ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ «Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского»

На правах рукописи

1 g

Купцов Виталий Владимирович

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ ОЦЕНИВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК НЕСТАЦИОНАРНЫХ КАНАЛОВ МОБИЛЬНЫХ ПОЛЬЗОВАТЕЛЕЙ В СИСТЕМАХ СОТОВОЙ СВЯЗИ 5-ГО ПОКОЛЕНИЯ

1.3.4 – Радиофизика

Диссертация на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук

> Научный руководитель: Доктор физико-математических наук, профессор Мальцев А.А.

Нижний Новгород – 2022

оглавление

| Введение |
|---|
| ГЛАВА 1 Алгоритмы восстановления полной канальной матрицы в системах |
| связи, использующих гибридные диаграммообразующие схемы 17 |
| 1.1 Оценка канала в системах связи нового поколения 17 |
| 1.2 Схемы формирования диаграмм направленности в многоэлементных |
| антенных решетках 22 |
| 1.3 Итеративный алгоритм восстановления полной канальной матрицы в |
| системах с цифро-аналоговым (гибридным) формированием диаграммы |
| направленности |
| 1.4 Алгоритмы предсказания коэффициентов разложения канальной матрицы |
| в ортогональных базисах |
| 1.5 Результаты компьютерного моделирования |
| 1.6 Заключение по первой главе 47 |
| ГЛАВА 2 Параметрический алгоритм предсказания канала для |
| высокомобильных пользователей систем сотовой связи 5-го поколения |
| 2.1 Применение алгоритмов предсказания в LTE системах связи |
| 2.2 Корреляционный подход к предсказанию канальных коэффициентов 52 |
| 2.3 Параметрический алгоритм предсказания канальных коэффициентов 53 |
| 2.4 Оценка параметров детерминистской модели канальных коэффициентов 59 |
| 2.5 Метод дополнительной пространственной фильтрации 62 |

| 2.6 Результаты компьютерного моделирования |
|--|
| 2.6.1 Сравнение эффективности корреляционного подхода к предсказанию |
| канала и разработанного параметрического алгоритма |
| 2.6.2 Оценка эффективности параметрического алгоритма предсказания с |
| использованием метода пространственной фильтрации 73 |
| 2.6.3 Оценка эффективности параметрического алгоритма в условиях |
| квазидетерминированной модели канала75 |
| 2.7 Заключение по второй главе |
| ГЛАВА 3 Параметрический алгоритм предсказания канала с использованием |
| корневого метода минимального многочлена |
| 3.1 Метод минимального многочлена |
| 3.1.1 Детерминистическое приближение |
| 3.1.2 Статистическое приближение |
| 3.2 Результаты компьютерного моделирования |
| 3.2.1 Сравнение эффективности параметрического алгоритма |
| предсказания с корневым методом минимального многочлена и алгоритма |
| предсказания на основе корреляционного подхода |
| 3.2.2 Сравнение эффективности параметрического алгоритма |
| предсказания с использованием корневого метода минимального многочлена |
| и с использованием метода Кейпона91 |
| 3.2.3 Сравнение эффективности параметрического алгоритма |
| предсказания с использованием корневого метода минимального многочлена |
| и с использованием метода Root MUSIC94 |
| 3.3 Заключение по третьей главе |
| Заключение |

| Список используемых источников1 | .00 |
|---------------------------------|-----|
|---------------------------------|-----|

Введение

Актуальность темы диссертационной работы

В настоящее время происходит стремительное развитие систем беспроводной связи и беспроводных технологий. Высокие требования к скорости передачи данных в таких системах диктуют необходимость внедрения алгоритмов обработки сигналов, обеспечивающих высокое качество связи и достижение максимально возможной пропускной способности.

Для выполнения данных задач в современных системах связи широко используются многоэлементные антенные решетки с технологией massive MIMO (Multiple Input Multiple Output) [1-11], которые позволяют за счет оптимального формирования диаграмм направленности осуществить параллельную передачу данных по нескольким пространственным каналам одновременно и тем самым существенно повысить общую пропускную способность системы связи. Помимо этого, наличие большого числа антенных элементов позволяет лучшим образом подстраивать диаграмму направленности В условиях многолучевого распространения радиосигнала, характерного для городских типов застройки, за счет большего количества степеней свободы. Использование многоэлементных антенн позволяет также более эффективно с точки зрения общей пропускной способности системы осуществлять планирование и распределение частотновременных ресурсов, доступных в системе связи.

Однако для эффективного формирования диаграмм направленности многоэлементных антенн необходимо иметь достоверную информацию о канальной матрице (импульсных или частотных характеристиках на каждом из антенных элементов). Необходимость высокоэффективной оценки характеристик канала особенно остро проявляется для пользователей с высокой мобильностью в современных системах связи 5-го поколения. В связи с быстрым перемещением пользователей оценка канала быстро устаревает, что в свою очередь ведет к существенной деградации качества связи и уменьшению скорости передачи данных в системе [12-21]. Поэтому задача создания новых методов и алгоритмов

оценивания характеристик канала мобильных пользователей в современных системах сотовой связи в настоящее время становится особенно актуальной.

Настоящая диссертационная работа посвящена созданию новых методов и алгоритмов оценивания характеристик канала мобильных пользователей в современных LTE (Long Term Evolution) [22, 23] и 5G NR (5-th Generation New Radio) [24] системах сотовой связи, использующих многоэлементные антенные решетки с цифровым И цифро-аналоговым формированием диаграммы направленности. Важность выбранной темы диссертации подтверждается не большим объемом публикаций только в научно-технических изданиях, посвященных этому вопросу, но также активной работой проводимой в данном направлении во всех ведущих компаниях-производителях коммуникационного оборудования (Huawei, Samsung, Apple, Intel, LG, Ericson, Nokia и др.).

Степень разработанности темы диссертационной работы

Наиболее эффективным образом управление диаграммой направленности многоэлементной антенной системы осуществляется путем использования цифровых антенных решёток. При реализации цифровой схемы управления диаграммой направленности антенной решётки сигнал, излучаемый каждым антенным элементом, формируется независимо в цифровом виде путём умножения передаваемого сигнала на соответствующий элемент цифрового диаграммообразующего вектора. Аналогично при осуществлении приёма, сигналы с каждого антенного элемента оцифровываются независимо, умножаются на элементы диаграммообразующего вектора и суммируются. Таким образом, аналого-цифровых и применяемых в системе цифро-аналоговых число преобразователей (АЦП, ЦАП) при таком подходе равняется числу элементов антенной решётки, которое в современных МІМО системах связи достигает нескольких сотен.

Цифровая схема управления антенной решёткой отличается высокой гибкостью при настройке диаграммы направленности, так как позволяет задавать произвольные амплитудно-фазовые соотношения между элементами в цифровом

виде с точностью ограниченной лишь разрядностью АЦП/ЦАП. Однако реализация подобной схемы, особенно в случае многоэлементных антенных решеток, требует существенных аппаратных и вычислительных ресурсов, что конечную существенно увеличивает стоимость системы И уровень энергопотребления. Аппаратные затраты вызваны тем, что на каждый элемент антенной решетки необходим отдельный радиочастотный (PY) тракт с АЦП/ЦАП. Также следует отметить, что для функционирования данной системы необходимо проводить оценку канала между всеми элементами передающих и приемных антенн, а данная процедура требует значительных дополнительных частотно-временных ресурсов, что очевидно снижает производительность системы связи.

Обеспечить высокую гибкость системы при меньших аппаратных, вычислительных и денежных затратах, можно путём создания комбинированной цифро-аналоговой (гибридной) схемы управления диаграммой направленности [25-27]. Гибридная схема управления включает в себя последовательное применение к передаваемому/принимаемому сигналу диаграммообразующих векторов в цифровой и аналоговой областях. При этом число аналоговых фазовращателей больше либо равно числу элементов антенной решётки, а количество АЦП/ЦАП значительно меньше. В связи с явными преимуществами комбинированной схемы управления диаграммой направленности, она получает всё большее распространение в современных системах связи [28-31].

Для систем связи с гибридной цифро-аналоговой схемой управления диаграммой направленности задача формирования диаграммообразующего вектора разбивается на две подзадачи: выбор аналоговых весовых коэффициентов и выбор цифровых весовых коэффициентов. Существует ряд известных алгоритмов выбора цифровых и аналоговых весовых коэффициентов [32-35]. При этом выбор оптимального комбинированного диаграммообразующего вектора теоретически возможен, только если известны канальные коэффициенты для всех элементов антенных решёток приемника и передатчика. В работе [32] предложен метод последовательной аппроксимации на основе совместного применения к

аналоговой и цифровой частям антенной решетки критерия, минимизирующего потери информации на каждом этапе. В работе [36] предложен алгоритм восстановления канала, основанный на двухмерной пространственной интерполяции. Иной подход исследован в [34]. Этот подход базируется на представлении канальной матрицы в некотором базисе диаграммообразующих векторов (кодовой книги), отбор которых осуществляет пользователь. Данный метод требует дополнительной загрузки служебного канала обратной связи от приемника к передатчику для осуществления процедуры отбора векторов кодовой книги.

В связи с вышеизложенным особенно актуальной становится задача разработки эффективных универсальных алгоритмов оценивания полной канальной матрицы для систем связи, использующих гибридные антенные решетки, которые могли бы быть использованы в различных современных стандартах беспроводной связи и не требовали дополнительных частотных и временных ресурсов.

Другим важным аспектом работы систем связи LTE и 5G NR в городских условиях является эффективное обслуживание высокомобильных пользователей. К числу таковых относятся пользователи, передвигающиеся на различных транспортных средствах: велосипедах, автомобилях, наземном общественном транспорте. Характерный для них диапазон скоростей составляет 10 – 60 км/ч.

Качество обслуживания таких абонентов в системе значительно зависит от точности и актуальности информации о характеристиках нисходящего канала связи между базовой станцией и пользователем. Оценка данных характеристик при работе системы связи в режиме временного разделения восходящего и нисходящего каналов TDD (Time Division Duplex) производится на основе пилотных сигналов SRS (Sounding Reference Signal), периодически передаваемых пользовательским устройством по восходящему каналу связи [22, 23, 37]. Период пилотных сигналов определяется структурой кадра TDD и не может быть меньше 5 мс [22, 23, 37]. Информация о характеристиках канала устаревает на интервале между двумя последовательными SRS тем быстрее, чем выше скорость

пользователей. И как следствие, данный процесс оказывает существенное влияние на качество связи высокомобильных пользователей. Различие между актуальной информацией о канале и информацией, оценённой на основе SRS, особенно критично для MU-MIMO (Multi User – Multiple Input Multiple Output) [38, 39] режима работы системы связи, когда передача данных нескольким пользователям осуществляется одновременно в рамках одного или нескольких общих частотновременных ресурсных блоков PRB (Physical Resource Block). Поскольку в режиме MU-MIMO подобное различие приводит к неточному формированию базовой станцией диаграммообразующих векторов, ошибкам при выборе схем модуляции и кодирования MCS (Modulation and Coding Scheme), неэффективной группировке пользователей для пространственного разделения, уменьшению усиления антенны при передаче данных и, что особенно важно, к увеличению межпользовательской интерференции. Всё это в конечном итоге приводит к существенному уменьшению производительности системы связи и общей скорости передачи данных [20].

Одним из способов решения описанной проблемы является применение для оценки характеристик быстро меняющихся каналов алгоритмов предсказания, которые используются в области цифровой обработки сигналов.

Примем за единицу времени (целый шаг) интервал между двумя последовательными SRS сигналами, когда значение канальных коэффициентов может быть измерено непосредственно [22, 40]. Для повышения точности оценивания канальных коэффициентов целесообразно применять алгоритмы предсказания. Известен ряд работ, посвященных исследованию различных алгоритмов предсказания характеристик канала. Так, например, в [14] описан алгоритм предсказания на основе фильтра Винера, в [16] проведен сравнительный анализ нескольких методов предсказания, в том числе на основе фильтра Калмана. Однако предсказание в данных работах осуществляется на целый шаг. В то же время очевидно, что наиболее эффективным было бы предсказание канала на момент передачи данных от базовой станции к пользователю, то есть в произвольный момент времени между SRS сигналами. В рамках классической задачи это требует прогнозирования значений случайной последовательности на дробный шаг.

Очевидно, что традиционные хорошо известные методы предсказания случайных последовательностей на целое число шагов в данном случае не применимы. Задача предсказания на дробный шаг не является тривиальной и требует сочетания техник предсказания и интерполяции. В известной работе [41] алгоритм линейного предсказания, основанный рассмотрен на автокорреляционных свойствах сигнала И интерполяционной формуле Уиттекера – Шеннона. Данный подход является оптимальным при условии стационарности случайного процесса, описывающего изменения канальных коэффициентов во времени. Однако реализация данного алгоритма на практике требует существенных аппаратных затрат и длительного времени наблюдения для точной оценки корреляционных характеристик канала связи. При этом условие на стационарность канальных коэффициентов не всегда выполняется.

Основываясь на вышесказанном, можно заключить, что в настоящее время особенно актуальной является задача разработки и создания эффективных практических алгоритмов предсказания канальных коэффициентов элементов антенных решеток для произвольного момента времени, которые могли бы быть применимы в современных системах связи нового поколения.

С целью преодоления возникающих при реализации корреляционного подхода трудностей и нахождения более точного решения задачи предсказания канала с учетом специфики многолучевого распространения сигналов В настоящей работе было предложено использовать параметрические алгоритмы предсказания канальных коэффициентов. Данные алгоритмы основаны на изменений канальных коэффициентов представлении модели В виде суперпозиции гармонических составляющих, связанных с различными путями распространения сигналов, И использовании сверхразрешающих методов спектрального анализа для оценки параметров предложенной модели.

Цель диссертационной работы

Целью работы является разработка методов восстановления канала в системах связи, использующих многоэлементные гибридные антенные решетки, создание новых методов и алгоритмов оценивания нестационарных каналов мобильных пользователей в системах сотовой связи 5-го поколения на основе более реалистичных параметрических моделей для повышения пропускной способности и качества связи.

Задачи диссертационной работы

1. Разработка эффективного метода восстановления канала для систем связи, использующих многоэлементные гибридные антенные решетки.

2. Разработка параметрической модели изменений канальных коэффициентов и алгоритмов предсказания их значений с учетом специфики многолучевого распространения сигналов.

3. Применение спектральных методов сверхразрешения для более точного оценивания параметров модели изменений канальных коэффициентов.

4. Сравнительный анализ и оценка эффективности применения корреляционных и параметрических алгоритмов предсказания канальных коэффициентов для повышения пропускной способности систем мобильной связи 5-го поколения.

Методология и методы исследования

При решении поставленных задач использовались методы статистической радиофизики, теории информации, высшей алгебры, векторного анализа и теории матриц, а также методы математического и компьютерного моделирования.

Научная новизна диссертационной работы

1. Разработан итеративный алгоритм восстановления полной канальной матрицы в системах связи с гибридными многоэлементными антенными решетками на основе пилотных сигналов, передаваемых пользователем по

восходящему каналу связи. Данный алгоритм является универсальным с точки зрения различных стандартов и не требует дополнительных частотных и временных ресурсов.

2. На основе применения алгоритмов предсказания предложен метод, позволяющий увеличить точность восстановления полной канальной матрицы в условиях динамического нестационарного канала на момент передачи данных. Проведен анализ эффективности работы предложенного алгоритма восстановления для различных взаимных скоростей движения приёмника и передатчика.

3. Разработан параметрический алгоритм предсказания канала высокомобильных пользователей систем связи 5-го поколения на дробный шаг, основанный на параметрической модели, в фундаменте которой лежит полигармоническое представление зависимости канальных коэффициентов от времени, и применении алгоритмов сверхразрешения для оценки параметров данной модели. Проведено сравнение эффективности разработанного алгоритма с известным алгоритмом предсказания на базе автокорреляционного подхода.

4. применен сверхразрешающий корневой метод Адаптирован и минимального многочлена для оценки параметров модели канальных коэффициентов, используемой в разработанном алгоритме предсказания. Проведен сравнительный анализ применения различных сверхразрешающих методов для оценки параметров разработанной модели канала.

Теоретическая и практическая значимость диссертационной работы

Представленные в диссертации методы и алгоритмы оценивания канала высокомобильных пользователей систем связи могут быть использованы как в современных системах сотовой связи, так и при разработке перспективных систем сотовой связи нового поколения, использующих в своем составе многоэлементные антенные решетки и гибридные схемы формирования диаграмм направленности. Эффективность разработанных алгоритмов подтверждается представленными в данной диссертационной работе результатами компьютерного

моделирования, проведенного в соответствии с методологиями, утвержденными международными комитетами стандартизации.

Обоснованность и достоверность полученных результатов

Обоснованность и достоверность научных положений и выводов, сформулированных диссертации, В подтверждаются ИХ сравнением С результатами, полученными с помощью математического моделирования, с опубликованными результатами для частных случаев, а также отсутствием противоречий результатов диссертации известным положениям теории статистической радиофизики и теории информации.

Апробация результатов

Результаты, изложенные в диссертационной работе, докладывались и обсуждались на следующих научных мероприятиях:

- 5-th International Professor's Day on ICT Algorithm Design (ICTAD-2018). Москва, 2018.
- XXV-я международная научно-техническая конференция «Информационные системы и технологии». Нижний Новгород, 2019.
- Wireless Communication Workshop. Сочи, 2019.
- 2019 International Conference on Engineering and Telecommunication (EnT).Долгопрудный, 2019.
- XXIII-я научная конференция по радиофизике. Нижний Новгород, 2019.
- XXVI-я международная научно-техническая конференция «Информационные системы и технологии». Нижний Новгород, 2020.
- XXIV-я научная конференция по радиофизике. Нижний Новгород, 2020.

Основные материалы диссертации опубликованы в 8 работах. Среди них 2 статьи в журналах, включенных в библиографическую базу данных Web of Science («Известия вузов. Радиофизика» [55], «Акустический журнал» [78]), 1 статья включена в базу данных RSCI (Russian Science Citation Index) («Журнал радиоэлектроники» [43]) и 5 работ, представляющие собой опубликованные материалы докладов [42, 52-54, 80] на научных конференциях.

Личный вклад автора

Автор принимал непосредственное участие в получении всех результатов, представленных в данной диссертационной работе. Он участвовал в постановке задач, непосредственной разработке алгоритмов, проведении аналитических расчетов и компьютерного моделирования, а также участвовал в обсуждении полученных результатов и подготовке их к печати.

Структура и объем диссертации

Настоящая диссертация состоит из введения, трех глав, заключения и списка цитируемой литературы. Общий объем диссертации составляет 109 страниц, включая 40 рисунков, 3 таблицы и список литературы из 85 наименований.

Во введении освещается современное состояние проблемы создания новых методов оценивания канала мобильных пользователей в системах связи 5-го поколения. Представлены обзор литературы по теме исследований, цели и задачи работы, научная новизна диссертации, научная и практическая значимость работы, методы исследования, данные об апробации результатов и публикациях по теме диссертационного исследования, структура и объем работы, положения, выносимые на защиту.

В первой главе рассмотрена задача оценивания канала в системах связи 5-го поколения, использующих гибридные цифро-аналоговые антенные решетки. Предложен эффективный итеративный алгоритм восстановления канала, а также

его модификация с использованием алгоритмов предсказания. Исследована точность восстановления канала предложенным методом.

Во второй главе рассмотрена задача предсказания характеристик канала связи высокомобильных пользователей систем связи 5-го поколения. Предложен параметрический алгоритм предсказания канала и проведено его сравнение с алгоритмом на основе корреляционного подхода. Проведено математической моделирование на системном уровне с целью оценки эффективности разработанного метода.

B третьей главе рассмотрена задача совместного применения разработанного параметрического алгоритма предсказания и сверхразрешающего метода минимального многочлена. Метод минимального многочлена адаптирован и успешно применен для оценки параметров модели канальных коэффициентов. математического моделирования на системном уровне проведено Путем сравнение эффективности предсказания параметрического алгоритма при использовании различных методов сверхразрешения.

В заключении сформулированы основные результаты, полученные в ходе данного диссертационного исследования, подведены итоги, сделаны теоретические и практические выводы.

Положения, выносимые на защиту

1. Итеративный алгоритм восстановления канала в системах связи использующих гибридные схемы формирования диаграмм направленности на базовых станциях и его модификация для динамически меняющихся каналов с использованием методов предсказания.

2. Параметрический алгоритм предсказания канальных коэффициентов высокомобильных пользователей на дробный шаг, основанный на полигармоническом представлении канальных коэффициентов и использовании методов сверхразрешения для оценки параметров модели канала.

3. Применение сверхразрешающего метода минимального многочлена адаптированного для оценки параметров модели канальных коэффициентов, используемой в параметрическом алгоритме предсказания.

ГЛАВА 1

Алгоритмы восстановления полной канальной матрицы в системах связи, использующих гибридные диаграммообразующие схемы

В первой главе диссертации рассмотрена проблема восстановления полной канальной матрицы в системах радиосвязи с многоэлементными антеннами, использующими гибридные цифро-аналоговые диаграммообразующие схемы. эффективный алгоритм восстановления Предложен итеративный полной канальной матрицы. Рассмотрены возможные методы улучшения эффективности предложенного алгоритма в случае динамически меняющегося канала ДЛЯ мобильных пользователей. Исследована зависимость точности восстановления полной канальной матрицы от скорости пользователя. С помощью численного моделирования показано, что предложенный алгоритм позволяет добиться высокой точности восстановления полной канальной матрицы для динамически изменяющихся каналов мобильных пользователей.

Основные аналитические расчеты и результаты, представленные в первой главе, опубликованы в работах [42, 43].

1.1 Оценка канала в системах связи нового поколения

Современные беспроводные технологии, такие как LTE и 5G NR, разрабатывались в первую очередь для систем мобильной сотовой связи. Зона покрытия сети мобильной связи обычно представляет собой структуру, состоящую из шестиугольников (сот), в центре которых расположены базовые станции, а пользователи распределены внутри сот.



Рис. 1.1 Структура сети мобильной сотовой связи

В качестве физического уровня в современных мобильных системах связи используется технология OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing) [44, 45]. Данная модуляция позволяет преодолеть проблемы, вызванные многолучёвостью распространения сигналов и частотной селективностью широкополосных каналов. Поэтому эта технология используется для передачи данных, как по нисходящему, так и по восходящему каналам связи.

Передача данных в современных системах сотовой связи нового поколения во временной области организована в кадры длительностью 10 мс, каждый из которых разделен на 10 подкадров по 1 мс (см. рисунок 1.2). Подкадр, состоящий из 14 OFDM символов, в свою очередь разделен на слоты, В LTE длительность слота фиксирована и составляет 0.5 мс, в то время как новый стандарт 5G NR обладает большей гибкостью и позволяет изменять длительность слота в зависимости от ширины полосы сигналов и других настраиваемых параметров системы связи. Следует отметить, что для обеспечения совместимости при расстоянии между поднесущими равному 15 кГц слот 5G NR имеет ту же структуру, что и подкадр LTE. В случае, когда система сотовой связи работает в режиме TDD, подкадры распределяются между восходящим и нисходящим каналами в соответствии с определенными настройками сети.



Рис. 1.2 Структура кадра LTE

В частотной области поднесущие OFDM символов, общее количество которых зависит от ширины полосы передачи сигнала, объединяются в группы по 12 штук. Группа из 12 поднесущих. занимающая во временной области 1 слот, называется ресурсным блоком PRB (Physical Resource Block) и является наименьшей возможной единицей при распределении частотно-временных ресурсов для передачи данных в LTE. Так, например, при ширине полосы в 10 МГц общее количество PRB равно 50 (см. рисунок 1.3).



Рис. 1.3 Частотно временная структура ресурсных блоков LTE при ширине полосы в 10 МГц.

Различные методы оптимизации процесса передачи информации в современных технологиях связи основаны на знании характеристик радиоканала, по которому должен передаваться сигнал. Данные о канале связи могут приблизительной варьироваться OT оценки мощностных потерь между приемником и передатчиком, используемой для регулировки мощности подробного знания пространственно-временных и излучаемого сигнала, до эффективной частотных характеристик канала. Для передачи данных В современных системах связи используется информация о помеховой обстановке на стороне приемника.

Данные о разнообразных характеристиках канала и помех можно получить с помощью измерений на стороне приемника или передатчика. Например, оценка

характеристик нисходящего канала от базовой станции может быть проведена непосредственно на стороне пользователя и затем передана по восходящему каналу связи для настройки параметров дальнейшей передачи данных.

В качестве альтернативы в системах связи с временным разделением, где в силу принципа взаимности характеристики нисходящего и восходящего каналов связи одинаковы в обоих направлениях, базовая станция может самостоятельно провести оценку канала путем измерения его характеристик в восходящем направлении. Аналогичным образом пользовательская станция может также оценивать характеристики канала и использовать их для передачи данных базовой станции. Для измерения характеристик канала в стандартах предусмотрено использование заранее определенных пилотных сигналов, ПО которым пользовательская или базовая станции могут измерять и оценивать интересующие характеристика.

В первом вышедшем релизе LTE (Release 8) характеристики нисходящего (downlink - DL) канала оценивались исключительно на стороне пользовательского устройства на основе пилотных сигналов CRS (cell-specific reference signal). Данные сигналы передавались базовой станцией во всей частотной полосе в каждом подкадре длительностью 1 мс. Таким образом, пользователь, получающий доступ в сеть, полагал, что CRS сигналы всегда передаются и на их основе канал может быть оценен.

Для повышения эффективности систем связи четвертого поколения LTE (Release 10) пилотные сигналы были дополнены CSI-RS (channel state information reference signal), параметры которых отличались от CRS большей гибкостью. Периодичность передачи таких сигналов определялась настройками сети, что позволяло существенно экономить частотно-временные ресурсы. Причиной внедрения подобных сигналов была необходимость поддержки пространственного разделения большого числа пользователей в системах LTE, что было невозможно реализовать на основе CRS из-за большого количества требуемых частотно-временных ресурсов. Использование CSI-RS оказалось более гибким и эффективным инструмент для оценки канала по сравнению с CRS.

Поэтому в системах связи 5G NR отказались от CRS-подобных сигналов, а концепция CSI-RS напротив активно используется, расширяется и модифицируется.

(uplink - UL) канала в системах связи Для оценки восходящего используются пилотные зондирующие сигналы SRS (sounding reference signal). SRS сигналы можно рассматривать как аналог CSI-RS для измерения канала в другом направлении. В общем случае для передачи SRS сигналов по восходящему каналу связи в системах LTE предназначен последний OFDM символ подкадра. В системах связи 5G NR предусмотрено более гибкое использование этих зондирующих сигналов, отводится для них один, два ИЛИ четыре последовательных OFDM символа в пределах шести последних символов слота, В режиме временного разделения на основе взаимности канала связи SRS сигналы используются базовой станцией и для оценки нисходящего DL канала. Разработанные алгоритмы оценки канала, представленные в настоящей диссертационной работе, основаны на использовании зондирующих SRS сигналов.

1.2 Схемы формирования диаграмм направленности в многоэлементных антенных решетках

Управление диаграммой направленности антенной решётки осуществляется, как правило, путём задания различных амплитудно-фазовых соотношений между сигналами, излучаемыми или принимаемыми различными решётки. Данные амплитудно-фазовые элементами соотношения межли сигналами в различных элементах антенной решетки могут быть представлены в виде вектора комплексных весовых коэффициентов $\mathbf{w} = [w_1^*, ..., w_N^*]$, который мы будем называть диаграммообразующим вектором [46]. Данная схема управления диаграммой направленности для случая приемной антенны приведена на рисунке 1.4.



Рис. 1.4 Схема управления приемной антенной решеткой в системе связи с использованием диаграммообразующего вектора комплексных весовых коэффициентов

Наиболее эффективными зрения точности формирования с точки диаграммы направленности являются цифровые антенные решетки, в которых АЦП/ЦАП равно числу элементов антенной решетки и значения число комплексных весовых коэффициентов выставляются в блоке цифровой обработки сигналов (ЦОС). В таких системах возможность независимого управления элементами вектора комплексных весовых коэффициентов, как на прием, так и на передачу обеспечивает наиболее высокую гибкость в настройке диаграммы направленности, точность которой ограничена фактически исключительно разрядностью используемых АЦП/ЦАП и разрядностью весовых коэффициентов. Также следует отметить, что возможность задавать произвольные амплитуднофазовые соотношения на элементах антенной решетки в цифровом виде позволяет вести передачу информации в многопользовательском режиме. В этом режиме нескольким пользователям системы связи, занимающим один и тот же частотный ресурс, данные передаются с минимальной взаимной интерференцией за счет эффективного формирования нескольких ортогональных диаграмм направленности в цифровой области. Цифровая схема управления диаграммой направленности антенной решётки представлена на рисунке 1.5.



Рис. 1.5 Цифровая схема управления диаграммой направленности антенной решётки

Однако учитывая тенденции развития современных систем мобильной связи, сопряженные в первую очередь с увеличением числа элементов антенных (использование, называемой, технологии Massive решеток так MIMO). существенно возрастает и стоимость систем, использующих полностью цифровые антенные решетки. Потому производители оборудования и операторы систем мобильной сотовой способы связи ИЩУТ минимизировать аппаратные, вычислительные и денежные затраты, но при этом стараются сохранить гибкость и точность формирования диаграмм направленности антенн на базовых станциях, необходимую для поддержания высокой пропускной способности системы связи, обеспечиваемую цифровой схемой управления.

Одним из перспективных подходов к решению данной проблемы является использование в системах сотовой связи гибридных цифро-аналоговых (комбинированных) схем формирования диаграмм направленности антенн на базовых станциях. Данные схемы основаны на последовательном применении к

передаваемому или принимаемому сигналу диаграммообразующих векторов в цифровой и аналоговой областях (см. рисунок 1.6). Ключевым экономическим преимуществом гибридных схем формирования диаграмм направленности антенн с большим числом элементов, в связи с которым они получают все большее распространение, является использование существенно меньшего количества относительно дорогих блоков АЦП/ЦАП по сравнению с количеством антенных элементов. При этом высокую гибкость и точность формирования диаграммы направленности обеспечивают недорогие аналоговые фазовращатели в блоках аналоговой обработки сигналов (АОС), число которых равно или больше общего числа элементов антенной решётки.



Рис. 1.6 Гибридная схема управления диаграммой направленности антенной

решетки

1.3 Итеративный алгоритм восстановления полной канальной матрицы в системах с цифро-аналоговым (гибридным) формированием диаграммы направленности

Рассмотрим дуплексную систему связи с временным разделением нисходящего DL канала от базовой станции к пользователям и восходящего UL канала от пользователей к базовой станции. Для простоты описания будем полагать, что система связи состоит только из двух приёмо-передающих станций. Антенная система первой станции (базовой станции) представляет собой (комбинированной) большую решётку гибридной антенную с диаграммообразующей схемой, включающую Р антенных элементов с S аналоговыми фазовращателями и М отдельными радиочастотными блоками с АЦП и ЦАП, Антенные элементы объединены в отдельные группы (подрешетки) по *L* элементов в каждой. Элементы одной подрешетки подключены к одному и тому же радиочастотному тракту и АЦП/ЦАП с помощью сумматора/делителя (см. рисунок 1.7).

Антенная система второй станции (пользовательской) представляет собой цифровую антенную решётку с одним, двумя или относительно небольшим числом элементов *N*.

Предположим также, что система связи использует OFDM формат модуляции сигналов и пространственная цифровая обработка сигналов проводится в Фурье-области. Комплексный весовой вектор $\mathbf{w} = [w_1^*, ..., w_N^*]$ задается для каждой поднесущей OFDM символа, но для упрощения в дальнейших выкладках индекс поднесущей будем опускать.



Рис. 1.7 Параметры антенной решетки базовой станции с гибридным цифроаналоговым управлением диаграммой направленности.

Определим полную матрицу канальных коэффициентов **H** размерности (*P* х *N*) и представим её в блочном виде

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{1,1} \\ \dots \\ \mathbf{H}_{L,1} \end{bmatrix} \qquad \dots \qquad \mathbf{H}_{1,N} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{1,N} \\ \dots \\ \mathbf{H}_{L,N} \end{bmatrix}$$
$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{m,1} \\ \dots \\ \mathbf{H}_{m,n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{m-1)L+1,n} \\ \dots \\ \mathbf{H}_{mL,n} \end{bmatrix} \qquad \dots \qquad \mathbf{H}_{m,N} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{m-1} \\ \mathbf{H}_{mL,N} \end{bmatrix}$$
$$\mathbf{H}_{mL,n} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{P-L+1,1} \\ \dots \\ \mathbf{H}_{P,1} \end{bmatrix} \qquad \dots \qquad \mathbf{H}_{M,N_{STA}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{P-L+1,N} \\ \dots \\ \mathbf{H}_{P,N} \end{bmatrix}$$

Рассмотрим \mathbf{H}_{mn} – блок полной канальной матрицы, соответствующий группе антенных элементов первой станции, подключенной к АЦП/ЦАП с индексом *m*, и антенному элементу второй станции с индексом *n*. Блок \mathbf{H}_{mn} представляет собой

вектор размерностью ($L \ge 1$) В каждый момент времени t блок \mathbf{H}_{mn} может быть представлен в виде разложения в некотором векторном базисе **F**:

$$\mathbf{H}_{mn}(t) = \sum_{k=1}^{L} a_{mnk}(t) \cdot \mathbf{f}_{k} = \mathbf{F}\mathbf{a}_{mn}(t), \qquad (1.2)$$

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_1 & \mathbf{f}_2 & \dots & \mathbf{f}_L \end{bmatrix}, \tag{1.3}$$

$$\mathbf{a}_{mn} = \begin{bmatrix} a_{mn1} & a_{mn2} & \dots & a_{mnL} \end{bmatrix}^T.$$
(1.4)

Так, например, в случае подключения четырех элементов к одному АЦП/ЦАП, в качестве ортогонального базиса **F** может быть использована матрица дискретного преобразования Фурье:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} +1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & +i & -1 & -i \\ +1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & -i & -1 & +i \end{bmatrix}.$$
 (1.5)

Для вычисления коэффициентов разложения \mathbf{a}_{mn} необходимо решить систему линейных уравнений (1.2). Если базис **F** является ортогональным, то коэффициенты разложения могут быть найдены через скалярное произведение блока канальной матрицы \mathbf{H}_{mn} и векторов базиса **F** следующим образом:

$$a_{mnk}(t) = \mathbf{f}_k^H \mathbf{H}_{mn}(t), \qquad (1.6)$$

$$\mathbf{a}_{mn}(t) = \mathbf{F}^{-1}\mathbf{H}_{mn}(t) = \mathbf{F}^{H}\mathbf{H}_{mn}(t).$$
(1.7)

Скалярное произведение (1.6) может быть реализовано аппаратно с помощью выставления вектора-фазора аналоговых фазовращателей $\mathbf{f}_{k} = [e^{j\varphi_{1l}}, \dots e^{j\varphi_{NMl}}]$, подключаемых к одному сумматору и АЦП/ЦАП, равному соответствующему вектору ортогонального базиса **F**. Значения коэффициента разложения a_{mnk} могут быть оценены в момент приема известного пилотного сигнала, передаваемого по каналу обратной связи от второй станции к первой, с помощью стандартных алгоритмов оценки канала [8, 40, 47].

При приеме одного пилотного сигнала может быть применен только один вектор аналоговых весовых коэффициентов, и как следствие, может быть

вычислен только один коэффициент разложения a_{mnk} . То есть для вычисления L коэффициентов разложения необходимо последовательно L раз при приеме пилотных сигналов применять соответствующие вектора аналоговых коэффициентов из базиса **F**. На каждой временной итерации алгоритма обновляется один из коэффициентов разложения a_{mnk} , и блок канальной матрицы может быть восстановлен в соответствии с формулой:

$$\widehat{\mathbf{H}}_{mn}(t) = \sum_{k=1}^{L} a_{mnk}(t+k-L) \cdot \mathbf{f}_{k}, \qquad (1.8)$$

где за единицу времени принят период следования пилотных сигналов.

Временная последовательность применения ортогональных векторов \mathbf{f}_k представлена ниже.



Рис. 1.8 Последовательность применения аналоговых векторов весовых коэффициентов

Следует отметить, что последовательное вычисление коэффициентов a_{mnk} ведет к тому, что для процедуры восстановления блока канальной матрицы используются значения коэффициентов разложения, измеренные в предыдущие моменты времени. В случае статического канала представленный алгоритм позволяет точно восстановить канальную матрицу **H**. Однако, в реальных условиях, канал связи меняется со временем, и между оцененными значениями a_{mnk} и их действительными значениями в текущий момент времени возникает ошибка. Величина данной ошибки зависит от скорости изменения канала и оказывается особенно существенной при высокой скорости движения одной станции относительно другой.

Так, типичным для системы связи LTE является период следования пилотных сигналов равный 10 мс. В свою очередь, это означает, что в случае, когда число ортогональных векторов равно четырем, то есть четыре антенны подключены к одному АЦП/ЦАП, коэффициенты разложения канала измеряются каждые 40 мс, а восстановленная матрица канала обновляется каждые 10 мс (на Например, четвертой каждой итерации). на итерации для процедуры восстановления каждого блока канальной матрицы будут использованы следующие коэффициенты: a₁, измеренный 30 мс назад, a₂, измеренный 20 мс назад, а₃, измеренный 10 мс назад, и а₄, измеренный на текущей итерации (момент времени T_0). Таким образом, мы имеем некоторое несоответствие между оценками коэффициентов разложения (1.2) и их фактическими значениями в момент восстановления полной канальной матрицы. В результате возникает ошибка, вызванная неточностью восстановления канала. Данный эффект наглядно иллюстрируют представленные ниже на рисунке 1.9 зависимости коэффициентов разложения от времени.



Рис. 1.9 Зависимость коэффициентов разложения канальной матрицы **H**_{mn} от времени

Очевидно, что ошибки при оценке коэффициентов разложения *a_{mnk}* ведут к уменьшению точности восстановления полной канальной матрицы **H**. Решение данной проблемы может быть осуществлено двумя способами:

1. Увеличением частоты дискретизации измерений, то есть увеличение частоты следования пилотных сигналов в канале обратной связи. Несмотря на очевидную простоту и несомненную эффективность данного подхода, его практическая реализация в современных системах сотовой связи, таких как LTE и 5G NR, невозможна в силу крайне высокой загрузки канала обратной связи и ограничений, принятых в этих стандартах.

2. Использование различных алгоритмов предсказания для повышения эффективности предложенного итеративного алгоритма в условиях быстро изменяющегося канала. Данный подход в силу указанных ограничений наиболее представляется целесообразным И перспективным лля совместного применения с итеративным алгоритмом восстановления требует поскольку не дополнительных частотно-временных канала, ресурсов и изменений в принятых стандартах.

1.4 Алгоритмы предсказания коэффициентов разложения канальной матрицы в ортогональных базисах

Предположим, что каждый из коэффициентов разложения *а_{mnk}* канальной матрицы в ортогональных базисах (1.2) измеряется с периодичностью $L \cdot T$, где L размер базиса, использующегося для ортогонального разложения, Т – период следования пилотных сигналов в обратном канале системы связи. Для повышения эффективности предложенного итеративного алгоритма предлагается осуществлять предсказание каждого из коэффициентов разложения *а_{mnk}* для будущих моментов времени $T, 2T, ..., (L-1) \cdot T$, считая от последнего измерения. Таким образом, задача предсказания значений коэффициентов разложения канальной матрицы (1.2) сводится к задаче предсказания на дробный (относительно периода оценки коэффициента разложения LT) шаг d. В данной работе рассмотрены два метода предсказания на дробный шаг. Первый подход заключается в предсказании значений а_{mnk} сначала на целый шаг L·T с дальнейшей интерполяцией для получения значений на дробном временном интервале кратным Т. Второй подход интерполяции значений основан на коэффициентов автокорреляционной функции a_{mnk} формулы помощью с Уиттекера-Шеннона (разложения в ряд Котельникова [41, 48]) и дальнейшем предсказании значений коэффициентов для дробного временного шага напрямую. Оба подхода используют модель авторегрессии для процедуры предсказания.

Первый подход.

Рассмотрим алгоритм линейного предсказания на основе стандартной авторегрессионной модели [49]. Значения коэффициента разложения представляются в виде линейной комбинации его K предыдущих измерений. Величину K называют порядком предсказания. За единицу времени для удобства представления возьмем величину равную $L \cdot T$ периоду измерения коэффициента a_{mnk}

$$\widehat{a}_{mnk}(t+1) = \sum_{j=0}^{K-1} b_j^* a_{mnk}(t-j) = \mathbf{b}^H \mathbf{a}_{mnk}(t), \qquad (1.9)$$

где

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ \vdots \\ b_{K-1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{a}_{mnk}(t) = \begin{bmatrix} a_{mnk}(t) \\ a_{mnk}(t-1) \\ \vdots \\ a_{mnk}(t-K+1) \end{bmatrix}, \quad (1.10)$$

а $(.)^H$ – эрмитово сопряжение.

Коэффициенты авторегрессионной модели (1.9) могут быть вычислены с помощью критерия минимума средней квадратичной ошибки (МСКО) между прогнозируемым и действительным значениями. Средняя квадратичная ошибка ε при этом будет равна:

$$\varepsilon = \langle |a_{mnk}(t+1) - \hat{a}_{mnk}(t+1)|^2 \rangle = \langle |a_{mnk}(t+1) - \mathbf{b}^H \mathbf{a}_{mnk}(t)|^2 \rangle.$$
(1.11)

Для нахождения значений *b_j* необходимо продифференцировать выражение (1.11)

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{b}^{H}} \varepsilon = \langle \mathbf{a}_{mnk}(t) \mathbf{a}_{mnk}^{H}(t) \rangle \mathbf{b} - \langle a_{mnk}^{*}(t+1) \mathbf{a}_{mnk}(t) \rangle = \mathbf{R}\mathbf{b} - \mathbf{r} = 0.$$
(1.12)

В результате значения коэффициентов авторегрессии могут быть найдены из решения системы уравнений Юла-Уокера [50]

$$\mathbf{R}\mathbf{b} = \mathbf{r},\tag{1.13}$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r(0) & r^{*}(1) & \dots & r^{*}(K-1) \\ r(1) & r(0) & \dots & r^{*}(K-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r(K-1) & r(K-2) & \dots & r(0) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{r} = \begin{bmatrix} r(1) \\ r(2) \\ \vdots \\ r(K) \end{bmatrix}, \quad (1.14)$$

$$r(\tau) = \langle a_{mnk}(t)a_{mnk}^{*}(t+\tau) \rangle, \qquad (1.15)$$

где **R** – корреляционная матрица, **r** – корреляционный вектор, $r(\tau)$ - корреляционная функция коэффициентов a_{mnk} . Вычисление значений корреляционной функции r(0),r(1),...,r(K) проводится в соответствии с формулой (1.16) с применением метода скользящего окна на основе доступных значений коэффициента разложения [49]. Также для эффективного предсказания коэффициентов разложения описанным способом необходимо выполнение условия квазистационарности процесса $a_{mnn}(t)$ (1.17)

$$\widehat{r}(\tau) = \frac{1}{Q} \sum_{q=t-Q+1}^{t-\tau} a_{mnk}(q) a_{mnk}^*(q+\tau), \qquad (1.16)$$

$$< a_{mnk}(q+p)a_{mnk}^{*}(q+p+\tau) > \approx < a_{mnk}(q)a_{mnk}^{*}(q+\tau) >,$$
 (1.17)

где *Q* – размер скользящего окна.

После нахождения коэффициентов авторегрессии значения коэффициентов разложения a_{mnk} могут быть предсказаны на целый шаг на основе (1.9). А значения коэффициентов разложения в дробные моменты времени d могут быть получены путем линейной интерполяции. Здесь значения коэффициента $a_{mnk}(t+d)$ представляется в виде линейной комбинации последнего оцененного и предсказанного значений

$$\hat{a}_{mnk}(t+d) = (1-d) \cdot a_{mnk}(t) + d \cdot \hat{a}_{mnk}(t+1).$$
(1.18)

Второй подход.

В работе [41] предложен алгоритм линейного предсказания действительного сигнала непосредственно на дробный шаг, основанный на интерполяционной формуле Уиттекера-Шеннона. Обобщим предложенный в [41] вывод для случая комплексного сигнала.

Представим предсказываемое значение коэффициента в виде линейной комбинации *К* измеренных ранее значений:

$$\widehat{a}_{mnk}(t+d) = \sum_{j=0}^{K-1} b_j^* a_{mnk}(t-j) = \mathbf{b}^H \mathbf{a}_{mnk}(t), \qquad (1.19)$$

где векторы \mathbf{a}_{mnk} и **b** определены в (1.10). Аналогично (1.11) и (1.12), минимизируя среднюю квадратичную ошибку предсказания, получим систему линейных уравнений (1.13), в которой корреляционная матрица **R** определена в (1.14), а корреляционный вектор **r** задается в следующем виде:

$$\mathbf{r} = [r(d) \quad r(1+d) \quad \dots \quad r(K-1+d)]^{T}.$$
 (1.20)

Значения элементов корреляционного вектора **r** не могут быть оценены напрямую с помощью метода скользящего окна (1.16), поскольку при $d \neq 0$ для соответствующих величин a_{mnk} ,(t) входящих в (1.16), нет измеренных значений. Поэтому для их вычисления целесообразно использование техники интерполяции.

Зависимость комплексного коэффициента $a_{mnk}(t)$ от времени для произвольного смещения *d* может быть представлена в виде бесконечного ряда Котельникова [41]:

$$a_{mnk}(t+d) = \sum_{q=-\infty}^{+\infty} a_{mnk}(q) \frac{\sin(\pi(t+d-q))}{\pi(t+d-q)} = \sum_{q=-\infty}^{+\infty} a_{mnk}(q) \frac{(-1)^{t-q} \sin(\pi d)}{\pi(t+d-q)}.$$
 (1.21)

Полагая зависимость комплексного коэффициента *a_{mnk}(t)* от времени стационарным случайным процессом, получим интерполяционную формулу для корреляционной функции:

$$r(t+d) = < a_{mnk}(0)a_{mnk}^{*}(t+d) > = \sum_{q=-\infty}^{+\infty} r(q) \frac{(-1)^{t-q} \sin(\pi d)}{\pi(t+d-q)}.$$
 (1.22)

На практике произвести оценку бесконечного числа слагаемых представленного ряда не представляется возможным, поэтому приходится ограничиться конечным количеством отсчётов корреляционной функции, связанным с размером скользящего окна *Q*

$$\widehat{r}(t+d) = \sum_{q=-Q+1}^{Q-1} \widehat{r}(q) \frac{(-1)^{t-q} \sin(\pi d)}{\pi (t+d-q)}.$$
(1.23)

Очевидно, что для получения удовлетворительного качества предсказания необходимо, чтобы размер скользящего окна был много больше размерности регрессионной модели (1.9); Q >> K.

1.5 Результаты компьютерного моделирования

Эффективность работы предложенного итеративного алгоритма восстановления полной канальной матрицы была проверена с помощью численного моделирования системы связи с применением стандартной модели канала для большой городской соты 3GPP 3D Urban Macro [51]. Данная модель широко используется при разработке и тестировании технологий и стандартов современной мобильной связи LTE и 5G NR. В качестве частоты несущей была выбрана частота 3.5 ГГц. Период пилотных сигналов в канале обратной связи при этом составлял 10 мс. Антенная система LTE базовой станции представляла собой стандартную прямоугольную 32-х элементную антенную решётку (Р = 32), состоящую из 4 строк и 8 столбцов. Период антенной решётки составлял 0.9 ло вертикали и 0.5λ по горизонтали, где λ – длина волны. Элементы решётки задавались в виде электрических диполей с вертикальной поляризацией. Сигнал каждого элемента антенной решётки подвергался аналоговому взвешиванию с помощью аналогового фазовращателя (S = P = 32). Элементы одной колонки группировались и подключались к одному радиочастотному тракту и АЦП/ЦАП (M = 8). Вид антенной решетки и схема объединения антенных элементов по цифровым портам изображены на рисунках 1.10 и 1.11. Антенная система пользовательского устройства представляла собой один электрический диполь с вертикальной поляризацией.


Рис. 1.10 Схема объединения элементов антенной решетки



Рис. 1.11 Схема расположения элементов антенной решетки LTE базовой

станции

Диаграммы направленности в вертикальной плоскости векторов \mathbf{f}_{1} , \mathbf{f}_{2} , \mathbf{f}_{3} и \mathbf{f}_{4} ортогонального разложения, задаваемого матрицей $\mathbf{F}(1.5)$ представлены на рисунках 1.12 - 1.15.



Рис. 1.12 Диаграмма направленности аналогового вектора \mathbf{f}_1



Рис. 1.13 Диаграмма направленности аналогового вектора \mathbf{f}_2



Рис. 1.14 Диаграмма направленности аналогового вектора \mathbf{f}_3



Рис. 1.15 Диаграмма направленности аналогового вектора \mathbf{f}_4

Параметры моделирования приведены в таблице 1.1.

Таблица 1.1 Параметры моделирования

| Модель канала | 3GPPTR 36.873 UrbanMacro |
|------------------------------------|---------------------------------------|
| Антенная система БС | Прямоугольная антенная решётка (4 х 8 |
| | x 1pol), |
| | элементы объединены по столбцам в 8 |
| | портов |
| Количество сот | 1 |
| Количество базовых станций | 3 |
| Количество пользователей | 60 |
| Распределение координат | Равномерное |
| пользователей в соте | |
| Скорость пользователей | 0-8 км/ч |
| Период SRS | 10 мс |
| Несущая частота | 3.5 ГГц |
| Мощность БС | 40 дБм |
| Тип структуры TDD кадра [22] | 1 |
| Максимальное число | 1 |
| пространственных потоков на одного | |
| пользователя | |

Схематично расположение базовых станций и пользователей внутри соты представлено на рисунке 1.16. Подобное расположение элементов сети использовалось во всех симуляциях, результаты которых представлены в настоящей диссертационной работе.



Рис. 1.16 Расположение базовых станций и пользователей внутри макросоты

В качестве метрики эффективности исследуемого алгоритма оценивания канальной матрицы была выбрана метрика ρ_0 , характеризующая среднюю потерю мощности, вызванную ошибками в выборе диаграммообразующего вектора **w** на основе восстановленного канала

$$\rho_0 = <\frac{\widehat{\mathbf{w}}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \widehat{\mathbf{w}}}{\mathbf{w}_{opt}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w}_{opt}} >, \qquad (1.24)$$

где **H** – истинная матрица канальных коэффициентов в момент передачи информационных данных базовой (первой) станцией, $\widehat{\mathbf{w}}$ - выбранный на основе

41

оценки канальной матрицы вектор весовых коэффициентов для передачи, w_{ont} -OCIII оптимальный весовой вектор, максимизирующий на входе пользовательской (второй) станции, ведущей приём сигнала. Легко увидеть, что числитель в выражении (1.24) предложенной метрики имеет смысл мощности сигнала, принимаемого пользовательской станцией, а знаменатель eë максимально достижимое значение при точном знании канальной матрицы. Известно, что ОСШ на входе приёмника достигает максимального значения, если в качестве вектора весовых коэффициентов на передающей стороне выбран SVD (Singular Value Decomposition) вектор канальной матрицы, соответствующий наибольшему сингулярному числу [8] . Поэтому вектора $\hat{\mathbf{w}}$ и $\mathbf{w}_{_{opt}}$ выбирались в виде SVD векторов от восстановленной и актуальной канальной матрицы соответственно. Оценка коэффициентов разложения (1.6) в момент приёма пилотного сигнала предполагалась точной (т.е. ошибки оценки канала, вызванные исключались из рассмотрения). шумами приёмника, Значение метрики усреднялось по многим (порядка 10^N) реализациям канала и времени (по 10^M пакетам).

На рисунке 1.17 представлены полученные по результатам моделирования зависимости значения метрики ρ_0 (эффективности фокусирования мощности на пользователе) от относительной скорости движения приёмо-передающих станций *v*. На рисунке 1.17 Кривая I (синяя линия) соответствует предложенному итеративному алгоритму восстановления полной канальной матрицы без применения техник предсказания. Кривая II (зелёная линия) соответствует восстановления полной матрицы итеративному алгоритму канальной c применением линейного предсказания на целый шаг и линейной интерполяции (первый подход). Результаты для итеративного алгоритма восстановления, применённого совместно с алгоритмом предсказания на дробный шаг (второй подход), представлены кривой III (красный цвет). Для обоих алгоритмов предсказания порядок предсказания К был выбран равным 5, а размер скользящего окна усреднения Q = 30. Как показали дополнительно проведенные

42

исследования, эти параметры алгоритмов оказались оптимальными для оценивания характеристик используемой модели канала (3GPP Urban Macro).

Кривая IV (черного цвета) на рисунке 1.17 задаёт верхнюю границу достижимой точности алгоритма восстановления канала для полностью цифровой антенной решётки, когда оценка полной канальной матрицы возможна на каждом пилотном сигнале. Убывающий характер кривой IV характеризует ошибки в выборе диаграммообразующего вектора, вызванные устареванием информации о канале на интервале между двумя последовательными пилотными сигналами.



Рис. 1.17 Зависимость значения метрики *ρ*₀ эффективности настройки диаграммы направленности антенной системы базовой станции от относительной скорости движения пользовательских приёмо-передающих станций *ν*

Из приведенных на рисунке 1.17 кривых видно, что в случае статического канала предложенный итеративный алгоритм позволяет точно восстановить канальную матрицу. Потери по сравнению с максимальным возможным ОСШ в этом случае отсутствуют. С увеличением взаимной относительной скорости приёмника и передатчика величина потерь существенно увеличивается и составляет около 3 дБ при скорости 8 км/ч. Данный эффект связан с тем, что информация о коэффициентах разложения обновляется в четыре раза реже, чем период следования пилотных сигналов (один раз в 40 мс). Видно, что применение алгоритмов предсказания позволяет существенно уменьшить величину потерь при скоростях менее 5 км/ч. Так, при скорости 3 км/ч величина потерь составляет 0.69 дБ для алгоритма без предсказания, 0.2 дБ для алгоритма предсказания на целый шаг и линейной интерполяции (первый подход) и 0.08 дБ для алгоритма предсказания на дробный шаг (второй подход). При этом минимальная достижимая величина потерь при заданном периоде следования пилотных сигналов составляет 0.02 дБ. Таким образом, применение алгоритмов предсказания позволило получить выигрыш по мощности на 0.49 дБ и 0.61 дБ для первого и второго подхода соответственно и существенно приблизиться к случаю идеально известного канала. Проигрыш алгоритма с применением первого подхода к предсказанию по сравнению со вторым, очевидно, связан с использованием простой линейной интерполяции (1.18) для нахождения значений коэффициентов a_{mnk} (t+d) на дробных шагах d. Однако следует отметить более высокую вычислительную сложность второго подхода К предсказанию коэффициентов разложения, связанную строгих С использованием интерполяционных техник.

Падение эффективности алгоритмов предсказания на участке 4-5 км/ч связано с превышением определёнными гармониками доплеровского спектра канала границы Найквиста, определяющей возможность интерполяции сигнала [49]. Так при периоде пилотных сигналов 10 мс для заданной антенной конфигурации частота дискретизации коэффициентов разложения составляет 25 Гц, то есть эффективная интерполяция значений коэффициентов разложения канала возможна для скоростей, при которых максимальная доплеровская частота не превышает 12.5 Гц. Данная доплеровская частота является максимальной для скорости 3.85 км/ч. При скоростях незначительно превышающих эту границу, возможны ситуации, когда почти все гармоники доплеровского спектра канала лежат в пределах границы Найквиста и интерполяция значений коэффициентов производится успешно. Этим фактом объясняется эффект наличия выигрыша предсказания по сравнению с базовым алгоритмом восстановления на скорости 4 км/ч. Также отметим, что на интервале скоростей от 0 до 5 км/ч второй подход к предсказанию имеет выигрыш над первым на величину до 0.28 дБ.

Ниже на рисунках 1.18 и 1.19 представлены характерные осциллограммы предсказанных значений первого коэффициента разложения блока канальной матрицы, соответствующего вектору $\mathbf{f}_{1,}$ и его истинных значений для первого и второго подхода соответственно. Синим цветом отмечены действительные значения коэффициента разложения, а красным – предсказанные.



Рис. 1.18 Осциллограммы первого коэффициента разложения блока канальной матрицы, соответствующего вектору **f**₁, и его предсказанных значений для первого подхода



Рис. 1.19 Осциллограммы первого коэффициента разложения блока канальной матрицы, соответствующего вектору **f**₁, и его предсказанных значений для второго подхода

Приведенные выше осциллограммы наглядно иллюстрируют более точное предсказание коэффициентов разложения при использовании второго подхода.

Кроме того, как уже было сказано выше, для рассматриваемых алгоритмов предсказания и интерполяции было проведено дополнительное исследование их эффективности от порядка предсказания *К*. Результаты этого исследования представлены на рисунке 1.20. Относительная скорость движения приёмника и передатчика составляла 3 км/ч. Обозначения кривых соответствуют предшествующему рисунку 1.17.



Рис. 1.20 Зависимость величины ρ_0 от порядка предсказания *К*

Видно, что с увеличением порядка предсказания наблюдается уменьшение величины потерь, вызванных ошибками в используемой для расчёта весовых коэффициентов полной канальной матрице. При этом для обоих методов предсказания (первый и второй подходы) значения метрики ρ_0 при $K \ge 4$ меняется слабо. Выигрыш в ОСШ при $K \ge 4$ относительно первого порядка предсказания составляет 0.2 дБ.

1.6 Заключение по первой главе

В данной главе рассмотрена задача восстановления полной канальной матрицы для систем сотовой мобильной связи, использующих гибридную схему диагарммообразования для антенных решёток на базовой станции, разработан итеративный алгоритм восстановления полной канальной матрицы на основе пилотных сигналов, передаваемых пользователем. Предложенный алгоритм

основан на разложении канальной матрицы по ортогональным диаграммообразующим векторам аналоговых подрешёток антенной системы. Разработанный алгоритм может быть реализован в системах, мобильной связи, работающих в рамках различных коммуникационных стандартов, в том числе LTE и 5G NR, без изменения протоколов физического уровня. Для повышения точности оценивания канальной матрицы были предложены два подхода к предсказанию значений коэффициентов разложения блоков канальной матрицы в ортогональном базисе.

Эффективность предложенного алгоритма продемонстрирована путем численного моделирования системы связи 5-го поколения. Результаты моделирования показали, что применение итеративного алгоритма полной канальной матрицы восстановления совместно с алгоритмами предсказания на дробный шаг позволяет достаточно точно оценить канальную матрицу для последующего назначения вектора весовых коэффициентов антенной системы базовой станции. Второй метод прямого предсказания на дробный шаг демонстрирует несколько большую точность оценивания канальной матрицы, однако имеет и большую сложность в реализации связанную с использованием строгих интерполяции. Для типичных скоростей техник движения пользовательских устройств потери в ОСШ при приёме сигнала, вызванные диаграммообразующего неточностью вектора назначения на основе восстановленного канала составили не более 0.17 дБ.

Таким образом, применение предложенного итеративного алгоритма восстановления полной канальной матрицы для систем с гибридной цифроаналоговой схемой формирования диаграммы направленности антенной решетки на базовой станции позволяет добиться точности представления канала близкого к потенциальной верхней границе, достижимой в случае полностью цифровой антенной решётки.

48

ГЛАВА 2

Параметрический алгоритм предсказания канала для высокомобильных пользователей систем сотовой связи 5-го поколения

второй главе Bo диссертации рассмотрена проблема предсказания характеристик канала связи для высокомобильных пользователей системы связи LTE с полностью цифровыми антенными решетками на базовых станциях. Предложен алгоритм предсказания канальных коэффициентов на основе параметризованной авторегрессионной модели, для оценки параметров которой предлагается использовать сверхразрешающие методы спектрального анализа. Путем численного моделирования с использованием симулятора системного уровня LTE системы сотовой связи проведена оценка эффективности предложенного алгоритма, а также его сравнение с алгоритмом предсказания на основе описанного в первой главе настоящей работы автокорреляционного подхода и интерполяционной формулы Уиттекера-Шеннона. Показано, что добиться более высокой предложенный алгоритм позволяет точности предсказания характеристик канала связи высокомобильных пользователей, сопоставимой с точностью оценки канальных характеристик пользователей, движущихся на малых скоростях.

Основные аналитические расчеты и результаты, представленные во второй главе, опубликованы в работах [52-55].

2.1 Применение алгоритмов предсказания в LTE системах связи.

Качество связи высокомобильных абонентов LTE систем связи 5-го поколения существенно зависит от актуальности информации о нисходящем канале связи между базовой станцией и пользовательским устройством. Минимально допустимый период измерений нисходящего канала связи в соответствии со стандартом LTE составляет 5 мс. Данные измерения осуществляются путем оценки канала при передаче по восходящему каналу связи (от пользователя к базовой станции) заранее определенных пилотных SRS сигналов. Чем выше скорость пользователя, тем соответственно быстрее изменяется канал связи и тем существеннее становится разница между значениями канальных коэффициентов, измеренных в момент прихода пилотного SRS сигнала, и их действительными значениями в момент передачи данных пользователю. Как было уже показано в первой главе этот эффект запаздывания необходимой информации ведет к уменьшению точности формирования диаграммы направленности, и, как следствие, к падению качества связи из-за уменьшения отношения сигнал/шум на приемной стороне у пользователя.

Для решения данной проблемы наиболее целесообразным, с учетом ограничений на частотно-временные ресурсы, отведенные для передачи контрольной информации в LTE системах связи, является использование алгоритмов предсказания канальной матрицы на момент передачи данных в нисходящем канале связи.

Система LTE является широкополосной, а канал связи в городских условиях является частотно-селективным [22]. Это значит, что значение коэффициента передачи канала $H(\omega,t)$ в момент времени t зависит от частоты ω_q , которая в OFDM системе соответствует поднесущей с индексом q. В связи с этим целесообразно предсказывать значение комплексного канального коэффициента h_q на каждой отдельной поднесущей, либо для группы поднесущих, находящихся в интервале частотной когерентности канала [8].

$$h_a(t) = H(\omega_a, t). \tag{2.1}$$

За единицу времени (целый шаг) для удобства примем интервал между двумя последовательными SRS пилотными сигналами, когда осуществляется измерение канальных коэффициентов. Ниже на рисунке 2.1 представлен пример зависимости канального коэффициента от времени. Желтыми точками отмечены моменты измерений канала на основе уже принятых пилотных сигналов, белыми – будущие моменты измерений, красной точкой обозначен текущий момент времени.



Рис. 2.1 Пример характерной зависимости одного канального коэффициента от времени и расположение пилотных сигналов, передаваемых по восходящему каналу связи

Очевидно, что для повышения точности формирования диаграммы направленности предсказание канальных коэффициентов необходимо осуществлять на момент времени передачи данных в DL t+d, что приводит к задаче оценивания канальной матрицы на произвольный дробный шаг d (то есть в интервалах времени между пилотными сигналами).

2.2 Корреляционный подход к предсказанию канальных коэффициентов

Алгоритм линейного предсказания действительного сигнала на дробный шаг, основанный на корреляционном подходе c использованием интерполяционной формулы Уиттекера – Шеннона был рассмотрен в первой настоящей диссертационной работы главе для предсказания значений коэффициентов разложения канальной матрицы. В настоящей главе этот подход будет адаптирован и применен для предсказания значений самих канальных коэффициентов $h_a(t)$. Для корректной работы рассматриваемого алгоритма необходимо выполнение теоремы об отсчётах (теоремы Котельникова) [48, 49] для предсказываемого сигнала. То есть ширина его спектра, а значит и максимальное доплеровское смещение частоты в канале связи, не должно превосходить половины частоты следования SRS. Например, для успешного предсказания канальных коэффициентов для сигналов с несущей частотой 2.1 ГГц и периоде следования пилотных сигналов равному 5 мс скорость абонентов не должна превышать 51 км/ч.

Используя авторегрессионную модель аналогично (1.9), представим оценку канального коэффициента в момент времени (t+d), где $d \in (0,1)$, в виде линейной комбинации *К* последних измеренных значений $h_a(t)$

$$\widehat{h}_{q}(t+d) = \sum_{k=0}^{K-1} b_{k}^{*} h_{q}(t-k), \qquad (2.2)$$

где К - порядок предсказания канальных коэффициентов.

Для нахождения оптимальных коэффициентов разложения b_k в (2.2) используем критерий минимума среднего квадрата ошибки предсказания:

$$\varepsilon = \langle \left| h_q(t+d) - \hat{h}_q(t+d) \right|^2 \rangle \longrightarrow \min.$$
(2.3)

Это приводит к системе линейных уравнений для коэффициентов предсказания b_k

$$\sum_{k=0}^{K-1} b_k r_q(m-k) = r_q(m+d), \quad m = \overline{0, K-1},$$
(2.4)

где $r_q(\tau) = \langle h_q(t)h_q^*(t+\tau) \rangle$ автокорреляционная функция *q*-го канального коэффициента. Для дискретного сигнала значение автокорреляционной функции

от дробного аргумента не может быть оценено на основе доступных значений сигнала напрямую. Поэтому для вычисления величины *r*(*m*+*d*) будем использовать интерполяционную формулу Уиттекера – Шеннона (ряд Котельникова) [41, 48]

$$r_{q}(m+d) = < h_{q}(0)h_{q}^{*}(m+d) > = < h_{q}(0)\sum_{k=-\infty}^{\infty}h_{q}^{*}(k)\frac{\sin(\pi(m+d-k))}{\pi(m+d-k)} > .$$
(2.5)

Учитывая то, что m и k целые числа, а также линейность операции усреднения, представленное выражение можно преобразовать к следующему виду:

$$r_q(m+d) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} r_q(k) \frac{(-1)^{m-k+1} \sin \pi d}{\pi (m-k+d)}.$$
 (2.6)

При реализации описанного алгоритма предсказания канальных коэффициентов на практике используется конечное число слагаемых в (2.6), а оценка корреляционной функции производится на основе *M* измеренных в моментах SRS значений канальных коэффициентов. Для этого, например, можно применить метод скользящего окна с дополнительным усреднением по поднесущим [49], общее число которых равно *Q*:

$$r_{q}(k) = \frac{1}{MQ} \sum_{m=0}^{M-k} \sum_{q=1}^{Q} h_{q}(m) h_{q}^{*}(m+k).$$
(2.7)

При выборе размера скользящего окна M необходимо руководствоваться двумя условиями. Во-первых, для достижения удовлетворительной точности интерполяции значений корреляционной функции (2.6) размер окна M должен быть много больше порядка предсказания K. Во-вторых, $h_q(t)$ должен обладать в пределах окна свойством стационарности. Следует отметить, что реализация данного алгоритма на практике сопряжена с существенными вычислительными затратами и риском невыполнения условия квазистационарности процесса изменений канальных коэффициентов.

2.3 Параметрический алгоритм предсказания канальных коэффициентов

С целью нахождения более точного решения задачи предсказания канала и преодоления трудностей связанных с реализацией корреляционного подхода в

существенно нестационарной обстановке был произведён анализ временной зависимости канальных коэффициентов для одной из наиболее часто используемых при моделировании систем мобильной связи модели канала 3GPP 3D Urban Macro [51]. Пример одной из реализаций спектра сигнала $h_q(t)$ представлен на рисунке 2.2.



Рис. 2.2 Реализация спектра одного канального коэффициента для модели канала 3GPP Urban Macro

Видно, что канальный коэффициент $h_q(t)$ достаточно хорошо представляется в виде конечной суммы узкополосных процессов. Характерное время огибающих данных процессов составляет порядка 50 - 300 мс. Подобное представление сигнала $h_q(t)$ имеет явный физический смысл. Изменение $h_q(t)$ во времени определяется в первую очередь эффектом Доплера. Каждая гармоника в представленном спектре соответствует некоторому кластеру в многолучевом канале связи, который приходит с определенного направления на базовую станцию и поэтому обладает индивидуальным доплеровским сдвигом частоты. Полоса этих гармонических составляющих определяется сложной внутрикластерной структурой каждого луча.

На основе вышеизложенных фактов был предложен параметрический алгоритм предсказания канальных коэффициентов, основанный на гармоническом представлении их изменений во времени [52].

Введём следующую модель изменений канальных коэффициентов:

$$h_{q}(t) = \sum_{k=1}^{J} A_{kq} e^{i\omega_{k}t} .$$
(2.8)

Здесь канальный коэффициент на q-ой поднесущей представлен в виде суммы гармонических сигналов с постоянными во времени частотами ω_k и комплексными амплитудами A_{kq} . Каждая гармоника соответствует отдельному кластеру лучей канала с определенным доплеровским сдвигом частоты. В рамках предложенной модели изменений $h_q(t)$ будем полагать, что частоты ω_k гармонических сигналов практически не зависят от индекса q поднесущей OFDM символа, а комплексные амплитуды A_{kq} различны в силу частотной селективности канала. Подобные допущения очевидно справедливы для OFDM систем связи, в которых ширина полосы сигнала существенно меньше несущей частоты.

Рассмотрим подробнее параметры предложенной модели. Число гармоник Jи их частоты ω_k являются медленно изменяющимися параметрами, так как их изменение обусловлено изменением структуры системы отражателей (путей распространения сигнала) и перемещением абонента на существенное расстояние (десятки и сотни метров), при котором изменяются углы прихода канальных лучей. Амплитуды кластеров A_{ka} , напротив, меняются достаточно быстро.

Предсказание сигнала, описываемого моделью (2.8), может осуществляться двумя способами.

При использовании первого подхода необходимо оценить все параметры модели (J, A_{kq}, ω_k), используя несколько отсчетов канальных коэффициентов, измеренных на основе принятых SRS сигналов (см. рисунок 2.1), и затем с

помощью уравнения (2.8) вычислить искомое прогнозируемое значение канальных коэффициентов для требуемого момента времени. Однако такой метод требует оценки этих параметров после каждого принятого пилотного сигнала (SRS) ввиду быстрого изменения значений *A*_{ka}.

Второй подход, основанный на модели линейной авторегрессии, позволяет предсказать значение канального коэффициента (2.8) на основе J его последних измеренных значений и информации о положении гармоник ω_k . Ниже будет показано, что данный подход не требует вычисления амплитуд кластеров A_{kq} , и, следовательно, позволяет производить оценку параметров модели значительно реже. В силу вышеизложенных особенностей в настоящей работе будет использован второй поход.

Для реализации второго подхода используется уравнение линейного предсказания (2.2). Значения коэффициентов предсказания b_k будем выбирать в предположении, что для канальных коэффициентов выполняется модель (2.8), в которой известны параметры J и ω_k . Порядок линейного предсказания K при этом выбирается равным числу гармоник J.

Для удобства перейдём к матричной форме записи соответствующих выражений. Используя (2.8), набор *К* последних отсчётов для q-го канального коэффициента можно представить в следующем виде:

$$\mathbf{h}_{q} = \begin{bmatrix} h_{q}(t) \\ h_{q}(t-1) \\ \vdots \\ h_{q}(t-K+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{i\omega_{1}t} & e^{i\omega_{2}t} & \cdots & e^{i\omega_{K}t} \\ e^{i\omega_{1}(t-1)} & e^{i\omega_{2}(t-1)} & \cdots & e^{i\omega_{K}(t-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{i\omega_{1}(t-K+1)} & e^{i\omega_{2}(t-K+1)} & \cdots & e^{i\omega_{K}(t-K+1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{1q} \\ A_{2q} \\ \vdots \\ A_{Kq} \end{bmatrix} = \mathbf{W}\mathbf{a}_{q}.$$
(2.9)

В соответствии с детерминистской моделью (2.8) точное значение канального коэффициента в момент времени (t+d) определяется выражением:

$$h_q(t+d) = \sum_{k=1}^{K} A_{kq} e^{i\omega_k(t+d)} = \mathbf{v}^H \mathbf{a}_q, \qquad (2.10)$$

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} e^{-i\omega_1(t+d)} & e^{-i\omega_2(t+d)} & \cdots & e^{-i\omega_K(t+d)} \end{bmatrix}^T,$$
(2.11)

В то же время в соответствии с моделью линейной авторегрессии (2.2) предсказанное значение канального коэффициента будет определяться следующим образом:

$$\widehat{h}_{q}(t+d) = \mathbf{b}^{H}\mathbf{h}_{q}, \qquad (2.12)$$

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} b_0 & b_1 & \cdots & b_{K-1} \end{bmatrix}^T.$$
(2.13)

Значение вектора коэффициентов предсказания **b** найдем из условия минимума среднего квадрата ошибки предсказания (2.3):

$$\varepsilon = \langle \left| h_q(t+d) - \hat{h}_q(t+d) \right|^2 \rangle = \langle (\mathbf{v}^H \mathbf{a}_q - \mathbf{b}^H \mathbf{W} \mathbf{a}_q) (\mathbf{v}^H \mathbf{a}_q - \mathbf{b}^H \mathbf{W} \mathbf{a}_q)^H \rangle \to \min. \quad (2.14)$$

Для нахождения минимума функционала (2.14) продифференцируем его по элементам вектора **b**^{*H*} и приравняем результат к нулю:

$$d\varepsilon / d\mathbf{b}^{H} = -\mathbf{W} < \mathbf{a}_{q} \mathbf{a}_{q}^{H} > \left(\mathbf{v} - \mathbf{W}^{H} \mathbf{b}\right) = 0.$$
(2.15)

Здесь мы полагаем, что количество J и значения частот ω_k . гармоник предварительно оценены и детерминированы, а вектор комплексных амплитуд \mathbf{a}_q является случайным. Из (2.15) видно, что оптимальные значения коэффициентов предсказания могут быть найдены путём решения системы линейных уравнений:

$$\mathbf{W}^{H}\mathbf{b} = \mathbf{v}. \tag{2.16}$$

Отметим, что решение системы уравнений (2.16) не зависит от параметра t, поэтому для упрощения без ограничения общности можно положить его равным нулю. Определитель матрицы W^H вычисляется как определитель Вандермонда [56] и отличен от нуля, так как все частоты ω_k в модели (2.8) различны. Здесь мы полагаем, что для сигнала (2.8) выполнена теорема Котельникова об отсчётах, то есть $-\pi < \omega_k < \pi$. Где единицей отсчета является период следования пилотных SRS сигналов.

$$\det(\mathbf{W}^{H}) \sim \begin{vmatrix} 1 & e^{i\omega_{1}} & \cdots & e^{i\omega_{1}(K-1)} \\ 1 & e^{i\omega_{2}} & \cdots & e^{i\omega_{2}(K-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{i\omega_{K}} & \cdots & e^{i\omega_{K}(K-1)} \end{vmatrix} = \prod_{1 \le m < n \le K} 2ie^{i0.5(\omega_{n} + \omega_{m})} \sin\left(\frac{1}{2}(\omega_{n} - \omega_{m})\right) \neq 0.$$
(2.17)

Тогда из теоремы Кронекера [56] следует существование единственного решения для системы (2.16)

$$\mathbf{b}^H = \mathbf{v}^H \mathbf{W}^{-1}. \tag{2.18}$$

Подстановка этого решения в (2.14) показывает, что при выборе порядка предсказания *К* равном числу гармоник *J* в детерминистской модели (2.8) приводит к эквивалентности оценки канального коэффициента на основе детерминистской модели и авторегрессионного подхода. Действительно, подстановка решения (2.18)в (2.14) дает:

$$\varepsilon = \langle (\mathbf{v}^H \mathbf{a}_q - \mathbf{v}^H \mathbf{W}^{-1} \mathbf{W} \mathbf{a}_q) (\mathbf{v}^H \mathbf{a}_q - \mathbf{v}^H \mathbf{W}^{-1} \mathbf{W} \mathbf{a}_q)^H \rangle = 0.$$
 (2.19)

Таким образом, если для канального коэффициента точно выполнена детерминистская модель (2.8) и параметры этой модели J и ω_k точно известны, то алгоритм линейного предсказания (2.2), коэффициенты которого определяются решением системы (2.16), предсказывает значения канального коэффициента без ошибки для любых значений комплексных амплитуд A_{kq} .

Интересно отметить, что прямая оценка вектора \mathbf{a}_q неизвестных комплексных амплитуд кластеров A_{kq} через решение системы уравнений (2.9) с использованием наблюдённых значений вектора канальных коэффициентов \mathbf{h}_q может быть представлена в следующем виде:

$$\widehat{\mathbf{a}}_{a} = \mathbf{W}^{-1} \mathbf{h}_{a}. \tag{2.20}$$

Тогда применяя эту оценку для прогнозирования значения канального коэффициента в момент времени t+d в соответствии с детерминистской моделью (2.8) получим выражение:

$$\widehat{h}_{q}(t+d) = \mathbf{v}^{H}\widehat{\mathbf{a}}_{q} = \mathbf{v}^{H}\mathbf{W}^{-1}\mathbf{h}_{q} = \mathbf{b}^{H}\mathbf{h}_{q}, \qquad (2.21)$$

которое, как видно, эквивалентно решению, найденному выше на основе модели линейной авторегрессии. Однако алгоритм, основанный на модели линейной авторегрессии, позволяет производить процедуру оценки параметров J и ω_k модели (2.8) и решение системы уравнений (2.16) значительно реже, и, следовательно, требует значительно меньших вычислительных затрат.

2.4 Оценка параметров детерминистской модели канальных коэффициентов

Для реализации представленного выше параметрического алгоритма предсказания канальных коэффициентов необходимо предварительно оценить параметры модели (2.8): число гармоник J и их частоты ω_k . При этом могут быть применены различные методы спектрального анализа. Наиболее простым из них является алгоритм дискретного преобразование Фурье (ДПФ) [48]. В этом случае количество гармоник J определяется количеством максимумов в полученном спектре канального коэффициента $h_q(t)$, превышающих определённый порог, а их частоты – положениями этих максимумов. Однако разрешающая способность ДПФ $\Delta \omega$ ограничена количеством L измеренных на пилотных сигналах (SRS) значений канального коэффициента $h_q(t)$ [57, 58]:

$$\Delta \omega = \frac{2\pi}{LT_{SRS}} \,. \tag{2.22}$$

При реализации параметрического алгоритма предсказания размер временной выборки *L* ограничен временем корреляции медленно меняющихся амплитуд A_{ka} канальных кластеров, комплексных которые считаются постоянными в рамках предложенной сигнальной модели (2.8). Таким образом, для достижения высокой точности предсказания необходимо найти баланс между разрешающей способностью метода оценки параметров модели и временем, на котором сигнал соответствует этой модели. В связи с этим целесообразно использовать сверхразрешающие методы спектрального анализа, для которых разрешающая способность превышает предел Релея (2.22). К числу таких методов можно отнести метод Кейпона, MUSIC (MUltiple SIgnal Classification), Root MUSIC, метод минимального многочлена (спектральный и корневой), ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) и другие [59-65]. В оригинальной версии алгоритма выбор был остановлен на методе Root MUSIC, хотя применение иных алгоритмов для оценки параметров также возможно и будет рассмотрено в третьей главе настоящей работы.

Рассмотрим свойства корреляционной матрицы для *L* отсчетов канального коэффициента в модели (2.8)

$$\mathbf{R} = \langle \mathbf{h}_{q} \mathbf{h}_{q}^{H} \rangle = \mathbf{F} \langle \widetilde{\mathbf{a}}_{q} \widetilde{\mathbf{a}}_{q}^{H} \rangle \mathbf{F}^{H} = \mathbf{F} \mathbf{G} \mathbf{F}^{H}, \qquad (2.23)$$

где вектор \mathbf{h}_q и прямоугольная матрица **F** размерностью ($L \ge J$) определены следующим образом:

$$\mathbf{h}_{q} = \begin{bmatrix} h_{q}(t) \\ h_{q}(t-1) \\ \vdots \\ h_{q}(t-L+1) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{F} = \begin{bmatrix} e^{i\omega_{1}(L-1)} & e^{i\omega_{2}(L-1)} & \cdots & e^{i\omega_{J}(L-1)} \\ e^{i\omega_{1}(L-2)} & e^{i\omega_{2}(L-2)} & \cdots & e^{i\omega_{J}(L-2)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & \cdots & 1 \end{bmatrix}, \quad \widetilde{\mathbf{a}}_{q} = \begin{bmatrix} A_{1q}e^{i\omega_{1}(t-L+1)} \\ A_{2q}e^{i\omega_{2}(t-L+1)} \\ \vdots \\ A_{Jq}e^{i\omega_{J}(t-L+1)} \end{bmatrix}. \quad (2.24)$$

В случае, когда число гармоник J меньше числа временных выборок L, а комплексные амплитуды гармоник независимы, ранг корреляционной матрицы **R** определяется числом гармоник. Соответственно, параметр J может быть оценён как число ненулевых собственных чисел матрицы **R**. Данное свойство сохраняется и для оценки матрицы $\hat{\mathbf{R}}$:

$$\widehat{\mathbf{R}} = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^{Q} \mathbf{h}_{q} \mathbf{h}_{q}^{H} = \mathbf{F} \left(\frac{1}{Q} \sum_{q=1}^{Q} \widetilde{\mathbf{a}}_{q} \widetilde{\mathbf{a}}_{q}^{H} \right) \mathbf{F}^{H}, \qquad (2.25)$$

если число выборок Q > J, а комплексные амплитуды гармоник для различных поднесущих независимы.

Алгоритм Root MUSIC основан на свойствах разложения корреляционной матрицы **R** [61, 63] по собственным векторам. Собственные вектора, соответствующие J наибольшим собственным числам (в случае отсутствия шума – ненулевым), определяют базис так называемого сигнального подпространства. Это значит, что любой столбец матрицы **F** может быть представлен в виде линейной комбинации соответствующих «сигнальных» собственных векторов. Собственные вектора, соответствующие (L - J) наименьшим собственным числам (в случае отсутствия шума – нулевым) определяют шумовое подпространство, ортогональное сигнальному. Таким образом, проекция любого столбца матрицы **F** на шумовое подпространство равна нулю.

В методе MUSIC строится матрица проектор Р (*L* x *L*) на шумовое подпространство следующим образом [61]:

$$\mathbf{P}_{noise} = \mathbf{U}_{noise} \mathbf{U}_{noise}^{H}, \qquad (2.26)$$

$$\mathbf{U}_{noise} = [\mathbf{u}_{J+1}, \mathbf{u}_{J+2}, \dots, \mathbf{u}_{L}], \qquad (2.27)$$

где \mathbf{u}_k – собственный вектор матрицы **R**, соответствующий собственному числу λ_k , при этом $\lambda_1 \ge ... \ge \lambda_L$. Корневой подход к определению угловых частот ω_k базируется на описанном выше свойстве ортогональности:

$$\mu(\omega) = \mathbf{f}^{H}(\omega)\mathbf{P}_{noise}\mathbf{f}(\omega), \qquad (2.28)$$

где $\mathbf{f}(\omega) = [e^{i\omega(L-1)} e^{i\omega(L-2)} \dots 1]^{\mathrm{T}}$. Представленное выражение обращается в ноль тогда и только тогда, когда $\omega = \omega_{\mathrm{k}}$. Выполним в (2.28) замену $z = e^{i\omega}$. В результате получим полином степени (2L - 2)

$$\mu(z) = \mathbf{z}^{(-1)} \mathbf{P}_{noise} \mathbf{z}, \qquad (2.29)$$

где $\mathbf{z} = [z^{(L-1)} z^{(L-2)} \dots 1]^T$ и $\mathbf{z}^{(-1)} = [z^{-(L-1)} z^{-(L-2)} \dots 1]$. Среди корней данного полинома следует отобрать J лежащих наиболее близко к единичной окружности, для которых выполнено условие $|z| \le 1$ либо $|z| \ge 1$, так как корни $\mu(z)$ являются инверсными в комплексной плоскости относительно единичной окружности. Искомые значения угловых частот получаются из отобранных корней путём обратной замены.

В реальных условиях работы алгоритма значения элементов вектора \mathbf{h}_q оцениваются с ошибками, что приводит к зашумлению сигнала. В связи с этим ранг корреляционной матрицы **R** становится полным. Обычно при рассмотрении метода MUSIC корреляционную матрицу шума полагают равной единичной (условие нормировки мощности сигнала к мощности шума):

$$\mathbf{R} = \langle \mathbf{h}_{q} \mathbf{h}_{q}^{H} \rangle = \mathbf{F} \langle \widetilde{\mathbf{a}}_{q} \widetilde{\mathbf{a}}_{q}^{H} \rangle \mathbf{F}^{H} + \langle \boldsymbol{\xi} \boldsymbol{\xi}^{H} \rangle = \mathbf{F} \mathbf{G} \mathbf{F}^{H} + \mathbf{I}, \qquad (2.30)$$

где $\boldsymbol{\xi}$ - ошибки измерения вектора \mathbf{h}_q .

В общем случае количество гармоник сигнала *J* перед применением метода Root MUSIC следует предварительно оценить с помощью какого-либо критерия. Обычно в связке с методом MUSIC используются критерии AIC (Akaike's Information Criterion) или MDL (Minimum Description Length), определяемые следующими выражениями [63, 66]:

$$f(k) = Q(L-k) \lg \frac{f_1(k)}{f_2(k)} + f_3(k,Q), \qquad (2.31)$$

$$f_{1}(k) = \frac{1}{L-k} \sum_{p=k+1}^{L} \lambda_{p}, \qquad f_{2}(k) = \left(\prod_{p=k+1}^{L} \lambda_{p}\right)^{\frac{1}{L-k}}, \qquad (2.32)$$

$$f_{3}^{AIC}(k) = k \cdot (2L - k), \qquad f_{3}^{MDL}(k) = \frac{1}{2}k \cdot (2L - k) \lg Q.$$
 (2.33)

Здесь функции f_1 и f_2 имеют смысл среднего арифметического и среднего геометрического (*L-k*) наименьших собственных чисел. Функция f_3 является штрафной и определяется для каждого из критериев различным способом. За оценку числа источников *J* в обоих критериях принимается значение аргумента *k*, при котором функция (2.31) принимает минимальное значение.

Стоит отметить, что при практическом применении критериев AIC и MDL в условия сверхвысоких значений ОСШ (очень малом уровне собственных шумов) или при идеальном знании вектора \mathbf{h}_q следует предварительно произвести регуляризацию матрицы (2.25). Для этого к ней можно добавить единичную матрицу с некоторым малым весом γ [67]:

$$\widehat{\mathbf{R}}_{reg} = \widehat{\mathbf{R}} + \gamma \mathbf{I} \,, \tag{2.34}$$

величина коэффициента регуляризации γ выбирается эмпирически в зависимости от величин ОСШ.

2.5 Метод дополнительной пространственной фильтрации

Учитывая специфику беспроводных каналов мобильной связи, а именно, многолучёвость распространения радиосигнала, целесообразно было бы предложить алгоритм, который позволил более эффективно использовать пространственные свойства каналов связи. Основная идея метода пространственной фильтрации заключается в том, что предложенный в данной главе параметрический алгоритм предсказания теперь может быть применен не к коэффициентам канальной матрицы, а к коэффициентам разложения данной канальной матрицы в ортогональном базисе.

Рассмотрим для наглядности систему, состоящую из базовой станции с N передающими антеннами и приемника с одной антенной. В этом случае матрицу канальных коэффициентов для q-той поднесущей можно представить в виде вектора $\mathbf{H}_{N,1}$ (индекс поднесущей для простоты представления мы в дальнейшем опустим). Данный вектор может быть представлен в некотором ортогональном базисе, например, базисе, образованным колонками матрицы **T**

$$\mathbf{H}_{N,1} = h_{T1}\mathbf{T}_{1} + h_{T2}\mathbf{T}_{2} + \dots + h_{TN}\mathbf{T}_{N}, \qquad (2.35)$$

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_1 & \mathbf{T}_2 & \dots & \mathbf{T}_N \end{bmatrix}.$$
(2.36)

Тогда коэффициенты разложения *h*_{Ti} могут быть вычислены следующим образом:

$$\mathbf{H}_{T} = \mathbf{T}_{N}^{H} \mathbf{H}_{N,1}, \qquad (2.37)$$

$$\mathbf{H}_{T} = \begin{bmatrix} h_{T1} \\ h_{T2} \\ \vdots \\ h_{TN} \end{bmatrix}, \qquad (2.38)$$

$$\mathbf{H}_{N,1} = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ h_N \end{bmatrix}.$$
(2.39)

С физической точки зрения каждый коэффициент разложения h_{TN} является проекцией вектора канальных коэффициентов на один из векторов ортогонального базиса, выделяющего некоторую область в пространстве, то есть некоторое подмножество лучей распространения радиосигнала. Очевидно, что каждому из таких векторов в силу различных путей распространения сигнала соответствует собственный доплеровский сдвиг f_i в спектре результирующего сигнала, см. рисунок 2.3.



Рис. 2.3 Иллюстрация многолучёвости распространения для подвижного пользователя

Для наглядной демонстрации эффекта, который достигается путем применения метода пространственной фильтрации, ниже представлены спектры канального коэффициента и спектры коэффициентов разложения h_{TN} в ортогональном базисе матрицы дискретного преобразования Фурье при N = 4:

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} +1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & +i & -1 & -i \\ +1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & -i & -1 & +i \end{bmatrix}$$
(2.40)



Рис. 2.4 Реализация спектра канального коэффициента и спектров коэффициентов разложения

Осциллограммы спектров, представленные выше, наглядно демонстрируют, что метод пространственной фильтрации позволяет выделить гармоники в доплеровском спектре канального коэффициента, которые соответствуют конкретным путям распространения радиосигнала. При этом алгоритмы сверхразрешения, использующиеся в параметрическом алгоритме предсказания канала, применяются не к спектру канального коэффициента, а к спектрам коэффициентов разложения.

Таким образом, метод дополнительной пространственной фильтрации позволяет более эффективно и с более высокой точностью осуществлять оценку числа гармоник и их частот в спектре.

2.6 Результаты компьютерного моделирования

2.6.1 Сравнение эффективности корреляционного подхода к предсказанию канала и разработанного параметрического алгоритма

Проверка эффективности алгоритмов предсказания канала осуществлялась с помощью симулятора системного уровня сети LTE. В качестве модели канала была выбрана 3GPP 3D Urban Macro [51], описывающая распространение сигнала в городских условиях и широко применяемая при моделировании сетей LTE. Антенная система базовой станции представляла собой прямоугольную решётку с 4 столбцами по 8 элементов, каждый из которых состоял их двух взаимно перпендикулярных диполей. Период антенной решётки составлял 0.9λ по вертикали и 0.5λ по горизонтали, где λ – длина волны. Элементы одного столбца с одинаковой поляризацией объединялись в один цифровой порт. Таким образом, каждая базовая станция использовала для своей работы 8 цифровых портов. Вид антенной решетки базовой станции и схема объединения по цифровым портам представлен на рисунке 2.5. Антенные элементы разной поляризации отмечены разными цветами, номера соответствуют цифровым портам, к которым подключены антенные элементы. Прочие параметры моделирования приведены в таблице 2.1.

66



Рис. 2.5 Антенная решетка базовой станции

| Модель канала | 3GPPTR 36.873 UrbanMacro |
|------------------------------|-------------------------------------|
| Антенная система БС | Прямоугольная антенная решётка (8 х |
| | 4x 2pol), |
| | элементы объединены по столбцам в 8 |
| | портов |
| Количество сот | 1 |
| Количество базовых станций | 3 |
| Количество пользователей | 60 |
| Распределение координат | Равномерное |
| пользователей в соте | |
| Скорость пользователей | 10 – 50 км/ч |
| Период SRS | 5 мс |
| Несущая частота | 2.1 ГГц |
| Мощность БС | 40 дБм |
| Тип структуры TDD кадра [22] | 1 |
| Максимальное число потоков | 1 |
| пользователя | |

Таблица 2.1 Параметры моделирования

Анализ эффективности исследуемых алгоритмов проводился на основе двух параметров: средней скорости передачи данных базовой станцией *Th* и метрики ρ , характеризующей качество предсказания характеристик канала. В качестве метрики ρ рассматривался средний по частоте, времени и пользователям квадрат модуля скалярного произведения главных сингулярных векторов \mathbf{v}_1 и $\widehat{\mathbf{v}}_1$ истинной и предсказанной канальных матриц соответственно.

$$\rho = < \left| \mathbf{v}_1^H \widehat{\mathbf{v}}_1 \right|^2 >. \tag{2.41}$$

Под главным понимается сингулярный вектор, соответствующий наибольшему сингулярному числу. Данная метрика адекватно описывает эффективность

передачи данных многим пользователям при вышеуказанных параметрах моделирования.

Максимальный порядок предсказания K для обоих исследуемых методов был принят равным 4. Следует отметить, что для гармонической модели (2.8) параметрического алгоритма порядок предсказания являлся адаптивной величиной, которая зависела от числа достоверно обнаруженных гармоник в спектре канальных коэффициентов. Оценка автокорреляционной функции канального коэффициента, используемой в выражении (2.6), производилась методом скользящего окна (2.7), размер которого Q был выбран равным 50 отсчётам (интервалам между SRS), то есть 250 мс.

При оценке числа гармоник и их угловых частот для предложенного подхода к предсказанию был применён сверхразрешающий метод Root MUSIC совместно с критерием MDL [63]. Для осуществления анализа спектра использовалась выборка длиной L = 5 отсчётов. Корреляционная матрица (2.25) рассчитывалась путём усреднения по поднесущим частотно-ресурсного блока (PRB). При высоких значениях ОСШ также использовалась процедура дополнительной регуляризации (2.34).

Полученные в ходе моделирования примеры осциллограмм канального коэффициента и его предсказанных значений для двух используемых алгоритмов представлены на рисунках 2.6 и 2.7.



Рис. 2.6 Осциллограммы канального коэффициента и его значений, предсказанных с помощью корреляционного алгоритма



Рис. 2.7 Осциллограммы канального коэффициента и его предсказанных значений, предсказанных с помощью параметрического алгоритма

Точками отмечены оценённые на основе SRS значения канального коэффициента. Синим цветом – его истинные значения, красным – предсказанные значения. Рисунок 2.6 соответствует корреляционному алгоритму (2.4), а рисунок 2.7 – параметрическому алгоритму (2.9). Видно, что оба алгоритма позволяют довольно точно осуществлять предсказание значений канального коэффициента на интервалах между пилотными сигналами.

Зависимость метрики ρ и средней скорости передачи данных базовой станцией *Th* от подвижности пользователей представлены на рисунках 2.8 и 2.9 соответственно. Кривыми красного цвета показаны метрики для случая, когда предсказание канала не применялось. Кривые, соответствующие алгоритму предсказания (2.4) на основе автокорреляционной функции, обозначены синим цветом, а кривые, соответствующие предложенному параметрическому алгоритму предсказания (2.9) – желтым.



Рис. 2.8 Зависимость метрики ρ от подвижности пользователей

71



Рис. 2.9 Зависимость средней скорости передачи данных базовой станцией *Th* от подвижности пользователей

Видно, что при увеличении скорости абонентов без применения алгоритмов предсказания значение метрики ρ резко снижается. Так для скорости 50 км/ч значение метрики ρ составляет 86% (см. рисунок 2.8), что в свою очередь приводит к уменьшению скорости передачи данных на 16% (см. рисунок 2.9).

Применение алгоритмов предсказания позволило существенно повысить достоверность информации о характеристиках канала связи на интервалах между SRS и увеличить скорость передачи данных. Так для высокомобильных пользователей со скоростью движения до 50 км/ч пропускная способность системы связи практически не снижалась и соответствовала пропускной способности малоподвижных пользователей.
2.6.2 Оценка эффективности параметрического алгоритма предсказания с использованием метода пространственной фильтрации.

В данном разделе представлены результаты применения параметрического алгоритма предсказания совместно с методом пространственной фильтрации, описанном в разделе 2.5, Параметры моделирования приведены в таблице 2.1. Антенная решетка базовой станции и схема объединения элементов по цифровым портам представлены на рисунке 2.5. Зависимость метрики ρ и средней скорости передачи данных базовой станцией *Th* от подвижности пользователей представлены на рисунках 2.10 и 2.11 соответственно. Красной кривой соответствует ситуация, когда алгоритмы предсказания не применялись, сплошной желтой линией отмечены результаты для параметрического алгоритма предсказания, желтая пунктирная линия соответствует параметрическому алгоритму с применением метода пространственной фильтрации.



Рис. 2.10 Зависимость метрики ρ от подвижности пользователей



Рис. 2.11 Зависимость средней скорости передачи данных базовой станцией *Th* от подвижности пользователей

Из графиков, представленных выше видно, что применение дополнительной пространственной фильтрации позволяет добиться выигрышей, как в значениях метрики ρ , так и в значениях скорости передачи данных *Th*. Существенное улучшение от применения данного метода становится заметно на скоростях более 30 км/ч. Так для скорости 50 км/ч увеличение метрики ρ достигает 2 %, что приводит к достаточно существенному выигрышу в скорости передачи данных базовой станцией на 0,29 Мбит/. Таким образом, учитывая минимальное вычислительной увеличение сложности применении при метода пространственной фильтрации, улучшение ключевых а также метрик эффективности системы сотовой связи, можно сделать вывод о том, что использование данного метода совместно с параметрическим алгоритмом предсказания является целесообразным.

2.6.3 Оценка эффективности параметрического алгоритма в условиях квазидетерминированной модели канала.

Результаты компьютерного моделирования, представленные в разделах 2.6.1 и 2.6.2, получены при использовании модели канала 3GPP 3D Urban Macro, построенной на основе TR. 36.873 [51]. Как уже говорилось ранее данная модель канала общепризнана И повсеместно используется производителями оборудования и разработчиками новых технологий при стандартизации и исследованиях. Однако данная различных модель является полностью стохастической и не дает возможности точно промоделировать движение пользователя с учетом меняющейся структуры отражателей, а соответственно и путей распространения радиосигнала.

Поэтому эффективность предложенного параметрического алгоритма предсказания была также исследована путем компьютерного моделирования системы связи на системном уровне с использованием одной из новейших моделей канала QuaDRiGa [68, 69]. QuaDRiGa является трехмерной моделью канала, которая учитывает реальную геометрию распространения лучей в канале связи и использует квазидетерминистический подход к моделированию лучей, который в настоящее время уже успешно используется при стандартизации и моделировании систем связи миллиметрового диапазона длин волн [70-72]. Данная модель существенно расширяет возможности полностью стохастических моделей [51, 73, 74], имплементируя реальное изменение канального коэффициента во времени путем обновления значений задержек лучей, а также углов их прихода и отправления на основе текущей позиции приемника и передатчика. Все это позволяет наиболее реалистично осуществлять имитацию движения пользователя в условиях меняющейся обстановки с учетом изменения структуры кластеров.

Для симуляций были выбраны два сценария моделирования: Urban Macro (городская застройка) и Rural (сельская местность). Антенная система базовой станции представляла собой прямоугольную решётку с 8 столбцами по 8 элементов, состоящих их двух взаимно перпендикулярных диполей. Элементы одного столбца с одинаковой поляризацией объединялись в один цифровой порт. Таким образом, каждая базовая станция использовала для своей работы 16 цифровых портов. Период антенной решётки составлял 0.9λ по вертикали и 0.5λ по горизонтали. Вид антенной решетки базовой станции и схема объединения антенных элементов по цифровым портам представлены на рисунке 2.12. Прочие параметры моделирования приведены в таблице 2.2.



Рис. 2.12 Антенная решетка базовой станции

| Модель канала | QuaDRiGa Rural |
|------------------------------|-------------------------------------|
| | QuaDRiGa Urban Macro |
| Антенная система БС | Прямоугольная антенная решётка (8 х |
| | 8x 2pol), |
| | элементы объединены по столбцам в 8 |
| | портов |
| Количество сот | 1 |
| Количество базовых станций | 3 |
| Количество пользователей | 60 |
| Распределение координат | Равномерное |
| пользователей в соте | |
| Скорость пользователей | 10-50 км/ч |
| Период SRS | 5 мс |
| Несущая частота | 2.1 ГГц |
| Мощность БС | 40 дБм |
| Тип структуры TDD кадра [22] | 1 |
| Максимальное число потоков | 1 |
| пользователя | |

Таблица 2.2 Параметры моделирования

Для анализа эффективности параметрического алгоритма предсказания использовалась метрика р. Параметрический алгоритм применялся в комбинации с методом пространственной фильтрации, описанным в разделе 2.5. Для оценки числа гармоник доплеровского спектра использовался сверхразрешающий метод Root MUISIC с критерием MDL. Длина временной выборки равнялась 5 отсчетам.

Зависимость метрики р от скорости пользователя для сценариев Urban Масто и Rural представлены на рисунках 2.13 и 2.14 соответственно. Красным цветом отмечена кривая, полученная без применения алгоритмов предсказания, желтым цветом – с применением параметрического алгоритма.



Рис. 2.13 Зависимость метрики ρ от подвижности пользователей в сценарии Urban Масго



Рис. 2.14 Зависимость метрики ρ от подвижности пользователей в сценарии Rural

Представленные выше графики демонстрируют высокую эффективность разработанного параметрического алгоритма предсказания в условиях квазидетерминированной модели канала связи. Видно, что предложенный алгоритм позволяет значению метрики р оставаться на уровне пользователя с низкой скоростью, при значениях, не превышающих 30 - 40 км / ч. И даже при скорости 40 км / ч параметрический алгоритм предсказания позволяет значениям метрики достигать 96 - 97% от своего максимума.

2.7 Заключение по второй главе

В данной главе рассмотрена проблема получения актуальной информации о характеристиках канала связи для высокомобильных пользователей в сети LTE. Предложен новый параметрический подход к предсказанию канала на дробный шаг, основанный на гармоническом представлении зависимости канальных коэффициентов от времени. При этом для оценки параметров модели предложено использовать сверхразрешающие методы спектрального анализа, позволяющие существенно снизить длину необходимой для хранения временной выборки оценённых значений канальных коэффициентов.

Для повышения точности определения параметров модели канала предложен и реализован метод дополнительной пространственной фильтрации, что позволило получить дополнительный выигрыш в точности прогнозирования и пропускной способности.

Результаты компьютерного моделирования, полученные С помощью симулятора системного уровня с использованием, как полностью стохастической (TR. 36.873 [51]), так и квазидетерминированной (QuaDRiGa [68, 69]) моделей канала, показали высокую эффективность предложенного алгоритма предсказания для макросот в условиях современной городской застройки (Urban Macro) и сельской местности (Rural). Применение предложенного алгоритма предсказания позволило достичь для высокомобильных (40 – 50 км/ч) пользователей практически такой же скорости передачи данных, как и для малоподвижных (10 км/ч), а также существенно повысить качество связи.

Сравнение разработанного параметрического алгоритма с алгоритмом, основанным на автокорреляционном подходе и формуле Уиттекера – Шеннона, показало, что данные алгоритмы сопоставимы по эффективности. Однако для мобильных устройств со средними скоростями параметрический алгоритм демонстрирует более высокую точность прогнозирования.

При этом следует отметить, что реализация алгоритма предсказания, основанного на автокорреляционном подходе, оказывается существенно более сложной, поскольку требует обработки существенно большего объёма данных, необходимого для удовлетворительной аппроксимации интерполяционного ряда (2.6). Предложенный параметрический алгоритм предсказания канала позволяет на порядок уменьшить объём хранимой временной выборки и при этом требует относительно невысоких вычислительных затрат.

ГЛАВА 3

Параметрический алгоритм предсказания канала с

использованием корневого метода минимального многочлена

B третьей главе диссертации рассмотрена задача применения параметрического алгоритма предсказания канальных коэффициентов мобильных пользователей системы связи LTE с использованием для оценки параметров модели сверхразрешающего корневого метода минимального многочлена, который является одним из наиболее эффективных методов наряду с методом Root MUSIC. Однако в отличие от метода MUSIC метод минимального многочлена дает возможность одновременно оценить число гармонических сигналов и построить матричный проектор на шумовое подпространство, и не требует дополнительных критериев, таких как AIC или MDL для оценки Также следует отметить, что метод минимального параметров модели. многочлена эффективно использовался в работах [62, 75-78] в задачах оценки параметров сигналов (например, угловых координат источников сигналов), принимаемых антенной решеткой, но не исследовался для оценки параметров В настоящей работе путем численного моделирования с спектра сигнала. использованием симулятора системного уровня проведена оценка эффективности совместного применения метода минимального многочлена и параметрического Проведено предсказания канала. подробное сравнение алгоритма С параметрическим алгоритмом предсказания, использующим методы Кейпона [79] и Root MUSIC.

Основные аналитические расчеты и результаты, представленные в третьей главе, опубликованы в работах [78, 80].

3.1 Метод минимального многочлена

В соответствии с предложенным в настоящей работе параметрическим алгоритмом предсказания модель изменений канального коэффициента может

быть представлена в виде (2.8), см. раздел 2.3 второй главы, а свойства корреляционной матрицы канального коэффициента рассмотрены в разделе 2.4.

3.1.1 Детерминистическое приближение

Предположим вначале, что точная корреляционная матрица канального коэффициента **R** является известной. Эта матрица имеет характеристический многочлен степени *L* вида $\psi_L(\lambda) = (\lambda - \lambda_1)(\lambda - \lambda_2)...(\lambda - \lambda_L)$, где $\lambda_1 > \lambda_2 > ... > \lambda_L$ – собственные числа корреляционной матрицы R. В интересующем нас случае, когда число гармоник J меньше числа временных выборок (J<L), многочлен $\psi_L(\lambda)$ имеет кратные корни и $\psi_L(\lambda) = (\lambda - \lambda_1)(\lambda - \lambda_2)...(\lambda - \lambda_J)(\lambda - \lambda_{J+1})^{L-J}$. Тогда существует многочлен $\psi_{J+1}(\lambda) = (\lambda - \lambda_1)(\lambda - \lambda_2)...(\lambda - \lambda_{J+1}),$ который является минимальный делителем характеристического многочлена, имеет наименьшую степень и единичный коэффициент при старшем члене [56, 81]. Степень многочлена $\psi_{J+1}(\lambda)$ равна m=J+1, то есть определяется числом гармоник в спектре канального коэффициента, а его корнями являются неравные между собой собственные числа R $(\lambda_1 > \lambda_2 > \ldots > \lambda_{l+1})$. Последнее корреляционной матрицы (наименьшее) собственное число равно мощности собственного шума ($\lambda_{J+1}=1$) и называется шумовым, а остальные (сигнальные) собственные числа зависят от параметров гармоник модели. В соответствии с теоремой Гамильтона-Кэли корреляционная матрица **R** удовлетворяет своему минимальному многочлену, то есть этот многочлен является аннулирующим для корреляционной матрицы **R** ($\psi_{J+1}(\mathbf{R})=\mathbf{0}$) [56, 81].

Корреляционную матрицу **R** можно представить в виде суммы матриц– проекторов на сигнальное и шумовое подпространства (**R**=**P**_{signal}+**P**_{noise}). Проектор на сигнальное подпространство, имеющее размерность *J*, можно записать в виде $\mathbf{P}_{signal} = \lambda_1 \mathbf{P}_1 + \lambda_2 \mathbf{P}_2 + ... + \lambda_J \mathbf{P}_J$, где матрица **P**_j проектирует любой вектор на собственный вектор корреляционной матрицы **R**, соответствующий собственному числу λ_j . Матрица **P**_{noise} обеспечивает проектирование на шумовое подпространство размерности *L*–*J*. Матрицы P_j и P_{noise} можно представить в виде [75]

$$\mathbf{P}_{j} = \left[\prod_{p=1, p\neq j}^{J} (\mathbf{R} - \lambda_{p} \mathbf{I})\right] \cdot \left[\prod_{p=1, p\neq j}^{J} (\lambda_{j} - \lambda_{p})\right]^{-1}, \qquad (3.1)$$

$$\mathbf{P}_{\text{noise}} = \left[\prod_{p=1}^{J} (\mathbf{R} - \lambda_p \mathbf{I})\right] \cdot \left[\prod_{p=1}^{J} (1 - \lambda_p)\right]^{-1}.$$
(3.2)

Здесь второй множитель обеспечивает условие нормировки так, что $Sp(\mathbf{P}_i)=1$, $Sp(\mathbf{P}_{noise})=1$, где $Sp(\cdot)$ – след матрицы.

Сформируем разрешающую функцию вида

$$\eta(\omega) = \frac{1}{\mathbf{f}^{H}(\omega)\mathbf{P}_{noise}\mathbf{f}(\omega)},$$
(3.3)

где $\mathbf{f}(\omega) = [e^{i\omega(L-1)} e^{i\omega(L-2)} \dots 1]^{\mathrm{T}}.$

Если вектор $\mathbf{f}(\omega)$ соответствует *j*-ой гармонике в спектре анализируемого сигнала $(\mathbf{f}(\omega)=\mathbf{f}_j)$, то вектор $\mathbf{f}(\omega)$ будет принадлежать сигнальному подпространству и его проекция на шумовое подпространство будет равна нулю. В этом случае функция $\eta(\omega)$ в точке ω_j будет стремиться к бесконечности $(\eta(\omega)\to\infty$ при $\omega \to \omega_j)$. По этому пику можно найти частоту *j*-й гармоники в спектре канального коэффициента.

3.1.2 Статистическое приближение

На практике вместо точной корреляционной матрицы для оценки параметров модели канального коэффициента используется ее максимально правдоподобная оценка $\hat{\mathbf{R}}$ по Q выборкам канального коэффициента по различным частотам в различных ресурсных блоках вида (2.25) [63, 82-84].

Элементы выборочной корреляционной матрицы являются случайными числами и вероятность появления кратных собственных чисел пренебрежимо мала. Выборка входного процесса может быть длинной или короткой в зависимости от соотношения между числом *Q* частотных выборок и числом *L* временных отсчетов.

В случае длинной выборки, когда число выборочных векторов H(q) больше числу элементов временных отсчетов $(Q \geq L)$ выборочная ИЛИ равно корреляционная матрица **R** имеет L положительных неравных друг другу собственных чисел µ₁>µ₂>...>µ_L >0. Шумовое собственное число, которое имеет кратность L-J и равно единице для точной корреляционной матрицы \mathbf{R} , расщепляется на *L*–*J* собственных чисел выборочной корреляционной матрицы **R**. Разброс шумовых собственных чисел возрастает с уменьшением размера выборки. Некоторые из них могут быть значительно меньшие единицы. Ŕ Минимальный многочлен корреляционной матрицы состоит ИЗ L сомножителей и совпадает с характеристическим многочленом корреляционной матрицы $\hat{\mathbf{R}}$ степени *L*. Таким образом, в детерминистическом приближении при переходе точной корреляционной матрицы к выборочной степень ОТ минимального многочлена увеличивается от J+1 до L и, следовательно, перестает зависеть от числа *J* гармонически сигналов в спектре канального коэффициента.

В случае короткой выборки входного процесса ($Q \le L$) корреляционной матрицы **R** является вырожденной и имеет *Q* положительных собственных чисел, a *L*–*O* собственных $(\mu_1 > \mu_2 > \dots > \mu_0 > 0,$ чисел равны нулю $\mu_{L+1} = \mu_{L+2} = \dots = \mu_L = 0$). Подпространство, соответствующее нулевым собственным подпространству выборочных числам, ортогонально векторов H(O). B детерминистическом приближении получим, что минимальный многочлен выборочной корреляционной матрицы R имеет степень равную Q, которая зависит от числа выборок, а не от числа гармонически сигналов. Следовательно, при переходе от точной корреляционной матрицы к выборочной степень минимального многочлена увеличивается от J+1 до Q и также перестает зависеть от числа гармоник.

Такие отличия в свойствах точной и выборочной корреляционной матрицы являются принципиальными для решения поставленных задач оценки параметров модели канального коэффициента и обусловлены появлением в выборочной корреляционной матрице входного процесса множества шумовых собственных чисел вместо одного (расщепление шумового собственного числа). Поэтому для оценки числа и угловых частот гармонических сигналов нельзя использовать выражения (3.1), (3.2). Необходимо сначала оценить степень минимального многочлена выборочной корреляционной матрицы $\hat{\mathbf{R}}$, а затем построить матрицы–проекторы на сигнальное и шумовое подпространства.

Для оценки степени минимального многочлена в [75] предложен статистический среднеквадратический критерий, в соответствии с которым для выборочной корреляционной матрицы **R** находится матричный многочлен $\mathbf{I}^{(m)}(\mathbf{\hat{R}})$ наименьшей степени с минимальной евклидовой нормой, не превышающей некоторый порог Thr. С помощью данного многочлена можно выборочной получить аппроксимацию минимального многочлена корреляционной матрицы таким многочленом, который имеет минимальную степень и обеспечивает отличие от характеристического многочлена, не среднеквадратическом превышающее (в смысле) заданное значение, определяемое на основе априорной информации о корреляционной матрице собственного шума.

Рассмотрим функционал *I*^(*m*) равный

$$I^{(m)} = \min_{\gamma_n} \left\| \mathbf{I}^{(m)}(\widehat{\mathbf{R}}) \right\|^2, \qquad (3.4)$$

$$\mathbf{I}^{(m)}(\widehat{\mathbf{R}}) = \prod_{n=1}^{m} (\mathbf{I} - \gamma_n \widehat{\mathbf{R}}).$$
(3.5)

и найдем сначала коэффициенты γ_n , а затем – степень минимального многочлена корреляционной матрицы $\hat{\mathbf{R}}$. Коэффициенты γ_n представляют собой величины, обратные собственным числам выборочной корреляционной матрицы $\hat{\mathbf{R}}$ ($\mu_n=1/\gamma_n$).

Коэффициенты γ_n находятся из решения системы нелинейных уравнений

$$\gamma_{n} = Sp \left[\widehat{\mathbf{R}} \prod_{i=1, i \neq n}^{m} (\mathbf{I} - \gamma_{i} \widehat{\mathbf{R}})^{2} \right] \left\{ Sp \left[\widehat{\mathbf{R}}^{2} \prod_{i=1, i \neq n}^{m} (\mathbf{I} - \gamma_{i} \widehat{\mathbf{R}})^{2} \right] \right\}^{-1}$$
(3.6)

Для решения этой системы можно использовать итерационный подход начиная с m=1. При таком подходе m чисел γ_n , вычисленные для функционала $I^{(m)}$,

будем считать начальными приближениями для вычисления (*m*+1) чисел γ_n для функционала $I^{(m+1)}$.

При m=1 функционал $I^{(1)} = \min_{\gamma_1} Sp[(\mathbf{I} - \gamma_1 \hat{\mathbf{R}})^2]$. Отсюда имеем, что $\gamma_1 = (Sp\hat{\mathbf{R}})(Sp\hat{\mathbf{R}}^2)^{-1}$. Если функционал $I^{(1)} < Thr$, то итерационный процесс завершается. При этом считается, что степень минимального многочлена $\hat{m} = 1$. Это означает, что в системе имеется только собственный шум, а оценка числа гармоник в спектре исследуемого канального коэффициента равна нулю $(\hat{J} = \hat{m} - 1 = 0)$. Если $I^{(1)} > Thr$, продолжаем итерационный подход и задаем m=2.

При *m*=2 функционал $I^{(2)} = \min_{\gamma_1, \gamma_2} Sp[(\mathbf{I} - \gamma_1 \hat{\mathbf{R}})^2 (\mathbf{I} - \gamma_2 \hat{\mathbf{R}})^2]$. Дифференцируя $I^{(2)}$ по γ_1 и γ_2 и приравнивания производные к нулю можно получить, что

$$\gamma_1 = \frac{Sp[\mathbf{I} - \gamma_2 \hat{\mathbf{R}})^2 \hat{\mathbf{R}}]}{Sp[(\mathbf{I} - \gamma_2 \hat{\mathbf{R}})^2 \hat{\mathbf{R}}^2]},$$
(3.7)

$$\gamma_{2} = \frac{Sp[\mathbf{I} - \gamma_{1}\hat{\mathbf{R}})^{2}\hat{\mathbf{R}}]}{Sp[(\mathbf{I} - \gamma_{1}\hat{\mathbf{R}})^{2}\hat{\mathbf{R}}^{2}]}.$$
(3.8)

В качестве начального значения γ_1 выберем γ_1 , полученное на первом шаге итерационной процедуры при m=1, и подставим в формулу (3.8) для нахождения коэффициента ү2. Затем полученное ү2 подставим в формулу (3.7) и найдем коэффициент у1. Такие взаимные подстановки выполняются несколько раз, пока значения γ_1 и γ_2 не перестанут изменяться. Затем находится функционал $I^{(2)}$ и сравнивается с порогом *Thr*. Если $I^{(2)} < Thr$ итерационная процедура завершается и делается заключение, что степень минимального многочлена $\widehat{m}=2$. Следовательно, кроме собственного шума имеется одна гармоника в спектре исследуемого канального коэффициента $(\hat{J} = \hat{m} - 1 = 1)$. Если $I^{(2)} > Thr$, то итерационная процедура продолжается и задается m=3.

Данная процедура продолжается до тех пор, пока значение функционала $I^{(m)}$ при некотором $m = \hat{m}$ не станет меньше порога. Данное значение \hat{m} принимается за оценку степени минимального многочлена, а оценка \hat{J} числа гармоник в спектре канального коэффициента равна $\hat{J} = \hat{m} - 1$. Практика вычислений

показывает, что итерационный процесс сходится достаточно быстро. Например, достаточно не более 4–5 итераций, чтобы значения γ_n были вычислены с точностью 10⁻⁴ при *m*=4. Получаемая в результате итерационной процедуры матрица $\mathbf{I}^{(m)}(\hat{\mathbf{R}})$ будет наиболее близкой к нулевой матрице.

Таким образом, оценка числа гармоник в модели канального коэффициента параметрического алгоритма предсказания определяется степенью минимального многочлена ($\hat{J} = \hat{m} - 1$), а полученные числа γ_n дают оценки величин, обратных собственным числам выборочной корреляционной матрицы $\hat{\mathbf{R}}$ ($\mu_n = 1/\gamma_n$). Наименьшее из них дает оценку шумового собственного числа, а другие дают оценки сигнальных собственных чисел.

Порог Thr найти априорной информации можно на основе 0 корреляционной матрице собственного шума. Если собственный шум имеет единичную корреляционную матрицу, то априори известно, что при отсутствии гармоник в спектре канального коэффициента (J=0) степень минимального многочлена *m*=1. Число временных отсчетов использующихся в параметрическом алгоритме предсказания, как правило, удовлетворяет условию L²>>1. Тогда, полагая в (3.4), (3.5) m=1 и считая J=0, будем иметь, что среднее (< $I_0^{(1)}$ >) и среднеквадратическое отклонение σ_1 для функционала $I_0^{(1)}$ равны [85]

$$< I_0^{(1)} >= \frac{L}{(1+Q/L)}$$
 (3.9)

$$\sigma_1^2 = \frac{2}{(1+Q/L)^2} \left(1 + \frac{2L}{Q} \right)$$
(3.10)

На основе (3.9) и (3.10) можно выбрать порог равным $Thr = < I_0^{(1)} > + \chi \sigma_1$, где коэффициент χ определяется статистическими свойствами функционала $I_0^{(1)}$ при наличии только собственного шума. Из (3.9) и (3.10) следует, что порог зависит от числа L временных отсчетов и числа Q выборок. В случае «сверхкороткой» выборки входного процесса, когда Q << L, из (3.9) имеем, что $< I_0^{(1)} >\approx L$, а из (3.10) - $\sigma_1 \approx 2\sqrt{L/Q}$. При увеличении длины выборки ($Q \rightarrow \infty$)

порог *Thr* \rightarrow 0 и мы приходим к детерминистическому приближению, для которого $\mathbf{I}_m(\mathbf{R}) = [\mathbf{0}].$

Теперь вместо (3.1) и (3.2) построим оценки матриц-проекторов в виде

$$\widehat{\mathbf{P}}_{j} = \left[\prod_{p=1, p\neq j}^{\overline{J}+1} \left(\mathbf{I} - \gamma_{p} \widehat{\mathbf{R}}\right)\right] \left[\prod_{p=1, p\neq j}^{\overline{J}+1} \left(1 - \frac{\gamma_{p}}{\gamma_{j}}\right)\right]^{-1}, \qquad (3.11)$$

$$\widehat{\mathbf{P}}_{noise} = \left[\prod_{p=1}^{\bar{J}} (\mathbf{I} - \gamma_p \widehat{\mathbf{R}})\right] \cdot \left[\prod_{p=1}^{\bar{J}} (1 - \frac{\gamma_p}{\gamma_{\bar{J}+1}})\right]^{-1}.$$
(3.12)

Выражения (3.11), (3.12) переходят в (3.1) и (3.2) соответственно при $Q \rightarrow \infty$, если учесть, что $\hat{J} \rightarrow J$, $\hat{\mathbf{R}} \rightarrow \mathbf{R}$, $\hat{\gamma}_p \rightarrow \gamma_p$, и выполнить несложные преобразования. Формула (3.3) остается справедливой, если в ней шумовой проектор \mathbf{P}_{noise} заменить на оценку $\hat{\mathbf{P}}_{noise}$ из (11).

Рассмотрев знаменатель метрики (3.3), можно применить корневой подход к определению угловых частот гармоник в спектре канального коэффициента. Реализация корневого метода минимального многочлена аналогична реализации метода Root MUSIC, описанного в разделе 2.4, а также представлена в работе [62].

3.2 Результаты компьютерного моделирования

Эффективность параметрического алгоритма предсказания с использованием корневого метода минимального многочлена оценивалась с помощью симулятора системного уровня сети LTE. В качестве модели канала использовалась 3GPP 3D Urban Macro [51]. Параметры моделирования представлены в таблице 2.1. Антенная система базовой станции совпадает с системой, использованной в разделах 2.6.1, 2.6.2, см. рисунок 2.5. Параметры моделирования являются идентичными для всех симуляций, результаты которых представлены в разделе 3.2.

Анализ эффективности предложенного алгоритма проводился на основе метрики ρ (2.41), а также на основе средней скорости передачи данных базовой станцией *Th*.

3.2.1 Сравнение эффективности параметрического алгоритма предсказания с корневым методом минимального многочлена и алгоритма предсказания на основе корреляционного подхода

В данном разделе представлены результаты компьютерного моделирования по сравнению эффективности предлагаемого параметрического алгоритма предсказания с использованием корневого метода минимального многочлена с известным алгоритмом на основе корреляционного подхода к предсказанию значений канального коэффициента, описанным в 2.2.

Максимальный порядок предсказания для обоих исследуемых методов был принят равным 4. Оценка автокорреляционной функции, используемой в выражении (2.6), производилась методом скользящего окна (2.7), размер которого был выбран равным 50 отсчётам (интервалам между SRS), то есть 250 мс.

Для анализа спектра в параметрическом алгоритме использовалась выборка длиной L = 5 отсчётов. Корреляционная матрица (2.25) рассчитывалась путём усреднения по PRB совместно с процедурой дополнительной регуляризации (2.34).

Результаты компьютерного моделирования представлены ниже на рисунках 3.1 и 3.2. Красным цветом отмечена кривая в случае, когда предсказание не применялось. Алгоритм предсказания (2.4) на основе автокорреляционной функции обозначен синим цветом, а предложенный параметрический алгоритм предсказания с использованием метода минимального многочлена – зеленым.



Рис. 3.1 Зависимость метрики ρ от подвижности пользователей



Рис. 3.2 Зависимость средней скорости передачи данных базовой станцией *Th* от подвижности пользователей

Из графиков представленных выше видно, что применение корневого метода минимального многочлена в составе параметрического алгоритма предсказания позволяет существенно повысить производительность системы и не уступает известному алгоритму на основе автокорреляционного подхода, и превосходит его в диапазоне скоростей 15 -35 км/ч.

3.2.2 Сравнение эффективности параметрического алгоритма предсказания с использованием корневого метода минимального многочлена и с использованием метода Кейпона

Эффективность разработанного алгоритма предсказания напрямую зависит от качества работы методов сверхразрешения. Для более детального анализа влияния используемых в параметрическом алгоритме методов сверхразрешения в составе данного алгоритма был реализован один из наиболее популярных и распространенных непараметрических методов – метод Кейпона [79].

Основная идея данного метода заключается в том, чтобы минимизировать спектральную плотность мощности при фиксированном усилении для некоторых частот ω_k .

Для нахождения числа гармоник *J* и их частот ω_k необходимо найти максимумы разрешающей функции:

$$\eta(\omega) = \frac{1}{\mathbf{f}^{H}(\omega)\mathbf{R}\mathbf{f}(\omega)},\tag{3.13}$$

Стоит отметить, что метод Кейпона требует инверсии корреляционной матрицы, которая может быть плохо обусловлена при недостаточном числе выборок вектора **H**, используемых для её оценки.

В данном разделе представлены результаты компьютерного моделирования системы связи с имплементацией параметрического алгоритма предсказания с использованием корневого метода минимального многочлена и метода Кейпона.

На графиках параметрическому алгоритму с использованием метода Кейпона соответствует фиолетовая кривая, а с использованием корневого метода минимального многочлена – зеленая.



Рис. 3.3 Зависимость метрики ρ от подвижности пользователей



Рис. 3.4 Зависимость средней скорости передачи данных базовой станцией *Th* от подвижности пользователей

Из результатов моделирования видно, что применение в качестве метода сверхразрешения метода Кейпона не позволяет добиться столь же высоких значений, как в метрике р, так и в средней скорости передачи данных базовой станцией В отличие от корневого метода минимального многочлена. Параметрический алгоритм предсказания с использованием корневого метода минимального многочлена позволяет сохранить значения метрики р на уровне более 0,95, а также значения средней скорости передачи данных базовой станцией на уровне более 46 Мбит/с даже для скорости пользователя, равной 50 км/ч. Проигрыш же метода Кейпона относительно корневого метода минимального многочлена в метрике р составляет порядка 4 % для скорости 50 км/ч, что в свою очередь влечет уменьшение скорости передачи данных более чем на 4 Мбит/с.

3.2.3 Сравнение эффективности параметрического алгоритма предсказания с использованием корневого метода минимального многочлена и с использованием метода Root MUSIC

Далее сравним эффективность параметрического алгоритма предсказания с использованием сверхразрешающего корневого метода минимального многочлена и с использованием сверхразрешающего метода Root MUSIC. Результаты компьютерного моделирования представлены на рисунках 3.5 и 3.6. Параметрический алгоритм предсказания с использованием метода Root MUSIC обозначен желтым цветом, а с использованием метода минимального многочлена – зеленым.



Рис. 3.5 Зависимость метрики ρ от подвижности пользователей



Рис. 3.6 Зависимость средней скорости передачи данных базовой станцией *Th* от подвижности пользователей

Представленные результаты компьютерного моделирования иллюстрируют практически идентичную эффективность параметрического алгоритма предсказания канальных коэффициентов с использованием метода Root MUSIC и метода минимального многочлена. Видно, что применение алгоритмов Root MUSIC и корневого метода минимального многочлена позволяет существенно снизить уровень потерь. Для скорости 50 км/ч значение метрики р составляет 96%. Потери же в скорости передачи данных в системе с применением параметрического алгоритма предсказания составляют менее 3 % для скорости пользователя равной 50 км/ч.

3.3 Заключение по третьей главе

В данной главе рассмотрена задача применения сверхразрешающего корневого метода минимального многочлена в параметрическом алгоритме

предсказания канала. Данный метод был успешно адаптирован и применен для оценки параметров модели изменений канальных коэффициентов. Эффективность сверхразрешающего корневого метода минимального многочлена в составе разработанного параметрического алгоритма предсказания канальных коэффициентов была исследована с помощью компьютерного моделирования LTE системы связи.

С помощью симулятора системного уровня было проведено сравнение эффективности параметрического алгоритма предсказания с использованием данного метода со случаями, когда в качестве сверхразрешающего метода использовались методы Кейпона и Root MUSIC. Также было проведено сравнение с алгоритмом предсказания на основе корреляционного подхода.

Параметрический алгоритм предсказания канальных коэффициентов с многочлена обладает использованием корневого метода минимального сравнимым с алгоритмом предсказания на основе корреляционного подхода и параметрическим алгоритмом с использованием метода Root MUSIC качеством оценивания канала для высокомобильных пользователей, в то же время существенно превосходит параметрический алгоритм с использованием метода Кейпона. При этом следует отметить что, применение метода минимального многочлена позволяет избежать использования дополнительных критериев при оценке числа гармоник в параметрической модели изменения канальных коэффициентов, что позволяет упростить практическую реализацию параметрического алгоритма предсказания.

Основываясь на результатах, представленных в данной главе, можно заключить, что применение сверхразрешающего корневого метода минимального многочлена позволяет существенно улучшить скорость передачи данных в системе сотовой связи для высокомобильных пользователей и как следствие позволяет повысить качество связи.

Заключение

В настоящей диссертационной работе были разработаны новые алгоритмы оценивания характеристик нестационарных каналов в современных LTE системах сотовой связи 5-го поколения. Предложены новые методы восстановления полной канальной матрицы в системах сотовой связи с цифро-аналоговым (гибридным) формированием диаграммы направленности. Разработаны корреляционные и каналов высокомобильных параметрические алгоритмы предсказания пользователей данных. Проведено на момент передачи компьютерное моделирование современной LTE сети связи на физическом и системном уровнях, эффективность разработанных которое подтвердило высокую методов И алгоритмов

Основные результаты диссертационной работы и следующие из них теоретические и практические выводы могут быть сформулированы следующим образом:

1. Разработан итеративный алгоритм оценивания и восстановления полной канальной матриц для LTE систем связи, использующих гибридные схемы формирования диаграммы направленности. Метод основан на использовании для оценки канальной матрицы пилотных сигналов восходящего канала связи и не требует дополнительных частотно-временных ресурсов. Для увеличения точности восстановления полной канальной матрицы в случае динамически меняющегося канала применены алгоритмы предсказания. Полученные путем компьютерного моделирования результаты показали высокую эффективность разработанных алгоритмов для мобильных пользователей. В частности показано, что применение итеративного алгоритма восстановления к системам с гибридными антенными решетками позволяет добиться точности представления канала близкого к случаю использования полностью цифровой антенной решётки.

2. Разработан параметрический алгоритм предсказания канала на дробный шаг для высокомобильных пользователей в LTE системах связи. В основе алгоритма лежит параметрическая модель изменения канальных коэффициентов,

которая представляет канальные коэффициенты в виде суперпозиции различных гармонических составляющих, частоты которых определяются доплеровскими сдвигами, возникающими при движении пользователя в условиях многолучевого распространения сигналов. Оценка параметров данной модели осуществляется путем применения сверхразрешающих алгоритмов спектрального анализа. Путем компьютерного моделирования на системном уровне проведено сравнение разработанного параметрического алгоритма с известным методом предсказания на дробный шаг на основе классического автокорреляционного подхода. Показано, что параметрический алгоритм для типичных средних скоростей движения пользователей (до 35 км/ч) превосходит метод прогнозирования на основе автокорреляционного подхода и требует значительно меньших ресурсов для хранения временной выборки. Предложена модификация параметрического алгоритма на основе применения метода дополнительной пространственной фильтрации принимаемых пилотных сигналов, что позволило достичь улучшения эффективности алгоритма для скоростей пользователей более 30 км/ч. Проведено компьютерное моделирование, подтвердившее высокую эффективность разработанного наиболее реалистичной алгоритма В условиях квазидетерминированной модели канала.

3. Осуществлено совместное применение параметрического алгоритма и сверхразрещающего корневого метода минимального многочлена для задач предсказания каналов высокомобильных пользователей LTE систем связи. При этом известный метод минимального многочлена адаптирован для решения задач спектрального анализа. Путем компьютерного моделирования на системном уровне проведена оценка эффективности данного подхода. Осуществлено сравнение с алгоритмом предсказания на основе корреляционного подхода, а также с параметрическим алгоритмом, использующим другие известные сверхразрешающие методы. Показано, что данный вариант параметрического алгоритма существенно превосходит по качеству предсказания параметрический алгоритм с использованием сверхразрещающего метода Кейпона, и обладает сравнимой с параметрическим алгоритмом на основе метода Root MUSIC

эффективностью. Однако использование сверхразрещающего метода минимального многочлена не требует применения дополнительных критериев для оценки числа гармонических сигналов в параметрической модели изменения канальных коэффициентов.

Автор выражает глубокую признательность и благодарность научному руководителю профессору, доктору физико-математических наук Мальцеву А.А. за помощь и содействие в подготовке настоящей диссертационной работы.

Список используемых источников

- Gampala, G. Massive MIMO Beyond 4G and a basis for 5G / G. Gampala, C.J. Reddy // International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES). – Denver, 2018. – P. 1–2.
- Björnson, E. Massive MIMO Networks: Spectral, Energy, and Hardware Efficiency / E. Björnson, J. Hoydis, L. Sanguinetti // Foundations and Trends in Signal Processing. – 2017. – Vol. 11. No. 3-4. – P. 154–655.
- Marzetta, T.L. Fundamentals of Massive MIMO / T.L. Marzetta, E.G. Larsson, H. Yang, H.Q. Ngo. – Cambridge university press, 2016. – 225 p.
- Ngo, H.Q. Aspects of favorable propagation in Massive MIMO / H.Q. Ngo, E.G. Larsson, T.L. Marzetta // European Signal Processing Conference (EUSIPCO). – Lisbon, 2014. – P. 76-80.
- Ngo, H.Q. Energy and spectral efficiency of very large multiuser MIMO systems / H.Q. Ngo, E.G. Larsson, T.L. Marzetta // IEEE Transactions on Communications. – 2013. – Vol. 61. No. 4. – P. 1436-1449.
- Larsson, E.G. Massive MIMO for 5G / E.G. Larsson, L.V. der Perre // IEEE 5G Tech Focus. – 2017. – Vol. 1. No. 1. – P. 1–4.
- Larsson, E.G. Maassive MIMO for next generation wireless systems / E.G. Larsson,
 O. Edfors, T.F. Tufvesson // IEEE Communications Magazine. 2014. Vol. 22.
 No. 2. P. 186–195.
- Ермолаев, В.Т. Теоретические основы обработки сигналов в беспроводных системах связи: монография / В.Т. Ермолаев, А.Г. Флаксман. – Н. Новгород: ННГУ, 2011. – 368 с.
- Adnan, N.H.M. Massive MIMO for Fifth Generation (5G): Opportunities and Challenges / N.H.M. Adnan, I.M. Rafiqul, A.H.M.Z. Alam // International Conference on Computer and Communication Engineering (ICCCE) – Kuala

Lumpur, 2016. – P. 47-52.

- Marzetta, T.L. Noncooperative Cellular Wireless with Unlimited Numbers of Base Station Antennas / T.L. Marzetta // IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2010. – Vol. 9. No. 11. – P. 56–61.
- 11. Hoydis, J. Massive MIMO in the UL/DL of Cellular Networks: How Many Antennas Do We Need? / J. Hoydis, S. ten Brink, M. Debbah // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 2013. – Vol. 31. No. 2. – P. 160–171.
- Papazafeiropoulos, A.K. Impact of General Channel Aging Conditions on the Downlink Performance of Massive MIMO / A.K. Papazafeiropoulos // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2017. – Vol. 66. No. 2. – P. 1428–1442.
- Papazafeiropoulos, A.K. Downlink performance of massive MIMO under General Channel Aging Conditions / A.K. Papazafeiropoulos // Proc. IEEE GLOBECOM. – San Diego, 2016. – P. 1-6.
- Truong, K. Effects of Channel Aging in Massive MIMO Systems / K. Truong, R. Heath // Journal of Communications and Networks. 2013. Vol. 15. No. 4. P. 338–351.
- 15. Casey, T. Influence of mobile user velocity on data transfer in a multi-network wireless environment / T. Casey, D. Denieffe, G. Muntean // 9th IFIP International Conference on Mobile Wireless Communications Networks. – Cork, 2007. – P. 126-130.
- Akl, R.A. Compensating for CQI aging by channel prediction: The LTE downlink / R.A. Akl, S. Valentin, G. Wunder, S. Stánczak // IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). – Anaheim, 2012. – P. 4821-4827.
- 17. Oborina, A. Effect of mobile velocity on the system capacity in LTE DL / A.
 Oborina // International Conference on Applied Electromagnetics and Communications. Dubrovnik, 2013. P. 1-4.
- 18. Shams, A.B. Impact of user mobility on the performance of downlink resource

scheduling in Heterogeneous LTE cellular networks / A.B. Shams, S.R. Abied, M.A. Hoque // 3rd International Conference on Electrical Engineering and Information Communication Technology (ICEEICT). – Dhaka, 2016. – P. 1-6.

- Miyim, A.M. Performance Evaluation of LTE Networks / A.M. Miyim, A. Wakili //
 15th International Conference on Electronics, Computer and Computation (ICECCO). – Abuja, 2019. – P. 1-6.
- 20. Zhou, B. Impact of imperfect channel state information on TDD downlink Multiuser MIMO system / B. Zhou, [et al.] // IEEE Wireless Communications and Networking Conference. – Cancun, 2011. – P. 1823-1828.
- 21. Mi, D. Massive MIMO Performance With Imperfect Channel Reciprocity and Channel Estimation Error / D. Mi, [et al.] // IEEE Transactions on Communications.
 - 2017. - Vol. 65. No. 9. - P. 3734-3749.
- 22. Dahlman, E. 4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband / E. Dahlman, S. Parkvall, J. Skold. Academic Press, 2011. 431 p.
- 23. Sesia, S. The UMTS Long Term Evolution: from theory to practice / S. Sesia, I. Toufik, M. Baker. 2nd edition Wiley & Sons, 2011. 792 p.
- 24. Dahlman, E. 5G NR: The Next Generation Wireless Access Technology / E. Dahlman, S. Parkvall, J. Skold. Academic Press, 2018. 466 p.
- 25. Zhang, X. Variable-Phase-ShiftBased RF-Baseband Codesign for MIMO Antenna Selection / X. Zhang, A. Molisch, S.Y. Kung // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2005. – Vol. 53, No. 11. – P. 4091–4103.
- 26. Molisch, A.F. Hybrid Beamforming for Massive MIMO: A Survey / A.F. Molisch, [et al.] // IEEE Communications Magazine. – 2017. – Vol. 55, No. 9. – P. 134-141.
- 27. Rozé, A. Comparison between a hybrid digital and analog beamforming system and a fully digital Massive MIMO system with adaptive beamsteering receivers in millimeter-Wave transmissions / A. Roze, M. Crussière, M. Hélard, C. Langlais // International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS). – Poznan, 2016. – P. 86-91.

- Sun, S. Hybrid beamforming for 5G millimeter-wave multi-cell networks / S. Sun, T.S. Rappaport, M. Shaft // IEEE Conference on Computer Communications Workshops (INFOCOM WKSHPS). – Honolulu, 2018. – P. 589-596.
- 29. Vook, F.W. MIMO and beamforming solutions for 5G technology / F.W. Vook, A. Ghosh, T.A. Thomas // EEE MTT-S International Microwave Symposi-um (IMS2014). Tampa, 2014. P. 1-4.
- 30. Zhao, X. Practical Hybrid Beamforming Schemes in Massive MIMO 5G NR Systems / X. Zhao, E. Lukashova, F. Kaltenberger, S. Wagner // 23rd International ITG Workshop on Smart Antennas. – Vienna, 2019. – P. 1-8.
- 31. Sohrabi, X. Practical Hybrid Beamforming Schemes in Massive MIMO 5G NR Systems / F. Sohrabi, W. Yu // IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing. – 2016. – Vol. 10. No. 3. – P. 501–513.
- 32. Zhang, Y. Optimal Hybrid Beamforming Design for Millimeter-Wave Massive Multi-User MIMO Relay Systems / Y. Zhang, [et al.] // IEEE Access. – 2019. – Vol. 7. – P. 157212-157225.
- 33. Yang, J. Optimal base station antenna downtilt in downlink cellular networks / J. Yang, [et al.] // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2019. Vol. 18. No. 3. P. 1779-1791.
- 34. Castellanos, M.R. Channel Reconstruction-Based Hybrid Precoding for Millimeter Wave Multi-User MIMO Systems / M.R. Castellanos, [et al.] // IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing. – 2018. – Vol. 12. No. 2. – P. 383-398.
- 35. Xiaohui, L. Gram-Schmidt based hybrid beamforming for mmWave MIMO systems
 / L. Xiaohui, L. Yingchao, M. Meimei, H. Yongqiang // The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications. – 2016. – Vol. 23. No. 6. – P. 53-59.
- 36. Eisenbeis, J. Channel Estimation Method for Subarray Based Hybrid Beamforming Systems Employing Sparse Arrays / J. Eisenbeis, T. Mahler, P.R. Lopez, T. Zwick // Progress In Electromagnetics Research. – 2018. – Vol. 87. – P. 25–38.

- 37. Technical Specification TS 36.211 V12.4.0. Physical channels and modulation (Release 12) // 3rd Generation Partnership Project. 2014. 124 p.
- Spencer, Q.H. An introduction to the multi-user MIMO downlink / Q.H. Spencer,
 C.B. Peel, A.L. Swindlehurst, M. Haardt // IEEE Communications Magazine. –
 2004. Vol. 42. No. 10. P. 60-67.
- 39. Kurve, A. Multi-user MIMO systems: the future in the making / A. Kurve // IEEE Potentials. 2009. Vol. 28. No. 6. P. 37-42.
- 40. Chen, C. Channel estimation for LTE and LTE-A MU-MIMO uplink with a narrow transmission band / C. Chen, D.W. Lin // IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). – Florence, 2014. – P. 6484-6488.
- 41. Ortiguera, M.D. Fractional Discrete-Time Signal Processing: Scale Conversion and Linear Prediction / M.D. Ortiguera, C.J. Matos, S. Moises, M.S. Piedade // Nonlinear dynamics. Kluwer Aca-demic Publishers. – 2002. – Vol. 29. – P. 173-190.
- 42. Купцов, В.В. Восстановление полной канальной матрицы в системах связи, использующих гибридные антенные решетки / В.В. Купцов, О.А. Шмонин, С.Н. Трушков, А.С. Михайлова // Труды XXVI-й международной конференции «Информационные системы и технологии» (ИСТ-2020). – Н. Новгород: НГТУ, 2020. – С. 1258 – 1265.
- 43. Купцов, В.В. Итеративный алгоритм восстановления полной канальной матрицы в системах связи, использующих комбинированные аналогоцифровые диаграммообрузющие схемы / В.В. Купцов, О.А. Шмонин, С.Н. Трушков, А.С. Михайлова // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. – 2020. – №5. – Режим доступа: http://jre.cplire.ru/jre/may20/14/text.pdf, 2020.
- 44. Бакулин, М.Г. Технология OFDM: учебное пособие для вузов / М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин, А.М. Шлома, А.П. Шумов Москва: Горячая линия -

Телеком, 2015. – 360 с.

- 45. Лебедев, В. Модуляция OFDM в радиосвязи/ В. Лебедев // Радиолюбитель. 2008. Т. 9.– С. 36-40.
- 46. Ермолаев, В.Т. Методы обработки сигналов в адаптивных антенных решетках и компенсаторах помех / В.Т. Ермолаев, А.Г. Флаксман. – Н. Новгород: ННГУ, 2015. – 194 с.
- 47. Pratschner, S. Single-User and Multi-User MIMO Channel / S. Pratschner, S. Schwarz, M. Rupp // IEEE International Conference on Communica-tions (ICC). Paris, 2017. P. 1-6.
- 48. Сергиенко, А.Б. Цифровая обработка сигналов / А.Б. Сергиенко. Санкт-Петербург: СПб: Питер, 2002. – 608 с.
- 49. Прокис, Д. Цифровая связь. Пер. с англ. / Д. Прокис. М.: Радио и связь, 2000.
 800 с.
- 50. Бокс, Д. Анализ временных рядов. Прогноз и управление. Пер. с англ. / Д. Бокс, Г. Дженкинс. Москва: Мир, 1974. 406 с.
- Technical Report TR 36.873 V12.1.0. Study on 3D channel model for LTE (Release 12) // 3rd Generation Partnership Project. 2015. 42 p.
- 52. Купцов, В.В. Сравнтельный анализ методов предсказания канала для высокомобильных пользователей в LTE системах связи / В.В. Купцов, О.А. Шмонин, С.Н. Трушков, А.С. Михайлова // Труды XXV-й международной конференции «Информационные системы и технологии» (ИСТ-2019). Н. Новгород: НГТУ, 2019. С. 42-47.
- 53. Купцов, В.В. Параметрический метод предсказания канала для высокомобильных пользователей в LTE системах связи / В.В. Купцов, О.А. Шмонин, С.Н. Трушков, А.С. Михайлова // Труды XXIII-й научной конференции по радиофизике. – Н. Новгород: ННГУ, 2019. – С. 352-355.
- 54. Kuptsov, V. Parametrized autoregressive channel prediction algorithm for moving

LTE users / V. Kuptsov, O. Shmonin, S. Trushkov, A. Mikhailova // International Conference on Engineering and Telecommunication (EnT). – Dolgoprudny, 2019. – P. 1-4.

- 55. Купцов, В.В. Параметрический алгоритм предсказания характеристик канала для высокомобильных пользователей в системе связи LTE / В.В. Купцов, О.А. Шмонин, С.Н. Трушков, А.С. Михайлова // Изв. вузов. Радиофизика. 2020. Т. 63 № 4. С. 344–355.
- 56. Воеводин, В.В. Линейная алгебра / В.В. Воеводин. М.: Наука, 1980. 400 с.
- 57. Stoica, P. MUSIC, maximum likelihood, and Cramer-Rao bound / P. Stoica, A. Nehorai // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 1989.
 Vol. 37. No. 5. P. 720-741.
- 58. Кривошеев, В.И. Современные методы цифровой обработки сигналов (цифровой спектральный анализ) / В.И. Кривошеев. – Н. Новгород: ННГУ, 2006. – 117 с.
- 59. Stoica, P. Spectral analysis of signals / P. Stoica, R. Moses. Prentice Hall Inc., 2005. 427 p.
- 60. Roy, R. ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques / R. Roy, T. Kailath // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. – 1989. – Vol. 37. No. 7. – P. 984–995.
- 61. Schmidt, R.O. Multiple emitter location and signal parameter estimation / R.O. Schmidt // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1986. Vol. 34, No. 3. P. 276–280.
- 62. Ермолаев, В.Т. Угловое сверхразрешение сигналов в антенной решётке с помощью корневого метода минимального многочлена корреляционной матрицы / В.Т. Ермолаев, А.Г. Флаксман, А.В. Елохин, О.А Шмонин // Изв. вузов. Радиофизика. – 2018. – Т. 61, № 3. – С. 261-272.
- 63. Godara, L.C. Smart antennas / L.C. Godara. CRC Press, 2004. 472 pp.

- 64. Tuncer, E. Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation / E. Tuncer, B. Friedlander. Elsevier Inc. ed. 2009. 429 pp.
- 65. Van Trees, H.L. Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory / H.L. Van Trees. 1st edition Wiley, 2002. 1472 p.
- 66. Wax, M. Detection of signals by information theoretic criteria / M. Wax, T. Kailath
 // IEEE Transactions on Acoustics Speech and Signal Processing. 1985. V. 33. –
 P. 387–392.
- 67. Тихонов, А.Н. Методы решения некорректных задач / А.Н. Тихонов, В.Я. Арсенин –2-е издание – М.: Наука: Главная редакция физико-математической литературы, 1979. – 285 с.
- Jaeckel, S. QuaDRiGa: A 3-D multi-cell channel model with time evolution for enabling virtual field trials / S. Jaeckel, L. Raschkowski, K. B"orner, L. Thi // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2014. – Vol. 62, No. 6. – P. 3242-3256.
- 69. Jaeckel, S. Quasi Deterministic Radio Channel Generator, User Manual and Documentation / S. Jaeckel, [et al.] – Fraun- hofer Heinrich Hertz Institute, 2017. – 112 p.
- 70. Weiler, R. Quasi-deterministic millimeter-wave channel models in MiWEBA / R. Weiler, [et al.] // EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. 2016. doi: https://doi.org/10.1186/s13638-016-0568-6
- 71. Maltsev, A. Quasi-deterministic approach to mmWave channel modeling in a non-stationary environment / A. Maltsev, [et al.] // IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps). Austin, 2014. P. 966-971.
- 72. Трушков, С.Н. Применение квазидетерминированного подхода к моделям каналов миллиметрового диапазона длин волн стандарта IEEE 802.11 ad / С.Н. Трушков, В.В. Купцов, В.Е. Барабанов // Труды XXII-й научной конференции по радиофизике. Н. Новгород: ННГУ, 2018. С. 385-388.

- 73. Heino, P. CP5-026 WINNER+ D5.3 v1.0 WINNER+ Final Channel Models / P. Heino, [et al.] 2010. 107 p.
- 74. Technical Report TR 38.901 V14.1.0. Study on channel model for frequencies from
 0.5 to 100 GHz // 3rd Generation Partnership Project. 2017. 90 p.
- 75. Ермолаев, В.Т. Оценивание параметров сигналов, принимаемых антенной решеткой / В.Т. Ермолаев, А.Г. Флаксман, А.А. Анурин // Изв. вузов. Радиофизика. 1996 Т. 39 № 9. С. 1144–1160.
- 76. Ермолаев, В.Т. Метод минимального многочлена для оценки числа источников сигналов в антенной решетке / В.Т. Ермолаев, А.Г. Флаксман, А.В. Елохин, В.В. Купцов // Сборник трудов Х Всероссийской конференции «Радиолокация и радиосвязь». М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. 2016. – С. 100-103.
- 77. Ермолаев, В.Т. Оценка числа коррелированных источников сигналов в антенной решетке методом минимального многочлена / В.Т. Ермолаев, А.Г. Флаксман, А.В. Елохин, В.В. Купцов // Труды XXIII-й международной конференции «Информационные системы и технологии» (ИСТ-2017). Н. Новгород: НГТУ 2017. С. 1093-1098.
- 78. Ермолаев, В.Т. Метод минимального многочлена для оценки параметров сигналов, принимаемых антенной решеткой / В.Т. Ермолаев, А.Г. Флаксман, А.В. Елохин, В.В. Купцов // Акустический журнал. – 2018. – Т. 64, № 1. – С. 78-85.
- 79. Кейпон, Дж. Пространственно-временной спектральный анализ с высоким разрешением / Дж. Кейпон // ТИИЭР. 1969. Т. 57, № 8. С. 59-69.
- 80. Купцов, В.В. Сравнительный анализ эффективности применения алгоритмов сверхразрешения при оценке параметров параметрического метода предсказания канала для высокомобильных пользователей в LTE системах связи / В.В. Купцов, О.А. Шмонин, С.Н. Трушков, А.С. Михайлова // Труды XXIV-й научной конференции по радиофизике. – Н. Новгород: ННГУ, 2020. –
C. 294-297.

- 81. Гантмахер, Ф.Р. Теория матриц / Ф.Р. Гантмахер. М.: Наука, 1988. 552 с.
- 82. Караваев, В.В. Статистическая теория пассивной локации / В.В. Караваев, В.В.
 Сазонов. М.: Радио и связь, 1987. 240 с.
- Stoica, P. Introduction to Spectral Analysis / P. Stoica, R. Moses. Prentice Hall Inc., 1997. – 319 p.
- 84. Турчин В.И. Введение в современную теорию оценки параметров сигналов /
 В.И. Турчин. Н. Новгород: ИПФ РАН, 2005. 116 с.
- 85. Ермолаев, В.Т. Оценивание параметров минимального многочлена сигнальной корреляционной матрицы многоканальной адаптивной приемной системы / В.Т. Ермолаев // Изв. вузов. Радиофизика. 1995. Т. 38. № 8. С. 841–859.