |h_{r_i d}|^2}\right) \underbrace{- \int_0^{\frac{(2^{2R}-1)}{P_{r_i}}} \prod_{i=1}^{R} \frac{1}{|h_{r_i d}|^2} \exp\left(\frac{z P_{r_i} - (2^{2R} - 1)}{P_s |h_{sd}|^2} - \frac{z}{|h_{r_i d}|^2}\right) dz}_{\mathrm{Q}} \right), \end{aligned} \tag{A.4}$$

где Q можно дополнительно упростить, как в [96]. Тогда Q можно дополнительно упростить как:

$$Q = \frac{P_s |h_{sd}|^2}{P_s |h_{sd}|^2 - P_r |h_{rd}|^2} \exp\left(\frac{1 - 2^{2R}}{P_s |h_{sd}|^2}\right) \left(1 - \exp\left(\frac{P_r |h_{rd}|^2 - P_s |h_{sd}|^2}{P_s P_r |h_{sd}|^2 |h_{rd}|^2} (2^{2R} - 1)\right)\right). \tag{A.5}$$

Следовательно, вероятность сбоя, выраженная в (1.43), может быть рассчитана с использованием уравнения (A.4) следующим образом:

$$P_{MRC} = \sum_{i=1}^{R} \left[\left(1 - \exp\left(\frac{1-2^{2R}}{\gamma_{sr_i}}\right)\right)\left(1 - \exp\left(\frac{1-2^{2R}}{\gamma_{sd}}\right)\right) + \right.$$
$$\exp\left(\frac{1-2^{2R}}{\gamma_{sr_i}}\right)\left[1 - \exp\left(\frac{1-2^{2R}}{\gamma_{r_i d}}\right) - \left(\frac{\gamma_{sd}}{\gamma_{sd}-\gamma_{r_i d}}\right)\right]\Bigg] \prod_{i=1}^{R} \tag{A.6}$$
$$\exp\left(\frac{1-2^{2R}}{\gamma_{sd}}\right)\left(1 - \exp\left(\frac{\gamma_{r_i d}-\gamma_{sd}}{\gamma_{sd}\gamma_{r_i d}}(2^{2R}-1)\right)\right),$$

где $\gamma_{xy} = P_x|h_{xy}|^2/\sigma_{xy}^2$. Как и в [96], после выполнения разложения в ряд уравнение (A.6) может быть выражено как уравнение, указанное в (1.44).

Приложение Б

Доказательства главы 2

Б.1 Доказательство леммы 1

Вероятность выхода предлагаемой системы из строя может быть выражена следующим образом:

$$P_{out} = Pr\{\min(\gamma_{su},\gamma_{ud}) \leq \gamma_0\}, \tag{Б.1}$$

где γ_{su} представляет собой соотношение «сигнал-шум» в БПЛА, а γ_{ud} означает соотношение «сигнал-шум» в пункте назначения. Таким образом, вероятность выхода предлагаемой системы из строя может быть выражена как

$$P_{out} = 1 - \Big[Pr(\gamma_{su} > \gamma_0)Pr(\gamma_{ud} > \gamma_0)\Big] = 1 - [(1 - F_{\gamma_{su}}(\gamma_0))(1 - F_{\gamma_{ud}}(\gamma_0))], \tag{Б.2}$$

где $F_{\gamma_{su}}$ обозначает кумулятивная распределенная функция соотношение «сигнал к сумме шума и помехи» в ретрансляторе, как в (2.14), а (2.14) обозначает кумулятивная распределенная функция соотношение «сигнал-шум» в пункте назначения, как в (2.18). Таким образом, используя (2.16), $F_{\gamma_{su}}$ можно выразить следующим образом

$$\begin{aligned} F_{\gamma_{su}}(\gamma_0) &= 1 - \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{\gamma_0}{\gamma_h}\right)\exp\left(-\frac{\gamma_0 x}{\gamma_h}\right)\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)dx\right] \\ &= 1 - \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\exp\left(-\frac{\gamma_0}{\gamma_h}\right)\underbrace{\int_0^{\infty}\exp\left(-\frac{\gamma_0 x}{\gamma_h}\right)\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)dx}_{C}\right], \end{aligned} \tag{Б.3}$$

где C можно дополнительно упростить до

$$C = \int_0^{\infty}\left(\frac{\exp(-\frac{x+(\gamma_0/\gamma_h)}{2})^2}{\exp(-\frac{(\gamma_0^2/\gamma_h^2)}{2})}\right)dx. \tag{Б.4}$$

Тогда $F_{\gamma_{su}}(\gamma_0)$ можно переписать как

$$F_{\gamma_{su}(\gamma_0)} = 1 - \left[\exp\left(\frac{\gamma_0^2}{\gamma_h^2}\right)\exp\left(\frac{\gamma_0}{\gamma_h}\right)\underbrace{\int_0^{\infty}\frac{1}{2\pi}\exp -\frac{1}{2}\left(\frac{x-\gamma_0/\gamma_h}{2}\right)^2 dx}_{Z}\right], \tag{Б.5}$$

где Z можно дополнительно упростить до

$$Z = \frac{1}{2}\left[1 - erfc\left(-\frac{\gamma_0/\gamma_h}{\sqrt{2}}\right)\right]. \tag{Б.6}$$

Подставляя значение (Б.6) в (Б.5), кумулятивная распределенная функция соотношение «сигнал к сумме шума и помехи» на БПЛА можно записать как

$$F_{\gamma_{su}}(\gamma_0) = 1 - \left[\frac{[1 - \text{erfc}(-\frac{\gamma_0}{\sqrt{2}\gamma_h})]\exp(\frac{\gamma_0^2}{2\gamma_h})}{2\exp(\frac{\gamma_0}{\gamma_h})}\right]. \tag{Б.7}$$

Значение $F_{\gamma_{ud}}(\gamma_0)$ можно выразить как в (2.19)

$$F_{\gamma_{ud}}(\gamma_0) = 1 - \int_0^{\frac{\gamma_0}{\psi}} \frac{1}{\Omega_{ud}} \exp\left(-\frac{x}{\Omega_{ud}}\right)dx = 1 - 1 + \exp\left(-\frac{\gamma_0}{\psi\Omega_{ud}}\right) = \exp\left(-\frac{\gamma_0}{\psi\Omega_{ud}}\right). \tag{Б.8}$$

Следовательно, подставляя (Б.7) и (Б.8) в (Б.2), мы получаем близкое выражение для вероятности отключения:

$$P_{out} = \frac{1}{2\exp\left(\frac{\gamma_0}{\gamma_h}\right)} - \left(\frac{\exp\left(\frac{\gamma_0}{2\gamma_h}\right)\left[1 - \text{erfc}(\frac{\gamma_0}{\sqrt{2}\gamma_h})\right]\left[1 + \exp\left(-\frac{\gamma_0}{\psi\Omega_{ud}}\right)\right]}{2\exp\left(\frac{\gamma_0}{\gamma_h}\right)}\right). \tag{Б.9}$$

Б.2 Доказательство леммы 2

Мы анализируем все соответствующие случаи, представленные в разделах 2.5 (2.25)-(2.32), используя различные возможности из условий ККТ. Это необходимо для получения оптимального и выполнимого решения как для β, так и для α, как указано ниже.

Случай I : $\lambda_1 \neq 0 \Rightarrow (\alpha - 1) = 0$; $\lambda_2 = 0 \Rightarrow (\beta - 1) \neq 0$; $\lambda_3 = 0 \Rightarrow (P_u^i(1-\beta) - E_{max}^i) \neq 0$. Этот случай неприемлем, когда α становится равным 1, поскольку он отменяет работу ОБПИМ в каждом временном блоке, что противоречит предложенной унифицированной схеме сбор энергии.

Случай II : $\lambda_1 \neq 0 \Rightarrow (\alpha - 1) = 0$; $\lambda_2 \neq 0 \Rightarrow (\beta - 1) = 0$; $\lambda_3 = 0 \Rightarrow (P_u^i(1 - \beta) - E_{max}^i) \neq 0$. Этот случай также неприемлем, поскольку когда β становится равным 1, это отменяет работу WPT в рамках предложенной структуры временных блоков. Это противоречит предложенной схеме.

Случай III : $\lambda_1 = 0 \Rightarrow (\alpha - 1) \neq 0$; $\lambda_2 = 0 \Rightarrow (\beta - 1) \neq 0$; $\lambda_3 = 0 \Rightarrow (P_u^i(1-\beta) - E_{max}^i) \neq 0$. Согласно предлагаемой модели системы, вся энергия, собранная в одном блоке передачи, будет использоваться для передачи сигнала от БПЛА к месту назначения, в результате чего $P_u^i(1-\beta) = E_{max}^i$. Следовательно, это неосуществимое решение для предлагаемой модели.

Случай IV: $\lambda_1 = 0 \Rightarrow (\alpha - 1) \neq 0$; $\lambda_2 = 0 \Rightarrow (\beta - 1) \neq 0$; $\lambda_3 \neq 0 \Rightarrow (P_u^i(1-\beta) - E_{max}^i) = 0$. Случай IV обеспечивает лучшее оптимальное решение по сравнению с предыдущими случаями, таким образом, мы выводим следующие уравнения.

$$\frac{R(M + P(1-\alpha_i) - P - R)}{(M + P(\alpha_i))^2} \exp\left(-\frac{R(1-\alpha_i)}{M + P(1-\alpha_i)}\right)$$

$$+\underbrace{\lambda_3\eta|h_{su}^2|\left(\frac{(1-\alpha_i)+\alpha_i(1-\beta_i)(1-\alpha_i)+\alpha_i}{(1-\beta_i)(1-\alpha_i)^2}\right)}_{W1}$$

$$+\underbrace{\lambda_3(1-\alpha_i)[(1-\beta_i)-2P_s\beta_i+P_s\beta(1-\alpha)]}_{W2}+(W1_{(i-1)}+W2_{(i-1)})|h_u|^2(1-K)\mu=0, \quad \text{(Б.10)}$$

$$\frac{A(M+B\beta)-BA(\beta-1)}{(M+B\beta)^2}\exp\left(\frac{A(1-\beta)}{M+B\beta}\right)+\underbrace{\frac{\lambda_3}{1-\beta}\left(1+\frac{\eta|h_{su}|^2}{1-\beta}+P_s+\frac{P_s\beta}{1-\beta}\right)}_{W3} \quad \text{(Б.11)}$$

$$+W3_{(i-1)}|h_u|^2(1-K)\mu=0,$$

$$\left[\frac{T\eta|h_{su}|^2(P_w+P_s\beta(1-\alpha))}{d_{su}^m}\right]\left[1+(1-K)\mu|h_u|^2\right]-E_{max}=0. \quad \text{(Б.12)}$$

После выполнения ряда алгебраических манипуляций с (Б.10), (Б.11) и (Б.12) следующее значение λ_3 может быть выражено как

$$\lambda_3=\frac{2\gamma_0(P_s|h_{su}|^2(1-K)\mu)}{\gamma_h d_{su}^m(P_s|h_{su}|^2(1-K)\mu+T)}. \quad \text{(Б.13)}$$

Затем, подставляя полученное значение λ_3 в (Б.10) и (Б.11) с последующей серией алгебраических манипуляций, мы получаем оптимальное значение β следующим образом

$$\beta_i^*=\frac{1}{F}\left[\frac{Q^2(J+F)^2}{2AF}-J\right], \quad \text{(Б.14)}$$

где $\{F=((P_s/d_{su}^m)|h_{su}|^2)-(|h_u|^2(1-K)\mu)\}$, $\{Q=(-\gamma_0 d_{ud}^m\sigma_{ud}^2)/\Omega_{ud}\}$, $\{J=(\eta(P_{WPT}/d_{su}^m)|h_{su}|^2)+(|h_u|^2(1-K)\mu)\}$ and $\{A=2\exp(\gamma_0/\gamma_h)\}$. Наконец, подставляя значения λ_3 и β_i^* в (Б.11), получаем следующее

$$\alpha_i^*=1-\frac{RM}{2}+\frac{M}{P}, \quad \text{(Б.15)}$$

где $R=-\gamma_0 d_{ud}^2\sigma_{ud}^2(1-\beta_i^*)/\Omega_{ud}$, $M=\eta|h_{su}|^2P_{WPT}/d_{su}^m$, и $P=\eta|h_{su}|^2P_s\beta_i^*/d_{su}^m$.

Б.3 Доказательство леммы 3

Мы рассмотрим следующие случаи, чтобы найти возможную траекторию БПЛА для предлагаемой модели в соответствии с (2.33)-(2.43).

Случай I : $\lambda_1=0\Rightarrow H\neq 0$; $\lambda_2\neq 0\Rightarrow S=0$; $\lambda_3\neq 0\Rightarrow J=0$; $\lambda_4\neq 0\Rightarrow(P_u^i(1-\beta)-E_{max}^i)=0$, где

$$H=\sqrt{(x_1-x_s)^2+(y_1-y_S)^2+(h_1-h_s)^2}-V_uT_1, \quad \text{(Б.16)}$$

$$S=\sqrt{(x_i-x_s)^2+(y_i-y_s)^2+(h_i-h_s)^2}-V_uiT, \quad \text{(Б.17)}$$

$$J = \sqrt{(x_N - x_i)^2 + (y_N - y_i)^2 + (h_N - h_i)^2} - V_u \Big[\sum_{i=1}^{N} T_i - iT \Big]. \tag{Б.18}$$

Согласно предложенной модели системы, скорость движения БПЛА и период времени одиночного блока передачи фиксированы при выполнении условия $V_u = \sqrt{(x_d - x_s)^2 + (y_d - y_s)^2 + (h_d - h_s)^2} / \sum_{i=1}^{N} T_i$. Таким образом, расстояние, пройденное за временной блок T_i, должно быть равно $V_u T_i$. Более того, если H в (Б.16) становится отрицательным значением, это нарушает условия неотрицательности. Следовательно, этот случай недопустим.

Случай II : $\lambda_1 \neq 0 \Rightarrow H = 0$; $\lambda_2 = 0 \Rightarrow S \neq 0$; $\lambda_3 \neq 0 \Rightarrow J = 0$; $\lambda_4 \neq 0 \Rightarrow (P_u^i(1-\beta) - E_{max}^i) = 0$. Этот частный случай снова приводит нас к неприемлемому решению, как и в предыдущем случае. Таким образом, этот случай неприемлем.

Случай III : $\lambda_1 \neq 0 \Rightarrow H = 0$; $\lambda_2 \neq 0 \Rightarrow S = 0$; $\lambda_3 = 0 \Rightarrow J \neq 0$; $\lambda_4 \neq 0 \Rightarrow (P_u^i(1-\beta) - E_{max}^i) = 0$. Этот случай также неприемлем по тем же причинам, что и в случае I. Следовательно, этот случай также недопустим в соответствии с предлагаемой моделью системы

Случай III : $\lambda_1 \neq 0 \Rightarrow H = 0$; $\lambda_2 \neq 0 \Rightarrow S = 0$; $\lambda_3 \neq 0 \Rightarrow J = 0$; $\lambda_4 = 0 \Rightarrow (P_u^i(1-\beta) - E_{max}^i) \neq 0$. Как и в предлагаемой модели системы, общая энергия, собранная в одном блоке передачи, будет использоваться для содействия передаче информации между источником и пунктом назначения с помощью БПЛА. Более того, в конце рабочего времени остаточная энергия $\sum_{i=1}^{N} T_i$ в суперконденсаторах будет незначительной. Следовательно, этот случай также невозможен из-за ограничений мощности в предлагаемой системе.

Случай IV : $\lambda_1 \neq 0 \Rightarrow H = 0$; $\lambda_2 \neq 0 \Rightarrow S = 0$; $\lambda_3 \neq 0 \Rightarrow J = 0$; $\lambda_4 \neq 0 \Rightarrow (P_u^i(1-\beta) - E_{max}^i) = 0$. Этот случай является допустимым решением, совпадающим с предлагаемой системой. Таким образом, мы можем представить следующие уравнения, как в (2.38), (2.39) и (2.40).

$$\frac{\partial P_{out}}{\partial x_i} = \left(- \frac{2A(x_n - x_s)}{D_1} \right) \exp(2AD_1) \exp(-BD_2) K_x, \tag{Б.19}$$

где $D_1 = V_u iT$, $D2 = V_u \big[\sum_{i=1}^{N} T_i - iT \big]$, $A = \gamma_0 \sigma_{su}^2 / P_s |h_{su}|^2$, $B = \gamma_0 \sigma_{ud}^2 / P_u \Omega_{ud}$ and

$$\begin{aligned} K_x = & \left(\frac{A(x_n - x_s)}{2D_1} \right) \left(erfc\left(\frac{AD_1}{2} \right) \right) + \left(\frac{2A(x_i - x_s)}{\sqrt{2} D_1} \right) \\ & \left(\exp\left(- \frac{AD_2}{2} \right) \right) + \left(\frac{B(x_N - x_i)}{D_2} \right) \left(erfc\left(\frac{AD_1}{2} \right) \right). \end{aligned} \tag{Б.20}$$

Следовательно, $\partial \mathcal{L}(x_i, y_i, h_i; \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4) / \partial x_i$ можно выразить как

$$\begin{aligned} & \left(- \frac{2A(x_n - x_s)}{D_1} \right) \exp(2AD_1) \exp(-BD_2) K_x + 2\lambda_2 (x_n - x_s) - 2\lambda_3 (x_N - x_n) \\ & - \lambda_4 \big[\underbrace{V (D_1)^{-3/2} (x_i - x_s)}_{W4} + W4_{(i-1)} (1 - K) \mu \big] = 0, \end{aligned} \tag{Б.21}$$

где $V = \eta|h_{su}|^2(\alpha P_{WPT} + P_s(1-\alpha)\beta)/(1-\beta)(1-\alpha)$. Далее ,$\frac{\partial P_{out}}{\partial y_i}$ можно выразить как

$$\frac{\partial P_{out}}{\partial y_i} = \left(- \frac{2A(y_i - y_s)}{D_1} \right) \exp(2AD_1) \exp(-BD_2) K_y, \tag{Б.22}$$

где

$$\begin{aligned} K_y = &\left(\frac{A(y_i - y_s)}{2D_1} \right) \left(erfc\left(\frac{AD_1}{2} \right) \right) + \left(\frac{2A(y_i - y_s)}{\sqrt{2}D_1} \right) \\ &\left(\exp\left(- \frac{AD_2}{2} \right) \right) + \left(\frac{B(y_N - y_i)}{D_2} \right) \left(erfc\left(\frac{AD_1}{2} \right) \right). \end{aligned} \tag{Б.23}$$

Тогда, $\partial \mathcal{L}(x_i, y_i, h_i; \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4)/\partial y_i$ можно записать как

$$\begin{aligned} &\left(- \frac{2A(y_i - y_s)}{D_1} \right) \exp(2AD_1) \exp(-BD_2) K_y + 2\lambda_2(y_i - y_s) - 2\lambda_3(y_N - y_i) \\ &- \lambda_4 \big[\underbrace{V(D_1)^{-3/2}(y_i - y_s)}_{W5} + W5_{(i-1)}(1-K)\mu \big] = 0. \end{aligned} \tag{Б.24}$$

Тогда , $\frac{\partial P_{out}}{\partial h_i}$ можно записать как

$$\frac{\partial P_{out}}{\partial h_i} = \left(- \frac{2A(h_i - h_s)}{D_1} \right) \exp(2AD_1) \exp(-BD_2) K_h, \tag{Б.25}$$

где

$$\begin{aligned} K_h = &\left(\frac{A(h_i - h_s)}{2D_1} \right) \left(erfc\left(\frac{AD_1}{2} \right) \right) + \left(\frac{2A(h_i - h_s)}{\sqrt{2}D_1} \right) \\ &\left(\exp\left(- \frac{AD_2}{2} \right) \right) + \left(\frac{B(h_N - h_i)}{D_2} \right) \left(erfc\left(\frac{AD_1}{2} \right) \right). \end{aligned} \tag{Б.26}$$

Таким образом, $\partial \mathcal{L}(x_i, y_i, h_i; \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4)/\partial h_i$ можно выразить как

$$\begin{aligned} &\left(- \frac{2A(h_i - h_s)}{D_1} \right) \exp(2AD_1) \exp(-BD_2) K_h + 2\lambda_2(h_i - h_s) - 2\lambda_3(h_N - h_i) \\ &- \lambda_4 \big[\underbrace{V(D_1)^{-3/2}(h_i - h_s)}_{W6} + W6_{(i-1)}(1-K)\mu \big] = 0. \end{aligned} \tag{Б.27}$$

$$\lambda_1 (\sqrt{(x_1 - x_s)^2 + (y_1 - y_s)^2 + (h_1 - h_s)^2} - V_u T_1) = 0. \tag{Б.28}$$

Решая уравнения (Б.19)-(Б.28), можно получить следующие значения для λ_1,λ_2,λ_3 и λ_4

$$\lambda_1 = [\gamma_0 \sigma_{ud}^2 (x_N - x_s)(y_N - y_s)(h_N - h_s)]/[\Omega_{ud} D_1^{3/2}], \tag{Б.29}$$

$$\lambda_2 = \exp\left(\frac{\gamma_0 \sigma_{su}^2 D_1}{P_s |h_{su}|^2} \right) \exp\left(- \frac{\gamma_0 \sigma_{ud}^2}{P_u \Omega_{ud}} \right)^{-1}, \tag{Б.30}$$

$$\lambda_3 = \frac{1}{2} \left[1 + \exp\left(\frac{-\gamma_0 \sigma_{su}^2}{\sqrt{2} D1} \right) \right], \tag{Б.31}$$

$$\lambda_4 = \frac{2\gamma_0 \sigma_{su}^2 (1-K)\mu((x_1 - x_s) + (y_1 - y_s) + (h_1 - h_s))}{D_1 P_s |h_{su}|^2}. \tag{Б.32}$$

Подставляя значения, полученные в (Б.29)-(Б.32), в (Б.21), (Б.24), (Б.27), (Б.28) и выполняя ряд манипуляций, мы можем получить следующее оптимальное решение для x_i

$$x_i^* = \frac{\gamma_0}{P_u} \exp\left(\frac{\gamma_0 \sigma_{su}^2}{P_s}\right)\left[\frac{\sigma_{ud}^2}{\Omega_{ud} D_2} + \frac{\sigma_{su}^2}{2D_1} + \frac{2\sigma_{su}^2}{\sqrt{2} D_1}\right]. \tag{Б.33}$$

Аналогичным образом, подставляя значения, полученные в (Б.29)-(Б.32), (Б.33) в (Б.21), (Б.24), (Б.27) и (Б.28), мы можем найти следующее

$$y_i^* = \frac{2\gamma_0 \sigma_{su}^2 (x_i^* - x_s)}{D_1}\left[\frac{\sigma_{ud}^2}{\Omega_{ud} D_2} - \exp\left(-\frac{D_1 \gamma_0 \sigma_{su}^2}{2P_u}\right)\right]. \tag{Б.34}$$

Тем не менее, относительно значений, полученных в (Б.33) и (Б.34), значение h_i^* становится равным или приближающимся к нулю, чтобы поддерживать низкую вероятность сбоя. Следовательно, значение h_i может быть задано как субоптимальное решение следующим образом: $h_i^* = \sqrt{D_1^2 - (x_i^* - x_s) - (y_i^* - y_s) - h_s}$.

Приложение B

Доказательства главы 3

B.1 Доказательство леммы 4

Давайте рассмотрим случайные величины X_1,X_2 и X_3, обозначающие квадраты амплитуд усиления каналов, представленные в (3.8), где $X_1 = |g_{u,m}|^4$, $X_2 = |h_{m,n}|^2$ и $X_3 = |h_{n,j}|^2$. В этой работе вероятность сбоя в пределах одного кластера определяется как вероятность того, что сквозное отношение сигнал/шум ме на БПЛА падает ниже желаемого порогового значения отношения сигнал/шум γ_2, которое может быть выражено как

$$P_r\left(\frac{a_1 X_1 X_2 X_3}{a_2 X_1 X_2 X_3 + a_3\sqrt{X_1}X_3 + \sqrt{X_1}\rho_u\sigma_u^2 + \sigma_u^2} \leq \gamma_2\right), \tag{B.1}$$

или эквивалентно

$$P_r\left(X_2 \leq \frac{\gamma_2 a_3\sqrt{X_1} + \gamma_2\sqrt{X_1}\rho_u\sigma_u^2 + \gamma_2\sigma_u^2}{X_1 X_3(a_1 - a_2\gamma_2)}\right), \tag{B.2}$$

в предположении $(a_1 - a_2\gamma_2 > 0)$, что осуществимо на практике [174]. Следовательно, вероятность выхода из строя кластера m, где $m = \{1,...,M\}$, может быть рассчитана как

$$P_{out}^m = \int_0^\infty \int_0^\infty F_{X_2}\left(\frac{\gamma_2 a_3\sqrt{X_1} + \gamma_2\sqrt{X_1}\rho_u\sigma_u^2 + \gamma_2\sigma_u^2}{X_1 X_3(a_1 - a_2\gamma_2)}\right) f_{X_1}(X_1) f_{X_3}(X_3) dX_1 dX_3, \tag{B.3}$$

где кумулятивная функция распределения $F_{X_2}(X_2)$ следует распределению Рэлея. Таким образом, функция плотности вероятности отношения сигнал/шум, распределенного по Рэлею, в кластерная головка может быть выражена как

$$F_{X_2}(X_2) = 1 - \exp\left(-\frac{X_2}{\Omega_{mn}}\right), \tag{B.4}$$

где $\Omega_{mn} = \mathbb{E}(X_2)$ обозначает среднее отношение сигнал/шум между сенсорные узлы и головка кластера. Точно так же функция плотности вероятности $f_{X_3}(X_3)$ представляет собой распределенное отношение сигнал/шум Накагами-м в сенсорные узлы и может быть выражена как

$$f_{X_3}(X_3) = \frac{X_3^{M-1} M^M \exp\left(-M X_3\right)}{\Gamma(M)\Omega_{nj}^M}, \tag{B.5}$$

где $\Omega_{nj}^M = \mathbb{E}(X_3)$ среднее отношение сигнал/шум канала между силовые маяки и сенсорные узлы. Так как каждый кластерная головка принимает несколько сигналов от SN во время второй части фазы I, случайная величина X_2 также может быть записана как $X_2 = \sum_{n=1}^{J-1} |h_{m,n}|^2$. Таким образом, сумма M числа распределенных случайных величин Рэлея

может быть выражена как случайная величина Накагами-m. процесс с параметром $m = M$ [174]. Функция плотности вероятности X_1 рассматривается как случайная величина с двойным Райсовским распределением , таким образом, отношение сигнал/шум на БПЛА может быть выражено как

$$f_{X_1}(X_1) = 2\sum_{p=0}^{\infty}\sum_{q=0}^{\infty}\frac{(1+K_m)^{(p+q+2)}K_m^{(p+q)}\exp(-2K_m)}{\Omega_{um}^{p+q+2}\Gamma(p+1)\Gamma(q+1)p!q!}X_1^{\frac{p+q}{2}}K_{(p-q)}\left(2\frac{(1+K_1)}{\Omega_{um}}\sqrt{X_1}\right), \tag{B.6}$$

где K_m обозначает райсовский K-фактор, который определяется как отношение мощности компонента прямой прицел к компоненту рассеяния, Ω_{um} обозначает среднее отношение сигнал/шум между кластерная головка и БПЛА, $K_v()$ представляет модифицированную функцию Бесселя v-го порядка для второго рода, а $\Gamma(x)$ обозначает полную гамма-функцию. Форма двойного интеграла в (Г.3) может быть дополнительно упрощена до формы единственного интеграла путем интегрирования по переменной X_3, которая может быть задана как

$$P_{out}^m = 1 - 4\sum_{p=0}^{\infty}\sum_{q=0}^{\infty}\frac{(1+K_i)^{(p+q+2)}K_i^{(p+q)}\exp(-2K_i)M^{\frac{M}{2}}}{\Omega_{um}^{p+q+2}\Omega_{n,j}^{M}\Omega_{hi}^{\frac{M}{2}}\Gamma(p+1)\Gamma(q+1)p!q!}\int_0^{\infty}\left(\frac{\gamma_2 a_3\sqrt{X_1}+\gamma_2\sqrt{X_1}\rho_u\sigma_u^2+\gamma_2\sigma_u^2}{X_1(a_1-a_2\gamma_2)}\right)^{\frac{M}{2}}$$
$$\times X_1^{\frac{p+q}{2}}K_M\left(2\sqrt{\left(\frac{\gamma_2 a_3\sqrt{X_1}+\gamma_2\sqrt{X_1}\rho_u\sigma_u^2+\gamma_2\sigma_u^2}{X_1(a_1-a_2\gamma_2)\Omega_{um}}M\right)}\right)K_{(p-q)}\left(2\frac{(1+K_1)}{\Omega_{um}}\sqrt{X_1}\right)dX_1. \tag{B.7}$$

Однако, насколько известно авторам, этот интеграл не может быть далее упрощен до выражения в замкнутой форме. Таким образом, мы применяем приближение Лапласа к форме двойного интеграла в (Г.3) как

$$\int_0^{\infty}\int_0^{\infty}f_1(X_1,X_3)\exp\left(-\lambda f_2(X_1,X_3)\right)dX_1dX_3 = \frac{2\pi}{\lambda}\frac{f_1(X_1(0),X_3(0))}{\sqrt{|det(H)|}}\exp\left(-\lambda f_2(X_1(0),X_3(0))\right). \tag{B.8}$$

где $X_1(0)$ и $X_3(0)$ считаются положительными действительными значениями, полученными из системы:

$$\frac{d(f_1(X_1,X_3))}{dX_1} = 0, \frac{d(f_1(X_1,X_3))}{dX_3} = 0, \tag{B.9}$$

а H обозначает матрицу Гессе функции $f_1(X_1,X_3)$ в точках X_1 и X_3 в точках $X_1(0)$ и $X_3(0)$. Затем, подставив матрицу Гессе функции $f_1(X_1,X_3)$ в (Г.8) и учитывая (Г.9), окончательное выражение в закрытой форме для вероятности выхода из строя в БПЛА после получения данных от кластерная головка в кластере m может быть выражается как

$$P_{out}^m = 1 - 2\sum_{p=0}^{\infty}\frac{(1+K_m)^{\frac{p+1}{2}}K_m^p\exp(-K_m)}{\Omega_{um}\Gamma(p+1)p!}\times \left(\frac{a_3^m\gamma_2}{(a_1^m-a_2^m\gamma_2)\Omega_{n,m}}\right)^{\frac{p-1}{2}}K_{(p-1)}\left(2\sqrt{\frac{(1+K_m))a_3^m}{(a_1^m-a_2^m\gamma_2)\Omega_{um}\Omega_{mn}}}\right). \tag{B.10}$$

Приложение Г

Доказательства главы 4

Г.1 Доказательство леммы 5

Подробное доказательство уравнения (4.15) приводится в этом разделе. Чтобы иметь закрытое выражение для вероятности сбоя с учетом (4.14), мы фиксируем X_1 на некотором значении x_1 и получаем вероятность сбоя относительно x_1. Затем считается, что среднее значение функции получения в терминах x_1 относительно распределения X_1 приобретает выражение в замкнутой форме для вероятности сбоя в S_1. Таким образом, (4.14) можно переписать в виде

$$P_{out} = \int_0^{\infty} \gamma_0 (C_4 x_1 + c_3 x_1 + c_2) f_{X_1}(x_1) dx_1. \tag{Г.1}$$

Теперь (Г.1) можно переписать

$$\begin{aligned} p_{out} = 1 - \mu_1 e^{-2K} \int_0^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{l} \frac{(\mu_2 \gamma_o)^m K^{l+k}}{(k!)^2 m! l!} (c_4 x_1 + c_3 x_1 + c_2)^m \times \\ e^{-\mu_2 \gamma_0 (c_4 x_1 + c_3 x_1 + c_2)} (\mu_1 x_1)^k e^{-\mu_1 x_1} dx_1. \end{aligned} \tag{Г.2}$$

Тогда, имея $\mu_3 = \mu_1 e^{2K} e^{-c_2 \mu_2 \gamma_0}$ и применяя функцию массы вероятности с биномиальным коэффициентом, мы можем получить

$$\begin{aligned} P_{out} = \mu_3 \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{l} \sum_{n=0}^{m} \sum_{p=0}^{n} \underbrace{\frac{K^{l+k} \mu_1^k \mu_2^m \gamma_0^m c_4^{m-n} c_3^{n-p} c_2^p}{(k!)^2 l! p! (m-n)! (n-p)!}}_{V_1} \\ \times \underbrace{\int_0^{\infty} x_1^{m-2n+k+p} e^{-(\mu_1 + c_4 \mu_2 \gamma_0) x_1 - \mu_2 \gamma_0 c_3 x_1} dx_1}_{V_2}, \end{aligned} \tag{Г.3}$$

где, используя (8.321.1) в [175], V_2 можно представить как полную гамма-функцию, таким образом, (Г.3) может быть выражено как

$$\begin{aligned} P_{out} = & \mu_3 \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{l} \sum_{n=0}^{m} \sum_{p=0}^{n} V_1 \Gamma(1 + k + m - 2n + p) \\ & (\mu_1 + \mu_2 \gamma_0 (c_4 + c_3))^{-l-k-m-2n-p}, \end{aligned} \tag{Г.4}$$

здесь только если $(k+m-2n+p) > 1$ && $\mu_1+\mu_2\gamma_0(c_4+c_3) > 0$. Таким образом, полагая $\hat{\mu_3} = \mu_1 + c_4\mu_2\gamma_0$ и учитывая уравнение (3.471.9) в [175], а Замкнутое выражение для вероятности выхода из строя получается как в (4.15).

Г.2 Доказательство раздела 4.2.3

Среднее значение AoI в (4.25) зависит от $E[T_i^W]$ и $E[T_i^S]$. Следовательно, учитывая (4.20) и (4.21),$E[T_i^W]$ может быть получено как

$$E[T_i^W] = \sum_{m=0}^{\infty} P_{out}^m(1-P_{out})(m+1)E[T_i^S] = \frac{T^S}{1-P_{out}}. \tag{Г.5}$$

Учитывая (Г.5), второй порядок $E[(T_i^W)^2]$ можно вычислить как

$$E[(T_i^W)^2] = \sum_{m=0}^{\infty} E[(m+1)^2(1-P_{out})P_{out}^m](1-P_{out})E[(T_i^S)^2]\frac{P_{out}+1}{1-P_{out}^3} = \frac{(T^S)^2(P_{out}+1)}{1-P_{out}^2}. \tag{Г.6}$$

Применяя (Г.5) и (Г.6) к 4.25, мы можем получить выражение в замкнутой форме для среднего по времени AoI, как в (4.26).

Г.3 Доказательство леммы 6

Ниже приведены проанализированные условия для получения допустимого решения.

Случай-I: $\lambda_1 = 0 \rightarrow N(\rho,\beta) \neq 0$; $\lambda_2 \neq 0 \rightarrow O(\rho,\beta) = 0$, где $N = (2^{R-1} - \gamma_r)$ и $O = (2^{R-1} - \gamma_{S_1})$. Этот случай неприемлем, поскольку $\frac{1}{2}(\log_2(1+\gamma_{S_1})) \neq 0$.
Случай-II: $\lambda_1 \neq 0 \rightarrow N(\rho,\beta) = 0$; $\lambda_2 = 0 \rightarrow O(\rho,\beta) \neq 0$, где $N = (2^{R-1} - \gamma_r)$ и $O = (2^{R-1} - \gamma_{S_1})$. Этот случай неприемлем, поскольку $\frac{1}{2}(\log_2(1+\gamma_r)) \neq 0$.
Случай-III: $\lambda_1 = 0 \rightarrow N(\rho,\beta) \neq 0$; $\lambda_2 = 0 \rightarrow O(\rho,\beta) \neq 0$, где $N = (2^{R-1} - \gamma_r)$ и $O = (2^{R-1} - \gamma_{S_1})$. Этот случай неприемлем, поскольку $[N(\rho,\beta), O(\rho,\beta)] > 0$.
Случай-IV:$\lambda_1 \neq 0 \rightarrow N(\rho,\beta) = 0; \lambda_2 \neq 0 \rightarrow)(\rho,\beta) = 0]$, $\lambda_3 = 0$, $\lambda_4 = 0$, получаем следующее

$$\begin{aligned} &\lambda_1\left[\frac{2\pi_0\Omega}{(-2+\pi_0(\rho-1)(\Omega(\kappa_1^2+\kappa_2^2))+\Psi(1+\kappa_1^2+\kappa_2^2))}\right] \\ &-\lambda_2\left[\frac{\pi_0^2\beta^4\eta(P_R(2\rho\beta^2-\beta^2)\sigma^2\Omega\Psi(1+\pi_0^2\rho\eta(P_R)\sigma^2\Omega k_1))}{\beta^2+\pi_0^2\sigma^2+\Omega(2\beta^3\rho\eta(P_R)+k_2+k_3)}\right]+\frac{\partial M}{\partial\beta}=0, \end{aligned} \tag{Г.7}$$

где $M = \frac{1}{2}(\log_2(1+\gamma_{S_1}))$, $k_1 = 2\beta + \kappa_{2_{+\kappa_2^2}}$, $k_2 = \kappa_1^2(\eta(p_R)\beta^2(\rho-1)\rho\Psi + \beta^2\rho\eta(P_r))$ и $k_3 = \beta^2(\eta(p_R)\beta^2(\rho-1)\rho\Psi(1+\kappa_1^2+\kappa_2^2)$.

$$\lambda_2\left[\frac{\eta(P_(R))\rho\beta^2[(2\pi_0^2\beta^2\eta(P_R)\rho - \sigma^2\Psi\Omega)(\beta+(\rho-1)\rho\Psi\kappa_1^2)]}{(\beta^2+\pi_0\sigma^2\Omega^2(2\beta^3\rho\eta(P_R)+\kappa_1^2k_2+k_2+k_3))^2}\right] - \frac{\partial M}{\partial\beta} = 0. \tag{Г.8}$$

Применяя (4.8) к (Г.7) и (Г.8) и учитывая дополнительные выражения для нестационарности (4.28) и упрощая (Г.7) и (Г.8), получаем

$$\lambda_2 = \frac{\beta^2+\pi_0^2\sigma^2\Omega(2\beta^3\rho\eta_(P_R)+B_1+B_2+B_3)}{2\beta^2+\pi_0^2\sigma^2\Omega(k_3-B_3-B_4(\kappa_1^2+\beta^2(1+\kappa_2)^2))}, \tag{Г.9}$$

$$\lambda_1 = \frac{B_6+\log_2[1+\frac{B_5}{1+(B_1+B_2-B_5)}]}{a\Omega^2\pi_0[2+B_1+B_2+B_3]+\beta^2}, \tag{Г.10}$$

где $B_1 = \beta^2\rho - B_4\kappa_1^2$, $B_2 = \beta^2\kappa_2^2(\rho\eta(P_R)-B_4)$, $B_3 = \beta^2B_4(1+\kappa_1^2+\kappa_2^2)$, $B_4 = e^{\frac{-\mu P(\Psi+\Omega)}{-\mu P(\Psi+\Omega)-\omega}}\beta^2\rho(1-\rho)\Psi$, $B_5 = \beta^2\rho\eta(P_R) - B_4\kappa_1^2$, $B_6 = \frac{B_7}{1+(2\beta+\kappa_1^2+\kappa_2^2)-\kappa_1^2+\beta^2(1+\kappa_2^2)}$ and $B_7 = (\beta^4[1+2\beta+\kappa_1^2+\kappa_2^2])(1-2(\Omega(\kappa_1^2+\kappa_2^2))+\Psi(1+\kappa_1^2+\kappa_2^2))$.

Подставляя (Г.9) и (Г.10) в (Г.7) и (Г.8) с учетом (4.9),(4.11),(4.12) и (P5.1) целевой функции, после серии математических манипуляций оптимальные ρ^* и β^* можно получить, как в (4.29) и (4.30).

Приложение Д

Доказательства главы 5

Д.1 Доказательство леммы 7

Соответствующее лагранжево выражение (P6.1) можно записать как

$$\mathcal{L}(\rho,\tau;\lambda_1,\lambda_2,\lambda_3,\lambda_4) = M(\rho,\tau) - \lambda_1 N(\rho,\tau) - \lambda_2 O(\rho,\tau) - \lambda_3 P(\rho,\tau) - \lambda_4 Q(\rho,\tau), \tag{Д.1}$$

где $M = \left(\frac{T(1-\tau)}{I}\right) B\log_2(1+\gamma_i)$, $N = M - \tau T(R_u + (\delta r_0)) \leq 0$, $O = (TP_u^{\star} - E_u) \leq 0$, $P = (\rho - 1) \leq 0$ and $Q = (\tau - 1) \leq 0$. Чтобы удовлетворить условию локальной оптимальности $\nabla\mathcal{L}(\rho,\tau;\lambda_1,\lambda_2,\lambda_3,\lambda_4) = 0$, уравнения можно записать в виде

$$\frac{\partial\mathcal{L}(\rho,\tau;\lambda_1,\lambda_2,\lambda_3,\lambda_4)}{\partial\rho} = \frac{\partial M}{\partial\rho} - \frac{\partial\lambda_1 N}{\partial\rho} - \frac{\partial\lambda_2 O}{\partial\rho} - \frac{\partial\lambda_3 P}{\partial\rho} - \frac{\partial\lambda_4 Q}{\partial\rho} = 0, \tag{Д.2}$$

$$\frac{\partial\mathcal{L}(\rho,\tau;\lambda_1,\lambda_2,\lambda_3,\lambda_4)}{\partial\tau} = \frac{\partial M}{\partial\tau} - \frac{\partial\lambda_1 N}{\partial\tau} - \frac{\partial\lambda_2 O}{\partial\tau} - \frac{\partial\lambda_3 P}{\partial\tau} - \frac{\partial\lambda_4 Q}{\partial\tau} = 0. \tag{Д.3}$$

Дополнительное выражение нежесткости условий выполнимости, приведенное в (Д.1), можно записать как $\lambda_1 N(\rho,\tau) = \lambda_2 O(\rho,\tau) = \lambda_3 P(\rho,\tau) = \lambda_4 Q(\rho,\tau) = 0$. Условия для неотрицательности можно представить как $\rho,\tau,\lambda_1,\lambda_2,\lambda_3,\lambda_4 \geq 0$. Ниже приведены возможные допустимые условия ККТ для соответствующего лагранжиана. Все другие условия ККТ невозможны из-за его противоречивого поведения по сравнению с предлагаемой схемой энергоэффективного кэширования.

Условия: $\lambda_1 \neq 0 \Rightarrow \left(\frac{T(1-\tau)}{I}\right) B\log_2(1+\gamma_i) - \tau T(R_u + (\delta r_0)) = 0; \lambda_2 \neq 0 \Rightarrow (P_u^{\star} - E_u) = 0$. Следовательно, используя (Д.2), можно получить следующие уравнения.

$$-\frac{P_s\eta\tau T h_{su}^2 h_i^2}{\sigma^2\log_2(1+\gamma_i)} - \lambda_1\frac{P_s\eta\tau T h_{su}^2 h_i^2}{\sigma^2\log_2(1+\gamma_i)} - \lambda_2\frac{IP_s\eta\tau h_{su}^2}{(1-\tau)} = 0, \tag{Д.4}$$

$$-\left(\frac{ITB\log_2(1+\gamma_i)}{\log(2)} - \frac{I^2BTP_s\eta\rho h_{su}^2 h_i^2(1+\frac{\tau}{(1-\tau)})}{\sigma^2\log_2(1+\gamma_i)}\right) - \lambda_1\left(\frac{ITB\log_2(1+\gamma_i)}{\log(2)}\right.$$
$$\left. - \frac{I^2P_sBT\eta\rho h_{su}^2 h_i^2(1+\frac{\tau}{(1-\tau)})}{\sigma^2\log_2(1+\gamma_i)} - \frac{TB\log_2(1+\gamma_u)}{\log(2)} + T\delta r_0\right) - \lambda_2\left(\frac{IP_s\eta\rho h_{su}^2}{(1-\tau)}(1+\frac{\tau}{1-\tau})\right) = 0, \tag{Д.5}$$

$$P_s\eta\tau\rho h_{su}^2\left(\frac{I}{(1-\tau)-1}\right) = 0, \tag{Д.6}$$

$$\frac{T(1-\tau)}{I}B\log_2(1+\gamma_i) - T\tau(B\log_2(1+\gamma_{su}) + \delta r_0) = 0. \tag{Д.7}$$

Учитывая (Д.4) и (Д.5), λ_1 and λ_2 могут быть выражены как

$$\lambda_1 = \frac{(\tau-1)\ln(2)^2 h_i^2(-x_1-x_2)}{\sigma^2 B\log_2(1+\gamma_i)(x_2(1+\ln(2))+x_1+x_3)}, \tag{Д.8}$$

$$\lambda_2 = \frac{x_1+x_2}{x_2(1+\ln(2))+x_1x_3}, \tag{Д.9}$$

где $x_1 = \sigma^2(\tau-1)B\log_2(1+\gamma_i)^2$, $x_2 = I\rho\eta P_s\ln(2)^3 h_{su}^2 h_i^2$ and $x_3 = (1+I)B\log_2(1+\gamma_i)+I\ln(2)^2\delta r_0$. Тогда, используя (Д.8) (Д.9) в (Д.4) (Д.5) с учетом (Д.6)(Д.7), оптимальные решения для ρ и τ могут быть дан как

$$\rho^* = \frac{(1-\tau)P_s\psi}{I\eta(P_s * h_{su}^2+\sigma^2)}; \quad \tau^* = \frac{ITB\log_2(1+\gamma_i)a_2}{ITB\log_2(1+\gamma_i)a_2+a_3}, \tag{Д.10}$$

где $a_2 = \eta(P_s h_{su}^2+\sigma^2)$ и $a_3 = B\log_2(1+\gamma_u+\delta\ln(2)r_0)$.

Приложение E

Акт о внедрении результатов

SLTC | SRI LANKA TECHNOLOGICAL CAMPUS
ශ්‍රී ලංකා තාක්ෂණික විශ්වවිද්‍යාලය
இலங்கை தொழில்நுட்ப பல்கலைக்கழகம்

"Approve"

Director International Affairs & Research
Sri Lanka Technological Campus, Sri Lanka
Dr. Nanda Gunawardena, PhD
2nd July 2021

Act

on the implementation of the results of the dissertation work for the degree of PhD of **Ponnimbaduge Perera Tharindu Dilshan** "*Analysis and resource optimization of resource allocation in wireless information and power transfer enabled wireless communication networks*"

A commission consisting of representatives of the "Center for Telecommunication Research Group, School of Post-Graduate Research, Sri Lanka Technological Campus, Sri Lanka":

Samikkannu Rajkumar, PhD	-	Research Scientist, Center for Telecommunication Research Group
Valmik Thiwari, PhD	-	Research Scientist, Center for Telecommunication Research Group

We have drawn up this act stating that the scientific results obtained by **Ponnimbaduge Perera Tharindu Dilshan,** namely:

- Mathematical formulation & model of Age of Information (AoI) performance metric and AoI optimization algorithm developed
- Theoretical frame work developed for cache-aided simultaneous wireless information and power transfer enabled UAV-assisted cooperative communication network

are used as a theoretical foundations for the research works in next-generation wireless communications developed and designed by our Center for Telecommunication Research Group.

Members of the Commission:

Samikkannu Rajkumar, PhD

_____
Signature

Valmik Tiwari, PhD

_____
Signature

MAIN CAMPUS:
Ingiriya Road, Meepe,
Padukka, Sri Lanka.
CITY CAMPUS:
Bay 06, TRACE Expert City,
Colombo 10, Sri Lanka.
+94 11 2 100 500
info@sltc.ac.lk
www.sltc.ac.lk

«УТВЕРЖДАЮ»
Директор по Международным делам и исследованиям
Технологический кампус Шри-Ланки (SLTC), Шри-Ланка
Нанда Гунавардена, PhD
«2» июля 2021 г.

Акт

о внедрении результатов диссертационной работы на соискание ученой степени кандидата технических наук Поннимбадуге Перера Таринду Дилшан «Анализ и оптимизация распределения ресурсов в беспроводных сетях для передачи информации и энергии»

Комиссия в составе представителей Исследовательская группа Центра телекоммуникаций, Школа последипломных исследований, Технологический кампус Шри-Ланки, Шри-Ланка:

Самикканну Раджкумар, PhD	-	Научный сотрудник, Исследовательская группа Центра телекоммуникаций
Вальмик Тивари, PhD	-	Научный сотрудник, Исследовательская группа Центра телекоммуникаций

составила настоящий акт о том, что научные результаты, полученные Поннимбадуге Перера Таринду Дилша, а именно:

- Разработана математическая формулировка и модель показателя производительности AoI (возраст информации) и алгоритма оптимизации AoI (возраст информации)
- Теоретическая основа, разработанная для одновременной беспроводной передачи информации и мощности с поддержкой кэширования с поддержкой совместной сети связи с использованием беспилотных летательных аппаратовиспользуются для разработки прототипа связи с БПЛА для приложения smart grid, разработанного нашей компанией.

Члены комиссии:

Самикканну Раджкумар, PhD

_____
Подпись

Вальмик Тивари, PhD

_____
Подпись

INERGE
inct de energia elétrica

"Approved"
Director of INERGE
Brazilian Institute of Science and Technology for Electric Energy
Faculdade de Engenharia
Campus Universitário – Plataforma 5, Galpão 3 – sala 217
Rua José Lourenço Kelmer, s/n – São Pedro, CEP: 36036-900 – Juiz de Fora MG, Brazil

30th July 2021

Act

on the implementation of the results of the dissertation work for the degree of Candidate of Technical Sciences of **Ponnimbaduge Perera Tharindu Dilshan** "*Analysis and resource optimization of resource allocation in wireless information and power transfer enabled wireless communication networks*"

A commission consisting of representatives of the "INERGE - Brazilian Institute of Science and Technology for Electric Energy, Brazil":

Prof. Moisés Vidal Ribeiro	-	Director/ INERGE
Prof. Edimar José de Oliveira	-	Steering Committee/INERGE

We have drawn up this act stating that the scientific results obtained by **Ponnimbaduge Perera Tharindu Dilshan,** namely:

- Novel unified energy harvesting scheme consists radio frequency energy harvesting techniques, i.e., wireless power transmission (WPT), simultaneous wireless information and power transfer (SWIPT), and self-interference based energy harvesting (SI-EH)
- Iterative hard-thresholding assisted successive-convex optimization based trajectory planning algorithm for UAV communications

are useful for the UAV assisted communication prototype development for smart grid applications designed by our institute.

Members of the Commission:
Prof. Moisés Vidal Ribeiro
(member 1) Signature

Prof. Edimar José de Oliveira
(member 2) Signature

Address: Galpão do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Faculdade de Engenharia,
Universidade Federal de Juiz de Fora
Campus Universitário – Plataforma 5, Galpão 3 – sala 217
Rua José Lourenço Kelmer, s/n – São Pedro, Zip Code: 36036-900 – Juiz de Fora MG, Brazil
Tel: +55 32 2102 3485
e-mail: contato.inerge@engenharia.ufjf.br