## Государственное образовательное учреждение высшего и профессионального образования НИЖЕГОРОДСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ ИМ. Н.И. ЛОБАЧЕВСКОГО

На правах рукописи

## МОРОЗОВ Григорий Владимирович

# АНАЛИЗ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ СИСТЕМ СОТОВОЙ СВЯЗИ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ КООРДИНИРОВАННУЮ ПЕРЕДАЧУ СИГНАЛОВ БАЗОВЫМИ СТАНЦИЯМИ ДЛЯ ПОДАВЛЕНИЯ ВЗАИМНЫХ НЕПРЕДНАМЕРЕННЫХ ПОМЕХ

01.04.03 – радиофизика

Диссертация на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук

Научный руководитель: доктор физ.-мат. наук, профессор Мальцев А.А.

Нижний Новгород – 2014

# оглавление

Введение 4			
1. Mo LTE-A	одель MIMO-OFDMA сотовой системы радиосвязи на основе стандарта А		
1.1.	Технология множественного доступа OFDMA и OFDM модуляция для нисходящей передачи сигналов		
1.2.	Технология МІМО для нисходящей передачи сигналов 24		
1.3.	Измерение каналов и отношений сигнал/(шум плюс помеха) в приёмниках абонентов		
1.4.	Распределение физических ресурсов системы связи между абонентами 31		
1.5.	Заключение по первой главе 33		
2. Ан сотові соедин	ализ уровня взаимных непреднамеренных помех в неоднородных ых радиосетях стандарта LTE-A с перераспределением абонентских нений		
2.1.	Расширение зон покрытия пикостанций для выравнивания распределения абонентских соединений		
2.2.	Координированная передача данных по схеме eICIC стандарта LTE-А 41		
2.3.	Заключение по второй главе 45		
3. Ан	ализ пропускной способности системы связи LTE-А с		
коорд схеме	инированной пространственной обработкой передаваемых сигналов по CS/CB CoMP		
3.1.	Координированная передача данных по схеме CS/CB CoMP 47		
3.2.	Сравнительный анализ схем eICIC и CS/CB CoMP 53		
3.3.	Координированная пространственная обработка сигналов в адаптивных антеннах с наклонной кросс-поляризацией элементов		
3.4.	Исследование пропускной способности сотовой системы радиосвязи на основе стандарта LTE-A с согласованием поляризаций сигналов на передатчиках базовых станциях		
3.5.	Заключение по третьей главе 68		
4. Ah	ализ пропускной способности системы связи LTE-A, использующей		
схемы	JP CoMP для координированной пространственной обработки		
переда	аваемых сигналов		
4.1.	Координированная передача данных по схеме ЈТ СоМР 72		

4.2.	Исследование пропускной способности неоднородной сотовой сети стандарта LTE-A с использованием схемы JT CoMP для координированн передачи данных	юй 84
4.3.	Исследование пропускной способности неоднородной сотовой сети стандарта LTE-A с использованием схемы DPS CoMP для координированной передачи данных	90
4.4.	Заключение по четвёртой главе	97
Ваклн	)чение	99
Списо	ок используемых источников 1	102

#### Введение

#### Актуальность темы диссертационной работы

В течение последних десяти лет наблюдается экспоненциальный рост числа абонентов сотовых радиосетей [1,2]. Это, в первую очередь, связано с массовым распространением новых мобильных устройств, таких как, сотовые телефоны, смартфоны, планшетные компьютеры, ноутбуки и т.п., которые активно используются для доступа в сеть Интернет, просмотра мобильного телевидения, высокоскоростного обмена данными между устройствами и т.д. Проблема повышения пропускной способности систем сотовой радиосвязи привела к созданию, так называемых, сотовых систем четвёртого поколения (4G). В отличие предыдущего третьего поколения (3G), OT сотовых систем изначально ориентированных только на передачу голосовых данных, т.е. на мобильную телефонию, системы связи 4G ориентированы на универсальную (пакетную) передачу данных любого типа [3,4]. Также, для повышения скорости и надёжности передачи информации одновременно большому числу абонентов, в системах 4G применяется технология множественного доступа с ортогональным частотным разделением OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) [5] и пространственно-временная обработка сигналов на многоэлементных приёмно-передающих адаптивных антенных решётках (MIMO, от англ. Multiple Input — Multiple Output, что означает систему связи со многими антеннами на передатчике, т.е. на входе канала связи, и многими антеннами на приёмнике, т.е. на выходе канала связи) [6]. Таким образом, можно сказать, что принципиальным отличием систем сотовой радиосвязи четвёртого поколения является применение МІМО-ОFDMA технологии. В качестве примера МІМО-OFDMA системы связи можно привести развёрнутую универсальную систему наземного радиодоступа E-UTRA (Evolved Universal Terrestrial Radio Access) Release-10/11 [7], известную под названием Long Term Evolution — Advanced (LTE-A), а также сотовую систему радиосвязи WirelessMAN-Advanced (стандарт IEEE 802.16m, известный как WiMAX-Advanced) [8,9].

В настоящее время рост общего объёма передачи информации в системах сотовой радиосвязи продолжается, и по имеющимся прогнозам к 2018 году этот объём возрастёт более чем в 10 раз по сравнению с уровнем 2013 года [10,11]. Поэтому при проектировании перспективных систем связи одной из основных задач является значительное повышение ИХ пропускной способности. Классическим подходом к решению этой задачи является увеличение излучаемой мощности и/или ширины полосы частот передаваемых сигналов. Однако, в силу экологических требований и ограниченности частотного ресурса, особенно в наиболее подходящем для сотовой связи дециметровом диапазоне длин волн, данный подход в настоящее время практически исчерпал себя. Существующие альтернативные подходы связаны прежде всего с увеличением плотности покрытия радиосети, т.е. с увеличением общего числа базовых станций, работающих на одинаковых несущих частотах [12,13]. Недостатком подобного способа повышения пропускной способности системы связи является возрастание уровня взаимных непреднамеренных помех в приёмниках абонентов от соседних базовых станций. В результате, помехи со стороны мешающих станций становятся основной причиной, ограничивающей дальнейший рост пропускной способности современных систем сотовой радиосвязи.

Помимо плотности размещения базовых станций, другим фактором, влияющим на уровень помех в приемниках абонентов, является применение в сотовых радиосетях схем выравнивания уровней загруженности каналов базовых станций [14]. Особенно остро эта проблема стоит в, так называемых, неоднородных сетях (Heterogeneous Networks, HetNets) с различными типами базовых станций [15]. Развёртывание таких сотовых сетей предполагает размещение зонах обслуживания традиционных базовых станций В (макростанций) дополнительных станций (пикостанций), имеющих относительно небольшую излучаемую мощность. Хотя малая мощность сигналов, излучаемых пикостанциями, способствует понижению уровня непреднамеренных помех от этих станций, их зоны покрытия, а следовательно и число абонентских

соединений с ними, существенно меньше, чем у макростанций. Это приводит к неравномерной загруженности частотных каналов базовых станций различных типов. Для повышения эффективности работы неоднородной радиосети в этом случае можно применять схемы выравнивания загруженности разных видов базовых станций. Основная идея таких схем состоит в переключении абонентского соединения с более загруженной макростанции на соседнюю (ближайшую к абоненту) менее загруженную пикостанцию. Переназначение соединения с макро- на пикостанцию приводит к тому, что станция, изначально обслуживающая абонента, после переключения соединения становится для него сильным источником непреднамеренных помех. Как следствие, среднее значение отношения сигнал/помеха в приемнике пользователя при использовании схем выравнивания может существенно понизиться.

Для компенсации непреднамеренных внутриканальных помех В современных MIMO-OFDMA системах сотовой связи широко применяются методы адаптивной пространственной обработки сигналов на многоэлементной приёмной антенне абонента [16]. Хорошо известно, что пространственная обработка сигналов на приёмнике позволяет ослабить помехи от соседних станций. путём формирования например, оптимальной диаграммы направленности антенной решётки [17]. Однако, в силу небольшого числа антенных элементов у приёмника абонента, эффективность использования такой обработки ограничена. Поэтому, в дополнение к методам компенсации помех на стороне приёмника пользователя в сотовых системах связи используются различные способы подавления помех передающими базовыми станциями [18-221. Многочисленные теоретические исследования показывают, что ДЛЯ эффективной борьбы помехами можно проводить предварительную С обработку оптимальную пространственную передаваемых сигналов на нескольких базовых станциях, имеющих между собой высокоскоростные линии Благодаря возможности размещать большее количество связи. антенных элементов на стороне передатчика базовой станции данный подход к борьбе с

помехами оказывается достаточно эффективным [23]. Кроме этого, применение алгоритмов адаптивного распределения (планирования) частотно-временных ресурсов на базовых станциях сети способствует дальнейшему повышению помехоустойчивости систем сотовой связи [24].

Одним из наиболее перспективных стандартов MIMO-OFDMA систем сотовой радиосвязи, который поддерживает механизмы перераспределения потоков данных («трафика») между макро- и пикостанциями, а также контролирует уровни взаимных внутриканальных помех, является стандарт LTE-А. Управление трафиком и взаимными помехами в стандарте LTE-А можно осуществлять с помощью двух типов схем передачи данных: схемы координированной во времени передачи данных между разными типами базовых станций (enhanced Inter-Cell Interference Coordination, eICIC [25]) и семейства схем координированной пространственной обработки И передачи сигналов С нескольких базовых станций внутри некоторого кластера (Coordinated Multi-Point operation, CoMP [26]).

В схеме eICIC координация передачи происходит между базовыми неоднородной станциями радиосети разного посредством типа квазистатического выделения части временных ресурсов (подкадров, В терминологии LTE-A), на которых активность передающих макростанций существенно ограничивается путём понижения мощности посылаемых сигналов или полного прекращения передачи данных. Уровень внутриканальных помех, создаваемых макростанциями в течение этих временных ресурсов, существенно снижается, что способствует повышению величины отношения мощности полезного сигнала к суммарной мощности шума и помех (ОСШП) в приёмниках пользователей, обслуживаемых небольшими пикостанциями.

В схемах CoMP осуществляется быстрая *динамическая* координация между соседними базовыми станциями любого типа. При этом понижение уровня внутриканальных помех достигается за счёт совместной координированной пространственной обработки передаваемых сигналов для каждого подкадра

LTE-А на адаптивных антеннах базовых станций, принадлежащих к одному кластеру, а также благодаря совместному планированию физических (частотновременных) ресурсов для передачи полезных сигналов абонентам. Такая быстрая обработка сигналов требует наличия между координируемыми базовыми станциями линий связи с малой задержкой и высокой пропускной способностью для интенсивного обмена служебной информацией и данными, если это необходимо.

В общем случае схемы СоМР можно разделить на две группы [27]: схемы Joint Processing (JP) CoMP с совместной обработкой передаваемых И принимаемых полезных сигналов абонентов несколькими базовыми станциями и схемы Coordinated Scheduling and Coordinated Beamforming (CS/CB) CoMP с планированием физических координированным ресурсов И адаптивным формированием диаграмм направленности при передаче и приёме сигналов на нескольких базовых станциях. Дополнительно в подклассе ЈР СоМР принято выделять схему Joint Transmission (JT) CoMP, с совместной передачей одинаковых полезных сигналов одному абоненту одновременно с нескольких станций и их последующим когерентным приёмом на стороне абонента, и схему Dynamic Point Selection (DPS) CoMP, с быстрым адаптивным выбором наилучшей передающей базовой станции для абонента в зависимости от текущих условий распространения сигналов, уровня помех и загруженности сети. Главное отличие схем JP CoMP от CS/CB CoMP заключается в том, что для каждого подкадра передача полезных сигналов абоненту в схеме CS/CB CoMP осуществляется одной обслуживающей базовой станцией, тогда как в схемах ЈР СоМР полезные сигналы могут также передаваться с нескольких соседних базовых станций. Поэтому в схемах ЈР СоМР, помимо служебной информации, используемой для координации параметров передачи, базовым станциям необходимо обмениваться данными для передачи пользователям, что существенно повышает требования к пропускной способности линий связи между станциями И точности синхронизации станций. Напротив, схема CS/CB CoMP оказывается менее

чувствительной к ошибкам синхронизации, поскольку передача полезного сигнала для абонента осуществляется с одной базовой станции. Подавление взаимных непреднамеренных помех в схеме CS/CB CoMP достигается путём подстройки диаграмм направленности передающих антенн и/или поляризаций сигналов соседних станций, поэтому обмен данными между базовыми станциями для передачи пользователям в схеме CS/CB CoMP не нужен, что также понижает требования к пропускной способности линий связи. Отметим, что схема CS/CB CoMP может быть реализована на базе уже развёрнутых опорных сетей.

Одним из подходов к практической реализации схем СоМР в МІМО-**OFDMA** системах сотовой связи является развёртывание радиосети С централизованной архитектурой C-RAN (Centralized Radio Access Network) [28]. Базовые станции радиосети C-RAN объединяются в кластеры по принципу географического расположения с одним центральным узлом (процессором) для цифровой обработки сигналов от всех станций, входящих в один кластер. Поэтому такие базовые станции представляют собой удалённые упрощённые радиоузлы, которые в нисходящем канале используются только для цифроаналогового преобразования сигнала от центрального процессора, переноса полученного сигнала С видеочастоты на радиочастоту И излучения радиочастотного сигнала с передающей антенны станции кластера. В восходящем канале удалённые радиоузлы используются для приёма радиочастотного сигнала абонента, переноса с радиочастоты на видеочастоту и аналого-цифрового преобразования с последующей передачей цифрового сигнала центральному процессору. В то же время, цифровая обработка сигналов для всех базовых станций проводится локально в центральном процессоре кластера. Центральный процессор, по сути, является высокопроизводительным программно-аппаратным комплексом, который осуществляет централизованное планирование доступных физических ресурсов для всех радиоузлов кластера и адаптивный выбор формата помехоустойчивого передачи: модуляции, скорости кодирования, ВИЛ пространственной обработки сигналов. Для управления работой стаций кластера и обмена данными центральный процессор и все координируемые им станции соединены высокоскоростными линиями связи с малой задержкой (например, волоконно-оптическими или радиорелейными).

Хотя анализу схем координации базовых станций посвящено достаточно много работ [29-32], в известных нам публикациях подробный сравнительный анализ эффективности схем eICIC и различных схем CoMP не проводился.

Настоящая диссертация посвящена разработке и анализу методов координированной передачи данных в неоднородных радиосетях MIMO-OFDMA систем сотовой связи для борьбы с взаимными непреднамеренными помехами.

Актуальность выбранной темы диссертации подтверждается большим объемом публикаций в научно-технических изданиях, посвященных этому вопросу, а также активной работой в данном направлении, которая проводится ведущими компаниями-производителями телекоммуникационного оборудования (Ericsson, Intel, Nokia/NSN, Qualcomm, Samsung и др.) и рабочими группами комитетов по разработке и стандартизации новых поколений систем сотовой радиосвязи (3GPP, IEEE).

#### Основные направления исследований

В данной работе, для схемы CS/CB CoMP предлагается исследовать алгоритмы перераспределения абонентских соединений между базовыми станциями неоднородной сотовой радиосети и новые способы пространственной обработки сигналов, в которых понижение уровня взаимных непреднамеренных помех достигается за счёт адаптивного согласования поляризаций сигналов на антенных решётках нескольких базовых станций, принадлежащих одному кластеру.

Исследуются схемы JP CoMP с использованием новых субоптимальных алгоритмов вычисления диагрммообразующих векторов передающих антенн базовых станций и эффективных процедур планирования частотно-временных ресурсов для быстрой обработки сигналов центральными процессорами в неоднородных сотовых радиосетей с архитектурой C-RAN.

Проводится сравнительный анализ пропускной способности MIMO-OFDMA систем сотовой связи на основе стандарта LTE-A, использующих схемы координированной передачи данных eICIC и CoMP. При этом, для всех схем CoMP исследуется зависимость эффективности схемы от числа базовых станций, участвующих в координации, т.е. от размера кластера.

#### Цель работы

Целью диссертационной работы является разработка и исследование методов координированной передачи сигналов базовыми станциями МІМО-ОFDMA систем сотовой радиосвязи для борьбы с взаимными непреднамеренными помехами в неоднородных радиосетях.

#### Задачи диссертационной работы

1. Разработка модели MIMO-OFDMA системы сотовой радиосвязи на основе стандарта LTE-A для численного моделирования работы неоднородной сотовой радиосети и получения количественных оценок эффективности применяемых схем координации базовых станций.

2. Анализ помеховой обстановки в неоднородных сотовых сетях с переключением абонентских соединений между базовыми станциями разных типов и исследование схем eICIC для борьбы с возникающими взаимными непреднамеренными помехами.

3. Разработка и исследование схем CS/CB CoMP, применяемых совместно с механизмом перераспределения абонентских соединений в неоднородных сотовых сетях.

4. Исследование схемы CS/CB CoMP, в которой для борьбы с взаимными непреднамеренными помехами применяется адаптивное согласование

поляризаций передаваемых сигналов на антенных решётках координируемых базовых станций.

5. Разработка субоптимальных (быстрых) алгоритмов формирования диаграмм направленности антенн координируемых базовых станций и планирования физических ресурсов MIMO-OFDMA системы сотовой связи для передачи сигналов абонентам в схемах JP CoMP.

6. Исследование зависимости эффективности рассматриваемых схем CoMP от числа базовых станций, участвующих в координации, и сравнительный анализ схем CoMP с базовой схемой eICIC.

#### Методы исследований

При решении поставленных задач использовались методы статистической радиофизики, теории информации, высшей алгебры, векторного анализа и теории матриц, а также численное (компьютерное) моделирование.

#### Научная новизна работы

Научная новизна работы заключается как в постановке ряда нерешенных ранее задач, так и в полученных оригинальных результатах:

1. Предложен механизм переключения абонентских соединений с макрона пикостанции неоднородных сотовых радиосетей для схем CS/CB CoMP и исследована зависимость эффективности подавления внутриканальных помех в данных схемах от размера кластера.

2. Предложен и исследован новый способ координированной пространственной обработки сигналов в МІМО-ОFDMA системах сотовой радиосвязи, основанный на адаптивном согласовании поляризаций передаваемых сигналов на антенных решётках координируемых базовых станций.

3. Предложен оригинальный алгоритм совместного формирования диаграмм направленности базовых станций и планирования ресурсов для совместной передачи сигналов по схеме JT CoMP в неоднородной сотовой радиосети и исследована зависимость эффективности подавления внутриканальных помех в данной схеме от размера кластера.

4. Предложен оригинальный алгоритм планирования ресурсов для схемы с динамическим выбором передающих базовых станций DPS CoMP в неоднородной сотовой радиосети и исследована зависимость эффективности подавления внутриканальных помех в данной схеме от размера кластера.

#### Краткое содержание диссертации

Настоящая диссертация состоит из введения, четырёх глав, заключения, списка используемой литературы, приложения со списком условных обозначений.

Во **введении** обоснована тема диссертационного исследования, изложено современное состояние проблемы, связанной с темой диссертации, приведён обзор соответствующей литературы и сформулированы результаты диссертационной работы, выносимые на защиту.

В первой главе диссертации описана модель MIMO-OFDMA системы сотовой радиосвязи на основе перспективного стандарта LTE-A, которая используется в численном моделировании работы неоднородных сотовых сетей для получения количественных оценок эффективности схем координированной передачи данных, рассмотренных в настоящей работе.

В <u>разделе 1.1</u> рассмотрены основы технологии множественного доступа с ортогональным частотным разделением OFDMA, которая применяется в стандарте LTE-A для передачи сигналов от базовых станций обслуживаемым абонентам.

В <u>разделе 1.2</u> изложены базовые принципы пространственной обработки сигналов в системах радиосвязи с многоэлементными приёмными и передающими антенными решётками (Multiple Input — Multiple Output, MIMO).

В <u>разделе 1.3</u> описаны механизмы измерения частотных характеристик пространственных (MIMO) каналов на стороне приёмника пользователя и

отправки полученной канальной информации на передающую базовую станцию для последующего выбора весовых векторов антенной решётки передатчика и параметров сигнала, т.е. схемы модуляции и скорости помехоустойчивого кодирования.

В <u>разделе 1.4</u> описана процедура распределения физических ресурсов MIMO-OFDMA системы сотовой связи для передачи сигналов обслуживаемым абонентам.

Во второй главе проведён анализ уровня взаимных непреднамеренных помех в неоднородных сотовых радиосетях стандарта LTE-A с перераспределением абонентских соединений между базовыми станциями.

В <u>разделе 2.1</u> описана процедура расширения зон покрытия пикостанций для выравнивания распределения количества абонентских соединений между макро- и пикостанциями в неоднородных сетях. Показано, что применение данной процедуры приводит к появлению сильных непреднамеренных помех для абонентов пикостанций со стороны соседних макростанций.

В <u>разделе 2.2</u> рассмотрена схема координированной передачи данных eICIC для борьбы с непреднамеренными помехами от макростанций, возникающими после расширения зон покрытия пикостанций. Для абонентов пикостанций проанализирована помеховая обстановка в обычных подкадрах LTE-A и подкадрах с ограниченной активностью макростанций после применения схемы eICIC.

**Третья глава** диссертации посвящена анализу пропускной способности системы связи LTE-A с координированной пространственной обработкой передаваемых сигналов по схеме CS/CB CoMP.

В <u>разделе 3.1</u> описаны основные принципы координированной пространственной обработки сигналов по схеме CS/CB CoMP.

В <u>разделе 3.2</u> проведён сравнительный анализ пропускной способности MIMO-OFDMA системы сотовой радиосвязи на основе стандарта LTE-A, использующей схемы eICIC и CS/CB CoMP. При этом для схемы CS/CB CoMP предложен оригинальный механизм перераспределения абонентских соединений между макро- и пикостанциями рассматриваемой неоднородной сети. Показано, что эффективность данной схемы CoMP, с точки зрения пропускной способности пользователей, расположенных на границах зон обслуживания базовых станций, возрастает с увеличением размеров кластера, и для кластеров из 45, 105 и 285 координируемых передатчиков даёт выигрыш в 41%, 48% и 63%, соответственно, по сравнению с базовой системой (без координации и перераспределения абонентских соединений между базовыми станциями). В то же время, для схемы eICIC, где в координации участвуют все базовые станции неоднородной сотовой сети (285 передатчиков), выигрыш в пропускной способности пограничных пользователей равнялся 41% по сравнению с базовой системой.

В разделе 3.3 описан новый способ координированной пространственной обработки сигналов в широкополосных системах сотовой связи, на базовых станциях которых используются антенны с ортогональной кросс-поляризацией. Предложенная пространственная обработка сигналов основана на применении механизмов координации схемы CS/CB CoMP. Однако, если в схеме CS/CB CoMP подавление взаимных непреднамеренных помех осуществляется путём адаптивного формирования диаграмм направленности передающих антенн на соседних базовых станциях, то в предложенной схеме CoMP подавление помех достигается за счёт адаптивного согласования поляризаций передаваемых сигналов на антенных решётках базовых станций.

В <u>разделе 3.4</u> показано, что координированная передача данных по схеме CoMP с адаптивным согласованием поляризаций обеспечивает существенный выигрыш в пропускной способности для пользователей, находящихся на границах зон обслуживания, по сравнению с системой без координации. Это объясняется тем, что согласование поляризаций сигналов на координируемых базовых станциях приводит к значительному понижению уровня взаимных помех вне зависимости от углового (азимутального) положения абонентов и позволяет

выбирать оптимальный формат передачи данных, т.е. модуляцию и скорость помехоустойчивого кодирования, для текущей помеховой обстановки. При этом (77%) максимальный выигрыш ОТ координации наблюдается В случае неравномерного расположения пользователей с концентрацией абонентов вокруг пикостанций, когда передача сигналов с использованием схемы CoMP выполняется для большего числа пользователей пикостанций, испытывающих влияние непреднамеренных внутриканальных помех со стороны ближайших макростанций.

**Четвёртая глава** диссертации посвящена анализу пропускной способности системы связи LTE-A, использующей схемы JP CoMP для координируемой пространственной обработки и передачи сигналов.

В <u>разделе 4.1</u> описаны основные принципы координированной пространственной обработки сигналов по схеме JT CoMP. Предложен быстрый алгоритм совместного формирования диаграмм направленности адаптивных антенн координируемых базовых станций и планирования физических ресурсов системы связи для передачи сигналов обслуживаемым абонентам.

В разделе 4.2 проанализирована пропускная способность неоднородной сотовой радиосети стандарта LTE-A с применением схемы JT CoMP в зависимости от числа координируемых базовых станций в кластере, т.е. размера кластера. При этом для ускорения обработки сигналов на стороне центрального процессора кластера использовался предложенный быстрый алгоритм совместного формирования диаграмм направленности антенн базовых станций и планирования физических ресурсов системы связи. С помощью численного моделирования работы неоднородной сотовой сети по схеме ЈТ СоМР показано, что с увеличением размера кластера растёт пропускная способность пользователей, расположенных на границах зон обслуживания базовых станций. Анализируется выигрыш в пропускной способности таких пользователей по сравнению с системой без координации для кластеров с достаточно большим числом координируемых передатчиков базовых станций.

В разделе 4.3 рассмотрена схема DPS CoMP для координированной передачи данных в неоднородных сотовых радиосетях стандарта LTE-A. Для данной схемы предложен быстрый алгоритм планирования ресурсов и исследована пропускная способность MIMO-OFDMA системы связи. Показано, что пропускная способность пользователей на границах зон обслуживания растёт с увеличением размера кластера. Однако выигрыш в пропускной способности пограничных пользователей для схем DPS CoMP превышает соответствующее значение для схемы eICIC только в случае кластеров с большим числом координируемых базовых станций.

В заключении сделаны основные выводы по результатам диссертационной работы, а в приложении дан список условных обозначений.

#### Практическая значимость результатов

Практическая значимость результатов работы состоит в разработке новых эффективных алгоритмов координированной обработки и передачи сигналов базовыми станциями современных и перспективных МІМО-OFDMA систем сотовой связи для борьбы с взаимными непреднамеренными помехами.

#### Обоснованность и достоверность

Обоснованность И достоверность научных положений И выводов, сформулированных в настоящей диссертации, подтверждается их сравнением с результатами численного моделирования, соответствием с опубликованными ранее результатами в данной области, а также отсутствием противоречий диссертации известными теоретическими результатов с положениями статистической радиофизики и теории информации.

#### Апробация результатов работы

Результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на следующих научных мероприятиях:

1. Международные конференции

- International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT) 2010, г. Москва, Россия
- ІСИМТ 2012, г. Санкт-Петербург, Россия
- IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC) 2013, г. Лондон, Великобритания
- IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM) Workshops 2013, г. Атланта, США

2. Регулярные конференции комитета 3GPP для разработчиков стандарта LTE-A (2011-2012 гг.).

3. Семинары кафедры бионики и статистической радиофизики ННГУ и технические совещания корпорации Интел по разработке сотовых систем связи.

#### <u>Публикации</u>

Основные материалы по теме диссертации опубликованы в 10 работах. Среди них 3 статьи в рецензируемых изданиях из списка ВАК («Известия вузов. Радиофизика» [33,34], «Вестник ННГУ. Серия Радиофизика» [35]), 4 работы, представляющие собой опубликованные материалы докладов на международных научно-технических конференциях [36-39] и 3 патента на изобретение [40-42].

#### Положения, выносимые на защиту

1. Алгоритм перераспределения абонентских соединений между базовыми станциями в неоднородных сотовых радиосетях, использующих схему CS/CB CoMP. Результаты исследования зависимости пропускной способности MIMO-OFDMA системы связи, использующей предложенную схему, от числа координируемых базовых станций в кластере, а также результаты сравнительного анализа со схемой eICIC.

2. Схема CS/CB CoMP для борьбы с непреднамеренными помехами между координируемыми базовыми станциями с помощью согласования поляризаций сигналов, передаваемых станциями.

3. Быстрый алгоритм совместного формирования диаграмм направленности координируемых базовых станций и планирования ресурсов для схемы JT CoMP. Результаты исследования зависимости пропускной способности MIMO-OFDMA системы связи, использующей данную схему, от числа координируемых базовых станций в кластере, а также результаты сравнительного анализа со схемой eICIC.

4. Алгоритм планирования ресурсов для схемы DPS CoMP. Результаты исследования зависимости пропускной способности MIMO-OFDMA системы связи, использующей данную схему, от числа координируемых базовых станций в кластере, а также результаты сравнительного анализа со схемой eICIC.

# 1. Модель MIMO-OFDMA сотовой системы радиосвязи на основе стандарта LTE-A

В 2010 г. Международный Союз Электросвязи (МСЭ) сформировал набор требований IMT-Advanced (International Mobile Telecommunications — Advanced), которые должны предъявляться к сотовым системам радиосвязи четвёртого поколения (4G), где, в частности, определил скорость передачи данных от 100 Мбит/с для абонентов с высокой мобильностью и от 1 Гбит/с для абонентов с [43]. Среди низкой мобильностью немногих стандартов, отвечающих требованиям IMT-Advanced и принадлежащих семейству 4G, находится передовой стандарт долгосрочной эволюции универсальной наземной системы радиосвязи (Long Term Evolution —Advanced, LTE-A), разрабатываемый комитетом по стандартизации 3GPP (Third Generation Partnership Project) [44-46]. Данная глава посвящена описанию модели сотовой системы радиосвязи для нисходящего канала передачи данных от базовых станций обслуживаемым абонентам на основе стандарта LTE-А. Модель используется для численного моделирования сотовых радиосетей и получения количественных оценок эффективности работы рассматриваемых алгоритмов координации базовых станций.

### 1.1. Технология множественного доступа OFDMA и OFDM модуляция для нисходящей передачи сигналов

Для передачи сигналов в нисходящем (downlink) канале связи систем LTE-A используется технология множественного доступа с ортогональным частотным разделением абонентов (Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA). Эта технология основана на применении схемы цифровой модуляции с ортогональным частотным мультиплексированием (уплотнением) - OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [47]. При использовании OFDM модуляции вся доступная полоса частот делится между множеством ортогональных поднесущих частот, каждая из которых независимо модулируется передатчиком базовой станции при помощи квадратурной амплитудной модуляции (КАМ) [48]. Таким образом, во временной области комплексный сигнал на выходе OFDM модулятора можно записать в следующем виде

$$x(t) = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} [k] e^{j2\pi k \Delta f t}, \quad mT \le t < (m+1)T, \quad (1.1.1)$$

где s[k] – комплексный символ КАМ, модулирующий колебание на поднесущей частоте  $f[k] = k\Delta f$ , k – индекс поднесущей,  $\Delta f$  – расстояние между соседними поднесущими в частотной области,  $T = 1/\Delta f$  – длительность OFDM символа во временной области, N – число поднесущих, m – индекс OFDM символа. Из (1.1.1) видно, что во временной области OFDM символ представляет собой обратное преобразование Фурье непрерывное во времени и дискретное по частоте для последовательности символов поднесущих s[k]. Стоит отметить, что в высокоскоростных мобильных системах связи, в том числе и в LTE-А, используется цифровая обработка сигналов, оперирующая с дискретными временными отсчётами (сэмплами). Переходя в (1.1.1) от непрерывного времени t к набору из N дискретных отсчётов, взятых с периодом дискретизации  $\Delta t = T/N$ , выражение для OFDM символа во временной области можно получить через N-точечное обратное дискретное преобразование Фурье (ДПФ)

$$x[l] = x(l\Delta t) = \sum_{k=0}^{N-1} s[k] e^{j\frac{2\pi}{N}kl}, \quad 0 \le l \le N-1.$$
(1.1.2)

В результате применения OFDM модуляции все N символов KAM s[k],  $0 \le k \le N-1$ , передаются одновременно (каждый на своей поднесущей частоте), при этом длительность каждого символа KAM эффективно возрастает в N раз по сравнению с последовательной передачей символов на одной несущей частоте. Благодаря такой обработке сигналов OFDM модуляция является более устойчивой к межсимвольной интерференции, возникающей при многолучевом распространении сигналов в беспроводных каналах связи. Для полного устранения помех между двумя последовательными OFDM символами к каждому OFDM символу во временной области добавляется защитный интервал. При этом длительность защитного интервала должна превышать характерный разброс задержки прихода лучей в беспроводном канале связи (длительность импульсной характеристики канала). В OFDM системах связи такой защитный интервал реализован в виде циклического префикса (ЦП), представляющего собой копию нескольких последних временных отсчётов OFDM символа (см. Рис. 1.1) [47].



Рис. 1.1 – Вставка циклического префикса

Если *M<sub>CP</sub>* – количество временных отсчётов (длина) ЦП, то для отсчётов полного OFDM символа (включая ЦП) можно записать следующее равенство

$$x[-i] = x[N-i], \ 1 \le i \le M_{CP} - 1.$$
(1.1.3)

В результате, после распространения по беспроводному каналу и оцифровки на приёмной стороне, полученный сигнал может быть представлен в виде циклической свёртки переданных отсчётов полного OFDM символа с импульсной характеристикой канала

$$y[l] = \sum_{m=0}^{M_h - 1} h[m] x[l - m] + z[l], \quad 0 \le l \le N - 1,$$
(1.1.4)

где y[l] – отсчёты принятого сигнала, h[m] – импульсная характеристика канала связи,  $M_h$  – количество ненулевых отсчётов импульсной характеристики канала  $(M_h \leq M_{CP}), z[l]$  – временные отсчёты теплового (белого гауссовского) шума приёмного тракта. Используя известное свойство ДПФ, в частотной области принятый сигнал на k-ой поднесущей r[k] можно представить в виде произведения комплексного символа КАМ s[k], переданного на этой поднесущей, и соответствующего значения частотной характеристики канала связи H[k] плюс тепловой шум приёмника n[k] на k-ой поднесущей:

$$r[k] = H[k]s[k] + n[k], \quad 0 \le k \le N - 1.$$
(1.1.5)

Благодаря свойству (1.1.5) существенно упрощается процедура эквализации принятого сигнала, то есть устранения влияния канала связи. Для этого на каждой поднесущей достаточно умножить значение принятого сигнала на обратное значение частотной характеристики канала, как показано в следующем выражении

$$\hat{s}[k] = \frac{1}{H[k]} r[k] = s[k] + \frac{1}{H[k]} n[k].$$
(1.1.6)

В OFDM системах радиосвязи (в том числе и в LTE-A) общее число поднесущих выбирается равным целой степени двойки. В этом случае для реализации ДПФ применяются эффективные алгоритмы быстрого преобразования Фурье (БПФ) и обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ).

Таким образом, передатчик и приёмник OFDM системы радиосвязи схематично изображены на Рис. 1.2.



Рис. 1.2 – Обобщенная схема OFDM системы радиосвязи

Для обеспечения множественного доступа в системе связи LTE-A по технологии OFDMA группы поднесущих одного OFDM символа могут назначаться различным абонентам. При этом минимальной единицей, выделяемой одному или нескольким абонентам с заданными передачи данных ДЛЯ параметрами передачи, такими как схема КАМ и скорость помехоустойчивого кодирования, блок частотно-временных (элементов), является ресурсов состоящий из 12 поднесущих и имеющий длительность в один подкадр [44]. Каждый подкадр в зависимости от используемой конфигурации системы может состоять из 12 или 14 OFDM символов (в зависимости от длины используемого ЦП). Структура OFDMA сигнала в частотно-временной области при передаче данных четырём абонентам схематически изображена на Рис. 1.3.



Рис. 1.3 – Схематическое изображение структуры OFDMA сигнала в частотно-временной области при передаче данных четырём абонентам

#### 1.2. Технология МІМО для нисходящей передачи сигналов

В основе технологии MIMO (Multiple Input — Multiple Output, множественный вход — множественный выход) лежит принцип использования многоэлементных адаптивных антенных решёток (AAP) как на приёмной, так и на передающей стороне. Пространственная обработка сигналов на различных антенных элементах позволяет повысить помехоустойчивости и скорость

передачи данных в системах радиосвязи. В стандарте LTE-А поддержка технологии MIMO реализована на физическом уровне. Поэтому системы радиосвязи LTE-А можно отнести к классу MIMO-OFDMA систем.

Рассмотрим пространственную обработку сигналов на передающей и приёмной стороне МІМО-ОFDMA системы радиосвязи, изображённой на Рис. 1.4. Для этого предположим, что AAP передатчика составлена из  $N_T$  антенных элементов, а AAP приёмника из  $N_R$  антенных элементов. Тогда, если  $h_{ij}[l]$  – импульсная характеристика канала связи между j-ой ( $j = 1, 2, ..., N_T$ ) передающей и i-ой ( $i = 1, 2, ..., N_R$ ) приёмной антенной, то результирующий сигнал  $y_i[l]$  на i-ой антенне приёмника является суммой откликов на каждый сигнал  $\tilde{x}_j[l]$ , излучённый j-ой антенной передатчика:

$$y_i[l] = \sum_{j=1}^{N_T} h_{ij}[l] \otimes \tilde{x}_j[l] + z_i[l], \ 0 \le l \le N - 1,$$
(1.2.1)

где символ  $\otimes$  означает операцию циклической свёртки, а  $z_i[l]$  – временные отсчёты теплового шума *i*-ой приёмной антенны плюс помехи от внешних источников. В сотовых системах радиосвязи с повторным использованием частот такими источниками могут выступать базовые станции соседних сот, работающие в одной и той же полосе частот. Полагая, что отклики всех каналов связи являются статическими на длине OFDM символа, а длительность ЦП является достаточной для устранения влияния всех задержек в каналах, после отбрасывания ЦП и применения операции БПФ сигнал, принятый *i*-ой антенной приёмника можно считать свободным от межсимвольных помех и представить в частотной области следующим образом:

$$r_i[k] = \sum_{j=1}^{N_T} H_{ij}[k] \widetilde{s}_j[k] + n_i[k], \ 0 \le k \le N - 1.$$
(1.2.2)

Если переписать выражение (1.2.2) в векторно-матричном виде, то мы получим

$$\mathbf{r}[k] = \mathbf{H}[k]\mathbf{\tilde{s}}[k] + \mathbf{n}[k], \qquad (1.2.3)$$



Рис. 1.4 – Обобщённая схема приёмника и передатчика MIMO-OFDMA системы радиосвязи

где  $\mathbf{r}[k]$  – вектор размерности  $N_R \times 1$ , составленный из сигналов приёмных антенн  $r_i[k]$  на k-ой поднесущей,  $\mathbf{\tilde{s}}[k]$  – вектор размерности  $N_T \times 1$ , составленный из переданных сигналов  $\mathbf{\tilde{s}}_j[k]$  на каждой передающей антенне после

пространственной обработки, 
$$\mathbf{H}[k] = \begin{bmatrix} H_{11}[k] & H_{12}[k] & \cdots & H_{1N_T}[k] \\ H_{21}[k] & H_{22}[k] & \cdots & H_{2N_T}[k] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_R1}[k] & H_{N_R2}[k] & \cdots & H_{N_RN_T}[k] \end{bmatrix}$$
 – матрица

размерности  $N_R \times N_T$ , составленная из частотных характеристик каналов между каждой парой передающей и каждой приёмной антенн,  $\mathbf{n}[k]$  – вектор размерности  $N_R \times 1$ , составленный из суммарных значений помеховых сигналов и тепловых шумов приёмных антенн на k-ой поднесущей. Можно показать [49], что для компенсации взаимных помех между сигналами пространственных каналов и максимизации отношения сигнал/(шум плюс помеха) (ОСШП) в рассматриваемой МІМО-ОFDMA системе связи для каждой поднесущей необходимо проводить линейную пространственную обработку сигналов на приёмнике и передатчике, используя в качестве весовых коэффициентов ААР элементы векторов сингулярного разложения канальной матрицы **H**:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\boldsymbol{\Sigma}\mathbf{V}^{H}, \qquad (1.2.4)$$

где  $\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1 \ \mathbf{u}_2 \ \cdots \ \mathbf{u}_{N_R}]$  – матрица размерности  $N_R \times N_R$ , составленная из ортонормированных вектор-столбцов  $\mathbf{u}_i$   $(i = 1, 2, ..., N_R)$ ,  $\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1 \ \mathbf{v}_2 \ \cdots \ \mathbf{v}_{N_T}]$  – матрица размерности  $N_T \times N_T$ , составленная из ортонормированных векторстолбцов  $\mathbf{v}_i$   $(j = 1, 2, ..., N_T)$ ,  $\Sigma$  – матрица размерности  $N_R \times N_T$ , на главной диагонали которой в порядке убывания расположены сингулярные числа  $\sigma_m$  $(m = 1, 2, ..., \min(N_R, N_T))$ , а остальные элементы равняются нулю. В выражении (1.2.4) для большей наглядности индекс поднесущей k был опущен. Пусть передатчик МІМО-ОFDMA системы связи, изображённой на Рис. 1.4, на каждой поднесущей передаёт одновременно  $N_L$   $(N_L \le \min(N_R, N_T))$  символов КАМ (до применения пространственной обработки). Тогда оптимальная линейная пространственная обработка на передающей ААР заключается во взвешивании символов КАМ вектор-столбцами матрицы V и последующем суммировании:

$$\widetilde{\mathbf{s}} = \mathbf{W}_{TX}\mathbf{s} = \mathbf{V}_{N_L}\mathbf{s}, \ \mathbf{V}_{N_L} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1 & \mathbf{v}_2 & \cdots & \mathbf{v}_{N_L} \end{bmatrix},$$
(1.2.5)

где **s** – вектор размерности  $N_L \times 1$ , составленный из исходных символов КАМ. Оптимальная линейная пространственная обработка сигналов на приёмной ААР состоит во взвешивании и суммировании принятых сигналов с помощью векторстолбцов матрицы **U**. В этом случае результирующий вектор сигналов  $\hat{s}$  после пространственной обработки можно записать следующем образом:

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{W}_{RX}^{H} \mathbf{r} = \mathbf{U}_{N_{L}}^{H} \mathbf{r}, \ \mathbf{U}_{N_{L}} = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_{1} & \mathbf{u}_{2} & \cdots & \mathbf{u}_{N_{L}} \end{bmatrix}.$$
(1.2.6)

Для каждого элемента  $\hat{s}_i$  ( $i = 1, 2, ..., N_L$ ) вектора  $\hat{s}$  справедливо соотношение

$$\hat{s}_i = \sigma_i s_i + \mathbf{u}_i^H \mathbf{n} = \sigma_i s_i + e_i, \ i = 1, 2, \dots, N_L,$$
(1.2.7)

где  $e_i$  – остаточный шум после пространственной обработки на приёмной ААР. Стоит отметить, что такая пространственная обработка не приводит к изменению пространственной структуры аддитивного шума, т.к.  $\langle \mathbf{e} \mathbf{e}^H \rangle = \mathbf{U}_{N_L}^H \langle \mathbf{n} \mathbf{n}^H \rangle \mathbf{U}_{N_L} =$  $\mathbf{U}_{N_L}^H \cdot \sigma_n^2 \mathbf{I} \cdot \mathbf{U}_{N_L} = \sigma_n^2 \mathbf{I}$ . Из (1.2.7) видно, что сигналы после описанной пространственной обработки на приёмнике и передатчике не испытывают взаимных помех и передаются в независимых подканалах с коэффициентами передачи, равными сингулярным числам матрицы **H**. Поэтому данные подканалы называются собственными пространственными подканалами МІМО канала [50]. Таким образом, знание матрицы **V** для каждой поднесущей на передатчике МІМО-OFDMA системы связи позволяет формировать  $N_L$  пространственных подканалов, а оптимальная обработка принятых сигналов с помощью матрицы **U** способствует полной компенсации взаимных помех между подканалами на приёмнике.

# 1.3. Измерение каналов и отношений сигнал/(шум плюс помеха) в приёмниках абонентов

Как было показано В предыдущем разделе. для оптимальной пространственной обработки сигналов на передающих ААР базовые станции используют в качестве весовых векторов правые собственные векторы сингулярного разложения матриц частотных характеристик МІМО каналов от базовых станций к абонентам. Кроме собственных векторов передатчикам обслуживающих базовых станций необходимы значения ОСШП в используемых собственных подканалах. На основе этих значений осуществляется выбор оптимального, с точки зрения помехоустойчивости, формата передачи сигналов, посылаемых по каждому собственному подканалу, а именно схемы модуляции и помехоустойчивого кодирования. Информация об ОСШП скорости И собственных векторах может быть получена в результате измерения МІМО каналов от базовых станций к абонентам, т.е. оценки матриц, описывающих эти каналы. В системах радиосвязи LTE-A с частотным дуплексом (Frequency Division

FDD) MIMO Duplexing, измерения каналов производятся приёмником пользователя (абонента) системы связи при помощи специальных опорных (пилотных) сигналов, которые базовые станции передают на выделенных пилотных поднесущих [51]. При этом положения пилотных поднесущих в частотно-временной области (OFDM-символы и частоты поднесущих) а также сами опорные сигналы описаны в стандарте LTE-A, и поэтому заранее известны приёмникам пользователей [44]. Результаты измерений частотной характеристики канала связи для каждой пары приёмной и передающей антенн, полученные на пилотных поднесущих, далее используются для восстановления передаточной функции канала на остальных OFDM символах подкадра во всей полосе частот путём интерполяции [52]. Полученные таким образом данные о МІМО канале связи квантуются приёмником для эффективной (экономной) передачи по обратному каналу связи от абонента на обслуживающую базовую станцию в специальных служебных сообщениях.

Допустим, что абонент *i*, принимая опорные сигналы от базовой станции *j*, получает оценку матрицы  $\hat{\mathbf{H}}_{ii}$  MIMO канала для каждой поднесущей, т.е.  $\hat{\mathbf{H}}_{ii} = \hat{\mathbf{H}}_{ii}[k]$ , где k – индекс поднесущей. Предположим, также, что ААР абонента *i* «настроена» на приём сигналов от базовой станции *j* по главному собственному подканалу, т.е. пространственному подканалу, соответствующему  $\hat{\mathbf{H}}_{ii}$ . сингулярному канальной максимальному числу матрицы Данное предположение является обоснованным, потому что приёмники пользователей, как правило, имеют небольшое количество антенн (обычно две), а даже если абонентское оборудование поддерживает приём сигналов по нескольким пространственным подканалам, постоянное использование всех доступных подканалов является невыгодным, так как приводит к снижению пропускной способности системы связи из-за существенно возрастающего уровня взаимных непреднамеренных помех от соседних базовых станций [53]. Тогда оптимальная пространственная обработка сигналов на антенных элементах передатчика осуществляется на основе главного (правого) собственного вектора  $\hat{\mathbf{v}}_{ij}$  канальной матрицы  $\hat{\mathbf{H}}_{ij}$  ( $\hat{\mathbf{v}}_{ij} = \hat{\mathbf{v}}_{ij}[k]$ ). Для передачи вектора  $\hat{\mathbf{v}}_{ij}$  от абонента на базовую станцию в FDD системах связи применяется процедура векторного квантования. приёмник Согласно этой процедуре пользователя осуществляет поиск оптимального квантованного принадлежащего некоторому вектора  $\mathbf{p}_{ii}$ , ограниченному множеству С и наиболее точно аппроксимирующего главный собственный вектор  $\hat{\mathbf{v}}_{ii}$  матрицы  $\hat{\mathbf{H}}_{ii}$  в некоторой полосе частот:

$$\mathbf{p}_{ij} = \arg \max_{\mathbf{c} \in C} \sum_{k=0}^{N-1} \left| \hat{\mathbf{u}}_{ij}^{H}[k] \hat{\mathbf{H}}_{ij}[k] \mathbf{c} \right|^{2}.$$
(1.3.1)

В выражении (1.3.1)  $\hat{\mathbf{u}}_{ij} = \hat{\mathbf{u}}_{ij}[k]$  – весовой вектор ААР приёмника для *k*-ой поднесущей, *N* – число поднесущих. Ограниченное множество весовых векторов *C* называется кодовой книгой и заранее известно на передатчике и приёмнике системы связи. Поэтому в служебном сообщении от абонента на базовую станцию достаточно передавать только индекс вектора  $\mathbf{p}_{ij}$  из заданной кодовой книги *C*.

Среднее значение ОСШП  $\rho_{ij}$  для главного собственного подканала в рассматриваемой полосе частот может быть оценено приёмником пользователя следующим образом:

$$\rho_{ij} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{\left| \hat{\mathbf{u}}_{ij}^{H}[k] \hat{\mathbf{H}}_{ij}[k] \mathbf{p}_{ij} \right|^{2}}{\sigma_{n}^{2}[k]}, \qquad (1.3.2)$$

где  $\sigma_n^2 = \sigma_n^2[k]$  – суммарная мощность помеховых сигналов от соседних базовых станций и аддитивного шума приёмного тракта абонента на k-ой поднесущей. Квантованное значение  $\gamma_{ij} = Q(\rho_{ij})$  величины ОСШП  $\rho_{ij}$  также передаётся в служебном сообщении по обратному каналу на базовую станцию для адаптивного выбора схемы кодирования и модуляции. Здесь Q – функция квантования, определённая в стандарте LTE-A.

#### 1.4. Распределение физических ресурсов системы связи между абонентами

Назначение частотно-временных блоков для передачи сигналов абонентам происходит в результате процедуры планирования (распределения) физических ресурсов MIMO-OFDMA системы связи. Цель этой процедуры заключается в выделении базовой станцией поднесущих каждого доступного частотновременного блока наиболее подходящим абонентам, для которых достигается наибольшее значение некоторой метрики (целевой функции) на данной группе поднесущих. В качестве такой метрики может выступать, например, суммарная величина ожидаемой пропускной способности каналов абонентов, вычисляемая на основе значений ОСШП. Однако в этом случае доступ к физическим ресурсам системы связи будут получать только абоненты с высокими значениями ОСШП. В то же время выделение ресурсов абонентам с низкими значениями ОСШП будет ограничено. Поэтому для назначения частотно-временных блоков всем абонентам в многопользовательских системах связи широкое распространение получил алгоритм пропорционального справедливого распределения физических ресурсов (Proportional Fair, PF) [54,55]. В соответствии с этим алгоритмом доступ к частотно-временному блоку получает абонент і с максимальным значением метрики *PF<sub>i</sub>*, определяемой выражением

$$PF_i = \frac{th_i}{Th_i}, \qquad (1.4.1)$$

где *th<sub>i</sub>* – ожидаемое значение пропускной способности *i*-ого абонента, *Th<sub>i</sub>* – средняя пропускная способность *i*-ого абонента, посчитанная для некоторого временного интервала.

Если в частотно-временном блоке обслуживается только один абонент, то  $th_i = F(\gamma_{ij})$ , где F – монотонно возрастающая функция преобразования мгновенного значения ОСШП  $\gamma_{ij}$  в ожидаемую пропускную способность пользователя (j – индекс обслуживаемой базовой станции). При этом вектор  $\mathbf{p}_{ij}$ , аппроксимирующий главный собственный вектор матрицы МІМО канала

абонента, напрямую используется базовой станцией в адаптивной решётке передатчика в качестве весового вектора пространственной обработки сигналов.

Для повышения спектральной эффективности MIMO-OFDMA системы связи один и тот же частотно-временной блок может использоваться для обслуживания нескольких абонентов. В этом случае между сигналами абонентов появляются взаимные помехи. Для борьбы с возникающими помехами на базовой станции необходимо передатчике дополнительно проводить сигналов. В пространственную обработку результате такой обработки формируются новые пространственные подканалы в которых обслуживаются абоненты.

Допустим, что базовая станция j обслуживает  $S_j$  абонентов в одном частотно-временном блоке. Одним из способов получения весовых векторов передающих ААР для минимизации уровня взаимных помех между абонентами является процедура обращения ковариационной матрицы помехи с регуляризацией по методу минимальной среднеквадратичной ошибки (МСКО) [19]. Согласно данной процедуре весовой вектор  $\mathbf{w}_{ij}$  для передачи сигналов абоненту *i* вычисляется следующим образом:

$$\mathbf{w}_{ij} = \left(\sum_{m=1, \ m\neq i}^{S_j} \mathbf{R}_{mj} + \mathbf{I}\right)^{-1} \mathbf{p}_{ij}, \ i = 1, 2, \dots, S_j.$$
(1.4.2)

В этом выражении  $\mathbf{R}_{mj} = \gamma_{mj} \mathbf{p}_{mj} \mathbf{p}_{mj}^{H}$  – ковариационная матрица помехи на приёмнике абонента *m*, создаваемая базовой станцией *j* во время передачи сигналов абоненту *i*, **I** – единичная матрица. Далее для сохранения полной мощности, излучаемой базовой станцией векторы  $\mathbf{w}_{ij}$  из (1.4.2) нормируются соответствующим образом. При этом значения ОСШП в подканалах после пространственной обработки сигналов (1.4.2) могут поменяться, например, вследствие искажений исходных весовых векторов  $\mathbf{p}_{ij}$ , а также неполного

подавления помех. Поэтому передатчик базовой станции может выполнить перерасчёт ОСШП для обслуживаемых пользователей с помощью выражения

$$\hat{\gamma}_{ij} = \frac{\gamma_{ij} |\mathbf{p}_{ij}^{H} \mathbf{w}_{ij}|^{2}}{1 + \sum_{\substack{m=1, \ m \neq i}}^{S_{j}} \gamma_{ij} |\mathbf{p}_{ij}^{H} \mathbf{w}_{mj}|^{2}}.$$
(1.4.3)

Модифицированное значение ОСШП (1.4.3) может использоваться на базовой станции для получения величины ожидаемой пропускной способности пользователя  $th_i = F(\hat{\gamma}_{ij})$ , а также для адаптивного выбора схемы модуляции и скорости помехоустойчивого кодирования.

#### 1.5. Заключение по первой главе

В первой главе рассмотрена модель MIMO-OFDMA системы радиосвязи на основе современного стандарта LTE-A. Модель отражает ключевые особенности физического уровня стандарта LTE-A для нисходящей передачи сигналов от базовых станций обслуживаемым абонентам, такие как размер частотновременного блока, используемые кодовые книги и функции квантования значений ОСШП, схемы модуляции и скорости помехоустойчивого кодирования и др. В настоящей работе описанная модель активно используется в задачах численного моделирования сотовых сетей радиосвязи с координацией между соседними базовыми станциями для подавления взаимных непреднамеренных помех и получения количественных оценок эффективности различных алгоритмов такой координации в терминах пропускной способности системы связи.

В разделе 1.1 изложены основные принципы OFDM модуляции, лежащей в основе технологии множественного доступа с ортогональным частотным разделением абонентов – OFDMA. Даны параметры частотно-временного блока, являющегося минимальным физическим ресурсом системы связи, выделяемым для передачи абоненту сигналов с заданными характеристиками.

В разделе 1.2 описана технология МІМО, которая для передачи и приёма сигналов по радиоканалу предусматривает использование адаптивных антенных

решёток на обоих концах линии связи. Приведены известные результаты оптимальной линейной пространственной обработки сигналов на адаптивных антеннах для формирования независимых собственных пространственных подканалов МІМО канала.

В разделе 1.3 рассмотрен механизм измерения МІМО каналов для получения правых собственных векторов и значений ОСШП, соответствующих главным собственным подканалам МІМО каналов. Также описаны способы квантования полученных величин для отправки на базовые станции, а именно, векторное квантование на основе кодовых книг для собственных векторов и скалярное квантование для значений ОСШП.

В разделе 1.4 описан механизм планирования физических ресурсов MIMO-OFDMA системы связи на основе PF-метрик для пропорционального справедливого распределения частотно-временных блоков между абонентами. В случае, когда один и тот же блок используется для обслуживания нескольких абонентов, приведены выражения для вычисления весовых векторов передающих антенн и новых ОСШП.

# 2. Анализ уровня взаимных непреднамеренных помех в неоднородных сотовых радиосетях стандарта LTE-A с перераспределением абонентских соединений

Повсеместно растущая потребность в высокоскоростной передаче данных по беспроводным каналам связи, вызванная всё более широким распространением сети Интернет, IP-телефонии, цифрового телевидения высокой чёткости и т.д., требует постоянного увеличения пропускной способности сотовых радиосетей. Традиционным подходом к решению задачи повышения пропускной способности системы связи является увеличение излучаемой мощности и/или ширины полосы частот передаваемых сигналов. Однако, в силу экологических требований и ограниченности частотного ресурса, данный подход в настоящее время практически исчерпал себя. Другой способ решения этой задачи заключается в увеличении плотности покрытия сети за счёт развёртывания большего числа базовых станций, работающих в одном частотном диапазоне (на одинаковых несущих частотах), при сохранении используемой ширины полосы частот и максимальной излучаемой мощности. В этом случае рост скорости передачи данных на каждого пользователя происходит благодаря уменьшению среднего обслуживаемых базовой станцией. Наиболее числа абонентов, одной перспективным подходом к увеличению плотности покрытия сети является использование, так называемых, неоднородных сотовых сетей (Heterogeneous Networks, HetNet). Построение таких сетей планируется делать на основе уже существующих систем сотовой связи, с относительно большими «макро» сотами (обслуживаемыми обычными макростациями), путём развёртывания небольших дополнительных станций (так называемых, «пикостанций»), имеющих меньшую излучаемую мощность и, соответственно, меньший радиус покрытия. Малая излучаемая мощность сигналов пикостанций существенно уменьшает уровень непреднамеренных помех, создаваемых ими для пользователей других станций, и упрощает процедуру планирования, развёртывания и поддержки поэтому неоднородной сотовой сети в целом [15,56]. Однако, большая разница излучаемой мощности макро- и пикостанций, работающих на одинаковых несущих частотах,

приводит к тому, что макростанции имеют большую зону обслуживания и, как абонентских сравнению следствие, большее число соединений по С приводит к неравномерной загруженности частотных пикостанциями. Это каналов базовых станций различных типов и снижению эффективности работы всей сети в целом. Поэтому для обеспечения оптимальной загруженности базовых станций разных типов в неоднородных сотовых сетях необходимо использовать специальные механизмы управления потоками данных (трафиком), позволяющие более равномерно перераспределять пользователей между соседними станциями.

В настоящей главе описывается механизм выравнивания распределения абонентских соединений между станциями различных типов в неоднородных сотовых радиосетях за счёт расширения зон покрытия пикостанций. В результате применения данного механизма неизбежно возникают взаимные непреднамеренные помехи между соседними базовыми станциями. Одним из способов борьбы с такими помехами является координированная передача данных по схеме улучшенного согласования помех между сотами (enhanced Inter-Cell Interference Coordination, eICIC) стандарта LTE-A [25]. Принцип работы MIMO-OFDM системы радиосвязи по схеме eICIC также приведён в настоящей главе.

Основные результаты второй главы опубликованы в работах [34,38].

# 2.1. Расширение зон покрытия пикостанций для выравнивания распределения абонентских соединений

Ассоциация абонента и обслуживающей базовой станции на заданной несущей частоте в LTE-A системе связи происходит на основе измерений среднего уровня принимаемой мощности опорных сигналов (Reference Signal Received Power, RSRP) [57]. Как правило, базовая станция, для которой величина RSRP имеет наибольшее значение, назначается пользователю в качестве обслуживающей. Поскольку величина RSRP определяется не только потерями при распространении сигнала, но и излучаемой базовой станцией мощностью,
среднее число абонентских соединений для станций различных типов в неоднородных сотовых сетях может существенно отличаться. Так среднее число пользователей, обслуживаемых пикостанцией, оказывается значительно меньше пользователей, обслуживаемых макростанцией, числа что приводит К неравномерному распределению частотно-временных ресурсов канала между разными пользователями сотовой системы связи. Для выравнивания числа абонентских соединений на макро- и пикостанциях в системе LTE-A применяется процедура принудительного переключения части пользователей макростанций на пикостанции, даже если при этом переключении мощность принимаемого полезного сигнала понижается. Данная процедура называется «расширением зоны покрытия» (Cell Range Expansion, CRE) пикостанций [25]. На практике эта процедура осуществляется за счёт искусственного завышения уровня принимаемой мощности опорных сигналов RSRP пикостанций, путём простого добавления к измеренной пользователем величине RSRP определённого положительного смещения. Заметим, что при этом реального повышения уровня мощности передаваемых опорных сигналов на пикостнациях не происходит. Условие переключения пользователя с макростанции на пикостанцию можно записать в виде следующего неравенства

$$RSRP_{pico} + Offset_{CRE} \ge RSRP_{macro}, \qquad (2.1.1)$$

где *RSRP*<sub>pico</sub> – средний уровень мощности опорных сигналов, принимаемый пользователем от пикостанции, *Offset*<sub>CRE</sub> – величина искусственно вводимого положительного смещения, *RSRP*<sub>macro</sub> – средний уровень мощности опорных сигналов, принимаемый пользователем от макростанции, изначально обслуживающей пользователя. Все величины в неравенстве (2.1.1) даны в децибелах по отношению к одному милливатту (дБм). Схематически процедура расширения зоны обслуживания (CRE) пикостанций изображена на Рис. 2.1.



Рис. 2.1 – Иллюстрация применения процедуры CRE – расширения зоны покрытия пикостанций. Первоначальные зоны обслуживания пикостанций показаны двойной штриховкой. Зоны обслуживания, присоединённые к пикостанциям в результате применения процедуры CRE, показаны одинарной штриховкой. Абоненты, попавшие в незаштрихованную область сектора, обслуживаются макростанцией.

Следует отметить, что переназначение обслуживающей станции приводит к значительному повышению относительного уровня внутриканальных помех в приёмниках пользователей, «принудительно» ассоциированных с пикостанциями в результате применения процедуры CRE. На Рис. 2.1 это абоненты, попавшие в одинарной штриховкой. каждого области, обозначенные Для ИЗ таких пользователей сигнал макростанции превращается сильный В источник внутриканальной помехи поскольку уровень полезного сигнала от пикостанции, реально принимаемый пользователем, может оказаться ниже уровня мешающего сигнала макростанции. Очевидно, что в наихудшем случае для пользователей, находящихся на границах новых зон обслуживания, полезный сигнал от пикостанции меньше непреднамеренной помехи от макростанции на величину смещения Offset<sub>CRF</sub>.

Исследование влияния процедуры CRE (эффективного расширения зоны обслуживания пикостанций) на величины ОСШП для пользователей пикостанций было проведено с помощью численного моделирования неоднородной сотовой сети. В соответствии с принятой методологией (см. [58]) моделируемая сотовая сеть имела гексагональную структуру с 19 макростанциями. При этом каждая макростанция с помощью трехсекторных антенн разделяла зону обслуживания на три области (сектора), в которых размещалось по 4 пикостанций (см. Рис. 2.2). В каждом из 57 моделируемых секторов случайным образом вбрасывалось 30 пользовательских станций, треть из которых размещалась равномерно во всём секторе, а оставшиеся две трети – равномерно в радиусе 40 м вокруг каждой пикостанции сектора. Значение величины смещения, используемое в процедуре CRE, выбиралось равным 6 дБ. Относительные распределения пользователей между станциями различных типов до и после применения процедуры CRE приведены в Таблице 2.1. Из таблицы видно, что без использования процедуры CRE в каждом секторе рассматриваемой неоднородной сотовой сети в среднем 30% всех абонентов обслуживается макростанцией. В то же время каждая пикостанция сектора в среднем имеет 17.5% от общего числа абонентов в секторе. Однако после расширения зоны покрытия пикостанций каждая базовая станция в среднем обслуживает по 20% абонентов сектора. Таким образом, благодаря использованию процедуры CRE в неоднородных сотовых сетях действительно достигается выравнивание числа обслуживаемых пользователей между станциями различных типов.

	Относительное число пользователей макростанций	Относительное число пользователей всех пикостанций
Без расширения зон обслуживания пикостанций	30%	70%
После расширения зон обслуживания пикостанций	20%	80%

	v	U
$120\pi M H = 100\pi M = 100\pi M H = 100\pi M $	попьзователей макро- и	пикостаниии
ruomių 2.1 Coomomonio	nonbobulenen mukpo n	пикостанции



Рис. 2.2 – Схема неоднородной сотовой сети, используемой для численного моделирования

На Рис. 2.3 приведены кривые интегральных распределений значений величины ОСШП (усреднённые по всей полосе частот) для пользователей пикостанций до и после применения процедуры CRE. Из приведённых кривых видно, что после применения процедуры CRE нижняя часть интегрального распределения «сдвигается» влево, что происходит из-за увеличения числа пользователей пикостанций с невысокими значениями ОСШП. В соответствии с используемой методологией пользователями, находящимися на границе зон обслуживания (cell-edge users) считаются 5% всех пользователей с наименьшими значениями ОСШП (эти пользователи образуют 5%-ые «хвосты» интегральных распределений). Из Рис. 2.3 видно, что применение процедуры CRE приводит к уменьшению значения ОСШП для пограничных пользователей на 4 дБ, а число ОСШП пользователей отрицательными С значениями увеличивается приблизительно с 10% до 20%.

Из полученных результатов видно, что выравнивание распределений абонентских соединений в неоднородных сотовых сетях приводит к появлению сильных непреднамеренных помех для пользователей пикостанций со стороны макростанций, существенно (в два раза) увеличивая число пользователей с отрицательными значениями ОСШП. Поэтому для защиты пограничных пользователей от возникающих помех приходится применять специальные схемы координированной передачи сигналов.



Рис. 2.3 – Интегральное распределение *F* среднего значения  $\bar{\gamma}$  величины ОСШП для пользователей пикостанций до (кривая 1) и после (кривая 2) применения процедуры CRE – расширения зон покрытия пикостанций.

### 2.2. Координированная передача данных по схеме eICIC стандарта LTE-A

Контроль уровня взаимных внутриканальных помех при перераспределении трафика между макро- и пико- базовыми станциями в неоднородных сотовых стандарта LTE-А может осуществляться с помощью схемы радиосетях улучшенного согласования помех между сотами (enhanced Inter-Cell Interference eICIC Coordination, eICIC) [25]. В схеме стандарта LTE-А борьба с внутриканальными помехами от макростанций осуществляется с помощью управления мощностью передаваемых макростанцией сигналов. Для этого на части временных ресурсов (подкадров) активность макростанций существенно ограничивается во всей полосе частот. Ограниченная активность макростанций, как правило, означает передачу данных обслуживаемым абонентам с помощью

сигналов пониженной мощности или полное прекращение передачи данных (пилотные поднесущие продолжают передаваться). При этом обслуживание пользователей пикостанциями разрешается во всех подкадрах без ограничений. В подкадре с ограниченной активностью (Almost Blank Subframe, ABS) пикостанция может осуществлять передачу данных пользователям, наиболее сильно подверженным воздействию внутриканальных помех со стороны макростанций. Для этого пикостанции используют информацию об активности макростанций в каждом подкадре. На стороне пикостанции эта информация становится известной после оптимальной настройки функционирования всех станций радиосети в результате прямых измерений, либо в результате обмена специальными сообщениями с макростанциями ближайших сот.

В случае, когда порядок следования подкадров с ограниченной активностью (мощностью) не согласован между соседними макростанциями, пользователи ближайших пикостанций попеременно испытывают внутриканальные помехи от разных соседних макростанций. На Рис. 2.4*а* проиллюстрирована ситуация, когда для двух соседних макростанций порядок следования подкадров с ограниченной активностью не совпадает, в результате чего пользователи ближайшей пикостанции продолжают принимать непреднамеренные внутриканальные помехи в течение данных подкадров. Особенно сильно влиянию этих помех подвержены пользователи, абонентское соединение которых было переключено с макро- на пикостанции после расширения зон обслуживания пикостанций с CRE. В помощью процедуры некоторых ситуациях ЭТО может даже препятствовать переключению абонентских соединений с макро- на пикостанции из-за невозможности безошибочного приёма данных от пикостанций.

Для более эффективной защиты пользователей пикостанций от помеховых сигналов макростанций порядок следования подкадров с ограниченной активностью синхронизируется для макростанций во всей радиосети. Таким образом достигается практически полное устранение помех от всех макростанций в подкадрах с ограниченной активностью (см. Рис. 2.4*б*). Благодаря этому

42

абонентских эффективного перераспределение соединений c помощью расширения зон покрытия пикостанций можно проводить без учёта возможных помех со стороны макростанций. В итоге, синхронная передача подкадров в схеме eICIC способствует более эффективному выравниванию частотной загруженности каналов базовых станций. Заметим также, что взаимные непреднамеренные помехи всегда существуют в обычных подкадрах. Однако их влияние на способность пропускную системы существенно уменьшается благодаря планированию передачи данных подкадрах пользователям, В ЭТИХ не испытывающим сильные внутриканальные помехи от макростанций.



Рис. 2.4 – Несогласованный (а) и согласованный (б) порядок следования подкадров с ограниченной активностью (ABS) для двух макростанций МкС-1 и МкС-2 и пикостанций ПкС-1 и ПкС-2. Штриховкой обозначены подкадры, в которых эти станции передают данные обслуживаемым абонентам. Для абонентов АбП-1 и АбП-2, обслуживаемых пикостанциями ПкС-1 и ПкС-2 соответственно, штриховкой показаны подкадры в которых эти пользователи принимают данные. Подкадры с ограниченной активностью макростанций показаны без штриховки. Так же без штриховки показаны подкадры, в которых абоненты АбП-1 и АбП-2 не принимают данные от обслуживающих станций. Сплошные стрелки соответствуют полезным сигналам от пикостанций. Пунктирными стрелками схематично изображены непреднамеренные помехи пользователям пикостанций со стороны макростанций.

На Рис. 2.5 представлены кривые интегральных распределений значений величины ОСШП (усреднённых по частоте) для пользователей пикостанций в обычных подкадрах и в подкадрах с ограниченной активностью макростанций. Кривые были получены путём численного моделирования неоднородной сотовой сети по методике, описанной в разделе 2.1. Из приведённых на рисунке кривых видно, что при применении схемы eICIC помеховая обстановка для пользователей

в обычных подкадрах и подкадрах с ограниченной активностью макростанций существенно различается (на 5-7 дБ). Поэтому для выбора оптимальных параметров передачи сигналов, в системе мобильной сотовой радиосвязи LTE-A предусматривается вычисление приёмником пользователя и передача на обслуживающую базовую станцию двух значений ОСШП  $\gamma_{ii}$ , соответствующих подкадрам разных типов. В зависимости от типа текущего подкадра эти значения используются оптимального выбора модуляции ДЛЯ И скорости помехоустойчивого кодирования, наиболее подходящих к текущей помеховой обстановке для данного пользователя пикостанции.



Рис. 2.5 – Интегральные распределения *F* среднего значения  $\bar{\gamma}$  величины ОСШП для пользователей пикостанций в обычных подкадрах (кривая 1) и в подкадрах с ограниченной активностью макростанций (кривая 2).

### 2.3. Заключение по второй главе

Во второй главе рассмотрены основные особенности работы неоднородной сотовой радиосети стандарта LTE-A с двумя типами базовых станций (макро- и пикостанциями), различающимися уровнем излучаемой мощности.

В разделе 2.1 описана процедура перераспределения абонентских соединений между базовыми станциями за счёт расширения зоны покрытия пикостанций для выравнивания уровней загруженности частотных каналов станций разных типов. Проанализирован уровень взаимных непреднамеренных помех, создаваемых соседними базовыми станциями в результате применения данной процедуры. С помощью численного моделирования неоднородной сотовой радиосети показано, что особенно сильно влиянию создаваемых помех подвержены абоненты, находящиеся на границах зон обслуживания различных сот. Это, в свою очередь, ограничивает эффективность работы всей МІМО-ОFDMA системы связи в целом.

В разделе 2.2 изложены основные принципы координированной передачи данных по схеме eICIC стандарта LTE-А. Показано, что благодаря существенному ограничению активности передающих макростанций на части временных ресурсов, уровень внутриканальных помех, создаваемых макростанциями в этих временных ресурсах, существенно снижается. Это, в свою очередь, способствует повышению величины ОСШП в приёмниках пользователей, обслуживаемых пикостанциями.

45

# 3. Анализ пропускной способности системы связи LTE-A с координированной пространственной обработкой передаваемых сигналов по схеме CS/CB CoMP

Координированная пространственная обработка сигналов на передающих антеннах нескольких базовых станций (Coordinated Multi-Point transmission, СоМР) является альтернативным способом борьбы с непреднамеренными внутриканальными как в однородных сотовых радиосетях помехами С одинаковыми станциями, так и неоднородных сетях с различными типами станций. В схемах СоМР между соседними базовыми станциями любого типа для каждого подкадра осуществляется динамическая координация и адаптивный выбор параметров передаваемых сигналов, таких как используемые весовые векторы адаптивных антенн передатчиков станций, занимаемые физические ресурсы (частотно-временные блоки), величины ОСШП для обслуживаемых абонентов и т.п. Очевидно, что такая быстрая координированная обработка сигналов, в отличие от схемы eICIC с квазистатическим выделением ABS подкадров с ограниченной активностью макростанций, требует интенсивного обмена служебной информацией между станциями. Поэтому в схемах СоМР несколько соседних базовых станций объединяются в так называемый кластер с помощью высокоскоростных линий связи с малой задержкой, например, оптоволоконных или радиорелейных. В результате применения предварительной совместной обработки передаваемых сигналов существенно уменьшается уровень взаимных внутриканальных помех в приёмниках абонентов, обслуживаемых станциями кластера.

Настоящая глава посвящена исследованию одной из схем CoMP, а именно схемы с координированным распределением физических ресурсов системы связи и адаптивным формированием диаграмм направленности на передатчиках базовых станций (Coordinated Scheduling/Coordinated Beamforming, CS/CB). При этом, в отличие от существующих работ, рассматривается возможность применения данной схемы CoMP совместно с механизмом перераспределения

абонентских соединений в неоднородных сотовых сетях. Также исследуется новый способ координированной пространственной обработки сигналов, основанный на применении схемы CS/CB CoMP в системах сотовой радиосвязи, использующих антенны с наклонной кросс-поляризацией. Координированная передача сигналов и, как следствие, понижение уровня внутриканальных помех в таких системах достигается за счёт адаптивного согласования поляризаций сигналов на антенных решётках соседних базовых станций.

Основные результаты третьей главы опубликованы в работах [33-35,38].

#### 3.1. Координированная передача данных по схеме CS/CB CoMP

В схеме CS/CB CoMP с координированным распределением физических ресурсов и адаптивным формированием диаграмм направленности передача полезного сигнала абоненту осуществляется с одной (обслуживающей) базовой станций, в то время как подавление взаимных внутриканальных помех достигается путём адаптивной подстройки диаграмм направленности передающих антенн и/или поляризаций сигналов мешающих станций.

Рассмотрим MIMO-OFDMA систему сотовой связи, образованную из базовых станций, объединённых с помощью высокоскоростных линий связи в несколько кластеров. Будем считать, что в каждом кластере работой станций управляет специализированный центральный процессор, см. Рис. 3.1. На основе информации о состоянии беспроводных каналов связи между всеми базовыми станциями кластера и обслуживаемыми абонентами центральный процессор осуществляет выбор оптимальных параметров передаваемых сигналов, таких как модуляция, скорость помехоустойчивого кодирования, весовые коэффициенты антенных решёток и т.д. Как было описано в разделе 1.3, в MIMO-OFDMA системах радиосвязи для каждого абонента i, обслуживаемого базовой станцией j, эта информация представляет собой векторы весовых коэффициентов  $\mathbf{p}_{ij}$ , аппроксимирующие главные собственные векторы MIMO каналов в некоторой полосе частот, и квантованные величины ОСШП  $\gamma_{ij}$ . Значения  $\mathbf{p}_{ij}$  и  $\gamma_{ij}$ 

вычисляются на стороне пользователя на основе канальных измерений и передаются на обслуживающую базовую станцию по обратному каналу с помощью служебных сообщений. Далее информация о состоянии каналов поступает в центральный процессор кластера по высокоскоростным линиям связи, соединяющим центральный процессор с координируемыми базовыми станциями.



Рис. 3.1 – Пример кластера, состоящего из двух базовых станций, и иллюстрация механизма компенсации помех в схеме CS/CB CoMP. Каналы, по которым абоненты принимают полезные сигналы от обслуживающих базовых станций, показаны сплошными линиями, соединяющими станции с абонентами. Штрихованными линиями обозначены каналы, по которым абоненты получают непреднамеренные помехи от соседних базовых станций.

В обычных системах связи без координации приёмник пользователя вычисляет значения  $\mathbf{p}_{ij}$  и  $\gamma_{ij}$  только для обслуживающей базовой станции, при этом  $\mathbf{p}_{ij}$ , как правило, используется в качестве весового вектора в ААР передатчика, а  $\gamma_{ij}$  применяется для выбора оптимального по помехоустойчивости формата передачи (модуляции и скорости кодирования). При этом обмен информацией о состоянии канала пользователя между соседними базовыми

станциями в обычных системах связи не производится. В системах связи с передачей сигналов по схеме CoMP канальная информация  $\mathbf{p}_{ij}$  и  $\gamma_{ij}$  может быть приёмником пользователя мешающих базовых вычислена для станций, создающих наиболее сильные внутриканальные помехи данному пользователю. Эта информация так же отправляется на обслуживающую базовую станцию и используется центральным процессором для координации передачи между станциями одного кластера. Для подавления взаимных помех между базовыми станциями внутри кластера центральный процессор может использовать метод МСКО, описанный в разделе 1.4, для расчёта оптимальных весовых векторов каждой базовой станции кластера. В соответствии с МСКО преобразованием значение весового вектора **w**<sub>ij</sub> диаграммообразующей схемы (ДОС) базовой станции *j* для передачи сигналов абоненту *i* в схеме CS/CB CoMP получается путём преобразования квантованного собственного вектора **p**<sub>ii</sub> следующим образом:

$$\mathbf{w}_{ij} = \left(\sum_{m \in S} \gamma_{mj} \mathbf{p}_{mj} \mathbf{p}_{mj}^{H} + \mathbf{I}\right)^{-1} \mathbf{p}_{ij}, \ j = 1, 2, \dots, N_{C}$$
(3.1.1)

где S — множество активных абонентов, обслуживаемых соседними базовыми станциями,  $\mathbf{p}_{mj}$  и  $\gamma_{mj}$  — информация о состоянии канала между абонентом m (обслуживаемым соседней базовой станцией) и рассматриваемой базовой станцией j,  $N_c$  — число координируемых базовых станций (размер кластера).

Поскольку уровень взаимных помех после координированной передачи сигналов заранее неизвестен на приёмнике абонента, в схеме CS/CB CoMP, в отличие от обычной системы без координации, i-ый пользователь оценивает ОСШП для q-ой базовой станции без учёта мощности помех от других станций кластера, т.е.

$$\rho_{iq} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{\sigma_{iq}^2[k]}{\sigma_0^2[k]}, \ q = 1, 2, \dots, N_C.$$
(3.1.2)

Здесь  $\rho_{iq}$  – среднее значение ОСШП до квантования, т.е.  $\gamma_{iq} = Q(\rho_{iq})$ ,  $\sigma_{iq}^2 = \sigma_{iq}^2[k]$ – мощность сигнала, принятого *i*-ым пользователем от рассматриваемой базовой станции q,  $\sigma_0^2 = \sigma_0^2[k]$  – суммарная мощность сигналов, принятых от базовых станций, расположенных вне рассматриваемого кластера, и аддитивного шума приёмного тракта абонента, k – индекс поднесущей, N – число поднесущих. Если j – индекс базовой станции, обслуживающей абонента i, то мощность принятого сигнала  $\sigma_{iq}^2$  может быть рассчитана для каждой используемой поднесущей следующим образом:

$$\sigma_{iq}^{2}[k] = \left| \hat{\mathbf{u}}_{ij}^{H}[k] \hat{\mathbf{H}}_{iq}[k] \mathbf{p}_{iq} \right|^{2}, \qquad (3.1.3)$$

где  $\hat{\mathbf{u}}_{ij} = \hat{\mathbf{u}}_{ij}[k]$  – весовой вектор ААР приёмника, «настроенного» на обслуживающую базовую станцию,  $\hat{\mathbf{H}}_{iq} = \hat{\mathbf{H}}_{iq}[k]$  – оценка матрицы МІМО канала станции q,  $\mathbf{p}_{iq}$  – соответствующий квантованный главный собственный вектор. Оценка ОСШП (3.1.2) осуществляется пользователем для каждой базовой станции кластера при помощи специальных опорных сигналов, свободных от помех, создаваемых другими базовыми станциями рассматриваемого кластера.

Стоит отметить, что передача сигнала от обслуживающей базовой станции и подавление помех от остальных координируемых базовых станций в CoMP схемах происходят одновременно. В этом случае выбор квантованного вектора  $\mathbf{p}_{iq}$  из кодовой книги для координируемых базовых станций (квантование главного собственного вектора) должен осуществляться абонентом в предположении одинаковой пространственной обработки сигнала на приёмнике, т.е.:

$$\mathbf{p}_{iq} = \arg \max_{\mathbf{c} \in C} \sum_{k=0}^{N-1} \left| \hat{\mathbf{u}}_{ij}^{H}[k] \hat{\mathbf{H}}_{iq}[k] \mathbf{c} \right|^{2}, \qquad (3.1.4)$$

где *j* – индекс обслуживающей базовой станции для абонента *i*, **c** – весовой вектор из кодовой книги *C*.

В СоМР схемах центральный процессор кластера после вычисления весовых векторов  $\mathbf{w}_{ij}$  координируемых базовых станций может осуществить перерасчёт ОСШП в соответствии с новой помеховой обстановкой. Это также позволяет учесть искажение весового вектора  $\mathbf{p}_{ij}$  передатчика базовой станции из-за МСКО преобразования (3.1.1). Например, перерасчёт ОСШП  $\hat{\gamma}_{ij}$  для пользователя можно выполнить, используя значения  $\mathbf{p}_{iq}$  и  $\gamma_{iq}$ , соответствующие *q*-ой помеховой базовой станции ( $q \neq j$ ) с помощью выражения:

$$\hat{\gamma}_{ij} = \frac{\left|\mathbf{p}_{ij}^{H} \mathbf{w}_{ij}\right|^{2} \gamma_{ij}}{1 + \sum_{q=1, q \neq j}^{N_{C}} \left|\mathbf{p}_{iq}^{H} \mathbf{w}_{iq}\right|^{2} \gamma_{iq}}.$$
(3.1.5)

Уравнение (3.1.5) позволяет проводить предсказание мгновенного ОСШП на приёмнике *i*-ого абонента на основе информации о весовых векторах координируемых базовых станций **w**<sub>*iq*</sub> для последующего адаптивного выбора модуляции и скорости помехоустойчивого кодирования.

Заметим, что в традиционных системах без координированной пространственной обработки сигналов такое предсказание невозможно из-за отсутствия информации о состоянии канала мешающих станций ( $\mathbf{p}_{iq}$  и  $\gamma_{iq}$ ) и весовых векторах  $\mathbf{w}_{iq}$  ( $q \neq j$ ), используемых на соседних базовых станциях. При этом эффективность работы обычной системы связи, использующей быструю адаптацию формата передачи данных к мгновенной реализации канала, является невысокой из-за непредсказуемости уровня внутриканальных помех, создаваемой мешающими базовыми станциями.

Механизм компенсации внутриканальных помех в схеме CS/CB CoMP с помощью совместного формирования диаграмм направленности адаптивных антенн схематично показан на Рис. 3.1 для кластера из двух базовых станций. На приведённом рисунке Абонент-1 принимает полезный сигнал от обслуживающей базовой макростанции БС-1 по каналу **H**<sub>11</sub> и непреднамеренную помеху от

базовой пикостанции БС-2 по каналу  $\mathbf{H}_{12}$ . В то же время Абонент-2, обслуживаемый пикостанцией БС-2, принимает полезный сигнал по каналу  $\mathbf{H}_{22}$  и непреднамеренную помеху от макростанции БС-1 по каналу  $\mathbf{H}_{21}$ . В результате координированной пространственной обработки сигналов (3.1.1)-(3.1.5), центральный процессор кластера вычисляет новые оптимальные весовые векторы  $\mathbf{w}_{11}$  и  $\mathbf{w}_{22}$  для ДОС базовых станций БС-1 и БС-2 соответственно. На Рис. 3.1 показано, что при этом максимум диаграммы направленности антенной решётки макростанции БС-1 формируется в направлении на обслуживаемого Абонента-1, а ноль – в направлении на Абонента-2 соседней базовой станции БС-2. Аналогичным образом с помощью формирования диаграммы направленности антенной и БС-2. Аналогичным образом с помощью формирования диаграммы направлении на компенсация непреднамеренной помехи от этой станции Для Абонента-1 и максимум излучения в направлении на «своего» Абонента-2.

Рассмотрим подробнее механизм формирования нуля диаграммы направленности антенной решётки на примере базовой станции БС-1. Для этого предположим, что центральный процессор кластера располагает полученными от обоих абонентов квантованными собственными векторами  $\mathbf{p}_{11}$ ,  $\mathbf{p}_{21}$  и значениями ОСШП  $\gamma_{11}$ ,  $\gamma_{21}$ , полностью характеризующими для решения поставленной задачи соответствующие каналы  $\mathbf{H}_{11}$ ,  $\mathbf{H}_{21}$ . Тогда выражение (3.1.1) для вычисления весового вектора ДОС макростанции БС-1 можно записать следующим образом:

$$\mathbf{w}_{11} = \left(\gamma_{21}\mathbf{p}_{21}\mathbf{p}_{21}^{H} + \mathbf{I}\right)^{-1}\mathbf{p}_{11}.$$
 (3.1.6)

Пусть квантованные собственные векторы нормированы, тогда единичную матрицу **I** можно представить в следующем виде:

$$\mathbf{I} = \mathbf{P}_{21}\mathbf{P}_{21}^{H} = \mathbf{p}_{21}\mathbf{p}_{21}^{H} + \widetilde{\mathbf{P}}_{21}\widetilde{\mathbf{P}}_{21}^{H}, \qquad (3.1.7)$$

где  $\mathbf{P}_{21} = \begin{bmatrix} \mathbf{p}_{21} & \mathbf{\tilde{P}}_{21} \end{bmatrix}$  – унитарная матрица размерности  $N_T \times N_T$ ,  $\mathbf{\tilde{P}}_{21}$  – матрица размерности  $N_T \times (N_T - 1)$  образованная ортонормированными базисными

векторами подпространства ортогонального вектору  $\mathbf{p}_{21}$ . С учётом (3.1.7) выражение (3.1.6) можно записать так:

$$\mathbf{w}_{11} = \mathbf{P}_{21} \mathbf{G}_{21}^{-1} \mathbf{P}_{21}^{H} \mathbf{p}_{11}, \qquad (3.1.8)$$

где  $\mathbf{G}_{21} = \text{diag}([\gamma_{21} + 1 \ 1 \ \cdots \ 1]) - диагональная матрица. Умножая (3.1.8) на <math>\mathbf{p}_{21}^H$  можно получить следующее скалярное произведение:

$$\mathbf{p}_{21}^{H}\mathbf{w}_{11} = \frac{\mathbf{p}_{21}^{H}\mathbf{p}_{11}}{\gamma_{21} + 1} \xrightarrow{\gamma_{21} \to +\infty} 0, \qquad (3.1.9)$$

которое стремиться к нулю при больших значениях ОСШП  $\gamma_{21}$ . Это означает, что в ситуациях, когда Абонент-2 получает от макростанции БС-1 сильную непреднамеренную помеху ( $\gamma_{21} \rightarrow +\infty$ ) по каналу  $\mathbf{H}_{21}$ , центральный процессор кластера вычисляет весовой вектор  $\mathbf{w}_{11}$  так, чтобы соответствующая диаграмма направленности антенной решётки станции БС-1 имела ноль в направлении на Абонента-2, которое характеризуется главным собственным вектором  $\mathbf{p}_{21}$  канала  $\mathbf{H}_{21}$ .

### 3.2. Сравнительный анализ схем eICIC и CS/CB CoMP

В данном разделе приведены результаты сравнительного анализа способности пропускной неоднородной сотовой радиосети, В которой используются схемы координированной передачи данных eICIC и CS/CB CoMP. Исследовалась эффективность работы схемы CS/CB CoMP в зависимости от числа координируемых базовых станций (размера СоМР кластера). В рамках данного исследования активно использовалась модель системы сотовой радиосвязи на основе стандарта LTE-A, описанная в главе 1, с применением схем координированной передачи данных eICIC и CS/CB CoMP. При этом моделируемая неоднородная сотовая сеть полностью соответствовала описанию, приведённому в разделе 2.1.

Следует отметить, что в существующих работах [29-32], посвящённых исследованию схемы CS/CB CoMP, применение этой схемы в неоднородных сотовых сетях рассматривается без учёта неравномерности распределения абонентских соединений между макро- и пикостанциями. В отличие от существующих работ, в настоящей работе для схемы CS/CB CoMP предлагается использовать механизм расширения зон обслуживания пикостанций, сходный с процедурой CRE для схемы eICIC, для выравнивания уровней загруженности частотных каналов базовых станций разных типов. Однако, в отличие от схемы eICIC, переключение абонентских соединений с макро- на пикостанции в предлагаемом подходе необходимо проводить с некоторыми ограничениями. Поскольку компенсация помех в схеме CS/CB СоМР осуществляется для ограниченного набора базовых станций, перераспределение соединений должно происходить только между базовыми станциями одного кластера. В противном случае переключение соединения пользователя с макростанции одного кластера на пикостанцию соседнего кластера приведёт к возникновению неконтролируемых внутриканальных компенсация будет помех, которых отсутствия координации базовыми невозможна из-за между станциями, принадлежащими разным СоМР кластерам.

Передача сигналов в реализованной модели осуществлялась в полосе 10 МГц (1024 OFDM поднесущих, 600 из которых использовались для передачи сигналов [44]). Другие параметры системы связи, использовавшиеся при моделировании, приведены в Таблице 3.1.

Для обеих схем координации значение величины смещения, используемое в процедуре расширения зон обслуживания пикостанций, равнялось 6 дБ. При этом для оптимальной работы рассматриваемой неоднородной сети по схеме eICIC относительное число подкадров с ограниченной активностью макростанций бралось равным 20%.

54

Расстояние между макростанциями	500м
Модель распространения сигнала от	ITU UMa
макростанции к пользователю	
Модель распространения сигнала от	ITU UMi
пикостанции к пользователю	
Скорость пользователя	3 км/ч
Мощность передатчика/коэффициент усиления	46 дБм/17 дБ
антенны макростанции	
Мощность передатчика/коэффициент усиления	30 дБм/5 дБ
антенны пикостанции	
Коэффициент усиления антенны пользователя	0 дБ
Шум-фактор приёмника абонента	9 дБ
Спектральная плотность мощности теплового	-174 дБм/Гц
шума	
Диапазон частот	2 ГГц
Полоса передачи	10 МГц
Число передающих антенн базовой	4/вертикальная
станции/поляризация	
Число приёмных антенн	2/вертикальная
пользователя/поляризация	
Схема MIMO (Multiple input multiple output)	Многопользовательская
	(Multi-user MIMO)
Целевая вероятность пакетной ошибки	10%
Задержка передачи обратной информации	5 мс
(служебных сообщений)	
Модель трафика	Полный буфер очереди трафика

Таблица 3.1 –	Параметры	моделирования
---------------	-----------	---------------

Для анализа схемы CS/CB CoMP рассматривались четыре способа объединения базовых станций в кластеры разных размеров (см. Рис. 3.2). На рисунке цифрами указано число передатчиков базовых станций CoMP кластера, между которыми осуществляется координация. Так, в схеме на Рис. 3.2*а* координация осуществляется для одного сектора макростанции и 4 пикостанций, размещённых в этом секторе (5 передатчиков), а в схеме на Рис. 3.2*г* в координированной передаче данных участвуют 21 сектор 7-ми центральных макростанций и все 84 пикостанции этих секторов (итого 105 передатчиков). Кроме этого анализ схемы CS/CB CoMP был выполнен и для случая координации

между всеми базовыми станциями моделируемой радиосети (285 передатчиков). Каждый пользователь, принимающий сигнал в режиме координации, сообщал 60 информацию 0 состоянии канала на группу ИЗ поднесущих ДЛЯ обслуживающей станции ( $\mathbf{p}_{ij}$  и  $\gamma_{ij}$ ) и до двух мешающих станций кластера ( $\mathbf{p}_{ia}$  и  $\gamma_{iq}$ ,  $q \neq j$ ). При этом информация о канале мешающей станции вычислялась пользователем только в том случае, если принимаемая мощность от данной станции была выше 10% мощности обслуживающей станции. В противном случае считалось, что базовая станция не участвует в координации передачи для рассматриваемого пользователя и мощность её внутриканальной помехи учитывалась в значении  $\sigma_0^2$  (3.1.2). В этих условиях для пользователей пико базовых станций, расположенных на границах зон обслуживания, наиболее сильным источником помех, как правило, являлась ближайшая макростанция.



Рис. 3.2 – Четыре способа кластеризации базовых станций при использовании схемы компенсации помех CS/CB CoMP: a) CS/CB-5; б) CS/CB-15; в) CS/CB-45; г) CS/CB-105.

Для сравнения в качестве базовой модели была выбрана неоднородная сотовая сеть без координации и механизма CRE перераспределения абонентских соединений между базовыми станциями.

Результаты численного моделирования представлены в Таблице 3.2. Приведены значения средней пропускной способности для всех пользователей и средней пропускной способности пограничных пользователей для различных координированной передачи данных. Пропускная сценариев способность пользователей на границе зон обслуживания определялась как значение, соответствующее 5% уровню в интегральной функции вероятности пропускной способности всех пользователей сети. Представленные в таблице результаты статистического получены путём усреднения по многим независимым реализациям расположения пользователей и беспроводных каналов между Число пользователями И базовыми станциями. испытаний выбиралось достаточным для обеспечения относительной погрешности измерения средней пропускной способности и пропускной способности пограничного пользователя менее 1% с доверительной вероятностью 0,95.

Схема координированной передачи данных	Средняя пропускная способность пользователя, Мбит/с	Пропускная способность пограничного пользователя, Мбит/с	Соотношение пользователей макро и пико станций, %
Базовая система	4,0 (0%)	0,75 (0%)	30/70
eICIC	4,1 (+3%)	1,06 (+41%)	20/80
CS/CB-5	4,0 (+0%)	0,91 (+21%)	23/77
CS/CB-15	4,1 (+3%)	1,01 (+35%)	22/78
CS/CB-45	4,1 (+3%)	1,06 (+41%)	22/78
CS/CB-105	4,1 (+3%)	1,11 (+48%)	21/79
CS/CB-285 (Координация всех базовых станций радиосети)	4,2 (+5%)	1,22 (+63%)	20/80

Таблица 3.2 – Результаты моделирования

Из приведённых в Таблице 3.2 результатов видно, что в схеме eICIC выигрыш в пропускной способности пограничных пользователей относительно базовой системы (указан в скобках) превосходит соответствующие значения для CS/CB CoMP с небольшим числом координируемых станций (CS/CB-5 и CS/CB-15). Это объясняется тем, что в кластерах небольших размеров пропускная способность пользователей на границе зон обслуживания ограничена уровнем остаточных внутриканальных помех, создаваемых базовыми станциями других кластеров. Из-за ограниченной координации между базовыми станциями одного CoMP кластера, остаточные помехи для таких пользователей не могут быть скомпенсированы. Напротив, в схеме eICIC, благодаря координации между всеми макро- и пикостанциями радиосети, для пограничных пользователей пикостанций достигается существенное подавление помех от всех соседних макростанций.

Как отмечалось выше, координация передачи данных в пределах СоМР кластера потенциально ограничивает возможность переназначения абонентских соединений с макро- на пикостанции в CS/CB CoMP схеме по сравнению со схемой eICIC, где данное ограничение отсутствует. Однако из сравнения отношения числа абонентов, ассоциированных с макро- и пикостанциями (см. последний столбец Таблицы 3.2) видно, что уровень загруженности каналов базовых станций в схеме eICIC незначительно отличается от уровня загруженности каналов в CoMP схемах.

С увеличением размера CoMP кластера (ростом числа базовых станций, участвующих в координации) пропускная способность для пограничных пользователей возрастает, что очевидно связано с уменьшением количества абонентов, испытывающих неконтролируемые остаточные помехи со стороны базовых станций соседних CoMP кластеров.

Стоит отметить, что средняя пропускная способность пользователей во всех исследуемых схемах изменяется незначительно. Это связано с тем, что схемы координированной передачи данных, как правило, используются для повышения пропускной способности пользователей, расположенных на границах зон

58

обслуживания и наиболее сильно подверженных воздействию непреднамеренных внутриканальных помех.

# 3.3. Координированная пространственная обработка сигналов в адаптивных антеннах с наклонной кросс-поляризацией элементов

Из Таблицы 3.1 видно, что для совместного формирования диаграмм направленности в схеме CS/CB CoMP предполагалось, что передатчики базовых станций используют линейные антенные решётки с антенными элементами, имеющими вертикальную поляризацию (см. Рис. 3.3а). На практике, однако, возможны и другие более сложные конфигурации антенн. Так, например, для повышения помехоустойчивости передачи служебных сообщений на базовых наклонной кросс-поляризацией станциях применяются антенны с [59]. Конструкция таких антенн представляет собой две независимые подсистемы излучателей, образующих решётку из пар взаимно ортогональных антенных элементов, расположенных симметрично вдоль вертикальной оси антенны и ориентированных под углами +45° и -45° к ней (см. Рис. 3.36). Данная конструкция существенно упрощает размещение антенны на базовой станции, а также позволяет достичь более высоких технических характеристик (высокого коэффициента усиления антенны, низкого уровня боковых лепестков и т.д.) [59]. К сожалению, в системах с кросс-поляризацией антенн применение адаптивного формирования диаграммы направленности для подавления помех (CS/CB CoMP) не всегда возможно. Например, для антенны данного типа, состоящей из двух ортогональных подсистем излучателей (см. Рис. 3.36), адаптивное формирование направленности невозможно азимутальной диаграммы из-за отсутствия пространственного разнесения между антенными элементами в горизонтальной плоскости.



Рис. 3.3 – Антенная конфигурация с вертикальной поляризацией антенных элементов (а) и антенная конфигурация с наклонной кросс-поляризацией антенных элементов (б); *1* – питание для излучателей с наклоном -45°, *2* – питание для излучателей с наклоном +45°.

В данном разделе рассматривается другой способ координированной пространственной обработки сигналов в широкополосных системах сотовой связи, использующих антенны с наклонной кросс-поляризацией. Понижение уровня внутриканальных помех в таких системах достигается за счёт адаптивного согласования поляризаций сигналов на антенных решётках нескольких базовых станций.

Рассмотрим координированную пространственную обработку сигналов на примере антенной решетки, состоящей из двух подсистем излучателей (Рис. 3.3). Для квантования собственных векторов канальной матрицы обслуживающей и мешающих базовых станций будем использовать кодовую книгу стандарта LTE-A [44], приведенную в Таблице 3.3 (здесь  $j^2 = -1$ ). Данная кодовая книга состоит из четырёх векторов (кодируемых с помощью служебного сообщения длиной 2 бита), каждый из которых имеет размерность 2×1.

<b>c</b> <sub>1</sub>	<b>c</b> <sub>2</sub>	<b>c</b> <sub>3</sub>	$\mathbf{c}_4$
$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1\\1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1\\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1\\ j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1\\ -j \end{bmatrix}$

Таблица 3.3 – Весовые векторы кодовой книги

Заметим, что для конфигурации антенн с вертикальной поляризацией элементов (см. Рис. 3.3*a*), весовой вектор  $\mathbf{p}_{ij}$ , полученный из кодовой книги, определяет диаграмму направленности передатчика базовой станции в горизонтальной плоскости. В случае же конфигурации антенны с наклонной кросс-поляризацией (см. Рис. 3.3*б*), данный весовой вектор  $\mathbf{p}_{ij}$  определяет поляризацией (см. Рис. 3.3*б*), данный весовой вектор  $\mathbf{p}_{ij}$  определяет поляризацией (см. Рис. 3.3*б*), данный весовой вектор  $\mathbf{p}_{ij}$  определяет поляризацией (см. Рис. 3.3*б*), данный весовой вектор  $\mathbf{p}_{ij}$  определяет поляризацие передаваемого сигнала: вертикальную, горизонтальную, левую круговую или правую круговую. В силу различных физических механизмов адаптации передачи сигнала эффективность подавления внутриканальных помех на передатчике базовой станции будет зависеть от конфигурации антенн. Так, для антенной конфигурации с вертикальной поляризацией уровень подавления помехи изменяется в зависимости от азимутального положения пользователя. Напротив, для антенной конфигурации с кросс поляризацией данная зависимость не наблюдается.

Проиллюстрируем зависимость эффективности подавления помехи для пользователя от его азимутального положения. Для этого рассмотрим абонента, приёмник которого оснащён адаптивной антенной из двух элементов с ортогональными линейными поляризациями. Пусть весовые коэффициенты приёмной антенны абонента выставлены для оптимального приёма вертикально поляризованного сигнала. Будем считать, что центральный процессор адаптивно выбирает для мешающей базовой станции весовой вектор из кодовой книги (см. Таблицу 3.3) таким образом, чтобы минимизировать уровень создаваемой помехи. Из Рис. 3.4а легко видеть, что для базовой станции с кросс-поляризацией антенных элементов подавление внутриканальной помехи с помошью согласования поляризации сигналов на передатчике приводит к равномерному подавлению помехи вне зависимости от азимутального положения пользователя (относительно физической нормали передающей антенной решётки). При этом максимальное подавление (-30 дБ) достигается, когда для мешающей базовой станции выбирается весовой вектор, формирующий горизонтальную поляризацию передаваемого сигнала. Для сравнения на Рис. 3.46 точками показан уровень остаточной помехи, который может обеспечить мешающая базовая станция, если она оборудована передающей антенной решёткой с вертикальной поляризацией излучателей. В этом случае подавление помехи в направлении на пользователя происходит за счёт адаптивной подстройки диаграммы направленности на передатчике с помощью весовых векторов кодовой книги из Таблицы 3.3. Из рисунка видно, что в зависимости от азимутального положения пользователя эффективность подавления внутриканальной помехи существенно меняется. Так для азимутального положения в 5 дБ, в то время как для азимутального положения  $80^{\circ}$  подавление достигает -30 дБ.



Рис. 3.4 – Эффективность подавления помех на передатчике базовой станции с адаптивным выбором типа поляризации (наклонная кросс поляризация передающих антенн) (а) и эффективность подавления помех на передатчике базовой станции с адаптивным формированием диаграммы направленности (вертикальная поляризация передающих антенн) (б). Здесь *К* – коэффициент усиления, *φ* – азимутальное положение пользователя. Сплошная линия соответствует весовому вектору с₁, пунктирная – с₂, точечная – с₃, штрихпунктирная – с₄, кружки — оптимальному подавлению. На панели (а) пунктир совпадает с кружками, а точки – с штрихпунктиром.

В исследуемых в настоящей разделе системах CoMP с кросс поляризованными антеннами подавление взаимных внутриканальных помех при передаче сигналов достигается путём согласования поляризаций на передатчиках соседних базовых станций. Для иллюстрации механизма согласования поляризаций рассмотрим кластер, состоящий только из двух базовых станций. Положим, что антенные решётки базовых станций состоят из двух подсистем передающих антенных элементов с наклонной кросс поляризаций (см. Рис. 3.36), а каждый пользователь имеет антенну из двух элементов с ортогональными линейными поляризациями. При этом будем считать, что центральный процессор кластера осуществляет обработку сигналов согласно уравнениям (3.1.1) и (3.1.5).

Рассмотрим одного пользователя, обслуживаемого базовой станцией №1. Тогда для рассматриваемого абонента базовая станция №2 является мешающей. Допустим, что в качестве оптимальных весовых векторов базовой станции №1 пользователь выбирает первый кодовый вектор кодовой книги стандарта LTE-A (см. Таблицу 3.3), формирующий вертикальную поляризацию. При этом для повышения помехоустойчивости весовые коэффициенты  $\mathbf{u}_{ii}[k]$ адаптивной антенны приёмника абонента будут согласованно выбраны таким образом, чтобы обеспечить оптимальный приём сигнала, имеющего вертикальную поляризацию. Очевидно, что в этом случае сигналы мешающих станций с вертикальной поляризацией будут создавать наиболее сильную помеху рассматриваемому пользователю. Поэтому абонент согласно выражению (3.1.4) выберет для мешающей базовой станции №2 весовой вектор, соответствующий вертикальной поляризации (поскольку при таком весовом векторе антенной системы станции №2 создаётся наиболее сильная помеха абоненту). Для уменьшения уровня внутриканальных помех и согласования поляризации сигнала, значения весовых коэффициентов базовой станции №2 необходимо модифицировать с помощью выражения (3.1.1). Легко показать, что при высоком уровне помех ( $\gamma_{iq} >> 1$ ) модифицированные весовые векторы базовой станции №2 будут соответствовать горизонтальной поляризации (см. выражение (3.1.9)). Таким образом, поскольку вертикальная и горизонтальная поляризации являются ортогональными, процедура (3.1.1) будет обеспечивать существенное подавление внутриканальных помех на приёмнике рассматриваемого абонента.

поляризаций, Динамика выбора полученная путём численного рассматриваемой моделирования системы ИЗ двух базовых станций (обслуживающей и мешающей) показана на Рис. 3.5. На рисунке приведены зависимости индексов весовых векторов кодовой книги из Таблицы 3.3 от номера подкадра для обычной системы без координации (Рис. 3.5а) и системы СоМР с согласованием поляризации (Рис. 3.56). Из сравнения графиков можно видеть, что комбинация ортогональных поляризаций, т.е. вертикальной и горизонтальной используется наиболее часто для системы с координированной передачей. Это объясняется процедурой согласования поляризаций сигнала (3.1.1), проводимой для передатчиков базовых станций в системах связи СоМР.



Рис. 3.5 – Зависимость используемой поляризации сигнала на базовой станции от номера подкадра для обычной системы без координации (а) и то же для системы CoMP (б). Квадратики соответствуют обслуживающей базовой станции, кружки – мешающей базовой станции, *P* – индекс весового вектора **с**<sub>*P*</sub>, *n* – номер подкадра.

Помимо согласования поляризаций, рассматриваемая схема СоМР позволяет проводить корректировку ОСШП в зависимости от выбранных весовых векторов  $\mathbf{w}_{iq}$  на мешающих станциях (см. выражение (3.1.5)). Данная

корректировка «предсказывает» мгновенный уровень внутриканальных помех на приёмнике абонента и, как следствие, позволяет центральному процессору кластера наиболее точно выбрать формат передачи данных для текущей помеховой обстановки. Для иллюстрации точности предсказания рассмотрим зависимость выбора формата передачи (индекса комбинации модуляции и скорости кодирования) от номера подкадра, для случая обычной системы без координации (Рис. 3.6*a*) и системы СоМР с согласованием поляризации (Рис. 3.6*б*). В качестве опорных кривых на графиках приведены индексы оптимальных комбинаций модуляции и скорости кодирования, обеспечивающих вероятность пакетной ошибки не более 10%. Легко видеть, что для систем СоМР с согласованием поляризации формат передачи наиболее близок к оптимальному.



Рис. 3.6 – Зависимость используемого формата передачи, т.е. индекса комбинации модуляции и скорости кодирования *I*, от номера подкадра *n* для обычной системы без координации (а) и то же для системы CoMP (б). Квадратики соответствуют индексу *I*, выбранному обслуживающей базовой станции, кружки – оптимальному индексу.

### 3.4. Исследование пропускной способности сотовой системы радиосвязи на основе стандарта LTE-A с согласованием поляризаций сигналов на передатчиках базовых станциях

Для оценки эффективности применения предложенной CoMP схемы в сотовых системах радиосвязи с наклонной кросс-поляризацией антенн и

адаптивным согласованием поляризации было проведено численное моделирования работы MIMO-OFDMA системы связи на основе стандарта LTE-A (см. главу 1). Моделируемая система представляла собой неоднородную сеть, состоящую из двух типов базовых станций: макростанции с высокой передаваемой мощностью и пикостанции с малой передаваемой мощностью (см. раздел 2.1). Передача сигнала в реализованной модели системы СВЯЗИ осуществлялась в полосе 10 МГц (1024 OFDM поднесущих, 600 из которых передачи сигналов [44]). Исследовались два использовались для типа расположения абонентов в зоне обслуживания – равномерное и неравномерное. В случае равномерного типа расположения пользователи случайным образом равномерно размещались в зоне обслуживания каждого сектора базовой макростанции. При этом в силу различия передаваемой мощности для различных станций среднее число абонентов, обслуживаемых макростанцией, существенно превышало среднее число пользователей, обслуживаемых пикостанцией. При неравномерном типе расположения число пользователей, обслуживаемых пикостанциями, возрастало из-за дополнительной группы абонентов, случайно вбрасываемой равномерно в радиусе 40 м вокруг каждой пикостанции.

Для сценария CoMP с координированной передачей (согласованием поляризации) базовые станции объединялись в кластер, состоящий из 3-х секторов одной макростанции и 12-ти пикостанций, расположенных в зоне обслуживания макро станции (см. Рис. 3.2*б*).

Для передачи данных использовалась однопользовательская схема МІМО с полным буфером очереди трафика. Другие параметры системы, используемые при моделировании, приведены в Таблице 3.4.

Расстояние между макростанциями	500м
Модель распространения сигнала от макростанции к пользователю	ITU UMa
Модель распространения сигнала от пикостанции к пользователю	ITU UMi
Скорость пользователя	3 км/ч
Мощность передатчика макростанции	46 дБм
Мощность передатчика пикостанции	30 дБм
Коэффициент усиления антенны пользователя	0 дБ
Шум-фактор приёмника абонента	9 дБ
Спектральная плотность мощности теплового шума	-174 дБм
Диапазон частот	2 ГГц
Полоса передачи	10 МГц
Число передающих антенн базовой	2/кросс-поляризация ±45°
станции/поляризация	(наклонная)
Число приёмных антенн пользователя/поляризация	2/ортогональная (0°, 90°)
Целевая вероятность пакетной ошибки	10%
Задержка передачи обратной информации	10 мс

Таблица 3.4 –	Пар	заметрі	ы модели	рования
---------------	-----	---------	----------	---------

Результаты моделирования для обычной системы без координации и системы CoMP, использующей координируемую передачу, представлены в Таблице 3.5. Показана зависимость средней пропускной способности всех пользователей сотовой сети и средней пропускной способности пользователей на границах зон обслуживания для различных сценариев расположения абонентов. В Таблице 3.5 для каждого варианта расположения пользователей также в скобках указан относительный выигрыш в пропускной способности от применения предложенной координированной пространственной обработки сигналов на базовых станциях. В качестве опорных значений для сравнения используются результаты для сценариев передачи данных без координации. Представленные в таблице результаты получены путём статистического усреднения по многим независимым реализациям расположения пользователей, а так же беспроводных

каналов между пользователями и базовыми станциями. Из представленных результатов видно, что использование схемы CoMP с согласованием поляризации приводит к существенному увеличению пропускной способности пользователей на границах зон обслуживания без значительного изменения средней пропускной пользователей, т.е. системы связи в целом. При этом максимальный выигрыш 77% от координации наблюдается в случае неравномерного расположения пользователей, когда передача сигналов с использованием схемы CoMP выполняется для большого числа пользователей.

Сценарий	Расположение пользователей	Средняя пропускная пользователя, Мбит/с	5% пропускная способность пользователя, кбит/с
Передача данных без координации	Равномерное	2.7 (0%)	230 (0%)
Координированная передача данных	Равномерное	2.65 (-2%)	360 (57%)
Передача данных без координации	Неравномерное	3.3 (0%)	350 (0%)
Координированная передача данных	Неравномерное	3.18 (-4%)	620 (77%)

Таблица 3.5 – Результаты моделирования

### 3.5. Заключение по третьей главе

В третьей главе рассмотрена схема подавления взаимных непреднамеренных помех на передатчиках базовых станций МІМО-OFDMA системы радиосвязи – CS/CB CoMP. В основе данной схемы лежит механизм координированного распределение физических ресурсов системы связи совместно с адаптивным формированием диаграмм направленности и/или подстройкой поляризаций передающих антенн.

В разделе 3.1 изложены основные принципы координированной пространственной обработки и передачи сигналов по схеме CS/CB CoMP.

Выведены основные математические выражения, позволяющие проводить такую обработку.

В разделе 3.2 проведён сравнительный анализ двух схем передачи данных eICIC и CS/CB CoMP, использующих соответственно квазистатическую и динамическую координацию передачи данных между базовыми станциями для подавления взаимных внутриканальных помех в неоднородных сотовых радиосетях стандарта LTE-А. Для CS/CB CoMP схемы предложен механизм переключения абонентских соединений с макро- на пикостанции, а также исследована зависимость эффективности подавления внутриканальных помех от размера СоМР кластера для пограничных пользователей, расположенных на границах зон обслуживания базовых станций. Показано, что схема eICIC даёт выигрыш в пропускной способности пограничных пользователей по сравнению со схемой CS/CB CoMP при небольшом размере CoMP кластера. Это объясняется тем, что в схеме eICIC переключение абонентских соединений и координация для подавления внутриканальных помех осуществляются между всеми макро- и пикостанциями радиосети, в то время как в CS/CB CoMP схеме координация базовых станций ограничена размером СоМР кластера. Однако с ростом числа координируемых базовых станций в кластере эффективность CS/CB CoMP схемы возрастает, и для СоМР кластеров больших размеров пропускная способность пограничных пользователей в CS/CB CoMP схеме превосходит соответствующее значение схемы eICIC.

В разделе 3.3 был описан новый способ координированной пространственной обработки сигналов в широкополосных системах сотовой связи, на базовых станциях которых используются антенны с наклонной кроссполяризацией. Рассмотренная пространственная обработка сигналов основана на применении механизмов координации CS/CB CoMP схемы. Однако, если в схеме CS/CB CoMP подавление взаимных непреднамеренных помех осуществляется путём адаптивного формирования диаграмм направленности передающих антенн на соседних базовых станциях, то в рассмотренной схеме подавление помех достигается за счёт адаптивного согласования поляризаций передаваемых сигналов на антенных решётках базовых станций.

В разделе 3.4 приведены результаты численного моделирования работы сотовой неоднородной радиосети стандарта LTE-A, использующей координированную пространственную обработку передаваемых сигналов по схеме СоМР с согласованием поляризаций. Показано, что использование такой координированной передачи обеспечивает существенный выигрыш в пропускной способности для пользователей, находящихся на границах зон обслуживания, по сравнению с такой же системой радиосвязи, но без координации базовых станций. Высокая эффективность рассмотренной СоМР схемы объясняется тем, что согласование поляризаций на базовых станциях приводит к значительному понижению уровня взаимных помех вне зависимости от азимутального положения абонентов, и позволяет выбирать оптимальный формат передачи данных (модуляцию и скорость помехоустойчивого кодирования) для текущей помеховой обстановки.

## 4. Анализ пропускной способности системы связи LTE-A, использующей схемы JP CoMP для координированной пространственной обработки передаваемых сигналов

Схема CS/CB CoMP предполагает передачу полезного сигнала для абонента только с одной (обслуживающей) базовой станции (см. главу 3). Дальнейшее повышение пропускной способности в системах связи с координированной пространственной обработкой сигналов на нескольких базовых станциях возможно с помощью схем совместной обработки – Joint Processing (JP) CoMP, в которых передача полезного сигнала для абонента может осуществляться несколькими соседними станциями CoMP кластера.

Одной из схем совместной обработки сигналов является схема Joint Transmission (JT) CoMP, в которой увеличение пропускной способности системы связи достигается благодаря одновременной передаче пользователю одинаковых сигналов с нескольких базовых станций. При этом пространственная обработка передаваемых сигналов осуществляется на элементах объединённой адаптивной антенны, географически распределённой по нескольким базовым станциям кластера. В результате такой координированной пространственной обработки и передачи сигналов формируется совместная диаграмма направленности, позволяющая, помимо повышения мощности принимаемого полезного сигнала, лобиваться дополнительного уровня понижения непреднамеренных внутриканальных помех от мешающих сигналов базовых станций кластера. Таким образом, передаваемыми одновременно между сигналами, нескольким пользователям, достигается дополнительное пространственное разделение [60-61].

Другой схемой совместной обработки сигналов является схема с динамическим выбором передающей базовой станции – Dynamic Point Selection (DPS) CoMP [27]. В схеме DPS CoMP для каждого пользователя осуществляется адаптивный выбор передающей базовой станции из CoMP кластера в зависимости от уровня загрузки станций, условий распространения радиосигнала (т.е. коэффициента передачи беспроводного канала связи) и помеховой обстановки, в которой находится абонент. Так как в сотовых MIMO-OFDMA системах радиосвязи передача сигналов осуществляется с помощью частотно-временных блоков (см. главу 1), выбор передающей станции в схеме DPS CoMP может проводиться независимо для каждого блока. При этом понижение уровня взаимных непреднамеренных помех в приёмнике абонента в схеме DPS CoMP возможно благодаря динамическому выключению передачи мешающих сигналов соседних базовых станций на различных частотно-временных блоках.

настоящей главе рассматриваются схемы JT и DPS CoMP В ЛЛЯ координированной обработки и передачи сигналов в МІМО-OFDMA системах Предлагаются эффективные СВЯЗИ. методы совместной пространственной обработки сигналов и планирования ресурсов для базовых станций СоМР кластера. С помощью численного моделирования работы MIMO-OFDMA системы эффективность использования связи исследуется предложенных схем В неоднородных сотовых радиосетях стандарта LTE-А в зависимости от числа координируемых базовых станций, т.е. размера кластера.

Основные результаты четвёртой главы опубликованы в работах [37,39].

### 4.1. Координированная передача данных по схеме ЈТ СоМР

Рассмотрим современную архитектуру сети C-RAN [28], в которой географически распределенные базовые станции кластера используются только для передачи и приёма радиочастотных сигналов, а вся цифровая обработка и планирование физических ресурсов локализованы в специально выделенных узлах – центральных процессорах кластеров. При этом для обмена необходимой информацией между координируемыми базовыми станциями и центральным процессором используются высокоскоростные линии связи с малой задержкой.

На Рис. 4.1 проиллюстрирована схема JT CoMP для такой архитектуры сети на примере кластера, состоящего из двух базовых станций (макро- и

72
пикостанция), обслуживающих трёх абонентов (Абонент 1-3) на заданном частотно-временном ресурсе. Поскольку Абонент-1 находится на границе зон наиболее обслуживания И поэтому подвержен воздействию взаимных непреднамеренных помех, передачу полезных сигналов в JT CoMP для такого пользователя целесообразно осуществлять одновременно с двух базовых станций. При этом для повышения спектральной эффективности системы необходимо осуществлять дополнительную передачу сигналов Абоненту-2 и Абоненту-3 на том же частотном ресурсе. Компенсация взаимных помех, возникающих при такой одновременной передаче сигналов, достигается путём адаптивного формирования совместной диаграммы направленности на антеннах базовых станций кластера. Для этого между координируемыми станциями и центральным процессором по линиям связи с высокой пропускной способностью и малой задержкой происходит обмен служебной информацией о состоянии каналов связи, a также данными для формирования сигналов, передаваемых пользователям.



Рис. 4.1 – Пример схемы JT CoMP для кластера, состоящего из двух базовых станций.

Рассмотрим общий случай совместной обработки сигналов в схеме JT СоМР. Из-за различных условий распространения, а также неидеальной фазовой и

частотно-временной калибровки антенных элементов передатчиков, сигналы, принимаемые абонентом от нескольких базовых станций, имеют некоторый относительный фазовый сдвиг. Поэтому для формирования совместной диаграммы направленности абонент *i* для каждой базовой станции *j* из кластера, помимо квантованных значений главного собственного вектора  $\mathbf{p}_{ij}$  и ОСШП  $\gamma_{ij}$ , сообщает фазовую информацию  $\varphi_{ij}$  между антенными решетками передатчиков. Эта информация необходима для когерентной обработки и компенсации фазовых сдвигов сигналов, принимаемых *i*-ым абонентом от координируемых базовых станций.

Для схем JT CoMP в цифровых системах связи фазовая информация  $\varphi_{ii}$ определяется как разница фаз сигналов, передаваемых первыми элементами антенных решёток базовой станции *j* и некоторой выбранной, т.е. опорной, базовой станции (например, с индексом 1:  $\varphi_{i1} = 0$ ). Для вычисления  $\varphi_{ii}$ , приемнику *i*-ого абонента необходимо провести измерения частотных беспроводных характеристик каналов при помощи опорных сигналов, передаваемых элементами антенных решеток базовых станций кластера. Стоит отметить, что фазовая информация может независимо измеряться для различных групп поднесущих частот, поэтому и компенсация сдвига фаз передаваемых сигналов в схеме JT CoMP может осуществляется независимо во всей полосе частот.

В качестве примера вычисления фазовой информации рассмотрим Абонента-1 на Рис. 4.1, который получает в одной полосе частот полезные сигналы как от макро-, так и от пикостанции одновременно. Пусть МІМО канал между рассматриваемым абонентом и макростанцией описывается матрицей  $\mathbf{H}_{11}$ , а канал от пикостанции – матрицей  $\mathbf{H}_{12}$ . Тогда векторы весовых коэффициентов  $\mathbf{p}_{11}$  и  $\mathbf{p}_{12}$  для макро- и пикостанции, а также разница фаз  $\varphi_{12}$  могут быть найдены

74

как аргументы, соответствующие максимальному значению мощности принимаемого сигнала после обработки в приёмнике пользователя:

$$(\mathbf{p}_{11}, \mathbf{p}_{12}, \varphi_{12}) = \arg \max_{\substack{\mathbf{c}_{11} \in C, \\ \mathbf{c}_{12} \in C, \\ 0 \le \varphi < 2\pi}} \left| \mathbf{u}_{1}^{H} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{11} & \mathbf{H}_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{11} \\ \mathbf{c}_{12} e^{j\varphi} \end{bmatrix} \right|^{2}.$$
(4.1.1)

Здесь  $\mathbf{u}_1$  – весовой вектор пространственной обработки сигналов на антенной решётке приёмника рассматриваемого абонента,  $\mathbf{H}_1 = [\mathbf{H}_{11} \quad \mathbf{H}_{12}]$  – составная матрица МІМО канала между всеми передающими антеннами обеих базовых станций и приёмными антеннами пользователя,  $\mathbf{c}_{11}$  и  $\mathbf{c}_{12}$  – весовые векторы, выбираемые приёмником абонента из кодовой книги *C* для передающих антенн макро- и пикостанции, соответственно,  $\varphi$  – всевозможные значения сдвига фаз между  $\mathbf{c}_{11}$  и  $\mathbf{c}_{12}$ . Путём эквивалентных преобразований (4.1.1) легко получить следующее выражение:

$$(\mathbf{p}_{11}, \mathbf{p}_{12}, \varphi_{12}) = \arg \max_{\substack{\mathbf{c}_{11} \in C, \\ \mathbf{c}_{12} \in C, \\ 0 \le \varphi < 2\pi}} \left\{ \mathbf{u}_{1}^{H} \mathbf{H}_{11} \mathbf{c}_{11} \right|^{2} + \left| \mathbf{u}_{1}^{H} \mathbf{H}_{12} \mathbf{c}_{12} \right|^{2} + 2 \operatorname{Re} \left( \mathbf{c}_{11}^{H} \mathbf{H}_{11}^{H} \mathbf{u}_{1} \mathbf{u}_{1}^{H} \mathbf{H}_{12} \mathbf{c}_{12} e^{j\varphi} \right) \right\}. (4.1.2)$$

Из выражения (4.1.2) видно, что весовые векторы  $\mathbf{p}_{11}$  и  $\mathbf{p}_{12}$  можно искать независимо от значения  $\varphi$ :

$$\mathbf{p}_{1j} = \arg \max_{\mathbf{c}_{1j} \in C} \left| \mathbf{u}_{1}^{H} \mathbf{H}_{1j} \mathbf{c}_{1j} \right|^{2}, \ j = \{1, 2\}.$$
(4.1.3)

Далее на основе полученных значений  $\mathbf{p}_{11}$  и  $\mathbf{p}_{12}$  оптимальное значение фазового сдвига вычисляется следующим образом:

$$\varphi_{12} = \arg\left(\mathbf{p}_{11}^{H}\mathbf{H}_{11}^{H}\mathbf{u}_{1}\mathbf{u}_{1}^{H}\mathbf{H}_{12}\mathbf{p}_{12}\right). \tag{4.1.4}$$

Также Абонент-1 оценивает ОСШП для макро- и пикостанции

$$\rho_{1j} = \frac{\left| \mathbf{u}_{1}^{H} \mathbf{H}_{1j} \mathbf{p}_{1j} \right|^{2}}{\sigma_{0}^{2}}, \ j = \{1, 2\},$$
(4.1.5)

где индекс j = 1 соответствует макростанции, а j = 2 – пикостанции,  $\sigma_0^2$  – суммарная мощность шума приёмника и остаточных помех от базовых станций вне кластера, и сообщает квантованные значения ОСШП  $\gamma_{1j} = Q(\rho_{1j})$ .

Для эффективной отправки полученной фазовой информации  $\varphi_{ij}$  на базовые станции, может использоваться скалярное или векторное квантование на стороне приёмников абонентов. Так, например, для пары базовых станций кластера векторное квантование можно проводить с помощью кодовой книги для двухэлементной передающей антенны (см. Таблицу 3.3). В этом случае разность фаз между первыми антенными элементами двух разных станций будет измерена с точностью  $\pi/4$ , см. Рис. 4.2.



Рис. 4.2 – Квантование сдвига фаз с помощью кодовой книги из Таблицы 3.3. Квантованные значения показаны точками на диаграмме фаз вместе с соответствующими векторами кодовой книги.

После получения от абонентов полной информации о состоянии каналов связи (квантованных значений главных собственных векторов  $\mathbf{p}_{ij}$  канальных матриц, ОСШП  $\gamma_{ij}$  и фазовой информации  $\varphi_{ij}$ ) центральный процессор кластера вычисляет весовые коэффициенты антенных решёток координируемых базовых станций. Для этого формируются так называемые эквивалентные каналы  $\mathbf{\tilde{h}}_i$ 

между всеми базовыми станциями кластера и *i*-ым абонентом с помощью следующего выражения:

$$\widetilde{\mathbf{h}}_{i} = \begin{bmatrix} \sqrt{\gamma_{i1}} \mathbf{p}_{i1}^{T} & \sqrt{\gamma_{i2}} \exp(j\varphi_{i2}) \mathbf{p}_{i2}^{T} & \cdots & \sqrt{\gamma_{iN_{c}}} \exp(j\varphi_{iN_{c}}) \mathbf{p}_{iN_{c}}^{T} \end{bmatrix}^{T}.$$
(4.1.6)

Здесь  $N_c$  – число базовых станций кластера, а  $\tilde{\mathbf{h}}_i$  – вектор-столбец состоящий из  $N_c \cdot N_T$  элементов, где  $N_T$  – число передающих антенных элементов в решётке каждой базовой станции. При этом квантованные значения ОСШП  $\gamma_{ij}$  интерпретируются центральным процессором как отношения вида

$$\gamma_{ij} = \sigma_{ij}^2 / \sigma_0^2 , \qquad (4.1.7)$$

где  $\sigma_{ij}^2$  – мощности сигнала, полученного *i*-ым абонентом от базовой станции *j* по пространственному подканалу, сформированному с помощью весового вектора  $\mathbf{p}_{ij}$ , а  $\sigma_0^2$  – суммарная мощность шума приёмника и непреднамеренных помех от базовых станций вне рассматриваемого кластера. Таким образом, эквивалентный канал (4.1.6) является нормированным на корень из суммарной мощности остаточных помех от базовых станций вне кластера и шума приёмника, т.е.

$$\widetilde{\mathbf{h}}_{i} = \frac{1}{\sigma_{0}} \begin{bmatrix} \sigma_{i1} \mathbf{p}_{i1}^{T} & \sigma_{i2} \exp(j\varphi_{i2}) \mathbf{p}_{i2}^{T} & \cdots & \sigma_{iN} \exp(j\varphi_{iN_{c}}) \mathbf{p}_{iN_{c}}^{T} \end{bmatrix}^{T}.$$
(4.1.8)

В этом случае модель принимаемого сигнала для *i*-ого абонента, которая используется центральным процессором для вычисления диагроммообразующих векторов, можно записать следующим образом:

$$y_i = \widetilde{\mathbf{h}}_i^H \mathbf{w}_i s_i + \sum_{j=1, j \neq i}^k \widetilde{\mathbf{h}}_i^H \mathbf{w}_j s_j + n_i, \ i = 1, \dots, k ,$$
(4.1.9)

где *k* соответствует числу пользователей, одновременно обслуживаемых в кластере на заданном частотно-временном ресурсе,  $\mathbf{w}_i$  – диаграммообразующий вектор (ДОВ) весовых коэффициентов объединённой антенной решётки размерности ( $N_c \cdot N_T$ )×1, формирующий пространственный подканал для *i*-ого

обслуживаемого абонента,  $s_i$  –символ КАМ, передаваемый *i*-му абоненту,  $y_i$  – суммарный принятый сигнал,  $n_i$  – нормированный помеховый сигнал от базовых станций вне кластера плюс шум приёмника *i*-ого абонента, мощность которого равняется единице, т.е.  $\langle |n_i|^2 \rangle = 1$ . В правой части выражения (4.1.9) первое слагаемое соответствует принятому полезному сигналу, а второе слагаемое – суммарному помеховому сигналу от базовых станций кластера. Для *k* пользователей, одновременно обслуживаемых в кластере на заданном частотновременном ресурсе, можно определить эквивалентный канал путём объединения каналов пользователей  $\tilde{\mathbf{h}}_i$ , i = 1, ..., k:

$$\widetilde{\mathbf{H}}_{k} = \begin{bmatrix} \widetilde{\mathbf{h}}_{1} & \widetilde{\mathbf{h}}_{2} & \cdots & \widetilde{\mathbf{h}}_{k} \end{bmatrix}.$$
(4.1.10)

Матрица  $\tilde{\mathbf{H}}_{k}$  используется для вычисления искомых весовых векторов передающих антенных решёток базовых станций кластера, работающих по схеме JT CoMP. Одним из способов получения весовых векторов является метод наименьших квадратов [20]:

$$\mathbf{W}_{k} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{1} & \mathbf{w}_{2} & \cdots & \mathbf{w}_{k} \end{bmatrix} = \widetilde{\mathbf{H}}_{k} \left( \widetilde{\mathbf{H}}_{k}^{H} \widetilde{\mathbf{H}}_{k} \right)^{-1}.$$
(4.1.11)

В выражении (4.1.11)  $N_C \cdot N_T \times k$  матрица  $\mathbf{W}_k$  составлена из ДОВ  $\mathbf{w}_i$ , i = 1, ..., k, формирующих пространственный подканал для каждого *i*-ого обслуживаемого абонента. При этом  $N_T \times k$  матрица весовых векторов  $\mathbf{W}_k^{(q)}$  базовой станции q,  $q = 1, ..., N_C$ , соответствует  $N_T$  последовательным строкам матрицы  $\mathbf{W}_k$  с индексами  $(q-1)N_T + 1, ..., qN_T$ .

Легко проверить, что весовые векторы  $\mathbf{w}_{j}$ , полученные по методу наименьших квадратов (4.1.11), являются ортогональными к исходному эквивалентному каналу  $\tilde{\mathbf{h}}_{i}$  между всеми базовыми станциями кластера и *i*-ым абонентом [20,21], т.е.:

$$\widetilde{\mathbf{h}}_{i}^{H}\mathbf{w}_{j}=0, \ i\neq j.$$
(4.1.12)

Сравнивая (4.1.9) и (4.1.12) видно, что ортогональность ДОВ и эквивалентного канала соответствует подавлению взаимных непреднамеренных помех от сигналов других обслуживаемых пользователей, предаваемых базовыми станциями кластера.

В общем случае вычисление ДОВ на передающих антенных решётках базовых станций кластера с помощью выражения (4.1.11), может привести к неравномерному распределению мощности между станциями. В этом случае для предотвращения возможного превышения максимально допустимой величины мощности передаваемого сигнала на передатчике каждой базовой станцией, и сохранения свойств ортогональности (4.1.12) весовые векторы  $\mathbf{w}_i$ , i = 1, ..., k, необходимо нормировать на общий коэффициент, задаваемый следующим выражением:

$$\beta_{k} = \max_{q=1,...,N_{C}} \left\| \mathbf{W}_{k}^{(q)} \right\|^{2}, \qquad (4.1.13)$$

где матричная норма  $\|\mathbf{A}\|^2$  определяется как сумма квадратов модулей элементов матрицы  $\mathbf{A}$ , т.е.  $\|\mathbf{A}\|^2 = \sum_{i,j} |A_{ij}|^2$ . Стоит отметить, что нормировка (4.1.13), в общем случае, может привести к понижению мощности передаваемого сигнала на отдельной базовой станции.

После процедуры формирования совместной диаграммы направленности полученные весовые векторы и эквивалентные каналы можно использовать для адаптации параметров передаваемых сигналов к новой помеховой обстановке. Для этого центральный процессор на основе модели принимаемого сигнала (4.1.9) вычисляет ожидаемые значения ОСШП для *i*-ого пользователя следующим образом:

$$\hat{\gamma}_{i} = \frac{\beta_{k}^{-1} \left| \mathbf{\tilde{h}}_{i}^{H} \mathbf{w}_{i} \right|^{2}}{1 + \beta_{k}^{-1} \sum_{j=1, j \neq i}^{k} \left| \mathbf{\tilde{h}}_{i}^{H} \mathbf{w}_{j} \right|^{2}} = \frac{\left| \mathbf{\tilde{h}}_{i}^{H} \mathbf{w}_{i} \right|^{2}}{\beta_{k} + \sum_{j=1, j \neq i}^{k} \left| \mathbf{\tilde{h}}_{i}^{H} \mathbf{w}_{j} \right|^{2}}, \quad i = 1, \dots, k.$$
(4.1.14)

Для весовых векторов, полученных с помощью метода наименьших квадратов, выражение (4.1.14) в силу ортогональности (4.1.12) упрощается, а ожидаемая величина ОСШП равняется  $\hat{\gamma}_i = |\tilde{\mathbf{h}}_i^H \mathbf{w}_i|^2 / \beta_k$ . Полученное значение ОСШП используется для выбора оптимальной схемы модуляции и помехоустойчивого кодирования для передачи сигнала каждому из выбранных абонентов. Стоит отметить, что в схеме JT CoMP основная сложность нахождения весовых векторов  $\mathbf{W}_k = [\mathbf{w}_1 \ \mathbf{w}_2 \ \cdots \ \mathbf{w}_k]$  заключается в обращении матрицы  $(\tilde{\mathbf{H}}_k^H \tilde{\mathbf{H}}_k)$ , размерность которой возрастает с увеличением числа пользователей k, обслуживаемых одновременно.

Кроме вычисления ДОВ, эффективность работы схемы ЈТ СоМР зависит от процедуры выбора k обслуживаемых абонентов из общего числа пользователей кластера и назначения им физических ресурсов для одновременной передачи данных (планирование). В идеальном случае, результаты планирования ресурсов и формирования совместной диаграммы направленности должны быть получены с помощью процедуры глобальной оптимизации, охватывающей все базовые станции кластера и обслуживаемых ими абонентов. Однако такая глобальная оптимизация влечёт за собой существенное увеличение вычислительных и временных затрат на обработку сигналов на стороне центрального процессора. Поэтому для практического применения ЈТ СоМР необходимо рассматривать субоптимальные, планирования т.е. быстрые, алгоритмы ресурсов ДЛЯ передающих базовых станций.

Одним из упрощённых способов эффективного выбора абонентов для передачи данных в каждом частотно-временном блоке является «жадный» алгоритм планирования ресурсов на основе PF метрик:

$$PF(S) = \sum_{s \in S} \frac{th_s}{Th_s}, \qquad (4.1.15)$$

где th<sub>s</sub> – ожидаемое значение пропускной способности для абонента s, полученное из значения ОСШП (4.1.14):  $th_s = F(\hat{\gamma}_s)$ ,  $Th_s$  – средняя пропускная способность абонента *s*, см. раздел 1.4. В основе этого алгоритма лежит критерий максимизации суммы PF метрик для множества обслуживаемых пользователей S. Блок-схема алгоритма, который выполняется для каждого доступного частотновременного блока, представлена на Рис. 4.3. Из приведённого рисунка можно видеть, что работа алгоритма начинается с инициализации двух множеств: А – множество всех абонентов базовых станций кластера, S ← Ø – множество абонентов, выбранных для одновременной передачи данных в частотновременном блоке. Затем, на каждой итерации на основе множества S уже выбранных пользователей алгоритм осуществляет поиск абонента и ИЗ множества  $A, u \in A$ , который максимизирует значение суммарной PF метрики,  $PF(S \cup u)$ , см. выражение (4.1.15). При этом для пользователей из объединённого множества  $S \cup u$  сначала вычисляются ДОВ в соответствии с (4.1.11), потом – ожидаемые значения ОСШП, см. (4.1.14), на основе которых и определяется PF метрика для этого объединённого множества пользователей. Данные итерации повторяются с обновлением множества S,  $S \leftarrow S \cup u$ , и множества A,  $A \leftarrow A \setminus u$ , до тех пор, пока не будут удовлетворены критерии остановки алгоритма. Например, процедура планирования ресурсов считается завершённой если  $A = \emptyset$ (т.е. все абоненты кластера были выбраны для координированной передачи данных по схеме JT CoMP), или множество S не изменяется при переходе к следующей итерации (т.е. невозможно найти абонента и, повышающего значение суммарной PF метрики), или  $k = k_{max}$ , где k = |S| (т.е. было достигнуто максимальное установленное число абонентов, которым одновременно могут передаваться данные в одном частотно-временном блоке).





По выбором сравнению с оптимальным пользователей лля координированной передачи данных путём полного перебора, описанный жадный планирования ресурсов обладает алгоритм существенно меньшей вычислительной сложностью, а следовательно, и временем исполнения на центральном процессоре кластера. Однако, время выполнения жадного алгоритма может быть дополнительно уменьшено, если исключать из рассмотрения абонентов из множества A, уменьшающих значение суммарной PF метрики, уже достигнутое на предыдущих итерациях, см. Рис. 4.3.

Дальнейшая вычислительная оптимизация работы JT CoMP возможна при вычислении весовых векторов для передающих антенн координируемых базовых

станций. Для этого на каждой итерации жадного алгоритма можно использовать результаты вычислений ДОВ, полученные на предыдущей итерации. Допустим, что для текущей итерации k уже известна матрица весовых коэффициентов  $\mathbf{W}_{k-1}$  для эквивалентного канала  $\tilde{\mathbf{H}}_{k-1}$ , вычисленная на предыдущей итерации k-1. Тогда, учитывая что  $\tilde{\mathbf{H}}_{k} = [\tilde{\mathbf{H}}_{k-1} \quad \tilde{\mathbf{h}}_{k}]$ , матрица весовых коэффициентов  $\mathbf{W}_{k}$  для текущей итерации может быть получена без вычисления обратной матрицы  $(\tilde{\mathbf{H}}_{k}^{H}\tilde{\mathbf{H}}_{k})$ :

$$\mathbf{W}_{k} = \left[\mathbf{W}_{k-1} - \frac{1}{s_{k}}\mathbf{P}_{k-1}\widetilde{\mathbf{h}}_{k}\widetilde{\mathbf{h}}_{k}^{H}\mathbf{W}_{k-1} \quad \frac{1}{s_{k}}\mathbf{P}_{k-1}\widetilde{\mathbf{h}}_{k}\right], \qquad (4.1.16)$$

где матрица  $\mathbf{P}_{k-1} = \mathbf{I} - \mathbf{W}_{k-1} \widetilde{\mathbf{H}}_{k-1}^{H}$ , и скаляр  $s_k = \widetilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{P}_{k-1} \widetilde{\mathbf{h}}_k$  могут быть вычислены заранее. Для получения выражения (4.1.16) было использовано блочное представление выражения (4.1.11):

$$\mathbf{W}_{k} = \begin{bmatrix} \widetilde{\mathbf{H}}_{k-1} & \widetilde{\mathbf{h}}_{k} \begin{bmatrix} \widetilde{\mathbf{H}}_{k-1}^{H} \widetilde{\mathbf{H}}_{k-1} & \widetilde{\mathbf{H}}_{k-1}^{H} \widetilde{\mathbf{h}}_{k} \\ \widetilde{\mathbf{h}}_{k}^{H} \widetilde{\mathbf{H}}_{k-1} & \widetilde{\mathbf{h}}_{k}^{H} \widetilde{\mathbf{h}}_{k} \end{bmatrix}^{-1}, \qquad (4.1.17)$$

и известная формула обращения произвольных блочных матриц:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}^{-1} + \mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{E}^{-1}\mathbf{C}\mathbf{A}^{-1} & -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{E}^{-1} \\ -\mathbf{E}^{-1}\mathbf{C}\mathbf{A}^{-1} & \mathbf{E}^{-1} \end{bmatrix}, \ \mathbf{E} = \mathbf{D} - \mathbf{C}\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}, \quad (4.1.18)$$

где  $\mathbf{A} = \mathbf{\tilde{H}}_{k-1}^{H} \mathbf{\tilde{H}}_{k-1}$ ,  $\mathbf{B} = \mathbf{\tilde{H}}_{k-1}^{H} \mathbf{\tilde{h}}_{k}$ ,  $\mathbf{C} = \mathbf{\tilde{h}}_{k}^{H} \mathbf{\tilde{H}}_{k-1}$ ,  $\mathbf{D} = \mathbf{\tilde{h}}_{k}^{H} \mathbf{\tilde{h}}_{k}$ . Таким образом, в схеме JT СоМР использование итеративного жадного алгоритма планирования ресурсов совместно с использованием (4.1.16) на каждой итерации для нахождения весовых векторов передающих антенных решёток координируемых базовых станций должно способствовать существенному сокращению времени обработки сигналов центральным процессором кластера.

## 4.2. Исследование пропускной способности неоднородной сотовой сети стандарта LTE-A с использованием схемы JT CoMP для координированной передачи данных

В данном разделе приводятся результаты исследования пропускной способности неоднородной сотовой сети стандарта LTE-A, в которой для координированной передачи данных обслуживаемым абонентам использовалась схема JT CoMP. Моделируемая сеть состояла из 19 трёхсекторных макростанций и 228 пикостанций (по 4 пикостанции, равномерно распределённых случайным образом в каждом из 57 секторов макростанций), см. Рис. 2.2. При этом рассматривалось неравномерное расположение абонентов в зоне обслуживания, когда из 30 пользовательских станций в каждом секторе макростанции 1/3 размещалась равномерно случайным образом во всём секторе, а 2/3 – равномерно случайным образом в радиусе 40 м вокруг каждой пикостанции сектора.

Для моделирования крупномасштабных и мелкомасштабных замираний беспроводных каналов связи между базовыми станциями и обслуживаемыми абонентами использовались модели канала, рекомендованные МСЭ [62], с возможным распространением сигналов вдоль линии прямой видимости, а также в условиях отсутствия прямой видимости между станцией и абонентом. При этом рассматривалось два типа антенных конфигураций: 2 передающие антенны на базовой станции с наклонной кросс-поляризацией (±45°), см. раздел 3.3, и 2 приёмные антенны у пользователя с ортогональными поляризациями (0°, 90°); 4 базовой передающие антенны на станции с линейной (вертикальной) поляризацией И 2 приёмные антенны у пользователя с вертикальной поляризацией. Другие параметры, используемые при моделировании работы МІМО-ОFDMA системы сотовой связи на основе стандарта LTE-A, приведены в Таблице 4.1.

	<b>5</b> 00
Расстояние между макростанциями	500м
Модель распространения сигнала от	ITU UMa
макростанции к пользователю	
Модель распространения сигнала от	ITU UMi
пикостанции к пользователю	
Скорость пользователя	3 км/ч
Мощность передатчика/коэффициент усиления	46 дБм/17 дБ
антенны макростанции	
Мощность передатчика/коэффициент усиления	30 дБм/5 дБ
антенны пикостанции	
Коэффициент усиления антенны пользователя	0 дБ
Шум-фактор приёмника абонента	9 дБ
Спектральная плотность мощности теплового	-174 дБм/Гц
шума	
Диапазон частот	2 ГГц
Полоса передачи	10 МГц
Число передающих антенн базовой	2/кросс-поляризация ±45°
станции/поляризация	
	(наклонная)
	4/вертикальная
Число приёмных антенн	2/ ортогональная (0°, 90°)
пользователя/поляризация	2/вертикальная
Cxema MIMO (Multiple input multiple output)	Многопользовательская
	(Multi-user MIMO)
COMP	(Multi-user MIMO) 9 лБ
CoMP <sub>threshold</sub>	(Multi-user MIMO) 9 дБ
СоМР <sub>threshold</sub> Целевая вероятность пакетной ошибки	(Multi-user MIMO) 9 дБ 10%
СоМР <sub>threshold</sub> Целевая вероятность пакетной ошибки Задержка передачи обратной информации	(Multi-user MIMO) 9 дБ 10% 5 мс
СоМР <sub>threshold</sub> Целевая вероятность пакетной ошибки Задержка передачи обратной информации (служебных сообщений)	(Multi-user MIMO) 9 дБ 10% 5 мс

Таблица 4.1 –	Параметры	і моделиј	оования
---------------	-----------	-----------	---------

Для уменьшения накладных расходов, связанных с необходимостью отправлять служебную информацию о состоянии каналов связи, абоненты конфигурировались для работы по схеме JT CoMP и сообщали канальную информацию только для тех базовых станций кластера, у которых среднее значение мощности принятых опорных сигналов RSRP, см. раздел 2.1, удовлетворяло следующему неравенству (в децибелах):

$$RSRP_{\max} - RSRP_q \le CoMP_{threshold}, \ q = 1, 2, \dots, N_C,$$
(4.2.1)

где  $RSRP_q$  – величина RSRP для базовой станции кластера с индексом q,  $RSRP_{max}$  – наибольшее значение RSRP среди всех базовых станций кластера,  $CoMP_{threshold}$  – некоторое выбранное значение порога. Нужно отметить, что критерий (4.2.1) позволяет идентифицировать пользователей, расположенных на границах зон обслуживания соседних сот, и конфигурировать для них передачу данных по схеме JT CoMP. Пограничные пользователи, как правило, наиболее подвержены негативному влиянию взаимных непреднамеренных помех от соседних базовых станций, и поэтому использование JT CoMP для таких пользователей является наиболее целесообразным.

Для анализа схемы JT CoMP рассматривались четыре способа объединения базовых станций в кластеры разных размеров, показанные на Рис. 3.2, где цифрами указано число передатчиков базовых станций кластера, участвующих в координации. Так в схеме JT-05 (см. Рис. 3.2a) координация осуществляется внутри каждого сектора макростанции для одного передатчиков), однако между секторами координация отсутствует. В схеме JT-15 на Рис. 3.26 координируются каждые три соседних сектора, принадлежащих одной макростанции (итого – 15 передатчиков: 3 на макростанции и 12 на пикостанциях всех трёх секторов). Также анализ схемы JT CoMP был проведён для кластеров больших размеров, JT-45 и JT-105, показанных на Рис. 3.26 и c, соответственно, и включающих 45 и 105 координируемых передатчиков. В этом случае для ускорения обработки сигналов центральном процессором этих кластеров применялись алгоритмы, приведённые в разделе 4.1.

В описанной неоднородной сотовой сети, помимо схемы JT CoMP, были также рассмотрены передача данных без координации базовых станций и схема координации eICIC. При этом для схемы eICIC значение смещения, используемого в процедуре расширения зон обслуживания пикостанций CRE (см. раздел 2.1), равнялось 6 дБ и 9 дБ. Для каждого из этих двух значений оптимизировалось относительное число подкадров с ограниченной активностью макростанций. В итоге, соотношение подкадров с ограниченной активностью N<sub>ABS</sub> соответствовало 20% и 40% для 6 дБ и 9 дБ.

Результаты численного моделирования работы неоднородной сотовой сети приведены в Таблицах 4.2 и 4.3 для двух различных антенных конфигураций с 2 и 4 передающими антеннами, соответственно. Для каждой схемы передачи данных в первых скобках указана относительная разница в пропускной способности по сравнению с системой без координации базовых станций, а во вторых – по сравнению с первой схемой eICIC. Из приведённых таблиц можно заметить незначительный выигрыш в средней пропускной способности пользователя от использования JT CoMP по сравнению с системой без координации и заметный выигрыш в пропускной способности пользователя на границе зон обслуживания. Это связано с тем, что благодаря критерию (4.2.1), схемы ЈТ СоМР в основном на направлены улучшение скорости передачи данных пограничным пользователям. Далее можно видеть, что с увеличением размеров СоМР кластера, увеличивается и значение пропускной способности пользователя на границе зон обслуживания станций. При этом наибольший относительный выигрыш в 60% по сравнению с системой без координации достигается для схемы JT-105 в случае 4 передающих антенн на базовых станциях.

Однако, из сравнения пропускной способности пограничных пользователей в схеме JT CoMP и схемах eICIC видно, что для кластеров с небольшим числом координируемых базовых станций (JT-05, JT-15) применение JT CoMP практически не даёт выигрыша. Это объясняется тем, что несмотря на возможность более динамической координации базовых станций в схеме JT CoMP, непреднамеренные внутриканальные помехи остаются не скомпенсированными до конца. Источником остаточных помех в JT CoMP выступают базовые станции соседних кластеров, так как координация между отдельными кластерами отсутствует. Однако, негативный эффект от непреднамеренных помех на границах соседних кластеров может быть уменьшен если перейти к рассмотрению большого числа координируемых базовых станций в кластере. Так для кластеров больших размеров (JT-45 и JT-105) схема JT CoMP даёт выигрыш по сравнению со схемами eICIC для пропускной способности пограничных пользователей (см. Таблицу 4.2 и 4.3).

Таблица 4.2 – Результаты моделирования для двух передающих антенн на каждой базовой станции

Схема координированной передачи данных	Средняя пропускная способность пользователя, Мбит/с	Пропускная способность пограничного пользователя, Мбит/с
Система без координации	3,2 (0%) (-6%)	0,63 (0%) (-20%)
eICIC, CRE=6дБ, N <sub>ABS</sub> =20%	3,4 (+6%) (0%)	0,79 (+25%) (0%)
eICIC, CRE=9дБ, N <sub>ABS</sub> =40%	3,3 (+3%) (-3%)	0,85 (+35%) (+8%)
JT-05	3,3 (+3%) (-3%)	0,69 (+10%) (-13%)
JT-15	3,4 (+6%) (0%)	0,78 (+24%) (-1%)
JT-45	3,3 (+3%) (-3%)	0,88 (+40%) (+11%)
JT-105	3,2 (0%) (-6%)	1,0 (+59%) (+27%)

Таблица 4.3 – Результаты моделирования для четырёх передающих антенн на каждой базовой станции

Схема координированной передачи данных	Средняя пропускная способность пользователя, Мбит/с	Пропускная способность пограничного пользователя, Мбит/с
Система без координации	4,1 (0%) (-7%)	0.84 (0%) (-25%)
eICIC, CRE=6дБ, N <sub>ABS</sub> =20%	4,4 (+7%) (0%)	1,12 (+33%) (0%)
eICIC, CRE=9дБ, N <sub>ABS</sub> =40%	4,2 (+2%) (-5%)	1,17 (+39%) (+4%)
JT-05	4,3 (+5%) (-3%)	0,99 (+18%) (-12%)
JT-15	4,3 (+5%) (-3%)	1,14 (+36%) (+2%)
JT-45	4,3 (+5%) (-3%)	1,2 (+43%) (+7%)
JT-105	4,1 (0%) (-7%)	1,34 (+60%) (+20%)

В дополнение к анализу пропускной способности рассматриваемой МІМО-OFDMA системы сотовой связи, было проведено сравнение накладных расходов на передачу канальной информации в схемах координированной передачи данных JT CoMP и eICIC (с величиной смещения CRE равной 6 дБ) по отношению к системе связи без координации базовых станций. Предполагается что число бит, используемых при передаче индексов квантованных главных весовых векторов и значений ОСШП, соответствовало спецификации стандарта LTE-A [44,46], т.е., 2 и 4 бита для индексов весовых векторов из кодовой книги для 2 и 4 передающих антенн, соответственно, и 2 бита для индексов квантованных значений ОСШП. В схеме ЈТ СоМР дополнительно использовались 2 бита для квантования фазовой информации, см. раздел 4.1. Результаты сравнения представлены на Рис. 4.4. Для схемы eICIC по сравнению с системой без координации базовых станций дополнительные накладные расходы связаны с тем, что абоненты, обслуживаемые пикостанциями, сообщают информацию о состоянии беспроводных каналов связи для подкадров двух типов: обычных и подкадров с ограниченной активностью макростанций. Таким образом, относительная увеличение накладных расходов определяется числом пользователей, ассоциированных с пикостанциями. В схемах ЈТ СоМР дополнительные накладные расходы создаются абонентами станций обоих типов, которые, в соответствии с критерием (4.2.1), сообщают канальную информацию для нескольких (двух или трёх) базовых станций кластера. Из Рис. 4.4 видно, что относительная увеличение накладных расходов для схем JT CoMP с большим числом координируемых базовых станций в кластере (JT-45, JT-105) сравнима с соответствующей величиной для схемы eICIC. Также для всех рассмотренных схем JT CoMP величина накладных расходов при использовании 2 передающих антенн на базовых станциях несколько больше, чем при использовании 4 передающих антенн. Это связано с большей относительной величиной вклада фазовой информации по отношению к другой информацией о канале см. (4.2.1).



Рис. 4.4 – Относительная величина накладных расходов на передачу канальной информации v по сравнению с системой связи без координации базовых станций

## 4.3. Исследование пропускной способности неоднородной сотовой сети стандарта LTE-A с использованием схемы DPS CoMP для координированной передачи данных

В схеме с DPS CoMP центральный процессор кластера для каждого частотно-временного блока адаптивно выбирает передающую базовую станцию кластера исходя из загруженности частотных каналов базовых станций, мгновенных условий распространения сигналов и уровня помех. При этом, мешающие станции, создающие наиболее сильные непреднамеренные помехи обслуживаемому абоненту на данном частотно-временном блоке, могут быть динамически отключены.

В неоднородных сотовых сетях такое переключение передачи сигналов между базовыми станциями позволяет адаптивно перераспределять трафик от, как правило, более загруженных макростанций на менее загруженные пикостанции кластера [14]. Поскольку обнаружение (детектирование) потенциальных пикостанций для переключения соединения производится приёмником пользователя на фоне сигналов макростации, то средние значения мощности,

принятой от пикостанций и макростанций кластера, должны удовлетворять неравенству

$$RSRP_{marco} - RSRP_{pico} \le CoMP_{threshold}, \qquad (4.3.1)$$

где *RSRP<sub>maco</sub>* – максимальное среднее значение мощности опорных сигналов (дБ), принятых от макростанций кластера, RSRP<sub>pico</sub> – максимальное среднее значение мощности опорных сигналов, принятых от пикостанций кластера (дБ), CoMP<sub>threshold</sub> некоторое пороговое значение (дБ), определяемое чувствительностью приёмника. Таким образом, для передачи данных абонентам, ассоциированным с макростанцией кластера, т.е., у которых наибольшая средняя мощность опорных сигналов поступает ОТ этой станции, может быть дополнительно сконфигурирована одна пикостанция в соответствии с критерием (4.3.1). При этом в случае, когда пользователи в кластере обслуживаются пикостанциями, макростанции кластера могут быть отключены для уменьшения создаваемых ими непреднамеренных помех. В итоге, в работе каждого кластера можно выделить два режима:

- передача данных обслуживаемым абонентам осуществляется одновременно станциями обоих типов;
- передача данных обслуживаемым абонентам осуществляется только пикостанциями (макростанции кластера отключены).

Очевидно, что в двух вышеперечисленных режимах работы кластера помеховая обстановка существенно различается для абонентов макростанций, которым была сконфигурирована дополнительная передающая пикостанция, а также для абонентов пикостанций, испытывающих сильные внутриканальные помехи от макростанций кластера. Для оптимального выбора параметров передачи для различных режимов абоненты передают на обслуживающую станцию несколько служебных сообщений (а именно, два) с канальной информацией, включающей индексы квантованных весовых векторов передающих антенн и квантованные значения ОСШП, соответствующих различным режимам работы кластера. Конкретный режим работы определяется именно исходя из этой информации центральным процессором кластера.

После получения информации о состоянии каналов связи от всех абонентов кластера, для каждого режима работы осуществляется централизованная процедура распределения доступных физических ресурсов системы связи (частотно-временных блоков) для базовых станций кластера, представленная на Рис. 4.5. Окончательный режим работы кластера соответствует наибольшему значению суммарной PF метрики абонентов, выбранных для передачи данных в этом режиме:



Рис. 4.5 – Блок-схема алгоритма планирования ресурсов для DPS CoMP

$$PF_{\Sigma}^* = \max_{m \in M} PF_{\Sigma}(m) = \max_{m \in M} \sum_{s \in S(m)} \frac{th_s}{Th_s}, \qquad (4.3.2)$$

где m – режим работы кластера, M – множество возможных режимов работы кластера, s – абонент базовой станции кластера, которому соответствует наибольшая PF метрика среди всех абонентов, принимающих полезные сигналы от данной станции в режиме m, S(m) – множество тех абонентов кластера, которые были выбраны для передачи данных в режиме m,  $th_s$  – ожидаемое значение пропускной способности абонента s, полученное из значения ОСШП в режиме m,  $Th_s$  – средняя пропускная способность абонента s. Алгоритм на Рис. 4.5 может выполнятся для определения режима работы и выбора обслуживаемых абонентов из множества всех пользователей кластера на каждом рассматриваемом частотно-временном ресурсе. Так в случае сильно загруженных макростанций кластера и слабо загруженных пикостанций, максимальное значение PF метрики для большинства ресурсов может достигаться в случае режима с переключением передачи полезного сигнала на пикостанции и отключением макростанций.

Для исследования эффективности предложенной схемы DPS CoMP было проведено численное моделирование работы MIMO-OFDMA системы связи на основе стандарта LTE-A, см. главу 1. При этом моделируемая система представляла собой неоднородную сотовую сеть, описанную в разделе 2.1, передача сигналов в которой осуществлялась в полосе 10 МГц, что соответствует 1024 OFDM поднесущим, 600 из которых используются для передачи данных [44] (остальные поднесущие входят в, так называемые, защитные полосы). Другие параметры моделируемой системы связи приведены в Таблице 4.4.

Расстояние между макростанциями	500м
Модель распространения сигнала от	ITU UMa
макростанции к пользователю	
Модель распространения сигнала от	ITU UMi
пикостанции к пользователю	
Скорость пользователя	3 км/ч
Мощность передатчика/коэффициент усиления	46 дБм/17 дБ
антенны макростанции	
Мощность передатчика/коэффициент усиления	30 дБм/5 дБ
антенны пикостанции	
Коэффициент усиления антенны пользователя	0 дБ
Шум-фактор приёмника абонента	9 дБ
Спектральная плотность мощности теплового	-174 дБм/Гц
шума	
Диапазон частот	2 ГГц
Полоса передачи	10 МГц
Число передающих антенн базовой	4/вертикальная
станции/поляризация	-
Число приёмных антенн	2/вертикальная
пользователя/поляризация	1
Схема MIMO (Multiple input multiple output)	Олнопользовательская
	(Single-user MIMO)
CoMP <sub>threshold</sub>	9 дБ
Целевая вероятность пакетной ошибки	10%
Задержка передачи обратной информации	5 мс
(служебных сообщений)	
Накладные расходы	30,95%
Модель трафика	Полный буфер очереди трафика

#### Таблица 4.4 – Параметры моделирования

В рамках данного исследования для схемы DPS CoMP рассматривались кластеры, состоящие из различного числа координируемых базовых стаций, как показано на Рис. 3.2, где цифрами указано число передатчиков координируемых станций кластера. Помимо схем DPS-05, DPS-15, DPS-45 и DPS-105, для которых в координации участвуют 5, 15, 45 и 105 передатчиков, соответственно, была рассмотрена схема DPS-285 (не показана на Рис. 3.2), где централизованная координация осуществлялась для всех базовых станций неоднородной сотовой

сети. Во всех перечисленных схемах DPS CoMP значение порога, см. (4.3.1) равнялось 9 дБ.

Для сравнения результатов численного моделирования были выбраны MIMO-OFDMA система связи без координации базовых станций и система связи с координацией по схеме eICIC. При этом для последней значение смещения, используемого в процедуре расширении зон покрытия пикостанций CRE (см. раздел 2.1), соответствовало 9 дБ, а относительное число подкадров с ограниченной активностью макростанций – 40%.

Результаты моделирования представлены в Таблице 4.5. Приведены значения средней пропускной способности для всех пользователей, а также значения средней пропускной способности для пользователей на границах зон обслуживания базовых станций. В Таблице 4.5 для всех схем передачи в первых скобках указана относительная разница в пропускной способности по сравнению с системой без координации базовых станций, а во вторых – по сравнению с рассматриваемой схемой eICIC. Из приведённых результатов видно, что использование координированной передачи данных даёт выигрыш в средней пропускной способности по сравнению с системой связи без координации как для всех пользователей, так и для пользователей на границах зон обслуживания. Также видно, что для схем DPS CoMP выигрыш в пропускной способности пограничных пользователей относительно системы без координации растёт с увеличением размеров СоМР кластера, в то время, как выигрыш в средней пропускной способности для всех пользователей в основном не меняется. Это связано с тем, что благодаря критерию (4.3.1), от работы по схеме DPS CoMP в основном выигрывают пограничные пользователи макростанций, которым для адаптивной передачи полезных сигналов конфигурируется дополнительная пикостанция кластера. Однако из сравнения результатов для схем DPS CoMP и схемы eICIC следует, что использование DPS CoMP не даёт выигрыша в средней пропускной способности для всех пользователей. Для пропускной способности

пограничных пользователей выигрыш от использования DPS CoMP наблюдается только в случае кластеров больших размеров (DPS-105, DPS-285). Это вызвано, во-первых, наличием некомпенсированных непреднамеренных помех от базовых станций соседних кластеров, которые оказывают существенное влияние на пропускную способность пограничных пользователей. Во вторых, в СоМР кластерах с небольшим числом координируемых базовых станций для абонентов макростанций сложно найти ближайшую пикостанцию, удовлетворяющую (4.3.1). Из-за критерию ЭТОГО существенно ограничено динамическое перераспределение трафика от макростанций на пикостанции. В результате, частотные каналы макростанций загружены в течение большого числа подкадров, что не позволяет отключать их передачу, снижая тем самым уровень внутриканальных помех. В схеме eICIC, напротив, большинство пограничных пользователей являются абонентами пикостанций, для которых существенным источником непреднамеренных помех выступают макростанции. В этом случае, согласованный порядок следования подкадров с ограниченной активностью макростанций позволяет избежать помех от всех макростанций неоднородной радиосети (см. раздел 2.2), тем самым, способствуя увеличению пропускной способности пограничных пользователей.

Схема координированной передачи данных	Средняя пропускная способность пользователя, Мбит/с	Пропускная способность пограничного пользователя, Мбит/с
Система без координации	3.4 (0%) (-11%)	0.65 (0%) (-29%)
eICIC, CRE=9дБ, N <sub>ABS</sub> =40%	3.8 (+12%) (0%)	0.92 (+42%) (0%)
DPS-05	3.5 (+3%) (-8%)	0.8 (+23%) (-13%)
DPS-15	3.7 (+9%) (-3%)	0.85 (+31%) (-8%)
DPS-45	3.7 (+9%) (-3%)	0.87 (+34%) (-5%)
DPS-105	3.7 (+9%) (-3%)	0.95 (+46%) (+3%)
DPS-285	3.7 (+9%) (-3%)	0.98 (+51%) (+7%)

Таблица 4.5 – Результаты моделирования

#### 4.4. Заключение по четвёртой главе

В четвёртой главе настоящей диссертации рассмотрены две схемы координированной передачи данных с нескольких базовых станций с совместной обработкой передаваемых сигналов (Joint Processing CoMP), а именно, схема совместной синхронной передачи сигналов (Joint Transmission) – JT CoMP и схема с динамическим выбором передающей базовой станции (Dynamic Point Selection) – DPS CoMP.

Раздел 4.1 посвящён описанию работы MIMO-OFDMA системы связи по схеме ЈТ СоМР. Предложен быстрый алгоритм, позволяющий осуществлять планирование физических ресурсов системы связи, т.е., распределение частотновременных блоков между обслуживаемыми абонентами, а также вычислять коэффициентов векторы весовых совместной передачи для сигналов По сравнению координируемыми базовыми станциями. с оптимальным алгоритмом, основанным на переборе всевозможных полном групп обслуживаемых абонентов, предложенный алгоритм позволяет сократить время обработки сигналов центральным процессором СоМР кластера за счёт меньшего числа рассматриваемых групп абонентов.

В разделе 4.2 приведены результаты сравнительного анализа схем eICIC и схем JT CoMP с различным числом координируемых передатчиков базовых станций в кластере. Показано, что для пропускной способности пользователей на границах зон обслуживания станций схема JT CoMP не даёт выигрыша относительно схем eICIC в случае CoMP кластеров небольших размеров. Это связано с неконтролируемыми внутриканальными помехами от базовых станций соседних кластеров. Однако показано, что в схеме JT CoMP, с переходом к кластерам из большего числа координируемых базовых станций, негативный эффект от непреднамеренных помех пограничным пользователям может быть уменьшен, что способствует увеличению пропускной способности для таких пользователей. Для уменьшения задержки передачи данных обслуживаемым

абонентам, связанной с обработкой сигналов центральным процессором в кластерах больших размеров, можно использовать быстрый алгоритм, предложенный в разделе 4.1.

В разделе 4.3 описана схема DPS CoMP и приведены результаты анализа этой схемы в случае различного числа координируемых базовых станций в кластере. Показано, что аналогично ситуации с JT CoMP, описанной в разделе 4.2, схема DPS CoMP обеспечивает большую пропускную способность для пограничных пользователей по сравнению с рассмотренной схемой eICIC только в случае CoMP кластеров с большим числом координируемых базовых станций.

### Заключение

На основании результатов, полученных в настоящей диссертационной работе, можно сделать следующие основные выводы:

1. Применение механизмов перераспределения абонентских соединений между базовыми станциями неоднородных сотовых радиосетей приводит к увеличению мощности непреднамеренных помех от соседних станций в приёмниках абонентов. Особенно сильно влиянию этих помех подвержены пользователи, расположенные на границах зон обслуживания базовых станций. Поэтому для надёжной передачи данных для таких пограничных абонентов необходимо использовать специальные схемы совместной координированной обработки и передачи сигналов несколькими базовыми станциями.

2. Реализована модель MIMO-OFDMA системы радиосвязи на основе стандарта LTE-A, которая описывает работу неоднородной сотовой радиосети с учётом взаимных непреднамеренных помех, возникающих между базовыми станциями соседних сот макро- и пикостанций. С помощью данной модели проведено подробное исследование различных схем и алгоритмов координации соседних базовых станций для борьбы с взаимными помехами и получены количественные оценки их эффективности.

3. Предложена И исследована реализация новая схемы координированной обработки сигналов CS/CB CoMP для неоднородных сотовых абонентских радиосетей с перераспределением соединений между координируемыми станциями, в которой для борьбы с непреднамеренными взаимными помехами применяется координированное планирование ресурсов и адаптивное формирование диаграмм направленности передающих антенн базовых станций. Результаты анализа эффективности предложенной схемы в зависимости от размера СоМР кластера (т.е. числа координируемых базовых станций) показали, что выигрыш в пропускной способности пограничных пользователей по сравнению с системой связи без координации достигается уже при относительно

99

небольших размерах CoMP кластера (например, для кластеров, состоящих из 5 передатчиков базовых станций, этот выигрыш равняется 21%). С увеличением размеров кластера выигрыш в пропускной способности пограничных пользователей растёт и достигает наибольшего значения (63%), если в координации участвуют передатчики всех базовых станций неоднородной сотовой радиосети.

4. Проведён сравнительный анализ предложенной схемы CS/CB CoMP и стандартной схемы eICIC, в которой для борьбы с непреднамеренными помехами применяется квазистатическое распределение временных ресурсов между координируемыми базовыми станциями разных типов. Данный анализ показал эффективность предложенной схемы для СоМР кластеров относительно больших размеров. Так, по сравнению с системой без координации, выигрыш в пропускной способности пограничных пользователей от использования схемы СоМР для кластеров из 45, 105 и 285 передатчиков базовых станций равнялся 41%, 48% и 63%, соответственно, что сравнимо и превышает соответствующее значение для схемы eICIC, равное 41%. В то же время для эффективной реализации схемы eICIC требуется синхронная передача данных во всей радиосети, что редко достижимо на практике, тогда как схема CS/CB CoMP с предложенным перераспределения абонентов позволяет добиваться механизмом тех же характеристик, как и схема eICIC, синхронизируя базовые станции лишь в отдельных кластерах, что более предпочтительно в реальных сотовых радиосетях.

5. Предложен и исследован вариант схемы CS/CB CoMP, в котором координированная пространственная обработка передаваемых сигналов основана на согласовании поляризаций сигналов между координируемыми базовыми станциями. Показано, что за счёт адаптивного выбора типа поляризации сигнала на каждой передающей антенной решётке можно достичь выигрыша в пропускной способности пограничного пользователя вне зависимости от его углового (азимутального) положения относительно обслуживаемой станции (до

77% в случае неравномерного расположения пользователей в неоднородной радиосети с концентрацией абонентов вокруг пикостанций).

6. Предложены новые быстрые алгоритмы распределения физических ресурсов и совместного формирования диаграмм направленности антенн базовых станций для схем JT и DPS CoMP. Проведённый анализ этих схем показал, что использование координированной обработки и передачи сигналов несколькими базовыми станциями приводит к существенному подавлению взаимных непреднамеренных помех даёт выигрыш В пропускной способности И пограничных пользователей по сравнению с системами связи без координации, который растёт с увеличением размера СоМР кластера от 20% до 60%.

## Список используемых источников

- MCЭ. Мир в 2013 г. Факты и цифры, касающиеся ИКТ [Электронный ресурс]. – 2013. – 8 с. – Режим доступа: <u>http://www.itu.int/en/ITU-</u> <u>D/Statistics/Documents/facts/ICTFactsFigures2013-r.pdf</u>
- ITU. The world in 2014. ICT facts and figures [Электронный ресурс]. 2014. 8 p. – Режим доступа: <u>http://www.itu.int/en/ITU-</u> <u>D/Statistics/Documents/facts/ICTFactsFigures2014-e.pdf</u>
- 3. Beyond 3G: vision, requirements, and enabling technologies / Y. Kim, [et. al.] // IEEE Communications Magazine. 2003. V. 41, No. 3. P. 120-124.
- Choi, Y.-J. All-IP 4G Network architecture for efficient mobility and resource management / Y.-J. Choi, K. B. Lee, S. Bahk // IEEE Wireless Communications. – 2007. – V. 14, No. 2. – P. 42-46.
- 5. Yin, H. OFDMA: A Broadband Wireless Access Technology / H. Yin, S. Alamouti // IEEE Sarnoff Symposium, 2006. P. 1-4.
- Paulraj, A. Introduction to Space-Time Wireless Communications / A. Paulraj, R. Nabar, D. Gore. – Cambridge University Press, 2008. – 308 p.
- Dahlman, E. 4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband / E. Dahlman, S. Parkvall, J. Skold. – Academic Press, 2 ed., 2013. – 544 p.
- 8. IEEE standard for local and metropolitan area networks. Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems. 2005. 840 p.
- IEEE standard for local and metropolitan area networks Part 16: Air Interface for Broadband Wireless Access Systems Amendment 3: Advanced Air Interface. – 2010. – 1112 p.
- 10.Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2013-2018 [Электронный ресурс]. – 2014. – 40 р. – Режим доступа: <u>http://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visualnetworking-index-vni/white\_paper\_c11-520862.pdf</u>
- 11.Ericsson Mobility Report [Электронный ресурс]. 2014. 32 р. Режим доступа: <u>http://www.ericsson.com/res/docs/2014/ericsson-mobility-report-june-2014.pdf</u>
- 12.Stocker, A.C. Small-cell mobile phone systems // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 1984. – V. 33, No. 4. – P. 269-275.
- 13.Farber, M. Densification in mobile networks and the potential evolution paths of the base station // Wireless Communication Systems (ISWCS), 2011. P. 181-185.
- 14.Siomina, I. Load balancing in heterogeneous LTE: Range optimization via cell offset and load-coupling characterization / I. Siomina, D. Yuan // IEEE International Conference on Communications (ICC), 2012. – P. 1357-1361.

- 15.A survey on 3GPP heterogeneous networks / A. Damnjanovic, [et. al.] // IEEE Wireless Communications. 2011. V. 18, No. 3. P. 10-21.
- 16.Давыдов, А. В., Анализ методов подавления помех в OFDMA-системах, использующих приемные адаптивные антенные решетки / А. В. Давыдов, А. А. Мальцев // Известия вузов. Радиофизика. – 2011. – Т.54, № 6. – С. 474-484.
- 17. Монзинго, Р. А., Миллер, Т. У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
- 18.Ермолаев, В.Т. Пространственное разделение пользователей в системе мобильной связи с адаптивной антенной решеткой при использовании степенного базиса / В.Т. Ермолаев, М.А. Соколов, А.Г. Флаксман // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2011. – № 3. – С. 44-50.
- 19.Transmit Wiener filter for the downlink of TDD DS-CDMA systems / M. Joham, [et. al.] // IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA), 2002. – P. 9-13.
- 20.Spencer, Q. H. Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels / Q. H. Spencer, A. Lee Swindlehurst, M. Haardt // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2004. – V. 52, No. 2. – P. 461-471.
- 21.Peel, C.B. A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication—Part I: Channel inversion and regularization / C. B. Peel,
  B. M. Hochwald, A. Lee Swindlehurst // IEEE Transaction on Communications. 2005. V. 53, No. 1. P. 195-202.
- 22.Hochwald, B. M. A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication—Part II: Perturbation / B. M. Hochwald, C. B. Peel, A. Lee Swindlehurst // IEEE Transaction on Communications. 2005. V. 53, No. 3. P. 537-544.
- 23.Karakayali, M. K. Network coordination for spectrally efficient communications in cellular systems / M. K. Karakayali, G.J. Foschini, R.A. Valenzuela // IEEE Wireless Communications. – 2006. – V. 13, No. 4. – P. 56-61.
- 24.On the Evolution of Multi-Cell Scheduling in 3GPP LTE / LTE-A /
  E. Pateromichelakis, [et. al.] // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2012.
   V. 15, No. 3. P. 701-717.
- 25.Enhanced inter-cell interference coordination for heterogeneous networks in LTE-Advanced: survey [Электронный ресурс] / L. Lindbom, [et. al.]. – 2011. – Р. 1-18. Режим доступа: <u>http://arxiv.org/abs/1112.1344v2</u>
- 26.3GPP TR 36.819 Coordinated multi-point operation for LTE physical layer aspects (Release 11). 2013. V11.2.0. 70 p.

- 27.Sawahashi, M. Coordinated multipoint transmission/reception techniques for LTEadvanced [Coordinated and Distributed MIMO] / M. Sawahashi, Y. Kishiyama, A. Morimoto // IEEE Wireless Communications. – 2010. – V. 17, No. 3. – P. 26-34.
- 28.Guangjie, L. Architecture of GPP based, scalable, large-scale C-RAN BBU pool / L. Guangjie, Z. Senjie, Y. Xuebin // IEEE GLOBECOM Workshop, 2012. – P. 267-272.
- 29.Shirakabe, M. Performance evaluation of inter-cell interference coordination and cell range expansion in heterogeneous networks for LTE-Advanced downlink / M. Shirakabe, A. Morimoto, N. Miki // 8th International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS), 2011. P. 844-848.
- 30.Wang, Y. Performance analysis of enhanced inter-cell interference coordination in LTE-Advanced heterogeneous networks / Y. Wang, K.I. Pedersen // Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2012. – P. 1-5.
- 31.Lee, D. Coordinated multipoint transmission and reception in LTE-advanced: deployment scenarios and operational challenges / D. Lee, H. Seo, B. Clerckx // IEEE Communications Magazine. – 2012. – V. 50, No. 2. – P. 148-155.
- 32.Performance of downlink CoMP in LTE under practical constraints / B. Mondal, [et. al.] // IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2012. – P. 2049-2054.
- 33.Морозов, Г.В. Координированная пространственная обработка сигналов на базовых станциях систем сотовой связи с адаптивным выбором поляризации / Г.В. Морозов, А.В. Давыдов, А.А. Мальцев // Известия вузов. Радиофизика. – 2012. – №8. – С. 586-598.
- 34.Морозов, Г.В. Анализ пропускной способности систем сотовой радиосвязи, использующих координированную передачу данных для подавления взаимных непреднамеренных помех / Г.В. Морозов, А.В. Давыдов, А.А. Мальцев // Известия вузов. Радиофизика. 2014. №3. С. 251-265.
- 35.Морозов, Г.В. Анализ пропускной способности современных систем сотовой связи, использующих координированную передачу с подавлением взаимной интерференции на передатчике / Г.В. Морозов, И.А. Болотин, А.В. Давыдов // Вестник ННГУ. Серия Радиофизика. 2011. №5(3). С. 220-225.
- 36.Maltsev, A. Analysis of IEEE 802.16m and 3GPP LTE release 10 technologies by Russian evaluation group for IMT-advanced / A. Maltsev, A. Khoryaev, R. Maslennikov, M. Shilov, M. Bovykin, G. Morozov, A. Chervyakov, A. Pudeyev, V. Sergeyev, A. Davydov // International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT), 2010. – P. 901-908.
- 37.Morozov, G. Performance evaluation of dynamic point selection CoMP scheme in heterogeneous networks with FTP traffic model / G. Morozov, A. Davydov,

I. Bolotin // 4<sup>th</sup> International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT), 2012. – P. 922-926.

- 38.Morozov, G. CS/CB CoMP scheme with semi-static data traffic offloading in HetNets / G. Morozov, A. Davydov // IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2013. – P.1347-1351.
- 39.Davydov, A. Evaluation of joint transmission CoMP in C-RAN based LTE-A HetNets with large coordination areas / A. Davydov, G. Morozov, I. Bolotin, A. Papathanassiou // IEEE GLOBECOM Workshop, 2013. – P.801-806.
- 40.Пат. 8687727 США, МПК-2006.01 Н04В 7/02. Coordinated multi-point transmission using interference feedback / A. Davydov, A. Maltsev, G. Morozov, V. Sergeyev. № 13/75023; заявл. 29.03.2011; опубл. 01.04.2014, Бюл. № 1.
- 41.Пат. 8737514 США, МПК-2006.01 Н04В 7/02. Channel state information feedback in coordinated multi-point system / A.V. Davydov, Y. Zhu, Q. Li, A.A. Maltsev, G.V. Morozov. № 13/655184; заявл. 18.10.2012; опубл. 27.05.2014, Бюл. № 4.
- 42.Пат. 8843100 США, МПК-2006.01 Н04М 11/00. Coordinated multipoint configuration based on channel state information reference signals / A. Davydov, G. Morozov, A. Maltsev, I. Bolotin, V. Sergeyev. № 13/534313; заявл. 27.06.2012; опубл. 23.09.2014, Бюл. № 4.
- 43.Requirements related to technical performance for IMT-Advanced radio interface(s) (ITU-R M.2134). 2008. 8 p.
- 44.3GPP TS 36.211 Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (Release 11). –2014. V.11.6.0. 120 p.
- 45.3GPP TS 36.212 Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and channel coding (Release 11). – 2014. – V.11.5.1. – 84 p.
- 46.3GPP TS 36.213 Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures (Release 11). 2014. V.11.8.0. 182 p.
- 47.Prasad, R. OFDM wireless multimedia communications / R. Prasad, R. van Nee. London: Artech House, 2000. – 260 p.
- 48. Прокис, Дж. Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
- 49.Флаксман, А.Г. Подавление взаимных помех в параллельных пространственных каналах в МІМО-системах связи // Известия вузов. Радиофизика. 2002. Т.45, № 9. С. 793-801.
- 50.Ермолаев, В.Т., Увеличение пропускной способности МІМО-системы радиосвязи с параллельной передачей данных по собственным подканалам / В.Т. Ермолаев, А.Г. Флаксман, Д.Н. Лысяков // Вестник ННГУ. Серия Радиофизика. 2010. №3(1). С. 79-86.

- 51.Morelli, M. A comparison of pilot-aided channel estimation methods for OFDM systems // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2001. – V. 49, No. 12. – P. 3065-3073.
- 52.Jeon, W.G. Two-dimensional MMSE channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity / W.G. Jeon, K.H. Paik, Y.S. Cho // IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 2001. – P.1682-1685.
- 53.Gesbert, D. Shifting the MIMO Paradigm / D. Gesbert, M. Kountouris, R.W. Heath // IEEE Signal Processing Magazine. 2007. V. 24, No. 5. P. 36-46.
- 54.Tse D., Viswanath P. Fundamentals of Wireless Communication. New York: Cambridge University Press, 2005. – 583 p.
- 55.Liu L., Proportional fair scheduling for multi-cell multi-user MIMO systems / L. Liu, Y.-H. Nam, J. Zhang // Conference on Information Sciences and Systems (CISS), 2010. – P. 1-6.
- 56.Saker, L. Capacity and Energy Efficiency of Picocell Deployment in LTE-A Networks / L. Saker, S.E. Elayoubi, L. Rong, , [et.al.] // IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2011. – P. 1-5.
- 57.3GPP TS 36.214 Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer; Measurements (Release 11). 2012. V.11.1.0. 14 p.
- 58.3GPP TR 36.814 Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Further advancements for E-UTRA physical layer aspects (Release-9). – 2010. – V.9.0.0. – 107 p.
- 59.Johannisson, B. Array antenna design for base station applications / B. Johannisson, A. Derneryd // Antenna Applications Symposium, 1999. P.98-106.
- 60.Флаксман, А.Г. Пространственное разделение пользователей в МІМОсистемах, использующих параллельную передачу данных // Известия вузов. Радиофизика. – 2002. – Т.45, № 11. – С. 986-997.
- 61.Ермолаев В.Т. Эффективность пространственного разделения пользователей в МІМО-системах связи с параллельной передачей информации / В.Т. Ермолаев, А.Г. Флаксман, И.М. Аверин, Д.В. Грибов // Известия вузов. Радиофизика. – 2004. – Т.47, № 2. – С. 143-154.
- 62.Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMT-Advanced (ITU-R M.2135-1). 2009. 70 p.

# Приложение. Список условных сокращений

3GPP – Third Generation Partnership Project. Комитет по разработке и стандартизации системы связи LTE-A

ABS – Almost Blank Subframe. Подкадр с ограниченной активностью макростанций в схеме eICIC

CoMP – Coordinated Multi-Point operation. Семейство схем координированной пространственной обработки и передачи сигналов с нескольких базовых станций внутри некоторого кластера

C-RAN – Centralized Radio Access Network. Радиосеть с централизованной архитектурой

CRE – Cell Range Expansion. Расширение зоны покрытия пикостанций в неоднородной сотовой радиосети

CS/CB – Coordinated Scheduling and Coordinated Beamforming. Схема передачи данных с координированным планированием физических ресурсов и формированием диаграмм направленности

DPS – Dynamic Point Selection. Схема координированной передачи данных с динамическим адаптивным выбором передающей базовой станции

eICIC – enhanced Inter-Cell Interference Coordination. Схема координированной во времени передачи данных между разными типами базовых станций в неоднородных сотовых радиосетях стандарта LTE-A

E-UTRA – Evolved Universal Terrestrial Radio Access. Развёрнутая универсальная система наземного радиодоступа

FDD – Frequency Division Duplex. Дуплексная связь с частотным разделением каналов

HetNet – Heterogeneous Network. Неоднородная сотовая радиосеть

IEEE – Institute of Electrical and Electronics Engineers. Институт инженеров электротехники и радиоэлектроники

JP – Joint Processing. Совместная обработка (сигналов)

JT – Joint Transmission. Совместная передача (сигналов)

LTE-A – Long Term Evolution — Advanced. Проект по стандартизации и долгосрочной эволюции универсальной наземной системы радиосвязи. Другое название системы связи стандарта E-UTRA (начиная с релиза Release-10)

MIMO – Multiple Input — Multiple Output. Множественный вход — множественный выход. Принцип использования многоэлементных адаптивных антенных решёток как на приёмной, так и на передающей стороне

OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing. Схема цифровой модуляции с ортогональным частотным мультиплексированием (уплотнением)

OFDMA – Orthogonal Frequency Division Multiple Access. Технология множественного доступа с ортогональным частотным разделением абонентов

PF – Proportional Fair. Алгоритм пропорционального справедливого распределения физических ресурсов системы связи для передачи сигналов абонентам

RSRP – Reference Signal Received Power. Средний уровень принимаемой мощности опорных сигналов

- ААР Адаптивная антенная решётка
- БПФ Быстрое преобразование Фурье
- ДОС Диаграммообразующая схема
- ДПФ Дискретное преобразование Фурье
- КАМ Квадратурная амплитудная модуляция
- МСКО Минимум среднеквадратичной ошибки
- МСЭ Международный Союз Электросвязи
- ОБПФ Обратное быстрое преобразование Фурье
- ОСШП Отношение сигнал/(шум плюс помеха)
- ЦП Циклический префикс