

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

На правах рукописи

Алали Абдулла

УДК 621.396.677.49

МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ БАЗОВЫХ  
СТАНЦИЙ СЕТИ LTE ПУТЕМ РАЦИОНАЛЬНОГО ИСПОЛЬЗОВАНИЯ  
РЕСУРСОВ

Специальность: 05.12.02 – Телекоммуникационные системы и сети

Диссертация  
на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель  
доктор технических наук  
профессор Коляденко Ю.Ю.

Харьков – 2016

## СОДЕРЖАНИЕ

ПЕРЕЧЕНЬ УСЛОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ.....	5
ВВЕДЕНИЕ.....	7
РАЗДЕЛ 1. ТЕХНОЛОГИЯ LTE.....	13
1.1. Характеристики LTE.....	14
1.2. Частотные диапазоны LTE.....	17
1.3. Описание физического уровня LTE.....	19
1.4. Измерения в LTE.....	23
1.5. Качество обслуживания в LTE (Quality of Service).....	24
1.6. Характеристики LTE-Advanced.....	25
1.6.1. Минимальные требования для системы IMT-Advanced.....	25
1.6.2. Увеличение ширины канала.....	28
1.6.3. Координированная передача и прием.....	28
1.7. Диспетчеризация ресурсов в LTE.....	29
1.8. Пути повышения пропускной способности базовых станций сети LTE. Постановка задачи на дальнейшие исследования.....	30
Выводы по разделу 1.....	31
РАЗДЕЛ 2. АДАПТИВНАЯ МОДУЛЯЦИЯ В СЕТЯХ LTE ПРИ НАЛИЧИИ ПОМЕХ ДЛЯ ПРЕДОСТАВЛЕНИЯ ДОСТУПА К СРЕДЕ...	34
2.1. Анализ влияния внутрисистемных помех на пропускную способность базовых станций сети LTE .....	34
2.1.1. Помехи в сети, работающей на одной несущей.....	35
2.1.2. Влияние помех на пропускную способность.....	36
2.2. Анализ влияния вида модуляции и скорости кодирования информации на пропускную способность.....	39
Выводы по разделу 2.....	49
РАЗДЕЛ 3. МЕТОДЫ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ РАДИОКАНАЛОВ СЕТИ LTE.....	51
3.1. Измеряемые параметры радиоканалов и их статистические характеристики.....	52

3.2. Математические модели радиоканалов .....	59
3.3. Методы оценки измеряемых параметров радиоканалов.....	62
3.3.1. Выборочные методы оптимальной оценки случайных величин.....	62
3.3.2. Рекурсивные методы оценки случайных величин.....	63
3.3.3. Методы оценки случайных процессов.....	66
3.4. Анализ методов оценки измеряемых параметров радиоканалов.....	69
3.4.1. Анализ методов оценки среднего значения ОСПШ.....	69
3.4.2. Анализ методов оценки мгновенных значений измеряемых параметров при статистически независимых частотных каналах.....	70
3.4.3. Влияние задержек в канале управления на оценку измеряемых параметров.....	73
3.4.4. Сравнительный анализ методов оценки измеряемых параметров при статистически зависимых частотных каналах.....	75
Выводы по разделу 3.....	78
<b>РАЗДЕЛ 4. ПОДСИСТЕМА ПЛАНИРОВАНИЯ КАДРОВ В СЕТЯХ LTE</b>	<b>82</b>
4.1. Методы планирования кадров.....	82
4.1.1. Модель планирования кадров в виде системы массового обслуживания.....	82
4.1.2. Алгоритмы планирования.....	87
4.2. Общая структура подсистемы планирования кадра сети LTE.....	89
4.3. Состав и структура очередей.....	90
4.4. Исследование эффективности функционирования планировщика кадра для соединений BE.....	92
Выводы по разделу 4.....	96
<b>РАЗДЕЛ 5. МЕТОД УПРАВЛЕНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫМ ДОСТУПОМ В СЕТЯХ LTE</b> .....	<b>99</b>
5.1. Существующие алгоритмы управления распределением ресурсов и доступом соединений.....	99
5.2. Алгоритм, основанный на нечеткой логике.....	101

5.3. Организация пространственно-временного доступа.....	105
5.4. Имитационная модель пространственно-временного доступа, основанная на нечеткой логике.....	114
5.5. Анализ эффективности пространственно-временного доступа, основанного на нечеткой логике.....	121
Выводы по разделу 5.....	124
<b>ВЫВОДЫ</b> .....	126
<b>СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ</b> .....	129
<b>ПРИЛОЖЕНИЕ А</b>	

## ПЕРЕЧЕНЬ УСЛОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ

ААР -	адаптивная антенная решетка;
АБГШ -	аддитивный белый гауссовский шум;
АКП -	адаптивный компенсатор помех;
АС -	абонентская станция;
БС -	базовая станция;
ВВК -	вектор весовых коэффициентов;
ЛП -	лингвистическая переменная;
ОСПШ -	отношение мощности сигнала к мощности помех и мощности шума $P_{ш}$ ;
ПВД -	пространственно-временной доступ;
ПВОС -	пространственно-временная обработка сигналов;
ПК -	планировщик кадров;
ПСП -	псевдослучайная последовательность;
РБ -	ресурсный блок;
РЭ -	ресурсный элемент;
СМО -	система массового обслуживания;
СПО -	сигнально-помеховая обстановка;
ФП -	флуктуационная помеха;
ФП -	функция принадлежности;
ЦП -	циклический префикс;
ШПС -	широкополосный сигнал;
DL -	нисходящий канал;
EDF -	Earliest Deadline First;
FCFS -	первым пришел, первым обслужен;
FDD -	частотный дуплекс;
FIFO -	First-In-First-Out;
LTE -	Long Term Evolution;
MBR -	Maximum Bit Rate;

MIMO -	Multiple Input Multiple Output;
OFDM -	Orthogonal Frequency Division Multiplexing;
QAM -	квадратурно-амплитудная манипуляция;
QCI -	QoS Class Identifier;
QoS -	качество обслуживания;
RR -	Round Robin;
RSRP -	Reference Signal Received Power;
SC-FDMA -	Single Carrier Frequency Division Multiple Access;
SFQ -	Start-time Fair Queue;
SJF -	Shortest-Job-First;
TDD -	временной дуплекс;
UL -	восходящий канал;

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность темы.** В настоящее время беспроводные сети передачи информации являются одним из основных направлений развития инфокоммуникаций. LTE - стандарт универсальных городских сетей, в которых беспроводной широкополосный доступ используется очень широким спектром приложений – от традиционной передачи речи до современных мультимедиа-приложений [1-3]. Технология LTE использует соответствующие протоколы взаимодействия узлов сети для управления передачей пакетов по общему каналу связи. Наличие общего канала связи, коллективно используемого абонентами (зачастую очень большим их числом), является общей чертой современных и перспективных беспроводных телекоммуникационных систем [4-8]. Данная черта ставит проблемы увеличения производительности, необходимость разработки алгоритмов, обеспечивающих своевременную и надежную передачу информации, которые повысят коэффициент использования полосы пропускания, сократят время реагирования базовой станции на запросы абонентских станций, обеспечат качество обслуживания (QoS) для различных видов трафика [9-16].

Важными проблемами в области обеспечения качества обслуживания являются проблемы повышения пропускной способности базовых станций. Для дальнейшего улучшения качества и эффективности передачи данных в сетях LTE требуется разработка новых методов повышения пропускной способности путем рационального использования ресурсов.

Таким образом, актуальной является задача выбора и разработки более эффективных алгоритмов распределения ресурсов и управления доступом, для того чтобы получить более высокую пропускную способность базовых станций сети LTE при несбалансированном трафике, снизить задержку пакетов и повысить вероятность соединения.

### **Связь работы с научными программами, планами и темами.**

Диссертационные исследования связаны с положениями „Концепції національної інформаційної політики”, „Концепції Національної програми інформатизації”, „Основних засад розвитку інформаційного суспільства в Україні на 2007-2015 роки” и „Концепції конвергенції телефонних мереж та мереж з пакетною комутацією в Україні”. Диссертационная работа является продолжением и дальнейшим развитием следующих научно-исследовательских работ (НИР): НИР № 261-1 „Методы повышения производительности беспроводных сетей следующего поколения” (ДР № 0111U002627), которая выполнялась в Харьковском национальном университете радиоэлектроники (ХНУРЕ); НИР № 299-1 "Повышение масштабированности технологических решений по обеспечению качества обслуживания в конвергентных сетях" (ДР № 0115U002432), которая выполняется в Харьковском национальном университете радиоэлектроники (ХНУРЕ), НИР "Концепция обработки, анализа и передачи данных в ИАС НАКУ", которая выполнялась в Харьковском государственном региональном научно-техническом центре по вопросам технической защиты информации.

**Цели и задачи исследования.** Целью исследования является повышение пропускной способности базовых станций сети LTE.

Для достижения этой цели в работе решены такие задачи исследования:

- совершенствование методов адаптивной модуляции в сетях LTE при наличии помех с целью повышения пропускной способности базовых станций;
- проведение натурных исследований параметров смежных радиоканалов и определение их статистических характеристик;
- разработка математической модели смежных радиоканалов с учетом статистической зависимости между ними;
- разработка и анализ методов текущей оценки измеряемых параметров в статистически связанных радиоканалах;
- разработка методов сокращения времени обработки пакетов, при диспетчеризации ресурсов планировщика кадров;

- разработка метода рационального распределения ресурсов при доступе в сетях LTE с обеспечением сокращения времени реагирования базовых станций на запросы абонентских станций и повышения вероятности соединения.

**Объект исследования.** Процессы функционирования систем радиодоступа LTE.

**Предмет исследования.** Модели и методы распределения ресурсов и управления доступом в сетях LTE.

**Методы исследований** базируются на основных положениях радиофизики, теории электросвязи, системного анализа, математической статистики, теории вероятностей, теории оптимизации, теории оценивания и управления, теории массового обслуживания, методах пространственно-временной обработки сигналов, управления в адаптивных антенных решетках, математический аппарат нечеткой логики, математического моделирования, натурального и имитационного эксперимента.

**Научная новизна полученных результатов.**

1. Усовершенствован метод адаптивной модуляции при передаче данных в сетях LTE. Метод основан на использовании индикатора качества канала, позволяющего учитывать уровни сигналов и помех, а также расстояние между базовой и абонентской станциями. Использование полученных результатов позволяет адаптивно управлять параметрами вида модуляции с целью повышения пропускной способности базовых станций.

2. Получила дальнейшее развитие процедура для оценки параметров каналов сети LTE, основанная на многомерном фильтре Калмана-Бьюси. Данная процедура в отличие от существующей процедуры, используемой в LTE, позволяет оценивать не средние значения параметров каналов, а производит оценку в реальном масштабе времени и позволяет учитывать статистическую связь между смежными каналами. Данный результат даст возможность сократить время оценивания и повысить качество оценки.

3. Усовершенствована подсистема планирования кадров при диспетчеризации ресурсов, основанная на алгоритме SJF (Shortest-Job-First). В отличие от используемого в LTE алгоритма FIFO (First In, First Out) данный алгоритм обеспечивает сокращение времени ожидания пакетов в очереди, времени обработки и количества отброшенных пакетов.

4. С использованием математической модели нечеткой логики усовершенствован метод управления пространственно-временным доступом (ПВД) в сетях LTE, что позволило обеспечить ускорение доступа к среде и как результат – увеличить количество обслуженных абонентских станций по сравнению с методом, основанным на анализе очередей.

### **Практическое значение полученных результатов**

1. Практическое применение адаптивной модуляции в сетях LTE позволит сократить вероятность ошибки на 1 - 2 порядка, что повысит пропускную способность базовых станций.

2. Практическое применение многомерной рекурсивной процедуры оценки Калмана-Бьюси в отличие от традиционных одномерных оценок, и оценок основанных на выборочных статистиках, позволяет получать более точные результаты и синтезировать управляющее воздействие режима функционирования в реальном масштабе времени. Анализ многомерной процедуры Калмана-Бьюси с учетом статистической связи дает выигрыш по точности оценивания больше, чем в 10 раз и этот выигрыш увеличивается с увеличением отношения сигнал/шум.

3. Практическое применение алгоритма SJF при диспетчеризации ресурсов дает выигрыш относительно используемого в LTE алгоритма FIFO по среднему времени ожидания в очереди до 3000 мкс, что составляет от 45% до 50% от обычного времени, по среднему времени обработки пакетов до 48%, по отброшенным пакетам до 15 %.

4. Практическое применение ПВД позволяет повысить отношение сигнал/помеха+шум (ОСПШ) на 20 – 30 и более дБ, что дает экономию 1,5 – 2 подканала. Алгоритм ПВД, основанный на модели нечеткой логики дает

выигрыш в вероятности соединения на 10 % относительно алгоритма, основанного на анализе очередей, который используется в LTE. При ограниченных доступных ресурсах алгоритм, основанный на анализе очередей уступает алгоритму нечеткого вывода с ПВД на 40 %.

Результаты диссертационных исследований реализованы в:

– Харьковском государственном региональном научно-техническом центре по вопросам технической защиты информации при построении телекоммуникационной сети LTE (акт реализации от 15.04.2016);

– учебном процессе кафедры телекоммуникационных систем Харьковского национального университета радиоэлектроники при изучении дисциплины «Теория электрической связи» (акт реализации от 19.04.2016).

– учебном процессе кафедры телекоммуникационных систем Харьковского национального университета радиоэлектроники при изучении дисциплины «Теория электрической связи», отчете НИР № 261-1 "Методы повышения производительности беспроводных сетей следующего поколения" (ДР № 0111U002627), которая выполнялась в Харьковском национальном университете радиоэлектроники (ХНУРЭ) и отчете НИР № 299-1 "Повышение масштабируемости технологических решений по обеспечению качества обслуживания в конвергентных сетях" (ДР № 0115U002432), которая выполняется в ХНУРЭ (акт реализации от 19.04.2016 ).

**Личный вклад соискателя** в совместных публикациях. В работе [17] автору принадлежит проведение анализа помехоустойчивости методов модуляции. В работе [18] автору принадлежит разработка алгоритма управления распределением ресурсов и доступом соединений в сетях LTE. В работе [19] автору принадлежит разработка модели параметров радиоканалов сети LTE. В работе [20] автору принадлежит проведение анализа эффективности алгоритмов планирования передачи кадра в сетях LTE. В работе [21] автору принадлежит исследование параметров радиоканалов сети LTE. В работе [22] автору принадлежит разработка пространственно-временного доступа к базовым станциям сети LTE. В работе [24] автору принадлежит

разработка математической модели внутрисистемных помех. В работе [26] автору принадлежит проведение анализа влияния внутрисистемных помех на пропускную способность сети LTE.

**Апробация результатов диссертации:** Результаты докладывались на научных семинарах кафедры телекоммуникационных систем ХНУРЭ, а также на 4-х Международных конференциях [24-27]. Все выступления по теме диссертации.

**Публикации:** по теме диссертации представлены 6 статей [17-22], опубликованные в специализированных изданиях, из них 1 статья за рубежом [19].

**Структура и объем диссертации.** Диссертация состоит из введения, пяти разделов, выводов, списка использованных источников, который состоит из 69 наименований. Общий объем работы 136 страниц из них: 50 рисунков, 11 таблиц.

## РАЗДЕЛ 1. ТЕХНОЛОГИЯ LTE

Дальнейшим развитием мировых телекоммуникационных технологий в области мобильной связи являются разработка и внедрение стандартов четвёртого поколения (4G), обеспечивающих ещё большие скорости передачи данных (и, как следствие, повышение качества предлагаемых пользовательских услуг) при общем снижении издержек в эксплуатации телекоммуникационного оборудования. Одной из технологий, призванных для решения насущных задач современных телекоммуникаций, является технология Long Term Evolution (LTE-технология). Соответственно этому, сети мобильной связи, реализованные на основе такой технологии, называют LTE-сети. [27].

В конце 2009 г. шведско-финский оператор телекоммуникационных услуг TeliaSonera совместно с производителем телекоммуникационного оборудования Ericsson объявили о запуске в городах Стокгольм и Осло первой в мире коммерческой LTE-сети с заявленной скоростью передачи данных до 80 Мбит/с. А уже в 2015 году количество пользователей LTE-сетей достигло 1,37 миллиардов.

Популярность LTE-сетей стремительно растет. Этому способствует появление сравнительно недорогих абонентских станций (АС), поддерживающих соответствующие стандарты связи, и увеличение скорости. Можно предположить, что к 2020 число пользователей достигнет 3,5 миллиарда, увеличиваясь ежегодно на 20,8%.

Наличие общего канала связи, коллективно используемого большим числом абонентами, является общей чертой современных и перспективных беспроводных телекоммуникационных систем. При этом принципиальным становится дефицит частотного ресурса, и как следствие ограничение в предоставлении доступа АС к среде. Во всем мире, с целью обеспечения

возможности устойчивого функционирования радиосредств LTE-сетей, проводятся мероприятия по перераспределению радиочастотного спектра по выделению необходимого радиочастотного ресурса, по обеспечению качества обслуживания, по разработке более совершенных алгоритмов функционирования [28].

В данном разделе проведен обзор характеристик LTE по распределению ресурсов в сети.

### 1.1. Характеристики LTE

Согласно требованиям к системе LTE, при радиусе соты в 5 км, все требования к спектральной эффективности, пропускной способности и работы с АС должны поддерживаться. При радиусе соты в 30 км допускается ухудшение в показателях производительности [29].

Для обеспечения передачи данных между базовой станцией (БС) и АС технологией LTE поддерживается как частотный (FDD), так и временной дуплекс (TDD). Для частотного дуплекса определено 15 парных частотных диапазонов (частоты от 800 МГц до 3.5 ГГц), а для временного - 8. При этом, ширина радиоканала может быть различной. Допустимы следующие значения: 1.4, 3, 5, 10, 15 и 20 МГц. В качестве систем множественного доступа в LTE используются OFDMA в нисходящем канале и SC-FDMA в восходящем канале.

При использовании технологии OFDMA весь имеющийся спектр разбивается на поднесущие, ортогональные друг другу. В зависимости от используемой ширины канала общее количество поднесущих может быть 72, 180, 300, 600, 900 или 1200. Каждая из поднесущих может иметь свой вид модуляции [29].

В восходящем канале LTE используется технология множественного доступа SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access). Отличие SC-FDMA от OFDMA заключается в том, что в SC-FDMA используется дополнительная обработка сигнала для снижения пик-фактора. В SC-FDMA в

качестве такой дополнительной обработки сигнала используется преобразование Фурье [30]. Как в нисходящем, так и в восходящем канале могут использоваться следующие виды модуляции: QPSK, 16QAM, 64QAM. Адаптивный выбор данных видов модуляции обеспечивает требуемую скорость передачи информации и качество обслуживания.

Стандарт LTE также поддерживает технологию передачи MIMO (Multiple Input Multiple Output), которая позволяет существенно увеличить пиковую скорость передачи данных и значение спектральной эффективности. Технология MIMO заключается в том, что при передаче и приеме данных используется несколько антенн. Разные антенны могут передавать одни и те же данные, в этом случае повышается надежность передачи данных. Также разные антенны могут передавать различные потоки данных, при этом увеличивается скорость передачи данных [31]. Максимально в нисходящем канале технологией LTE поддерживается схема 4x4 (на передающей и приемной стороне используется по четыре антенны). В этом случае скорость передачи данных может быть увеличена до 4-х раз (в действительности чуть меньше из-за увеличения количества пилотных сигналов).

При использовании технологии MIMO и ширине канала 20 МГц максимальная скорость передачи данных может достигать 300 Мбит/с в нисходящем канале и 170 Мбит/с в восходящем.

В требованиях к LTE значения спектральной эффективности указаны как 5 бит/с/Гц для нисходящего канала и 2.5 бит/с/Гц для восходящего канала (что соответствует скоростям передачи данных в 100 Мбит/с и 50 Мбит/с). При этом высокие показатели производительности должны поддерживаться для мобильных пользователей, перемещающихся со скоростью до 120 км/ч.

Стандартом LTE (3GPP TS 36.306) всего определяется 8 категорий мобильных устройств. Категория мобильного устройства задает максимальные скорости передачи в DL и UL. В табл.1.1 приводятся значения скоростей передачи, поддерживаемые конфигурации MIMO и типов модуляций для каждой категории.

Таблица 1.1. Характеристики мобильных устройств LTE

Категория АС	Нисходящий канал (DL)			Восходящий канал (UL)	
	Максимальное количество бит в подкадре	Максимальное количество бит в транспортном блоке	МIMO	Поддержка 64 QAM	Максимальное количество бит в транспортном блоке
1	10296	10296	-	Нет	5160
2	51024	51024	2x2	Нет	25456
3	102048	75376	2x2	Нет	51024
4	150752	75376	2x2	Нет	51024
5	299552	149776	4x4	Да	75376
6	301504	75376 149776	2x2 4x4	Нет	51024
7	301504	75376 149776	2x2 4x4	Нет	102048
8	2998560	299856	8x8	Да	149776

В нисходящем канале значения максимальной скорости передачи в зависимости от категории мобильной станции будут следующие: 10, 50, 100, 150, 300, 300, 300 Мбит/с и 300 Гбит/с. Для восходящего канала значения максимальной скорости передачи: 5, 25, 50, 50, 75, 50, 100 Мбит/с и 1.5 Гбит/с. В табл.1.2 приведены значения необходимого размера буфера на MAC уровне в зависимости от категории мобильного устройства [1,2].

Табл.1.2 Значения размера буфера на MAC уровне

Категория АС	1	2	3	4	5	6	7	8
Размер буфера на MAC уровне, байт	150000	700000	1400000	1900000	3500000	3300000	3800000	43300000

## 1.2. Частотные диапазоны LTE

В табл.1.3 приведены частотные диапазоны для LTE при использовании FDD дуплекса [12].

Табл.1.3. Частотные диапазоны при использовании FDD дуплекса

№	Частотный диапазон в восходящем канале, МГц	Частотный диапазон в нисходящем канале, МГц	Ширина канала, МГц
1	1920 - 1980	2110 - 2170	2x60
2	1850 - 1910	1930 - 1990	2x60
3	1710 - 1785	1805 - 1880	2x75
4	1710 - 1755	2110 - 2155	2x45
5	824 - 849	869 - 894	2x25
6	830 - 840	875 - 885	2x10
7	2500 - 2570	2620 - 2690	2x70
8	880 - 915	925 - 960	2x35
9	1749,9 - 1784,9	1844,9 - 1879,9	2x35
10	1710 - 1770	2110 - 2170	2x60
11	1427,9 - 1452,9	1475,9 - 1500,9	2x25
12	698 - 716	728 - 746	2x18
13	777 - 787	746 - 756	2x10
14	788 - 798	758 - 768	2x10
17	704 - 716	734 - 746	2x12

Следует отметить, что частотные диапазоны с 1-го по 14-ый совпадают с частотными диапазонами, которые используются сетями UMTS. А также то, что в частотных диапазонах 13 и 14 восходящий канал передается на более высоких частотах, чем нисходящий. Частотные диапазоны с номерами 15 и 16 определены для использования другими технологиями.

В табл.1.4 приведены частотные диапазоны для LTE при использовании TDD дуплекса [12].

Табл.1.4. Частотные диапазоны при использовании TDD дуплекса

№	Частотный диапазон, МГц	Ширина канала, МГц
1	2	3
33	1900 – 1920	20

Продолжение табл. 1.4.

1	2	3
34	2010 - 2025	15
35	1850 - 1910	60
36	1930 - 1990	60
37	1910 - 1930	20
38	2570 - 2620	50
39	1880 - 1920	40
40	2300 - 2400	100

Технология LTE поддерживает каналы различной ширины. В табл.1.5 приведены возможные варианты каналов, а также доступное количество ресурсных блоков в каждом из них [2].

Табл.1.5. Возможные варианты каналов, а также доступное количество ресурсных блоков

	Ширина канала, МГц					
	1,4	3	5	10	15	20
Количество ресурсных блоков	6	15	25	50	75	100
Количество поднесущих	72	180	300	600	900	1200

Следует отметить, что работа сети LTE осуществляется с коэффициентом переиспользования частот 1, т.е. все БС работают на одной несущей. Внутрисистемные помехи в данной системе минимизируются благодаря частотно-селективной диспетчеризации, координации помех между сотами, гибкому частотному плану. Для пользователей в центре любой соты могут выделяться ресурсы из всей полосы канала. Пользователям на краях сот выделяются ресурсы только из определенных поддиапазонов. Таким образом, в каждой соте известно, в каком поддиапазоне концентрируются помехи на ее границах. Положение АС, на краю соты или вблизи БС, идентифицируется по периодическим отчетам АС об уровнях сигналов соседних сот. Однако, все же проблема внутрисистемных помех присутствует в особенности на границах сот,

что в свою очередь влияет на пропускную способность сети и ограничения в предоставлении доступа.

### 1.3. Описание физического уровня LTE

Стандарт LTE на физическом уровне использует технологию Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) [32,33]. Эта технология решает проблему устранения межсимвольной интерференции, которая возникает при высокоскоростной передаче данных из-за многолучевого распространения сигнала.

В спецификации для указания различных длительностей по оси времени используется понятие временной единицы  $T_s = \frac{1}{15000 \cdot 2048} = 3,2552 \cdot 10^{-8}$  с.

Передача по радиоканалу осуществляется кадрами длиной  $T_f = 307200 \cdot T_s = 10$  мс. При этом поддерживаются две структуры кадров. Одна для случая частотного дуплекса (FDD), другая - для временного дуплекса (TDD).

Структура кадров.

Каждый кадр FDD состоит из 20 слотов длиной  $T_{slot} = 15360 \cdot T_s = 0,5$  мс, которые пронумерованы от 0 до 19. Кроме этого, выделяется понятие подкадра, который состоит из двух соседних слотов, то есть подкадр с номером  $i$  включает в себя слоты с номерами  $2i$  и  $2i + 1$  [34].

В случае FDD нисходящий (DL) и восходящий (UL) каналы передаются на разных частотах, поэтому в каждом 10 мс интервале времени имеется 10 подкадров для передачи "вниз" и 10 подкадров для передачи "вверх".

На рис.1.1 изображена структура кадра для случая FDD [1].

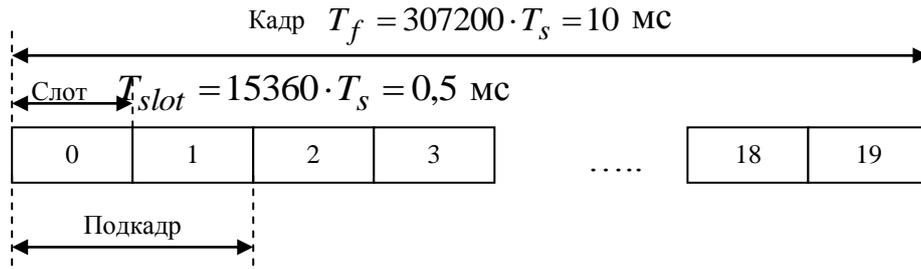


Рис.1.1. Структура кадра для случая FDD

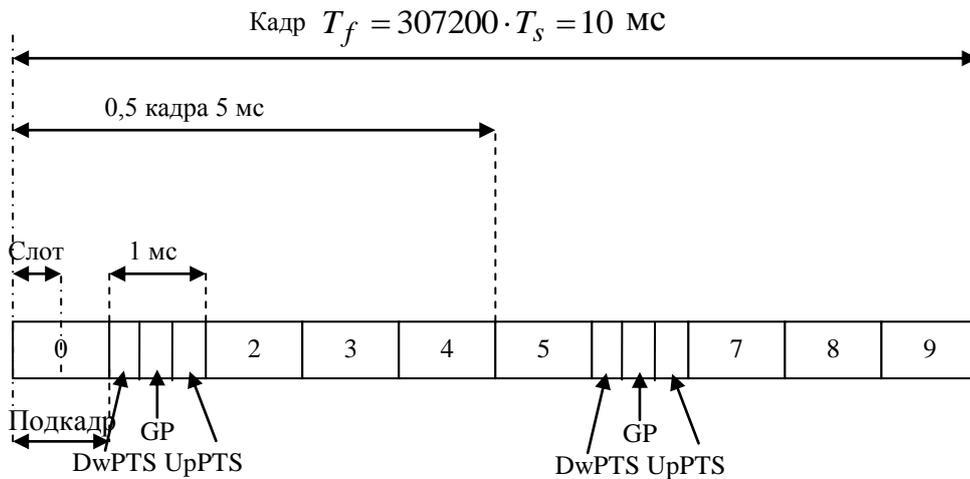


Рис.1.2. Структура кадра для случая TDD с 5 мс переключением

Кадр TDD (рис.1.2) так же состоит из 10 подкадров длиной 1 мс. Однако, в отличие от FDD случая, в TDD случае в некоторых подкадрах идет передача "вниз", а в некоторых "вверх". Кроме этого, существуют специальные подкадры, которые состоят из трех частей: DwPTS - поля передачи "вниз", GP - защитного интервала и UpPTS - поля передачи "вверх". Поддерживаются две возможные конфигурации периодичности переключения с периодом переключения 5 мс и 10 мс. В случае переключения с периодом 10 мс специальный подкадр присутствует только в первой половине кадра. В случае же с 5 мс переключением специальный подкадр существует в обеих половинах кадра (рис.1.2).

В табл.1.7 представлены все возможные конфигурации при TDD [1].

Табл.1.7. Возможные конфигурации при TDD

Конфигурация	Период переключения, мс	Номер подкадра									
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	5	D	S	U	U	U	D	S	U	U	U
1	5	D	S	U	U	D	D	S	U	U	D
2	5	D	S	U	D	D	D	S	U	D	D
3	10	D	S	U	U	U	D	D	D	D	D
4	10	D	S	U	U	D	D	D	D	D	D
5	10	D	S	U	D	D	D	D	D	D	D
6	5	D	S	U	U	U	D	S	U	U	D

В таблице буквой "D" обозначены подкадры, в которых осуществляется передача "вниз", "U" - подкадры передачи "вверх", а "S" - специальные подкадры. Как видно из таблицы, в подкадрах 0 и 5 всегда осуществляется передача "вниз", а в подкадре, следующим за специальным, всегда осуществляется передача "вверх".

Характеристики канального ресурса.

При использовании технологии OFDM передача данных осуществляется на множестве частотных поднесущих. При расстоянии между поднесущими  $\Delta F = 15$  кГц (опционально возможен еще вариант с 7.5 кГц) длительность OFDM символа составляет  $\frac{1}{\Delta F} = 66,7$  мкс. В каждом слоте (0.5 мс) передают 6 или 7 OFDM символов в зависимости от длительности циклического префикса. Длительность циклического префикса равна  $T_{cp} = 160 \cdot T_s = 5,2$  мкс перед первым символом и  $T_{cp} = 144 \cdot T_s = 4,7$  мкс перед остальными символами. Также есть возможность использования расширенного циклического префикса длительностью  $T_{cp} = 512 \cdot T_s = 16,7$  мкс. В этом случае в одном слоте передаются 6 OFDM символов. На рис.1.3 представлены оба варианта структуры слота.

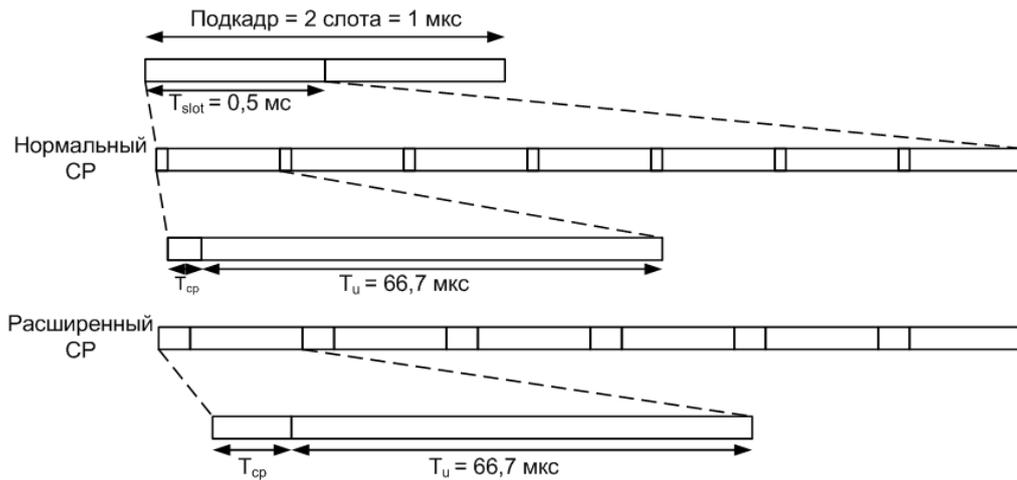


Рис.1.3. Варианты структуры слота

Весь каналный ресурс разбивается на ресурсные блоки (РБ) [1]. Один блок состоит из 12 расположенных рядом поднесущих, занимающих полосу 180 кГц, и одного временного слота (6 или 7 OFDM символов общей длительностью 0.5 мс). Каждый OFDM символ на каждой из поднесущих образует ресурсный элемент (РЭ), который характеризуется парой значений  $\{k, l\}$ , где  $k$  - номер поднесущей,  $l$  - номер символа в ресурсном блоке. При обычной конфигурации (со стандартной длительностью циклического префикса и, следовательно, с 7-ю OFDM символами в одном слоте) в нисходящем канале каждый ресурсный блок включает в себя  $12 \cdot 7 = 84$  ресурсных элемента.



Рис.1.4. Схема ресурсного блока

На рис. 1.4 приводится схема ресурсного блока с указанием ресурсных элементов, в которых передаются пилотные сигналы при стандартной длине циклического префикса. Часть из ресурсных элементов используется для передачи пилотного сигнала, который используется для синхронизации и оценки состояния радиоканала [1].

При восходящей передаче используют те же понятия ресурсного блока и подкадра. При этом выделение ресурса пользовательским устройствам происходит на всю длительность подкадра.

1.4. Измерения в LTE

Во время процедур подключения к сети АС, выбора соты, а также процедуры хэндовера, необходимо знать сигнал какой мощности принимает АС от каждой доступной в данной точке БС, чтобы выбрать соту с максимально возможным сигналом. Для этого АС проводит специальные измерения, в рамках которых вычисляется значение RSRP [1].

RSRP (Reference Signal Received Power) - это среднее значение мощности принятых пилотных сигналов (Reference Signal). При сообщении БС RSRP передается не его значение, а индекс из табл. 1.8.

Табл.1.8. Индексы и соответствующие значения RSRP

Индекс	Значение RSRP, дБм
0	$RSRP < -140$
1	$-140 \leq RSRP < -139$
2	$-139 \leq RSRP < -138$
.....	.....
n	$n-139 \leq RSRP < n-140$
.....	.....
96	$-45 \leq RSRP < -44$
97	$-44 \leq RSRP$

В сети LTE каждые 0,5 мс производятся измерения характеристик канала, и каждые 40 мс отправляются отчеты о средних значениях измеренных параметров [2].

### 1.5. Качество обслуживания в LTE (Quality of Service)

В настоящее время пользователи могут запускать большое множество различных приложений на своих клиентских устройствах. При этом каждое приложение имеет свои требования к качеству обслуживания. Для того, чтобы обеспечить соблюдение параметров QoS для множества приложений, создаются различные EPS потоки. Все возможные EPS потоки можно разбить на две группы: потоки с гарантированной минимальной скоростью передачи (Minimum Guaranteed Bit Rate, GBR) и потоки без гарантий по скорости передачи данных (Non-GBR) [1].

GBR потоки. Потоки этого типа имеют заданное значение минимальной скорости передачи, которое устанавливается во время процедур создания потока или его изменения. При этом, возможна передача данных с большей скоростью, чем минимально установленная, если есть свободные ресурсы. Также может быть установлено ограничение на максимальную скорость передачи данных (Maximum Bit Rate, MBR). Потоки такого типа используются, например, при передаче VoIP трафика.

Non-GBR потоки. Потоки данного типа не гарантируют никакой минимальной скорости передачи данных. Поэтому эти потоки используются для передачи трафика при просмотре интернет страниц и при передаче файлов.

На участке между БС и АС обеспечением параметров QoS занимается БС. Для этого каждому потоку приписан идентификатор QoS класса (QoS Class Identifier, QCI). Каждый QCI определяет значения для следующих параметров QoS: приоритет, допустимая задержка и допустимое количество потерянных пакетов. В табл.1.9 приводится определенное множество QCI и их характеристик [1].

Табл.1.9. Множество QCI и их характеристики

QCI	Тип	Приоритет	Допустимая задержка, мс	Допустимые потери
1	GBR	2	100	$10^{-2}$
2	GBR	4	150	$10^{-3}$
3	GBR	5	300	$10^{-6}$
4	GBR	3	50	$10^{-3}$
5	Non-GBR	1	100	$10^{-6}$
6	Non-GBR	7	100	$10^{-3}$
7	Non-GBR	6	300	$10^{-6}$
8	Non-GBR	8	300	$10^{-6}$
9	Non-GBR	9	300	$10^{-6}$

Как правило, значения приоритета и допустимой задержки определяют: каким образом планировщик на БС будет обрабатывать пакеты данных. Если значение допустимых потерь равно  $10^{-6}$ , то будет использоваться передача с подтверждением.

## 1.6. Характеристики LTE-Advanced

### 1.6.1. Минимальные требования для системы IMT-Advanced.

Спектральная эффективность на сектор.

Максимальные значения спектральной эффективности на сектор, характерные для точки доступа в офисе или дома, в нисходящем канале 3 бит/с/Гц/сектор и в восходящем канале 2.25 бит/с/Гц/сектор. И минимальные параметры, характерные для высоко мобильных пользователей (машины, поезда), в нисходящем канале 1.1 бит/с/Гц/сектор и в восходящем канале 0.7 бит/с/Гц/сектор [1]. Приведенные значения определены из предположения, что при нисходящей передаче используется 4 передающие антенны и 2 приемные (4x2), а при восходящей - 2x4 [29].

### Пиковая спектральная эффективность.

Минимальные требования для пиковой спектральной эффективности в нисходящем канале 15 бит/с/Гц и в восходящем канале 6.75 бит/с/Гц. Эти значения определены из предположения, что при нисходящей передаче используется 4 передающие антенны и 4 приемные (4x4), а при восходящей - 2x4.

Исходя из приведенных выше значений пиковой спектральной эффективности, можно вычислить теоретическую пиковую пропускную способность. Например, для нисходящего канала с полосой 40 МГц она составляет 600 Мбит/с, а с полосой 100 МГц - 1500 Мбит/с. И соответственно для восходящего канала с полосой 40 МГц - 270 Мбит/с, а с полосой 100 МГц - 675 Мбит/с.

### Ширина канала.

Технология радио доступа должна поддерживать работу с масштабируемой шириной канала, которая может состоять из одного или нескольких частотных диапазонов. При этом ширина канала может достигать от 40 МГц до 100 МГц включительно [1].

### Спектральная эффективность на границе сектора

Требования к спектральной эффективности мобильной станции, находящейся на границе сектора, для точки доступа в офисе или дома составляют 0.1 бит/с/Гц для нисходящего канала и 0.07 бит/с/Гц для восходящего. А для высоко мобильных пользователей - 0.04 и 0.015 бит/с/Гц. Данные значения предполагают конфигурацию 4x2 при нисходящей передаче и 2x4 при восходящей.

### Задержка

#### Плоскость управления

Как правило, требования к задержке в плоскости управления задаются на время перехода АС из одного состояния в другое (например, из пассивного в активное). Согласно требованиям ITU время перехода из пассивного режима в активный режим должно быть меньше 100 мс.

## Передача пользовательских данных

Задержка передачи пользовательских данных определяется как период времени между моментом, когда пакет данных доступен на IP уровне на АС/БС, и моментом, когда этот же пакет доступен на IP уровне на БС/АС. IMT-Advanced системы должны обеспечивать задержку передачи данных меньше, чем 10 мс в условиях незагруженной системы при передаче малых IP пакетов. Данное требование относится как к нисходящему, так и к восходящему каналу.

### Частотные диапазоны.

К уже имеющимся частотным диапазонам так же добавляются следующие: 450-470 МГц; 698-862 МГц; 790-862 МГц; 2.3-2.4 ГГц; 3.4-4.2 ГГц; 4.4-4.99 ГГц.

В табл.1.10 приводится сравнение требований LTE Rel.8 и LTE-Advanced.

Табл.1.10. Сравнение требований LTE Rel.8 и LTE-Advanced

Параметр	LTE Rel.8	LTE-Advanced
Ширина канала	До 20 МГц	До 100 МГц
Пиковая спектральная эффективность:		
- нисходящий канал	16 бит/с/Гц	16 (30)* бит/с/Гц
- восходящий канал	4 бит/с/Гц	8,1 (16,1)** бит/с/Гц
Задержка:		
- сигнальные данные	50 мс	50 мс
-пользовательские данные	4,9 мс	4,9 мс

\* значения приведены для конфигурации 4x4, а скобках – 8x8

\*\* значения приведены для конфигурации 2x2, а скобках – 4x4

### 1.6.2. Увеличение ширины канала

Одним из требований IMT-Advanced является требование к пропускной способности (до 1 Гбит/с) канала связи между БС и АС. Для того, чтобы обеспечить требуемые значения пропускной способности в LTE-A

предусмотрена поддержка до 5-ти частотных каналов по 20 МГц шириной. Таким образом, общая ширина канала может достигать 100 МГц [1].

Однако, необязательно, чтобы одновременно все каналы были конфигурируемы в этом ключе. Используемые каналы могут занимать соседние частотные диапазоны, а могут находиться и в различных частотных областях. Это позволяет обеспечить дополнительную гибкость при использовании имеющихся у оператора частотных диапазонов.

Как правило, предполагается, что каждый частотный канал обслуживается БС независимо (распределение ресурсов, HARQ процедуры и т.д.). Однако, возможны варианты совместного обслуживания частотных каналов. Такой вариант может быть использован, например, в гетерогенных сетях.

### 1.6.3. Координированная передача и прием

Одним из новых аспектов, который включен в стандарт LTE-A, является координированная передача и прием. Под данным термином подразумевается обслуживание одной АС несколькими БС. Координированная передача и прием рассматриваются как способ, с помощью которого можно увеличить пропускную способность на границах секторов. Особенно в случае переиспользования одних и тех же частот в различных ячейках. При этом повышение пропускной способности в нисходящем канале достигается за счет уменьшения уровня интерференции. А при восходящей передаче - за счет обработки принятого сигнала на нескольких базовых станциях [1].

### 1.7. Диспетчеризация ресурсов в LTE

Передача по каналу с общим частотно-временным ресурсом, который динамично используется большим количеством АС, как по нисходящей линии, так и по восходящей линии в LTE основана на OFDM.

Диспетчер контролирует, для каждого момента времени, каким АС нужно распределить части совместно используемого ресурса. Диспетчер также определяет скорость передачи данных, которая должна применяться для каждой АС. Диспетчер определяет производительность всей системы, особенно в очень загруженной сети. Как нисходящая, так восходящая линии связи LTE подвергаются плотному (компактному) планированию [1].

Диспетчер для каждого временного момента и частотной области выбирает АС с наилучшим состоянием канала, как показано на рис.1.5.

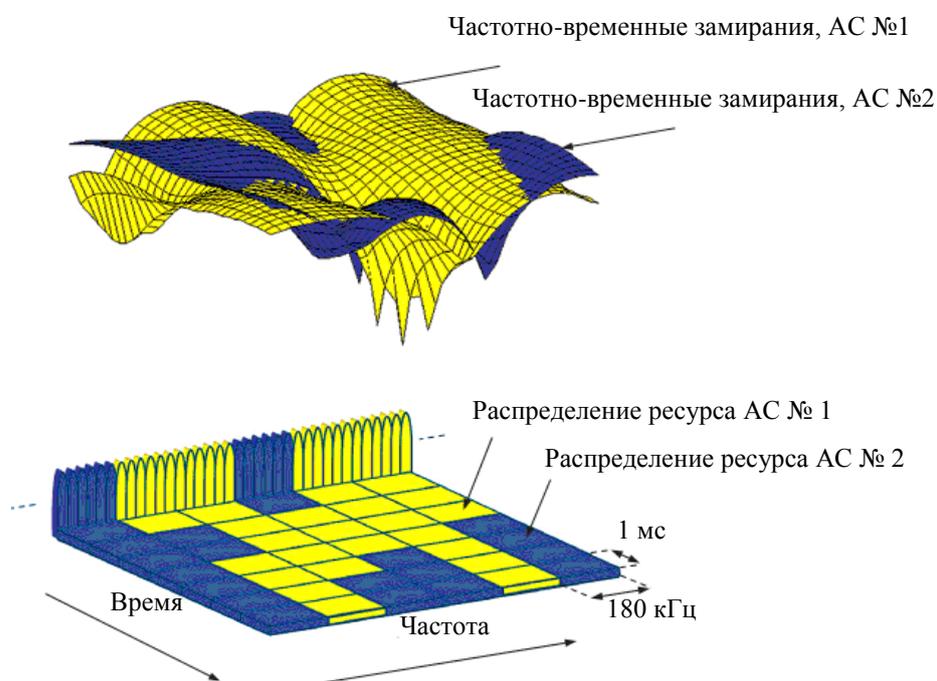


Рис.1.5. Распределение ресурсов между АС

Для LTE решения по планированию могут приниматься 1 раз каждую мс; гранулярность в частотной области 180 кГц.

## 1.8. Пути повышения пропускной способности базовых станций сети LTE. Постановка задачи на дальнейшие исследования

Одной из основных проблем управления ресурсами любой телекоммуникационной системы с коммутацией пакетов во время обслуживания - это поиск компромисса между степенью использования уже задействованных ресурсов и уровнем качества обслуживания [28-34]. В процессе совершенствования работы сети радиодоступа пытаются найти разумный компромисс в достижении этих двух противоположных целей. С одной стороны, стремятся улучшить качество обработки трафика, то есть пытаются снизить задержки в передачи пакетов и уменьшить потери пакетов. На практике этой цели можно достичь, главным образом, за счет резервирования ресурсов, а для этого необходимо иметь дополнительную незадействованную часть пропускной способности сети. С другой стороны, стараются максимально увеличить информационную нагрузку всех ресурсов сети с целью повышения экономических показателей ее эксплуатации.

Для пакетной сети параметры нагрузки связывают с такими показателями качества обслуживания, как время задержки доставки и вероятность потери пакета данных. Однако, можно утверждать, что перечисленные показатели качества обслуживания определяются пропускной способностью базовых станций. Можно утверждать, что пропускная способность базовых станций является функцией [35]:

$$C = f(P_{\varepsilon}, err, t_o, t_{ob}, P_c), \quad (1.1)$$

где  $P_{\varepsilon}$  - вероятность ошибки на бит информации;

$err$  - точность оценивания измеряемых параметров каналов;

$t_o$  - время ожидания пакета в очереди;

$t_{ob}$  - время обработки пакета;

$P_c$  - вероятность соединения.

Таким образом, для повышения пропускной способности базовых станций необходимо решение ряда задач:

- совершенствование методов адаптивной модуляции в сетях LTE при наличии помех с целью повышения пропускной способности базовых станций;
- проведение натурных исследований параметров смежных радиоканалов и определение их статистических характеристик;
- разработка математической модели смежных радиоканалов с учетом статистической зависимости между ними;
- разработка и анализ методов текущей оценки измеряемых параметров в статистически связанных радиоканалах;
- разработка методов сокращения времени обработки пакетов, при диспетчеризации ресурсов планировщика кадров;
- разработка метода рационального распределения ресурсов при доступе в сетях LTE с обеспечением сокращения времени реагирования базовых станций на запросы абонентских станций и повышения вероятности соединения.

## Выводы по разделу 1

1. Одной из технологий, призванных для решения насущных задач современных телекоммуникаций, является технология LTE. В 2015 году количество пользователей LTE-сетей достигло 1,37 миллиардов. Предполагается, что к 2020 году число пользователей достигнет 3,5 миллиарда, увеличиваясь ежегодно на 20,8%. Наличие общего канала связи, коллективно используемого большим числом абонентами, является общей чертой современных и перспективных беспроводных телекоммуникационных систем. При этом принципиальным становится дефицит частотного ресурса, снижение пропускной способности базовых станций и как следствие ограничение в предоставлении доступа АС к среде.

2. В качестве систем множественного доступа в LTE используются OFDMA в нисходящем канале и SC-FDMA в восходящем канале. Как в нисходящем, так и в восходящем канале могут использоваться следующие виды модуляции: QPSK, 16QAM, 64QAM. Адаптивный выбор данных видов модуляции обеспечивает требуемую скорость передачи информации и качество обслуживания.

3. Стандарт LTE также поддерживает технологию передачи MIMO (Multiple Input Multiple Output), которая позволяет существенно увеличить пиковую скорость передачи данных и значение спектральной эффективности. При использовании технологии MIMO и ширине канала 20 МГц максимальная скорость передачи данных может достигать 300 Мбит/с в нисходящем канале и 170 Мбит/с в восходящем.

4. Работа сети LTE осуществляется с коэффициентом переиспользования частот 1, т.е. все БС работают на одной несущей. Внутрисистемные помехи в данной системе минимизируются благодаря частотно-селективной диспетчеризации, координации помех между сотами, гибкому частотному плану. Однако, все же, проблема внутрисистемных помех присутствует в особенности на границах сот, что в свою очередь влияет на пропускную способность сети и ограничения в предоставлении доступа.

5. Показано, что пропускная способность базовых станций определяется вероятностью ошибки, точностью оценивания измеряемых параметров каналов, временем ожидания пакетов в очереди, временем обработки пакетов, вероятностью соединения.

6. Для повышения пропускной способности базовых станций необходимо решение ряда задач:

- совершенствование методов адаптивной модуляции в сетях LTE при наличии помех с целью повышения пропускной способности базовых станций;
- проведение натурных исследований параметров смежных радиоканалов и определение их статистических характеристик;

- разработка математической модели смежных радиоканалов с учетом статистической зависимости между ними;
- разработка и анализ методов текущей оценки измеряемых параметров в статистически связанных радиоканалах;
- разработка методов сокращения времени обработки пакетов, при диспетчеризации ресурсов планировщика кадров;
- разработка метода рационального распределения ресурсов при доступе в сетях LTE с обеспечением сокращения времени реагирования базовых станций на запросы абонентских станций и повышения вероятности соединения.

## РАЗДЕЛ 2.

### АДАПТИВНАЯ МОДУЛЯЦИЯ В СЕТЯХ LTE ПРИ НАЛИЧИИ ПОМЕХ ДЛЯ ПРЕДОСТАВЛЕНИЯ ДОСТУПА К СРЕДЕ

Архитектура сети LTE разработана таким образом, чтобы обеспечить поддержку пакетного трафика с так называемой “гладкой” мобильностью, минимальными задержками доставки пакетов, высокими скоростями передачи информации и показателями качества обслуживания [17]. Вместе с тем, как показывает опыт, на практике обеспечить данные показатели не всегда удается из-за помех в канале. Целью данного раздела является разработка адаптивной модуляции в сетях LTE при наличии помех для повышения пропускной способности базовых станций. По результатам данного раздела опубликованы работы [17,24,26].

#### 2.1. Анализ влияния внутрисистемных помех на пропускную способность базовых станций сети LTE

В сетях LTE возможно гибкое выделение пользователям частотно-временных ресурсных блоков одной несущей. Серьезной проблемой в таких сетях являются внутрисистемные помехи, избежать которые можно, благодаря скоординированному между базовыми станциями распределению ресурсных блоков между обслуживаемыми абонентами [36,37].

Работа сетей LTE осуществляется с коэффициентом переиспользования частот 1, т.е. все БС работают на одной несущей. Гарантируемая пропускная способность таких сетей 144 кбит/с. Ресурсы одной несущей, благодаря OFDM, могут гибко выделяться пользователям частотно-временными блоками по 180 кГц x 1 мс. Очевидно, что, если в соседних сотах выделяются пользователям одни и те же ресурсные блоки, то спектр несущей используется наиболее эффективно [36]. Но при этом остро встает проблема

внутрисистемных помех в особенности на границах сот. Наличие внутрисистемных помех будет снижать пропускную способность базовых станций.

### 2.1.1. Помехи в сети, работающей на одной несущей

Как показано на рис. 2.1, если пользователю 1 на краю левой соты будут выделены те же ресурсные блоки, что и пользователю 2 в правой соте, то на линии вниз сигнал, излучаемый для пользователя 2, будет являться помехой для пользователя 1. При условии, что пользователь 2 находится достаточно далеко от границы соты, сигнал, излучаемый левой станцией для пользователя 1, не будет являться помехой для пользователя 2 [37].

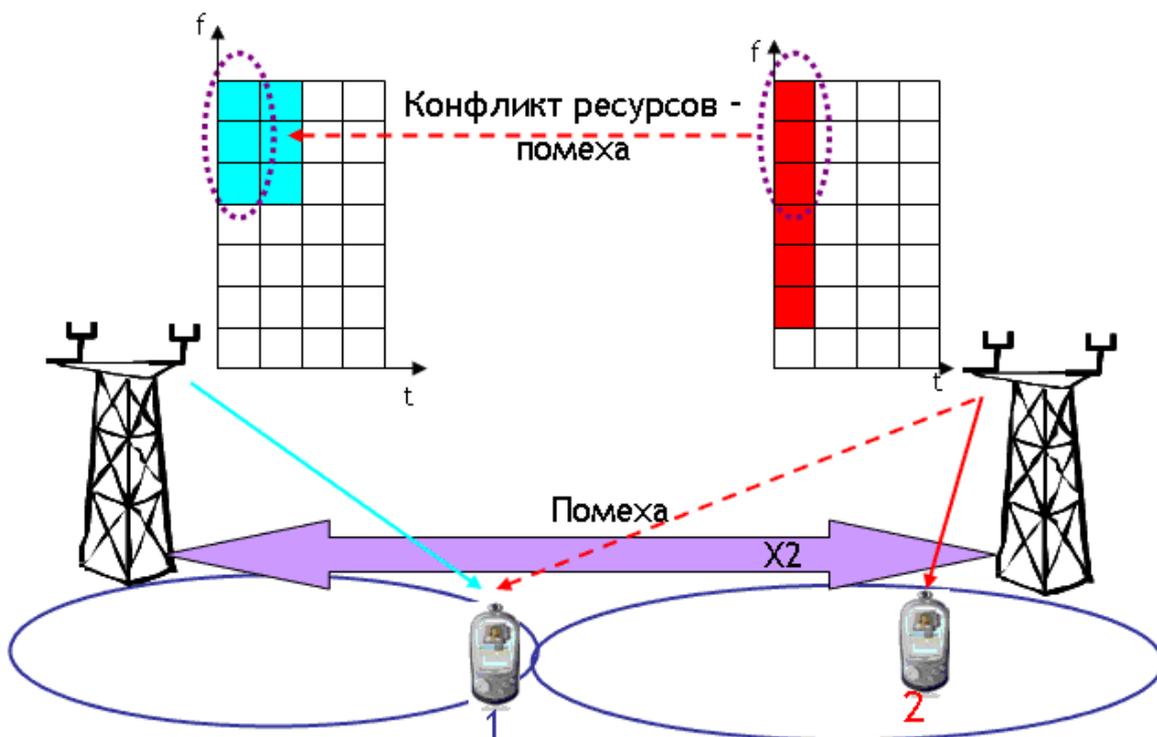


Рис.2.1. Внутрисистемные помехи

На линии вверх в правой соте сигнал пользователя 1 будет поступать в приемные цепи правой базовой станции, и интерферировать с сигналом пользователя 2 независимо от положения последнего в соте. Сигнал

пользователя 2 на линии вверх, благодаря регулировке мощности передатчика 1, будет излучаться с мощностью, минимально необходимой для обработки в обслуживающей базовой станции, и не будет являться помехой для соседних сот.

Таким образом, влияние внутрисистемных помех на характеристики линий вверх и вниз системы LTE различно:

- Излучения АС, находящихся на границе двух сот, создают помехи для любого пользователя соседней соты, работающего на той же частоте, независимо от его местоположения внутри соты. Следовательно, даже малое количество пользователей на краю соты может создавать помехи на линии вверх для всех пользователей соседней соты.

- Излучение БС сигналов для собственных пользователей создает помехи только для тех пользователей соседней соты, которые находятся на границе этих двух сот и работают на одних и тех же частотах. Таким образом, помехи на линии вниз создаются только для малой части пользователей соседней соты. Избежать помех можно, выделяя пользователям на границах двух сот разные частотные блоки.

Наиболее уязвимой для помех является линия вверх, и к координации помех на линии вверх предъявляются более серьезные требования. Для снижения эффекта внутрисистемных помех в LTE применяются функции диспетчера частотных ресурсов (FSS - Frequency Selective Scheduling) и контроля помех между сотами (ICIC - Inter Cell Interference Control).

### 2.1.2. Влияние помех на пропускную способность

Для того чтобы проанализировать влияние внутрисистемных помех на пропускную способность запишем выражения для потенциальной скорости передачи информации (граница Шеннона) для двух случаев: полезный сигнал передается в присутствии аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ);

полезный сигнал передается в присутствии АБГШ и соканальных помех [24, 38].

Граница Шеннона скорости передачи в полосе  $\Delta F$  для первого случая:

$$C_1 = \Delta F \log_2 \left( 1 + \frac{P_c L_c}{N_0} \right), \quad (2.1)$$

где  $\Delta F$  - полоса частот;

$P_c$  - мощность передатчика полезного сигнала;

$L_c$  - ослабление полезного сигнала между передатчиком и приемником;

$N_0$  - спектральная плотность мощности АБГШ.

Потенциальная скорость передачи информации в присутствии АБГШ и соканальных помех:

$$C_2 = \Delta F \log_2 \left( 1 + \frac{P_c L_c}{N_0 + \sum_{i=1}^k P_i L_i} \right), \quad (2.2)$$

где  $i$  - номер источника соканальной помехи;

$P_i$  - мощность излучения  $i$ -й помехи;

$L_i$  - ослабление  $i$ -й помехи между мешающим передатчиком и точкой приема.

Снижение скорости передачи вследствие соканальных помех:

$$\begin{aligned}
\Delta C = C_1 - C_2 &= \Delta F \log_2 \left( \frac{1 + \frac{P_c L_c}{N_0}}{1 + \frac{P_c L_c}{N_0 + \sum_{i=1}^k P_i L_i}} \right) = \Delta F \log_2 \left( \frac{1 + \frac{P_c L_c}{N_0}}{1 + \left( \frac{N_0}{P_c L_c} + \frac{\sum_{i=1}^k P_i L_i}{P_c L_c} \right)^{-1}} \right) = \\
&= \Delta F \log_2 \left( \frac{1 + h^2}{1 + \left( \frac{1}{h^2} + \frac{1}{q^2} \right)^{-1}} \right), \tag{2.3}
\end{aligned}$$

где  $h^2 = \frac{P_c L_c}{N_0}$  - отношение сигнал-шум,  $q^2 = \frac{P_c L_c}{\sum_{i=1}^k P_i L_i}$  - отношение

сигнал-помеха.

Проведен анализ снижения пропускной способности сети LTE за счет соканальных помех. На рис.2.2 представлены зависимости относительного снижения пропускной способности базовых станций сети от отношения сигнал-помеха при различных значениях сигнал-шум. Если пользователь находится на краю соты, то мощность соканальных помех сравнима с мощностью полезного сигнала, т.е.  $q^2 \approx 0$  дБ. Потери в пропускной способности для пользователя на краю соты при  $q^2 = 0$  дБ и  $h = 8$  дБ, достигают 70 % .

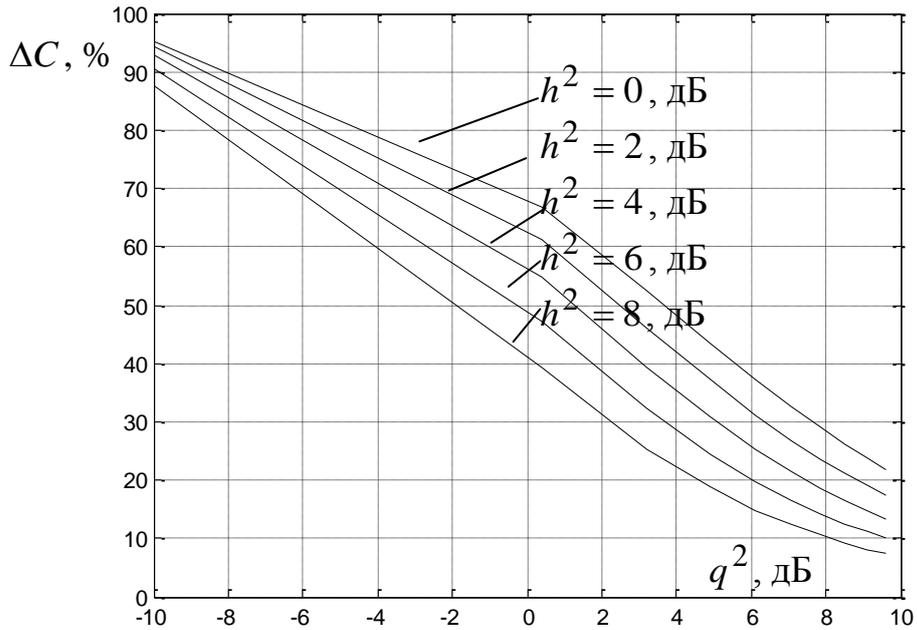


Рис. 2.2. Снижение пропускной способности в зависимости от отношения сигнал-помеха для технологии LTE

Таким образом, для повышения пропускной способности и вероятности соединения необходимо усовершенствование адаптивной модуляции при наличии помех.

## 2.2. Анализ влияния вида модуляции и скорости кодирования информации на пропускную способность

Представляет интерес оценка влияния способа модуляции и скорости кодирования информации на процесс адаптивного управления пропускной способностью при наличии импульсных и флуктуационных помех (ФП) в канале обмена информацией [17, 39,40].

Проведем анализ влияния непреднамеренных помех на широкополосную систему радиодоступа при использовании информационных сигналов на основе фазовой и квадратурно-амплитудной манипуляции (QAM) с различными скоростями кодирования, которые используются в LTE сетях. В качестве

показателя качества системы передачи данных выберем вероятность ошибки, которая, в общем случае, определяется как:

$$P_э = \frac{1}{2} \left[ 1 - F \left( \sqrt{\frac{D_{1,2}}{2N_0}} \right) \right], \quad (2.4)$$

где  $D_{ij} = \int_0^{T_s} (x_{si}(t) - x_{sj}(t))^2 dt$  - энергетическое расстояние между

сигналами,  $N_0$  - спектральная плотность мощности шума,  $F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-\frac{y^2}{2}} dy$

- функция Лапласа.

Энергетическое расстояние между сигналами для рассматриваемых сигналов оценивается как:

- Для PSK:

$$D_{i,i+1} = 2\sqrt{E} \sin \frac{\pi}{M}, \quad (2.5)$$

где  $M$  - число позиций,

$E$  - эквивалентная энергия.

Для QAM:

$$D_{i,i+1} = \sqrt{2E} (\sqrt{M} - 1)^{-1}. \quad (2.6)$$

Будем считать, что расстояние между мобильной и базовой станциями составляет  $r$ . Тогда плотность потока энергии, которая образуется излученным сигналом в месте размещения приемной антенны системы радиодоступа,

которая находится на расстоянии  $r$  от излучающей антенны, составляет

$$S_{np} = \frac{PG}{4\pi r^2},$$

где  $P$  – мощность передатчика,  $G$  – коэффициент усиления

антенны передатчика. Мощность сигнала на входе приемника, в этом случае, можно записать как:

$$P_p = S_{np}A,$$

где  $A$  – эффективная площадь антенны приемника.

Следует отметить, что при оценке мощности сигнала на входе приемника необходимо учитывать коэффициенты, которые оценивают потери энергии сигнала за счет несовпадения поляризации, а также потери сигнала в антенно-фидерном тракте приемника. Для обнаружения сигналов необходимо, чтобы отношение сигнал / шум было больше порогового. Отношение сигнал-шум

можно оценить на основе следующего выражения  $h^2 = \sqrt{\frac{P_p}{N_0}}$ .

Необходимо также учитывать, что на приемник системы радиодоступа с нескольких направлений влияет  $J$  источников ФП. В результате действия помех спектральная плотность мощности  $N_0$  внутреннего шума, пересчитанного ко входу приемника, дополняется суммарной спектральной плотностью мощности  $J$  внешних помех  $N_p$ , которая определяется соотношением:

$$N_p = \sum_{j=1}^J \frac{P_{pj}G_{pj}}{4\pi r_j^2 \Delta F_{pj}} A_j,$$

где  $P_{pj}$ ,  $G_{pj}$  – эффективная излучаемая мощность и коэффициент усиления антенны  $j$ -го источника помех,  $\Delta F_{pj}$  – ширина ее энергетического

спектра,  $r_j$  - дальность источника к приемнику LTE,  $A_j$  - эффективная площадь приемной антенны для направления прихода и поляризации колебаний помех  $j$ -го источника. Таким образом, если на приемник влияет флуктуационный помеховый сигнал со средней мощностью  $P_{pj}$ , который полностью покрывает его рабочую полосу  $\Delta F_{pj}$  и аналогично со стационарным гауссовским шумом имеет нулевое среднее и равномерную спектральную плотность мощности  $J_0 = \frac{P_{pj}}{\Delta F_{pj}}$ . Тогда соотношение сигнал / (шум + помеха)

на входе приемника LTE определим следующим образом:

$$h^2 = \sqrt{\frac{P_{pb}}{N_0 + J_0}}, \quad (2.7)$$

Учитывая (2.4) (2.5), и (2.7) и с учетом скорости кодирования  $R_k = \frac{k}{n}$  получаем вероятность  $P_9$  при передаче равновероятных сигналов фазовой модуляции:

$$P_9 = \frac{1}{2} \left[ 1 - F \left( \sqrt{\frac{2PGA_n}{4\pi r^2 (N_0 + J_0) k}} \sin \frac{\pi}{M} \right) \right], \quad (2.8)$$

где  $E_s = E_0 \log_2 M$  – энергия на один символ.

Предположим теперь, что вместо непрерывной широкополосной помехи действует импульсная помеха повышенной мощности  $\frac{P_j}{\rho}$ , что достигается за счет уменьшения времени ее воздействия на приемник по общему времени воздействия на величину  $\rho$  ( $0 < \rho < 1$ ).

Вероятность возникновения импульсной помехи в данный момент времени можно считать равной  $\rho$ . Из-за воздействий помех в течение

относительного времени передачи  $\rho$  спектральная плотность мощности помехи с учетом теплового шума возрастает до  $N_0 + \frac{J_0}{\rho}$ . В промежуток времени, оставшийся с вероятностью  $(1 - \rho)$  источник помех не выдает, и отношение сигнал / шум принимаемого сигнала определяется только наличием ФП со спектральной плотностью мощности  $N_0$  (выражение (2.7) при  $J_0 = 0$ ).

Таким образом, выражение для вероятности  $P_э$  при воздействии импульсной помехи представляет собой сумму ошибок с учетом ФП и с учетом импульсных помех:

$$P_э = \frac{1}{2} \left\{ (1 - \rho) \left[ 1 - F \left( \sqrt{\frac{2PGAn}{4\pi r^2 N_0 k}} \sin \frac{\pi}{M} \right) \right] + \rho \left[ 1 - F \left( \sqrt{\frac{2PGAn}{4\pi r^2 (N_0 + J_0) k}} \sin \frac{\pi}{M} \right) \right] \right\}$$

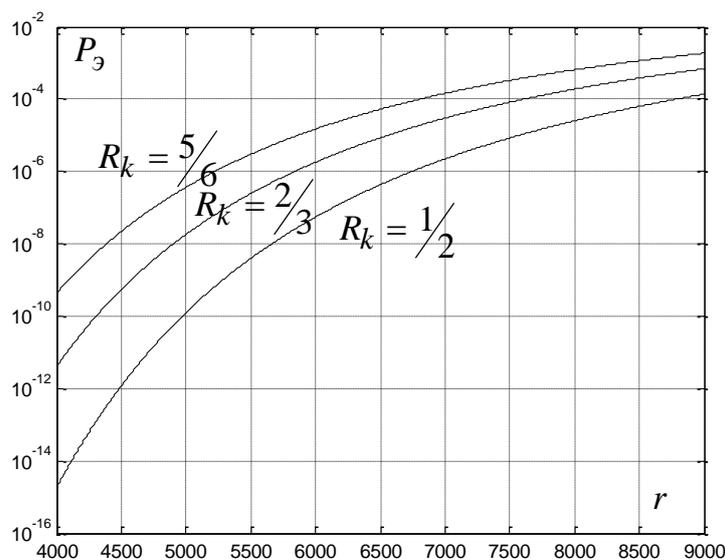


Рис.2.3. Зависимость вероятности ошибки от расстояния между передатчиком и приемником для модуляции BPSK при различных скоростях кодирования

Построены кривые вероятности ошибки на бит информации от расстояния между передатчиком и приемником. Кривые вероятности ошибки на бит информации, при использовании сигналов с манипуляцией BPSK и

мощности излучения равной 1 Вт, представлены на рис. 2.3. Скорости кодирования выбраны в соответствии с требованиями LTE сети и соответствуют  $R_k = 1/2$  - нижняя кривая на рис.2.3,  $R_k = 2/3$  - средняя кривая на рис. 2.3 и  $R_k = 5/6$  - верхняя кривая.

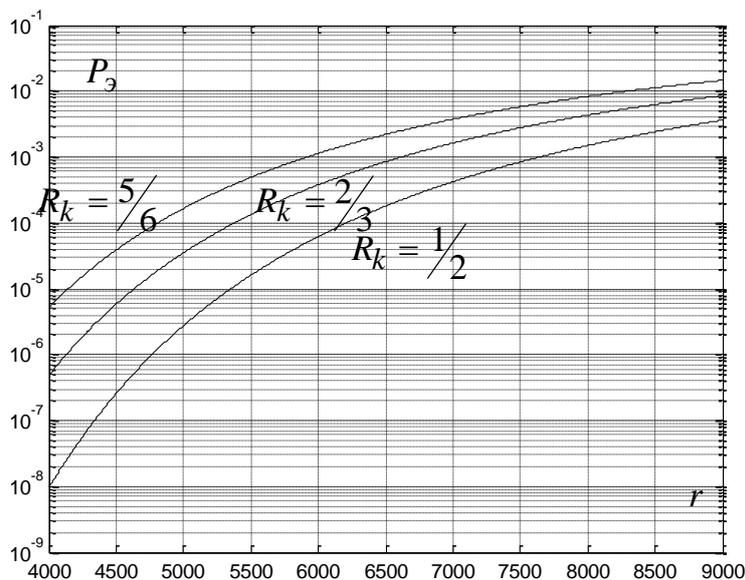


Рис.2.4. Зависимость вероятности ошибки от расстояния между передатчиком и приемником для модуляции QPSK при различных скоростях кодирования

Кривые вероятности ошибки на бит информации, при использовании сигналов с манипуляцией QPSK и мощности излучения равной 1 Вт, представлены на рис. 2.4. Скорости кодирования выбраны те же и соответствуют  $R_k = 1/2$  - нижняя кривая на рис. 2.4,  $R_k = 2/3$  - средняя кривая на рис. 2.4 и  $R_k = 5/6$  - верхняя кривая.

Построены кривые вероятности ошибки на бит информации от расстояния между передатчиком и приемником при наличии импульсных помех. Мощность импульсной помехи при моделировании была выбрана в три раза больше мощности внутренних шумов.

Кривые вероятности ошибки на бит информации, при использовании сигналов с манипуляцией BPSK, мощности излучения равной 1 Вт и при наличии импульсных помех представлены на рис. 2.5. Скорости кодирования выбраны в соответствии с требованиями LTE сети и соответствуют  $R_k = 1/2$  - нижняя кривая на рис.2.5,  $R_k = 2/3$  - средняя кривая на рис. 2.5 и  $R_k = 5/6$  - верхняя кривая.

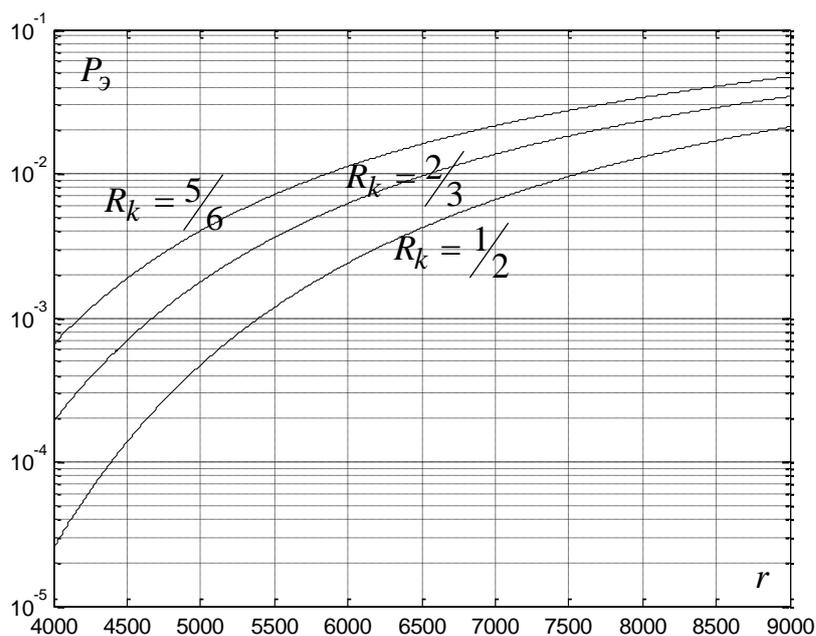


Рис.2.5. Зависимость вероятности ошибки от расстояния между передатчиком и приемником для модуляции BPSK при различных скоростях кодирования при наличии помех

Кривые вероятности ошибки на бит информации, при использовании сигналов с манипуляцией QPSK, мощности излучения равной 1 Вт и при наличии ФП представлены на рис. 2.6. Скорости кодирования выбраны те же и соответствуют  $R_k = 1/2$  - нижняя кривая на рис.2.6,  $R_k = 2/3$  - средняя кривая на рис. 2.6 и  $R_k = 5/6$  - верхняя кривая.

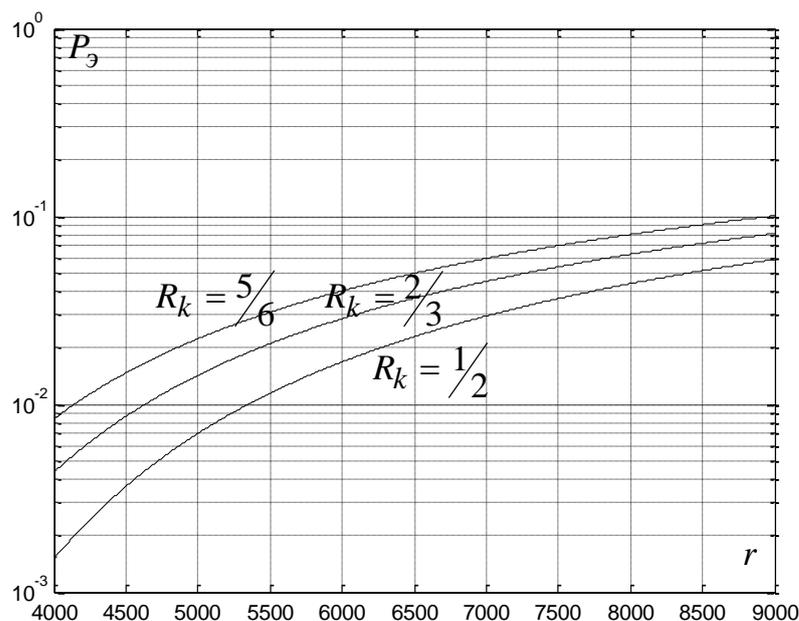


Рис.2.6. Зависимость вероятности ошибки от расстояния между передатчиком и приемником для модуляции QPSK при различных скоростях кодирования при наличии помех

Приведенные выражения преобразованы при использовании QAM сигналов, используя энергетическое расстояние этих сигналов (выражение (2.6)):

$$P_{\text{э}} = \frac{1}{2} \left\{ (1 - \rho) \left[ 1 - F \left( \sqrt{\frac{\sqrt{2}PGAn}{8\pi r^2 N_0 k(\sqrt{M} - 1)}} \right) \right] + \rho \left[ 1 - F \left( \sqrt{\frac{\sqrt{2}PGAn}{8\pi r^2 (N_0 + J_0) k(\sqrt{M} - 1)}} \right) \right] \right\}.$$

Кривые вероятности ошибки на бит информации, при использовании сигналов с манипуляцией QAM-16 и мощности излучения равной 1 Вт, представлены на рис. 2.7. Скорости кодирования выбраны те же и

соответствуют  $R_k = 1/2$  - нижняя кривая на рис.2.7,  $R_k = 2/3$  - средняя кривая на рис. 2.7 и  $R_k = 5/6$  - верхняя кривая.

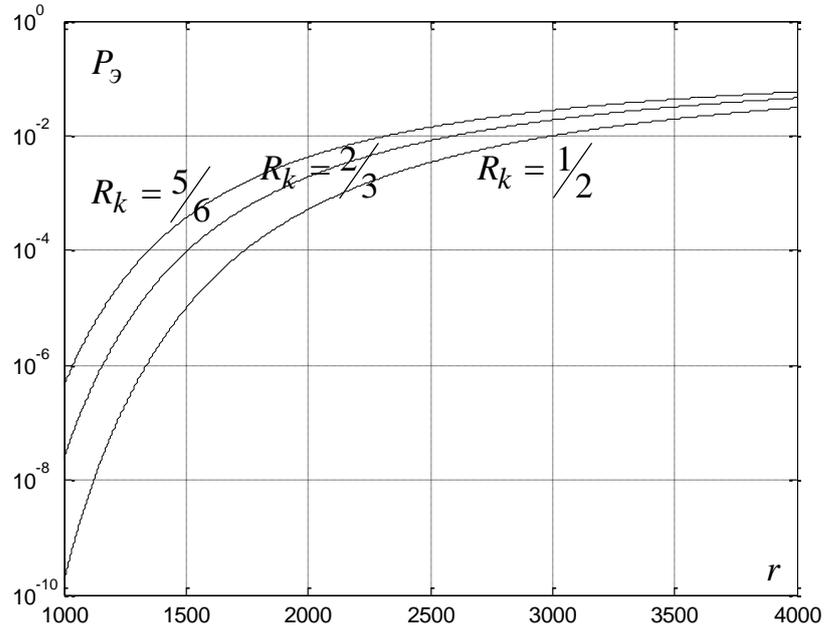


Рис.2.7. Зависимость вероятности ошибки от расстояния между передатчиком и приемником для модуляции QAM-16 при различных скоростях кодирования

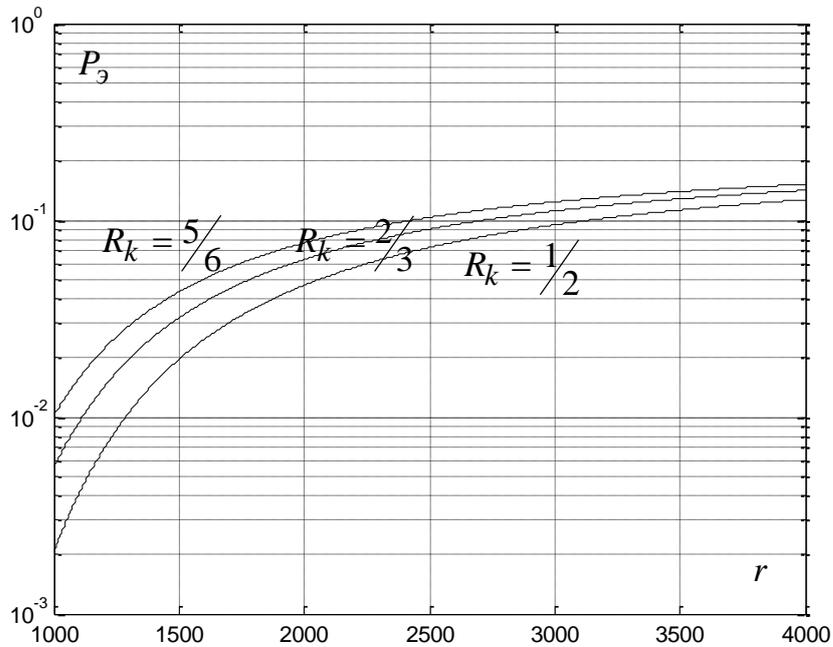


Рис.2.8. Зависимость вероятности ошибки от расстояния между передатчиком и приемником для модуляции QAM-64 при различных скоростях кодирования

Кривые вероятности ошибки на бит информации, при использовании сигналов с манипуляцией QAM-64 и мощности излучения равной 1 Вт, представлены на рис. 2.8. Скорости кодирования выбраны те же и соответствуют  $R_k = 1/2$  - нижняя кривая на рис. 2.8,  $R_k = 2/3$  - средняя кривая на рис. 2.8 и  $R_k = 5/6$  - верхняя кривая.

Кривые вероятности ошибки на бит информации, при использовании сигналов с манипуляцией QAM-16, мощности излучения равной 1 Вт и при наличии импульсных помех представлены на рис. 2.9. Скорости кодирования выбраны те же и соответствуют  $R_k = 1/2$  - нижняя кривая на рис.2.9,  $R_k = 2/3$  - средняя кривая на рис. 2.9 и  $R_k = 5/6$  - верхняя кривая.

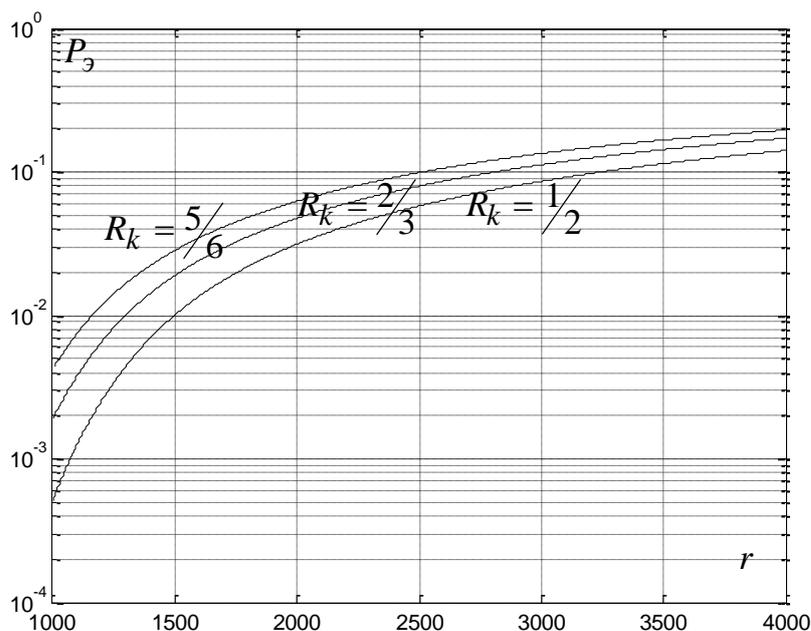


Рис.2.9. Зависимость вероятности ошибки от расстояния между передатчиком и приемником для модуляции QAM-16 при различных скоростях кодирования при наличии помех

Кривые вероятности ошибки на бит информации, при использовании сигналов с манипуляцией QAM-64, мощности излучения равной 1 Вт и при наличии импульсных помех представлены на рис. 2.10. Скорости кодирования

выбраны те же и соответствуют  $R_k = 1/2$  - нижняя кривая на рис.2.10,  $R_k = 2/3$  - средняя кривая на рис. 2.10 и  $R_k = 5/6$  - верхняя кривая.

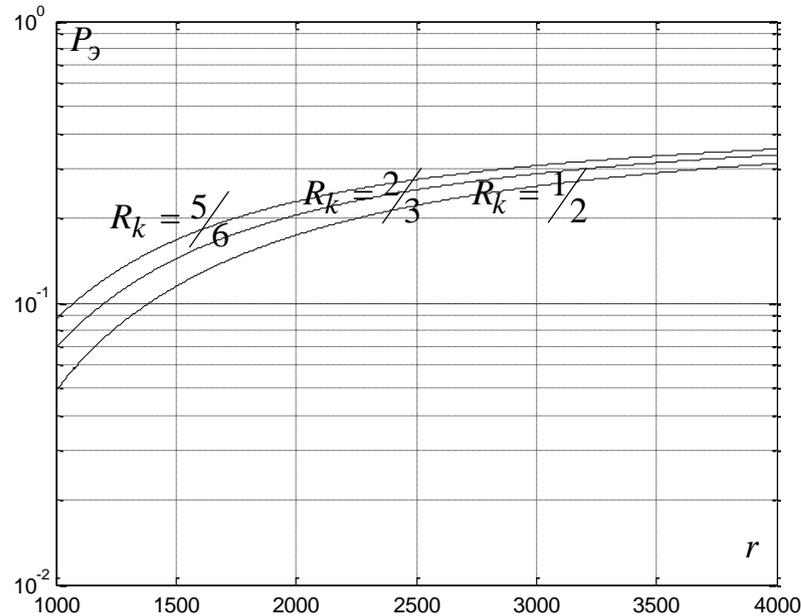


Рис.2.10. Зависимость вероятности ошибки от расстояния между передатчиком и приемником для модуляции QAM-64 при различных скоростях кодирования при наличии помех

Проведенный анализ показывает, что, используя оценку дальности между БС и АС и мощности помех, можно адаптивно управлять вероятностью ошибки с целью оптимизации пропускной способности сети и вероятности соединения.

## Выводы по разделу 2

1. Архитектура сети LTE разработана таким образом, чтобы обеспечить поддержку пакетного трафика с так называемой “гладкой” мобильностью, минимальными задержками доставки пакетов, высокими скоростями передачи информации и показателями качества обслуживания. Вместе с тем, как показывает опыт, на практике обеспечить данные показатели не всегда удается из-за помех в канале.

2. Работа сетей LTE осуществляется с коэффициентом переиспользования частот 1, т.е. все базовые станции работают на одной несущей. Очевидно, что, если в соседних сотах выделяются пользователям одни и те же ресурсные блоки, то спектр несущей используется наиболее эффективно. Но при этом остро встает проблема внутрисистемных помех в особенности на границах сот. Проведен анализ снижения пропускной способности базовых станций сети LTE за счет соканальных помех. Анализ показал, что потери в пропускной способности для пользователя на краю соты могут достигать до 70 % .

3. Проведен анализ влияния вида модуляции и скорости кодирования информации на пропускную способность. Построены кривые вероятности ошибки на бит информации от расстояния между передатчиком и приемником при использовании видов модуляции BPSK, QPSK, QAM-16 и QAM-64 при различных скоростях кодирования и при наличии помех. Проведенный анализ показывает, что, используя расстояние между базовой и абонентской станциями и мощности помех, можно адаптивно управлять параметрами вероятности ошибки с целью повышения пропускной способности базовых станций сети.

## РАЗДЕЛ 3.

## МЕТОДЫ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ РАДИОКАНАЛОВ СЕТИ LTE

Как было показано в разделе 1 для предоставления доступа и распределения ресурсов абонентам в сети LTE производятся измерения параметров каналов. Диспетчеризация ресурсов может осуществляться:

- по максимальной скорости передачи информации,
- по максимальному отношению мощности сигнала к мощности помех и шума в канале,
- карусельная (циклическая) диспетчеризация (поочередно использовать разделенные ресурсы, не принимая условия качества канала во внимание),
- пропорционально равноправный диспетчер (в этой стратегии разделенные ресурсы предназначаются для пользователя с относительно наилучшими условиями радиосвязи циклически).

В разделе 1 показано, что в сети LTE каждые 0,5 мс производятся измерения характеристик канала, и каждые 40 мс отправляются отчеты о средних значениях измеренных параметров. На наш взгляд такой подход не является рациональным, поскольку параметры каналов постоянно меняются, и на момент отправки отчетов об измерениях состояние канала не будет соответствовать среднему значению. Кроме того, измерения производятся в присутствии шумов. Более конструктивным решением в данном случае является применение методов оценки измеряемых параметров в реальном масштабе времени. По материалам данного раздела опубликованы работы [19,21,23,25].

### 3.1. Измеряемые параметры радиоканалов и их статистические характеристики

Распределение частотного ресурса между абонентами осуществляется ресурсными блоками, каждому из которых соответствует полоса частот 180 кГц в частотной области, что при разносе между соседними поднесущими частотами в 15 кГц соответствует 12 поднесущим, и временной интервал 0,5 мс во временной области (1 слот). В режиме работы с нормальным циклическим префиксом ресурсный блок содержит 7 SC-FDMA-символов, а в режиме работы с расширенным циклическим префиксом – 6 SC-FDMA-символов [1,2,41,42].

Максимальное количество доступных ресурсных блоков зависит от выделенного системе диапазона частот, значение которого может достигать до 20 МГц, однако на краях выделенного диапазона предусмотрены защитные интервалы, которые не используются для передачи информации. Так, при выделении системе LTE полосы в 10 МГц реально будет использоваться только 9 МГц, что соответствует 50 ресурсным блокам [1].

При формировании сигнала восходящих каналов комплексные модуляционные символы размещаются по доступным частотно-временным ресурсам (ЧВР), не занятым пилотными символами (рис. 3.1), где пилотные символы выделены тёмным цветом. Пилотные символы располагаются в середине слота, они используются на приемной стороне для оценки качества канала [43]. После размещения данных по ЧВР генерируется SC-FDMA-сигнал с периодическим добавлением циклического префикса (ЦП) во временной области.

Выделяемый абоненту ресурс всегда кратен в частотной области полосе шириной 180 кГц, а во временной — интервалу длительностью 1 мс, что соответствует двум слотам радиосигнала или одному подкадру. Контроль за сигналами абонентов осуществляется БС таким образом, чтобы их сигналы не перекрывались по частоте или во времени. Изменяя номера используемых

входов блока ОБПФ передатчика, АС может передавать свой сигнал в нужной полосе (рис. 3.2).

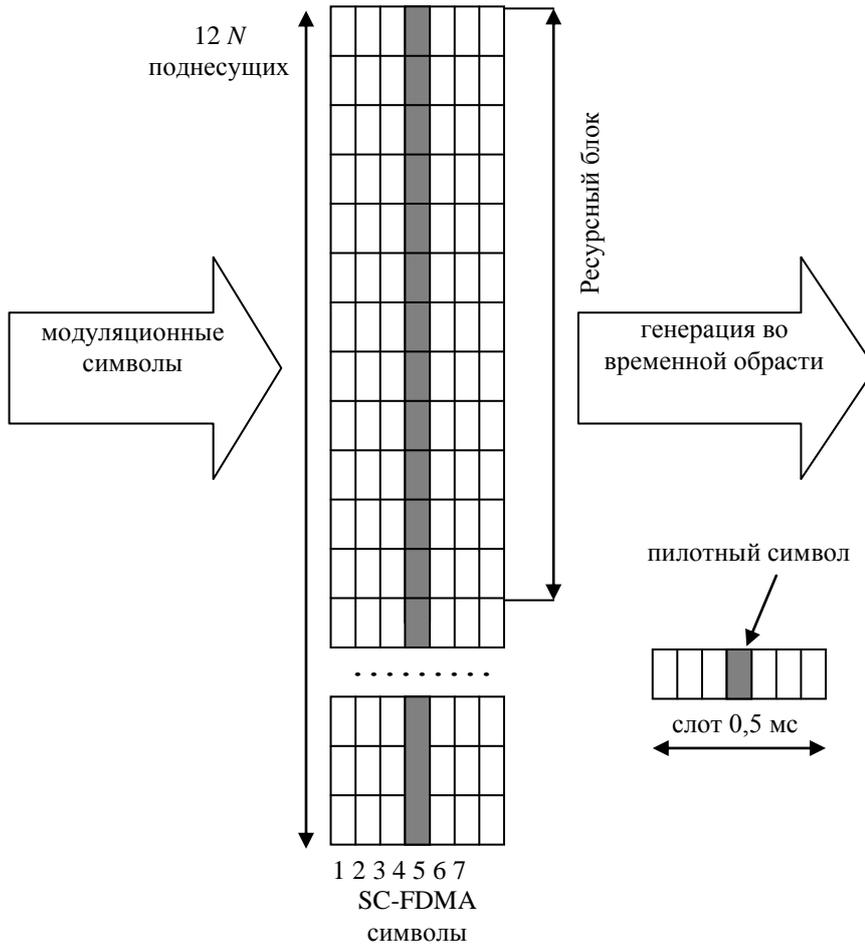


Рис. 3.1. Структура слота сигнала SC-FDMA

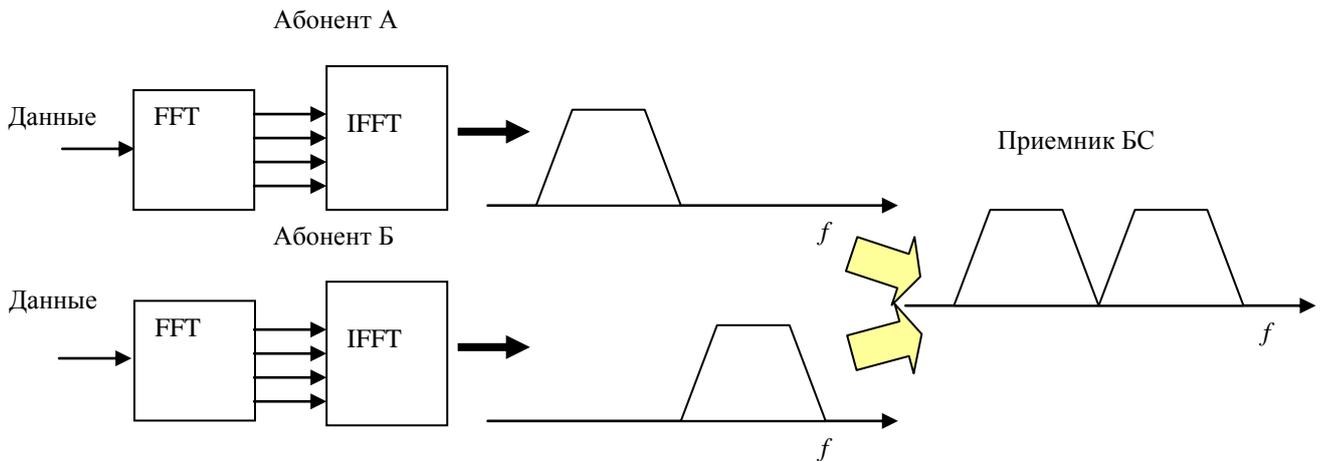


Рис. 3.2. Частотное разнесение сигналов различных абонентов

Для предоставления доступа и распределения ресурсов абонентам может производиться измерение следующих показателей [1, 43-49]:

- 1) средней мощности принятых пилотных сигналов  $P_{cp}$  (дБм) – RSRP;
- 2) качество принятых пилотных сигналов - RSRQ (отношение средней мощности принятых пилотных сигналов  $P_{cp}$  к средней мощности сигналов в OFDMA символах  $P_{OFDM}$  на одну поднесущую):

$$\text{RSRQ} = \frac{P_{cp}}{P_{OFDM}/N}, \text{ дБ}; \quad (3.1)$$

- 3) отношение мгновенной скорости передачи данных к средней скорости:

$$k = \arg \max_i \frac{I'_i}{\overline{I'_i}}, \quad (3.2)$$

где  $I'_i$  - мгновенная скорость передачи данных для пользователя  $i$ , и  $\overline{I'_i}$  - средняя скорость данных для пользователя  $i$ . Средняя величина рассчитывается за определенный период  $T_{PF}$ . Обычно  $T_{PF}$  задается до одной секунды;

- 4) отношение мощности сигнала  $P_c$  к мощности помех  $P_n$  и мощности шума  $P_{ш}$  (ОСПШ), дБ:

$$h = \frac{P_c}{P_n + P_{ш}}. \quad (3.3)$$

Наиболее наглядным показателем является ОСПШ, так как, во-первых, показатели RSRP и RSRQ не учитывают мощностей помех в каналах, во вторых показатель  $k$  является производным показателем от ОСПШ [50]. Поэтому при

измерениях и оценках показателей качества каналов LTE сетей воспользуемся показателем ОСПШ.

Проведены натурные исследования ОСПШ [19,21] восходящего канала в частотном диапазоне 1920 – 1980 МГц на смежных частотах 1920000 кГц и 1920180 кГц. Эксперимент состоял в следующем. Генерировались тестовые сигналы на частотах 1920000 кГц (канал 1) и 1920180 кГц (канал 2). На приемной стороне производились измерения ОСПШ в каждом канале. Для набора статистики было произведено 1000 измерений на протяжении 428,6 мс через интервал времени  $\Delta t = 0,4286$  мс.

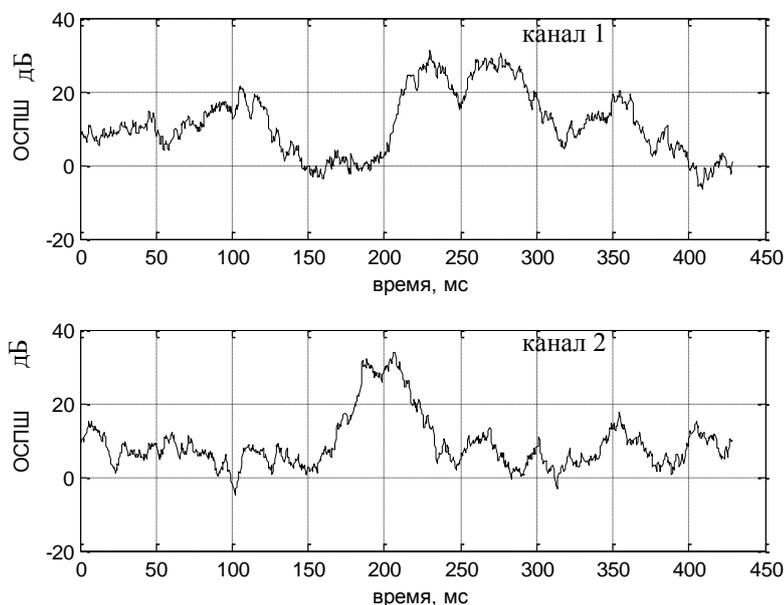


Рис. 3.3. Результаты измерений ОСПШ двух смежных каналов

По полученным реализациям в среде Matlab построены зависимости ОСПШ от времени наблюдения. На рис.3.3 представлены результаты измерений ОСПШ двух смежных каналов. Судя по данным зависимостям можно сказать, что ОСПШ представляет собой случайный процесс как для канала 1, так и для канала 2.

В предположении о том, что данные процессы являются эргодическими по одним достаточно длинным реализациям получены:

- математические ожидания (средние значения):

$$m = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T h(t) dt,$$

для процесса 1 математическое ожидание  $m_1 = 11.0671$ ,

для процесса 2 математическое ожидание  $m_2 = 10.9773$ ;

- дисперсии (разброс относительно средних значений):

$$\sigma^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [h(t) - m]^2 dt,$$

для процесса 1 дисперсия  $\sigma_1^2 = 33.2875$ ,

для процесса 2 дисперсия  $\sigma_2^2 = 27.0391$ ;

- автокорреляционные функции  $R(\tau)$ , ( $\tau$  - временной сдвиг):

$$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T h(t)h(t + \tau) dt - m^2.$$

Данные зависимости представлены на рис. 3.4 а). Из данных графиков видно, что максимальные значения,  $R_{\max}$  данные функции имеют при  $\tau = 0$  и медленно убывают при увеличении временного сдвига. Судя по данным графикам, можно сделать вывод о том, что они имеют экспоненциальный вид. В соответствии с теоремой Дж. Дуба можно утверждать, что полученные процессы являются марковскими.

Числовой характеристикой, служащей для оценки «скорости изменения» реализаций случайного процесса, является интервал корреляции  $\tau_{kor}$ , определяемый выражением:

$$\tau_{kor} = \frac{1}{R(0)} \int_0^{\infty} |R(\tau)| d\tau. \quad (3.4)$$

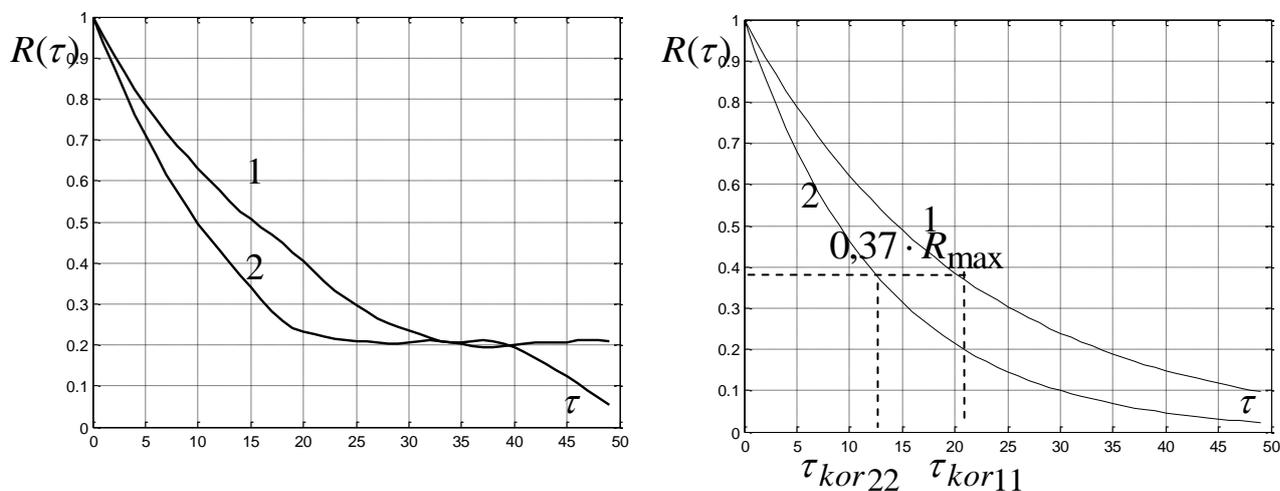


Рис. 2.4. Графики нормированных корреляционных функций процессов 1 и 2

Полученные функции корреляции можно аппроксимировать выражением:

$$R(\tau) = e^{-\alpha \cdot \tau}, \quad (3.5)$$

где  $\alpha = 1/\tau_{kor}$ .

По экспериментальным графикам корреляционных функций построены аппроксимированные экспоненты (рис.3.4 б). Очевидно, при  $\tau = \tau_{kor}$  экспонента  $e^{-1} \cong 0.37$ . Считается, что интервал корреляции  $\tau_{kor}$  определяется в точке, где корреляционная функция  $R(\tau) = 0.37R_{\max}$ .

Для определения скорости изменения процессов по полученным графикам корреляционных функций определены интервалы корреляции. Для процесса 1 интервал корреляции составляет  $\tau_{kor11} = 21$  временной сдвиг, что соответствует временному интервалу  $\tau_{kor11} \cdot \Delta t = 21 \cdot 0,4286 = 9,0006$  мс. Для процесса 2 интервал корреляции составляет  $\tau_{kor22} = 13$  временных сдвигов, что соответствует временному интервалу  $\tau_{kor22} \cdot \Delta t = 13 \cdot 0,4286 = 5,5718$  мс.

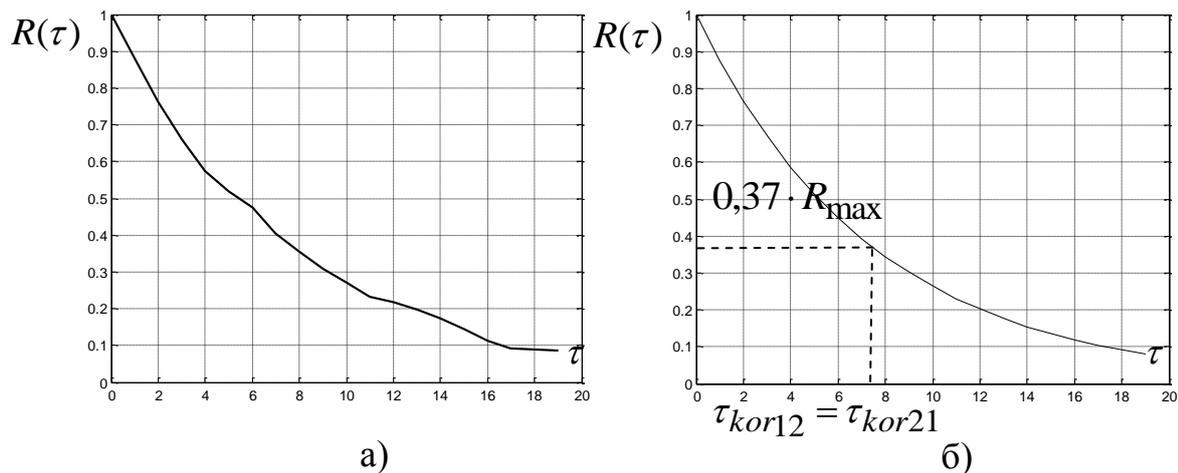


Рис. 3.5. График нормированной взаимной корреляционной функции

Для определения статистической зависимости двух процессов построена взаимная корреляционная функция. На рис. 3.5 а) представлен график нормированной корреляционной функции двух процессов. По экспериментальному графику взаимной корреляционной функции построена аппроксимированная экспонента (рис.3.5 б).

По данному графику определен интервал взаимной корреляции между двумя процессами. Интервал корреляции составляет  $\tau_{kor} = 7,5$  временных сдвигов. Следовательно, во времени он составляет  $\tau_{kor} \cdot \Delta t = 7,5 \cdot 0,4286 = 3,2145$  мс. Таким образом, можно утверждать, что процессы в смежных каналах являются статистически зависимыми.

Для рационального управления доступом к среде, распределения ресурсов и обеспечение требуемой пропускной способности базовых станций сети LTE необходимо представление процессов (состояние каналов) в виде математической модели [19,21].

### 3.2. Математические модели радиоканалов

Как показано выше радиоканалы являются марковскими процессами. Векторный марковский процесс  $\vec{x}(t)$  можно представить в форме уравнений состояния:

$$\frac{d\vec{x}(t)}{dt} = F(t)\vec{x}(t) + G(t)\vec{\xi}(t), \quad (3.6)$$

где  $\vec{x}(t)$  - вектор состояния, который зависит от времени;  $F(t), G(t)$  матрицы (для одномерного случая коэффициенты) состояния и возбуждения соответственно;  $\vec{\xi}(t)$  - порождающее векторное белое гауссовское поле с нулевым средним.

Для стационарного случая коэффициенты  $F, G$  не зависят от времени. Коэффициенты  $F$  имеют физический смысл величин, обратных интервалу корреляции  $\tau_{kor}$  процесса  $x(t)$ . Для одномерного случая:

$$F = -\alpha = -\frac{1}{\tau_{kor}}.$$

Коэффициенты  $G$  определяют масштаб случайных изменений процесса  $x(t)$ :

$$G = \sqrt{2\alpha\sigma^2},$$

где  $\alpha = 1/\tau_{kor}$ ,  $\sigma^2$  - спектральная плотность мощности порождающего процесса  $\xi(t)$ .

Для дискретного представления система уравнений состояния имеет вид:

$$\vec{x}(k+1) = F \cdot \vec{x}(k) + G \cdot \vec{\xi}(k), \quad (3.7)$$

где  $F$  - матрица состояния с элементами  $f_{ij} = \exp\{-\alpha_{ij}\Delta t\}$ ,  $\alpha_{ij} = 1/\tau_{korij}$ ,  $\Delta t = k - (k-1)$  - шаг,  $G$  - матрица возбуждения с элементами  $g_{ij} = \sqrt{\sigma^2 f_{ij}(1-f_{ij})}$ .

Система уравнений (3.7) может распасться на  $n$ -независимых одномерных систем, когда коэффициенты  $f_{ij}$  и  $g_{ij}$ , играющие роль связей между  $i$  и  $j$  уравнениями, а следовательно и процессами, приобретают значения  $f_{ij}=0$  и  $g_{ij}=0$  при  $i \neq j$ . Уровень этих связей может изменяться под действием управляющих воздействий.

Представим двумерную модель состояния каналов

$$\vec{h}(k+1) = F \cdot \vec{h}(k) + G \cdot \vec{\xi}(k), \quad (3.8)$$

где  $h$  - ОСПШ в канале.

Матрица состояния  $F$  представляется в виде:

$$F = \begin{pmatrix} \exp(-\alpha_{11}\Delta t) & \exp(-\alpha_{12}\Delta t) \\ \exp(-\alpha_{21}\Delta t) & \exp(-\alpha_{22}\Delta t) \end{pmatrix}, \quad (3.9)$$

где  $\alpha_{11} = \frac{1}{\tau_{kor11}}$ ,  $\alpha_{12} = \frac{1}{\tau_{kor12}}$ ,  $\alpha_{21} = \frac{1}{\tau_{kor21}}$ ,  $\alpha_{22} = \frac{1}{\tau_{kor22}}$ ,  $\Delta t$  - шаг.

При  $\Delta t=1$  и полученным данным  $\alpha_{ij}$  нормированная матрица состояния выглядит следующим образом [21]:

$$F = \begin{pmatrix} 0.5253 & 0.4822 \\ 0.4822 & 0.5102 \end{pmatrix}.$$

Матрица возбуждения  $G$  представляется в виде:

$$G = \begin{pmatrix} \sqrt{\sigma_1^2 f_{11}(1-f_{11})} & \sqrt{\sigma_1^2 \sigma_2^2 f_{12}(1-f_{12})} \\ \sqrt{\sigma_1^2 \sigma_2^2 f_{21}(1-f_{21})} & \sqrt{\sigma_2^2 f_{22}(1-f_{22})} \end{pmatrix}, \quad (3.10)$$

где  $f_{ij} = \exp(-\alpha_{ij}\Delta t)$ .

При значениях дисперсий  $\sigma_1^2=33.2875$ ,  $\sigma_2^2=27.0391$  нормированная матрица возбуждения выглядит следующим образом [21]:

$$G = \begin{pmatrix} 0.5852 & 0.4424 \\ 0.4424 & 0.5280 \end{pmatrix}.$$

Модель (3.8) дополняется уравнениями наблюдения. Модель наблюдения задается системой линейных алгебраических соотношений:

$$\vec{y}(k) = H \cdot \left( \vec{h}(k) + \vec{m} \right) + \vec{n}(k) \quad (3.11)$$

где  $H$  - матрица, которая задает ослабление измеряемых процессов; шум наблюдения  $\vec{n}(k)$  является векторным белым гауссовским шумом с дисперсией  $\sigma_n^2$  и нулевым средним,  $\vec{m}$  - вектор средних значений.

Поскольку наблюдения производятся в присутствии шумов наблюдения, и процесс  $\vec{h}^2$  является неизвестным необходимо производить его оценку.

### 3.3. Методы оценки измеряемых параметров радиоканалов

#### 3.3.1. Выборочные методы оптимальной оценки случайных величин

Основные характеристики параметров каналов сети LTE представляют собой случайные процессы [51]. Однако, многие из процессов можно считать эргодическими, что позволяет применять математический аппарат теории вероятностей для случайных величин.

В этом случае оказывается возможным обойтись двумя основными оценками: выборочным средним  $m$  и выборочной дисперсией  $\sigma^2$ . В соответствии с их определением, они выражаются через плотность распределения  $p(h)$  соответственно:

$$m = M[h] = \int_{-\infty}^{\infty} hp(h)dh,$$

$$\sigma^2 = M[(h - m)^2] = \int_{-\infty}^{\infty} (h - m)^2 p(h)dh,$$

где  $M[\bullet]$  - среднее значений.

Для дискретизированного процесса  $h(k)$  справедливы выражения  $m$  и  $\sigma^2$ , где интегралы заменяются соответствующими суммами:

$$m = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N h_i, \quad (3.12)$$

$$\sigma^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (h_i - m)^2, \quad (3.13)$$

где  $N$  - объем выборочных данных.

Значения  $m$  и  $\sigma^2$  - суть выборочные оценки, которые при  $N \rightarrow \infty$  сходятся к истинному значению:  $m \rightarrow h$ . Для сети LTE в данном случае так и производится оценка среднего значения за интервал времени равный 40 мс.

Получаемые выборочные оценки статистических параметров могут далее использоваться для задач управления и принятия решений. Однако, для автоматических систем выборочные оценки не очень удобны из-за того, что для ее получения необходимо затратить определенный интервал времени  $T = k\Delta t$ . Это приводит к дополнительным задержкам. Уменьшение же интервала  $T$  приведет к потере точности оценки, поскольку эти оценки требуют большого объема выборочных данных  $N$  и строго выполняются лишь на  $\infty$ . Более конструктивным типом оценок являются рекурсивные процедуры оценивания, которые дают текущую оценку процессу  $h(t)$ , а при оценке случайной величины рекуррентная процедура асимптотически стремится к истинному значению. Рассмотрим более подробно рекурсивные методы оценки.

### 3.3.2. Рекурсивные методы оценки случайных величин

Для рекурсивной оценки параметров таких случайных объектов, как случайные величины, разработаны процедуры стохастической аппроксимации: Роббинса-Монро, Кифера-Вольфовица, Ньютона-Рафсона, Качмажа и др. [19]. Данные процедуры разработаны для нахождения корней уравнения регрессии и носят обобщенное название градиентных процедур, поскольку в процессе итерационных вычислений находится минимум функционала качества

$$\min \{ \mathfrak{J}(t) \} : \text{grad} \mathfrak{J}(\tau) = 0. \quad (3.14)$$

Для рекурсивной оценки случайных величин используют условное среднее  $m_{hy} = M[h_t | y_t]$ , где учтено, что среднее находится с учетом наблюдений  $y_t$ :

$$m_{hy} = \frac{1}{p(y)} \int_{-\infty}^{\infty} h \cdot p(h \cdot y) dx, \quad (3.15)$$

В этом случае используется критерий минимума среднеквадратического отклонения:

$$\mathfrak{J}_x = \min \left\{ M \left[ \left( h - \hat{h} \right)^2 \right] \right\}, \quad (3.16)$$

где  $\hat{h}$  - оценка случайных величин  $h$ .

Рекурсивная процедура Роббинса-Монро на  $k + 1$  шаге представляется в виде:

$$\hat{h}(k+1) = \hat{h}(k) + K(k) \left[ y(k) - H \cdot \hat{h}(k) \right], \quad (3.17)$$

где  $K(k)$  - коэффициент, обеспечивающий сходимость процедуры (3.17).

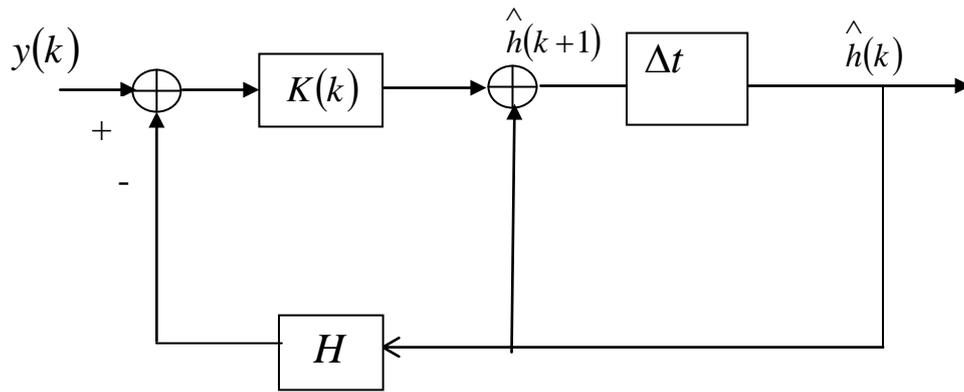


Рис. 3.6. Структурная схема дискретного алгоритма Роббинса-Монро

На рис.3.6 представлена структурная схема процедуры (3.17).

К коэффициенту сходимости процедуры (3.17) предъявляются особые требования, обеспечивающие выполнение условий устойчивости. Этот коэффициент должен отвечать условиям Дворецкого:

$$\sum_{k=0}^{\infty} K(k) \rightarrow \infty, \quad \sum_{k=0}^{\infty} K^2(k) < \infty. \quad (3.18)$$

Можно показать, что при условиях (3.18) оценки (3.17) сходятся асимптотически, и выражение (3.16) асимптотически стремится к нулю, то есть

$$\left( h - \hat{h} \right)_{k \rightarrow \infty}^2 \rightarrow 0. \text{ Иными словами, при } k \rightarrow \infty \text{ апостериорная дисперсия } \sigma_{\Delta h}^2,$$

показывающая степень разброса ошибки  $\Delta x$ , стремится к нулю. При этом крутизна данной характеристики зависит от выбора  $K(k)$ . Очевидно, коэффициент, обеспечивающий сходимость (3.17) должен быть меньше единицы, например, он может быть вида:

$$K(k) = \frac{1}{k}, \quad k = 1, 2, \dots, N, \dots$$

Следует заметить, что все процедуры градиентного типа отличаются выбором характера зависимостей  $K(k)$ . Так, в известной процедуре Уидроу-Хоффа  $K(k \leq 1), K(k) = const$ .

При использовании критерия минимума среднего квадрата отклонения (3.16) рекурсивная процедура Ньютона-Рафсона на  $k + 1$  шаге представляется в виде:

$$\hat{h}(k+1) = \hat{h}(k) + \gamma G_h^{-1} \left[ y(k) - H(k) \hat{h}(k) \right], \quad (3.19)$$

где  $\gamma = \pm 1$  определяется таким образом, чтобы второе слагаемое в правой части оказалось с отрицательным знаком:

$$G_x = [\partial g_i(k) / \partial h_i(k)] - \text{градиент функции, } g(k) = \left[ y(k) - H \cdot \hat{h}(k) \right]. \quad (3.20)$$

Рекурсивные процедуры оценки (3.17), и (3.19) и другие, так же как и оценки, полученные методами обработки выборки, имеют одинаковую эффективность и в асимптотике дают одно и тоже значение  $\hat{h}$ .

### 3.3.3. Методы оценки случайных процессов

Для оценки случайных процессов Калманом и Бьюси разработана достаточно эффективная оптимальная в гауссовом и линейном приближениях процедура, получившая название «фильтра Калмана-Бьюси». В основе этой процедуры лежит математическая модель в виде уравнения состояния, и уравнения наблюдения. Сама же процедура оценки  $\hat{h}(k)$  имеет следующий вид:

$$\hat{h}(k) = F \cdot \hat{h}(k-1) + K(k)[y(k) - H \cdot F \cdot \hat{h}(k-1)], \quad (3.21)$$

где  $K(k)$  - матрица, обеспечивающая устойчивость и оптимальную скорость сходимости алгоритма к установившемуся состоянию. Она определяет основную специфику сходимости алгоритма. Данная матрица в фильтре Калмана-Бьюси подлежит рекурсивному вычислению на каждом шаге согласно алгоритма:

$$K(k+1) = P(k)H^T N_n^{-1}, \quad (3.22)$$

Вычисление апостериорной дисперсии:

$$P(k+1) = FV(k)F^T + GN_\xi(k)G^T, \quad (3.23)$$

Уравнение для априорной дисперсии:

$$V(k+1) = [I - K(k)H]P(k+1), \quad (3.24)$$

где  $N_\xi, N_n$  - соответственно значения спектральных плотностей мощности порождающего шума  $\vec{\xi}(k)$  и шума наблюдения  $\vec{n}(k)$ .

На рис. 3.7 представлена структурная схема алгоритма оценки (3.21).

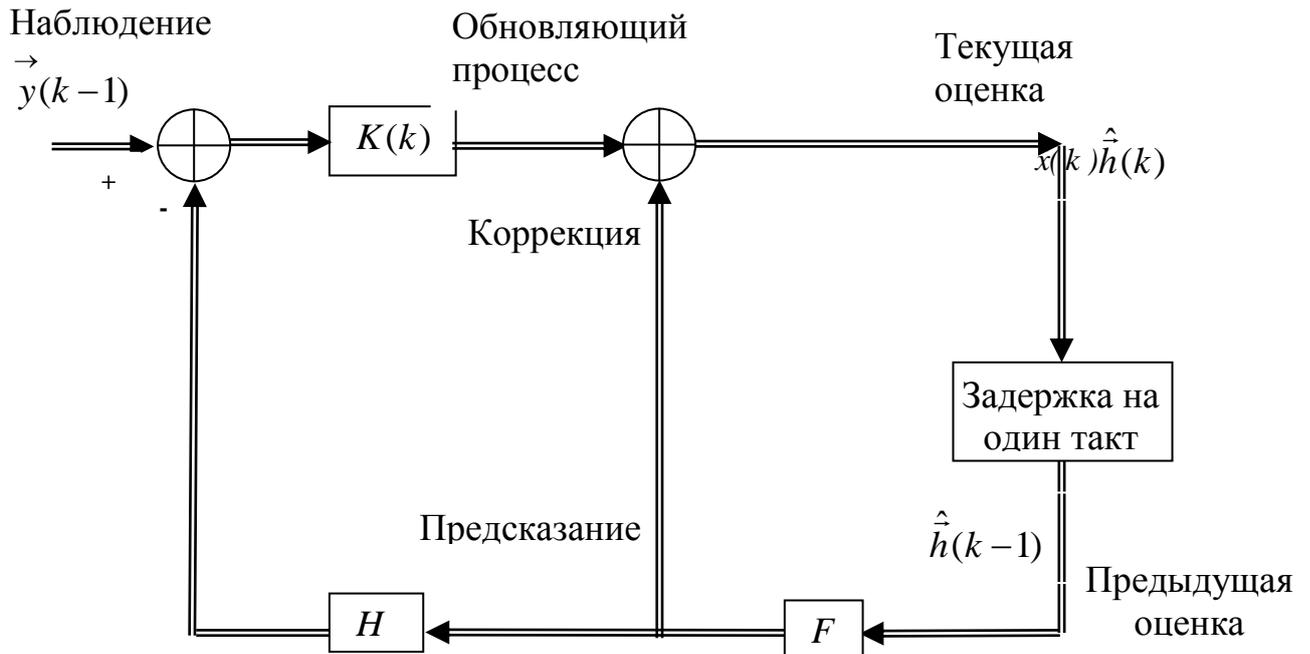


Рис. 3.7. Структурная схема дискретного алгоритма оценки фильтра Калмана-Бьюси

Следует отметить еще одно важное отличие фильтра Калмана-Бьюси от процедур (3.17) и (3.19). Это наличие множителя  $F$  - матрицы состояния с элементами  $f_{ij} = \exp\{-\Delta t / \tau_{kor}\}$ , которые определяют величину корреляционной связи между соседними отсчетными значениями наблюдаемого процесса и величину связи между компонентами  $i$  и  $j$  при  $i \neq j$ . Здесь уместно отметить, что чем более коррелированными являются отсчеты наблюдаемого процесса  $\vec{h}(k), \vec{h}(k-1), \dots$ , тем выше качество получаемой оценки.

Характерно, что в выражение для апостериорной дисперсии  $P(k)$ , как видно из (3.23), не входят значения ни  $h(k)$ , ни  $y(k)$ , то есть  $P(k)$  зависит лишь от времени и параметров самого фильтра и параметров, а не значений наблюдаемого процесса.

### 3.4. Анализ методов оценки измеряемых параметров радиоканалов

#### 3.4.1. Анализ методов оценки среднего значения ОСПШ

Проведен анализ функционирования процедуры Роббинса-Монро (3.17) для оценки средних значений процесса [19].

На рис.3.8 приведена реализация случайного процесса – изменения ОСПШ во времени и оценка среднего значения ОСПШ на момент отправки отчетов об измерениях согласно рекурсивной процедуре Роббинса-Монро.

Средние значения ОСПШ на момент отправки отчетов об измерениях согласно рекурсивной процедуре Роббинса-Монро составляют:

$$m_p = [12.0139 \ 23.4168 \ 18.6956 \ 21.3109 \ 15.2943 \ 10.6376 \ 12.4779 \ -5.2618 \\ 0.1235 \ 1.2766].$$

Определены выборочные средние значения ОСПШ на момент отправки отчетов об измерениях. Получен следующий ряд выборочных средних значений:

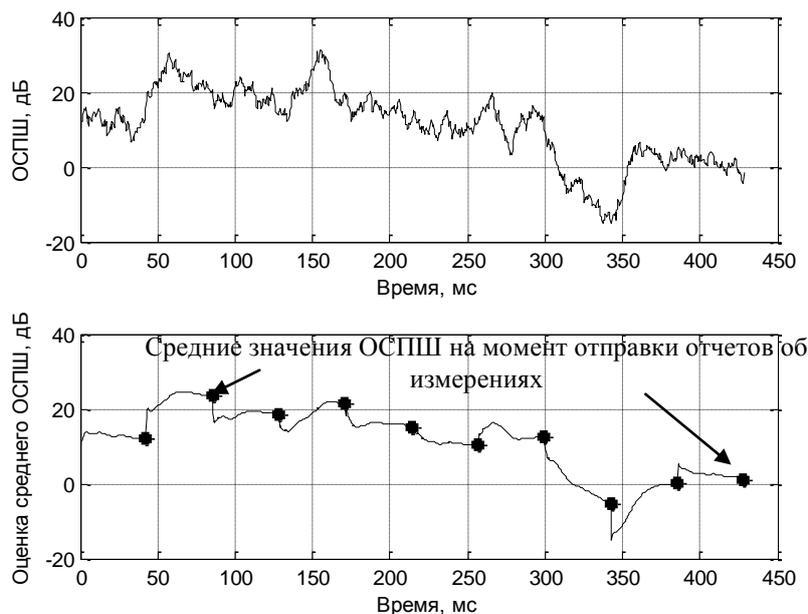
$$m_e = [11.9979 \ 23.3611 \ 18.6981 \ 21.2470 \ 15.3240 \ 10.6628 \ 12.4875 \ - \\ 5.1166 \ -0.0267 \ 1.3163].$$


Рис. 3.8. Реализация случайного процесса – изменения ОСПШ во времени и оценка среднего значения ОСПШ на момент отправки отчетов об измерениях

Так же были определены квадраты отклонений среднего ОСПШ, полученных с помощью рекурсивных методов оценивания от выборочных средних значений:

$$\Delta m = (m_p - m_e)^2.$$

Получен следующий ряд отклонений:

$\Delta m = [0.0003 \quad 0.0031 \quad 0.0000 \quad 0.0041 \quad 0.0009 \quad 0.0006 \quad 0.0001 \quad 0.0211$   
 $0.0226 \quad 0.0016]$ .

Судя по полученному ряду выборочные средние значения мало отличаются от рекурсивных. Данные отклонения составляют не более 0.09%.

Достоинством рассмотренных рекурсивных методов оценивания, является то, что на практике они оказываются более эффективными, поскольку дают оценку в реальном масштабе времени, а не требуют потерь времени на накопление и обработку статистики. Таким образом, процедуру рекурсивной оценки можно прервать на любом этапе ее получения.

3.4.2. Анализ методов оценки мгновенных значений измеряемых параметров при статистически независимых частотных каналах

Параметры каналов в общем случае представляют собой случайные процессы. И оценивать параметры целесообразнее не на основании средних значений, а оценивать мгновенные значения процесса. Для оценки мгновенных значений ОСПШ разработана двумерная процедура Калмана-Бьюси. Задача анализа предполагает наличие модели наблюдения, модели процедуры оценки и модели процедуры обработки результатов анализа (рис.3.9).

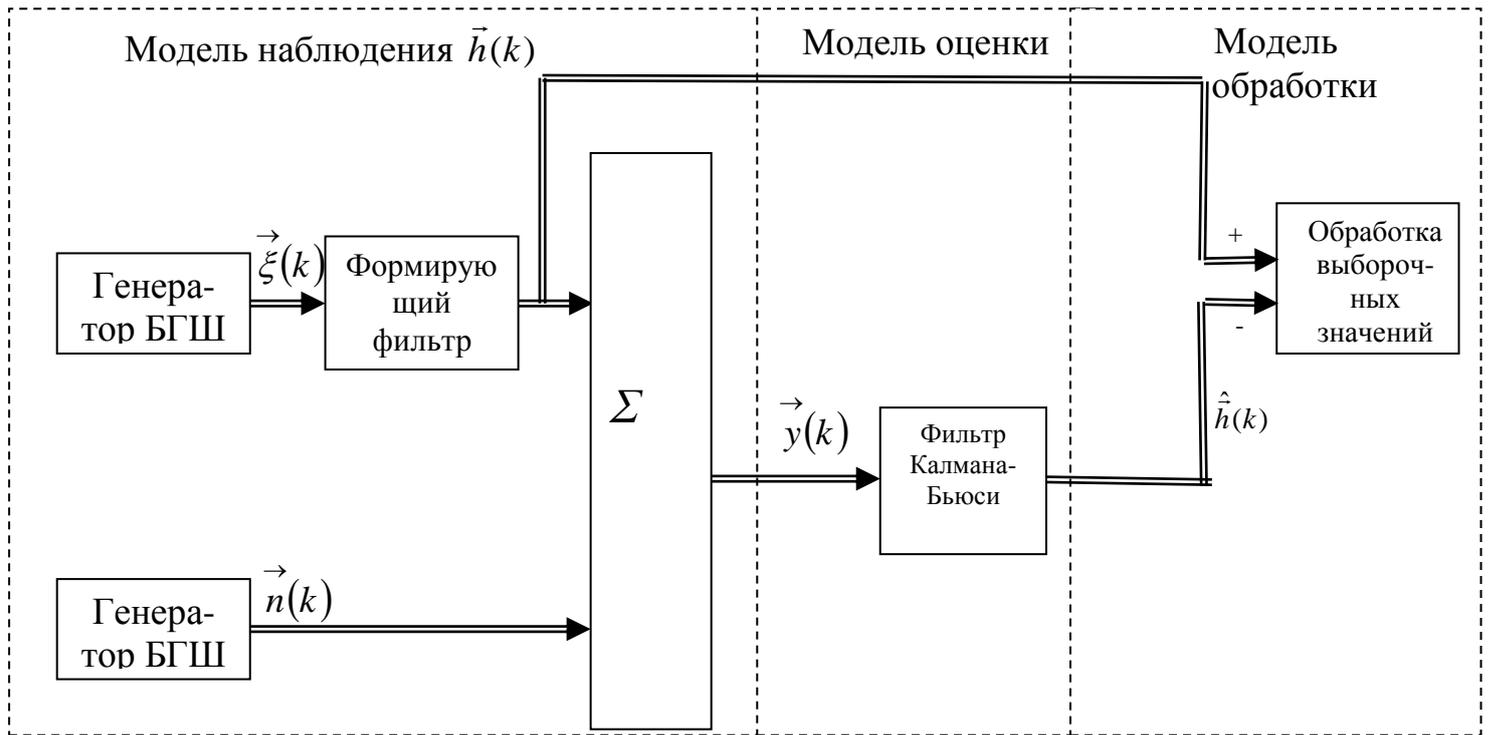


Рис.3.9. Структурная схема машинного эксперимента

Для убедительности в том, что, получаемые оценки  $\hat{h}(k)$  адекватно отображаются в результате рекурсивных процедур, получим метод анализа выборочного массива, в котором соответствующие статистики сравниваются с расчетными. Для этого в результате сравнения полученной оценки процесса  $\hat{h}(k)$  и сформированного процесса  $\vec{h}(k)$  получаем выборочные апостериорные значения дисперсии ошибки оценки  $P(k)$ . На основе оценок  $\hat{h}(k)$  выборочных значений процесса  $\vec{h}(k)$ , формируется массив ошибок оценки  $\vec{err}(k) = \hat{h}(k) - \vec{h}(k)$ . Разность  $\vec{err}(k)$  используется для получения выборочной апостериорной дисперсии ошибки оценки  $P = (n - 1)^{-1} \sum_{k=1}^n err(k)^2$ , где  $n$  - объем выборки.

В связи с тем, что наблюдения производятся на фоне шумов наблюдения необходимо проведение анализа качества оценок в зависимости от отношения мощности измеряемого процесса  $P_{np}$  от мощности шумов наблюдения  $P_{ш}$ :

$$q = 10 \cdot \lg \left( \frac{P_{np}}{P_{ш}} \right).$$

Анализ качества получаемых оценок ОСПШ проведен с помощью относительной апостериорной дисперсии ошибки оценки  $\frac{P}{P_{np}}$  в условиях установившегося режима фильтра, когда  $k \rightarrow \infty$ , а относительная апостериорная дисперсия ошибки оценки становится постоянной.

Построены зависимости относительной апостериорной дисперсии ошибки оценки от  $q$  в канале наблюдения при значениях интервала корреляции  $\tau_{кор} = 1$ , что характерно для быстрых изменений канала и  $\tau_{кор} = 20$ , что характерно для медленных изменений канала [25]. На рис. 3.10 представлены данные зависимости. Нижняя кривая соответствует апостериорной дисперсии при интервале корреляции  $\tau_{кор} = 20$ , а верхняя кривая - при  $\tau_{кор} = 1$ .

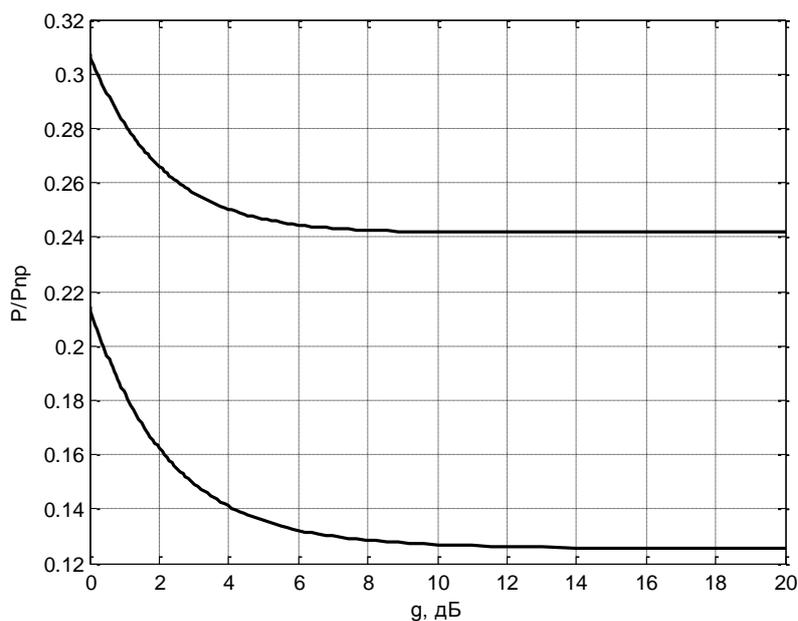


Рис.3.10. Зависимость относительной апостериорной дисперсии ошибки оценки от  $q$

Из полученных графиков видно, что значения относительной апостериорной дисперсии ошибки оценки больше при меньшем значении интервала корреляции (при быстрых изменениях канала). Так же из полученных графиков можно сделать вывод о том, что при малых значениях  $q=0$  дБ относительная апостериорная дисперсии ошибки оценки является достаточно большой и составляет 0,3 для быстрых изменений параметров канала и 0,217 для медленных изменений. При увеличении  $q$  относительная апостериорная дисперсии ошибки оценки вначале резко снижается, затем снижение замедляется, и при достижении  $q = 10$  дБ практически относительная апостериорная дисперсии ошибки оценки не изменяется.

### 3.4.3. Влияние задержек в канале управления на оценку измеряемых параметров

LTE – распределенная в пространстве и времени организационно-техническая система. В LTE происходят процессы в территориально распределенных участках и эти процессы взаимосвязаны. При этом даже незначительные величины взаимных задержек  $\Delta t_s$  приводят к тому, что задержанная реакция подсистемы управления приводит к потере качества. Величина задержки  $\Delta t_s$  должна сопоставляться с величиной интервала корреляции  $\tau_{кор}$ . Задержка – метрика, по которой осуществляется управление приоритетами, управление маршрутами. Задержки при взаимодействии (обменом информацией, управлении, мониторинге) обусловлены [23]:

- задержкой при передаче от одного элемента к другому;
- задержкой в очередях и буферных устройствах (Queue delay);
- задержкой при обработке и преобразовании;
- задержка (запаздывание) на время получения разрешения на передачу.

Наличие задержек, кроме потери качества, проявляется при решении следующих задач, связанных с управлением:

- при удаленном мониторинге;

- при уведомлении о состоянии, которое используется в маршрутизаторах для обновления маршрутных таблиц;

- при управлении потоком методом скользящего окна, когда приемник дает разрешение на передачу до заполнения окна;

- при управлении потоком данных – состояние буферов в принимающих устройствах и т.д. Так процедура RED может запретить передачу, пока не освободится буфер и т.д.

Задержки  $\Delta t_3$  приводят к ошибкам в оценке неизвестных параметров, а соответственно и в реализации управления. Задержка  $\Delta t_3$  входит в функцию

прогноза  $F = e^{-\frac{\Delta t + \Delta t_3}{\tau_{кор}}}$ . Функция  $F$  в свою очередь входит в уравнение оценки дискретного состояния (3.21).

Проведены исследования по влиянию задержки  $\Delta t_3$  на относительную апостериорную дисперсию ошибки оценки. Зависимости относительной апостериорной дисперсии ошибки оценки  $\frac{P}{P_{np}}$  от отношения  $\frac{\Delta t + \Delta t_3}{\tau_{кор}}$

представлены на рис.3.11.

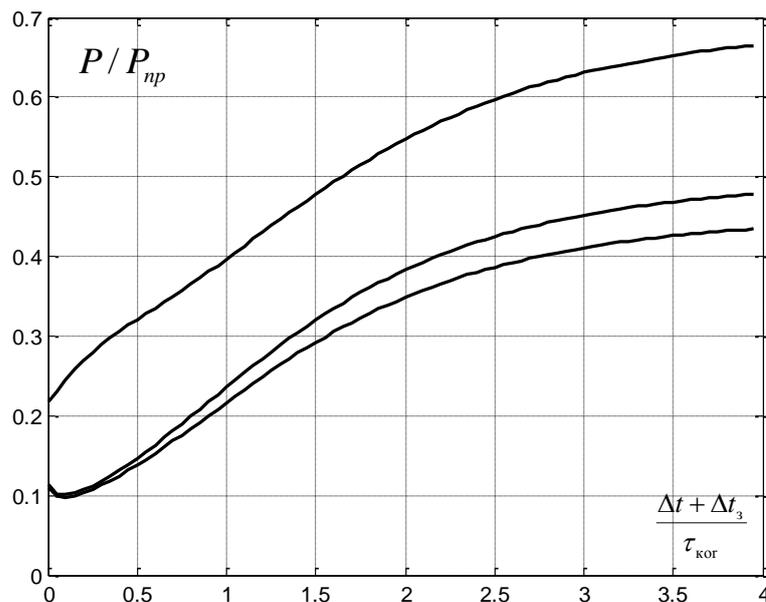


Рис.3.11. Зависимости относительной апостериорной дисперсии ошибки оценки от отношения  $\frac{\Delta t + \Delta t_3}{\tau_{кор}}$

Верхняя кривая соответствует дисперсии ошибки оценки при отношении мощности процесса к мощности шума наблюдения 0 дБ. Средняя кривая при отношении мощности процесса к мощности шума наблюдения 10 дБ. Нижняя кривая построена при отношении мощности процесса к мощности шума наблюдения 20 дБ. Из данных графиков видно, что точность оценивания существенно зависит как от мощности шума наблюдения, так и от величины задержки. Из данных графиков видно, что при увеличении задержки от 0 до 4 относительно интервала корреляции относительная апостериорная дисперсия ошибки оценки увеличивается в 4 раза. Наличие задержки  $\Delta t_3$  по своему действию эквивалентно тому, что шаг дискретизации возрастает от  $\Delta t$  до  $\Delta t + \Delta t_3$ .

#### 3.4.4. Сравнительный анализ методов оценки измеряемых параметров при статистически зависимых частотных каналах

Как было показано выше, частотные каналы сети LTE являются статистически зависимыми. Одномерные представления модели состояния и решения по нахождению оценки и соответствующего управления – это решения присущи одному элементу системы. Системных свойств, таких как целостность, эмерджентность, при данных решениях не проявляется. Отметим, что система приобретает присущие ей сверх интегральные свойства целостности и эмерджентности за счет взаимодействия составляющих ее элементов. Поэтому возникает необходимость проанализировать имеющиеся механизмы взаимосвязей между отдельными элементами многомерной системы, за счет которых и создается сама система и ее системные интегральные свойства.

В используемом нами методе анализа переменных состояния имеется два механизма учета указанных взаимосвязей: через недиагональные элементы матриц  $F$  и  $G$  в уравнениях состояния (3.8) и через недиагональные элементы матрицы наблюдения  $H$  в уравнении (3.11).

Частым случаем многомерной системы есть взаимонезависимые уравнения, при условии  $f_{ij} = 0$  и  $g_{ij} = 0, i \neq j$ . Однако такое предположение на практике редко выполняется. Более того, система со взаимно независимыми состояниями переменных теряет системные свойства, перестает быть системой. Действительно, в LTE сети изменение параметров каналов приводит к необходимости перераспределения сетевых ресурсов. С другой стороны: если необходимо отобразить больше тех или иных системных свойств, то следует задействовать больше взаимных связей  $f_{ij}$  и  $g_{ij}$ , и тем сложнее оказывается модель самой системы.

Очевидно, пренебрежение взаимными связями приводит к потере качества оценок, а соответственно и управления, ибо этим самым игнорируются, наиболее важные системные свойства целостности и эмерджентности.

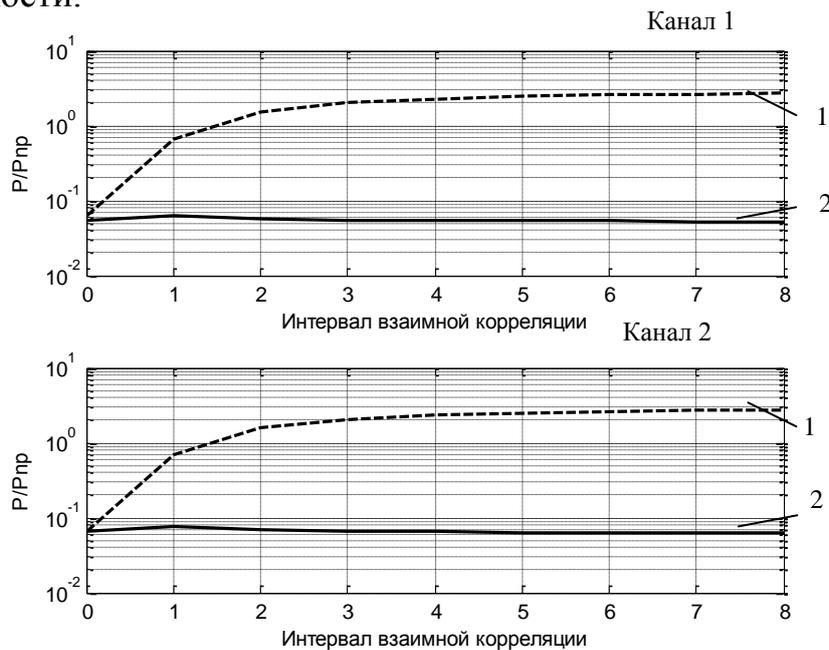


Рис.3.12. Зависимости относительной апостериорной дисперсии ошибки оценки от интервала взаимной корреляции

Проведен сравнительный анализ методов оценки измеряемых параметров при статистически зависимых частотных каналах [13]. На рис.3.11. представлены зависимости относительной апостериорной дисперсии ошибки оценки от интервала взаимной корреляции для двух каналов.

Кривые 1 на рис.3.12, как для канала 1, так и для канала 2 соответствует значениям относительной апостериорной дисперсии ошибки оценки при независимом оценивании, т.е. считается, что диагональные элементы матриц  $F$  и  $G$  равны нулю ( $f_{ij} = 0, g_{ij} = 0$  при  $i \neq j$ ). Кривые 2 на рис.3.12, как для канала 1, так и для канала 2 соответствует значениям относительной апостериорной дисперсии ошибки оценки с учетом зависимости при оценивании, то есть считается, что диагональные элементы матриц  $F$  и  $G$  равны  $f_{ij} = \exp\left(-\frac{\Delta t}{\tau_{korij}}\right), g_{ij} = \sqrt{\sigma^2 f_{ij}(1-f_{ij})}$  при  $i \neq j$ .

Из данных графиков видно, что при интервале взаимной корреляции равном нулю  $\tau_{ij} = 0$  значения апостериорной дисперсии ошибки оценки, как при независимом оценивании, так и при учете зависимости совпадают. Это объясняется тем, что как при независимом оценивании, так и при учете статистической зависимости матрицы  $F$  и  $G$  имеют диагональный вид, и процессы между собой не коррелированы. При увеличении интервала взаимной корреляции  $\tau_{ij} = 1$ , значения апостериорной дисперсии ошибки оценки при независимом оценивании на порядок возрастают. С дальнейшим увеличением интервала взаимной корреляции  $\tau_{ij} = 2..4$  апостериорная дисперсия ошибки оценки при независимом оценивании увеличивается приблизительно в разы. И с дальнейшим увеличением интервала взаимной корреляции  $\tau_{ij} = 5..8$  рост апостериорной дисперсии ошибки оценки прекращается. Кроме того из данных графиков видно, что значения относительной апостериорной дисперсии ошибки оценки с учетом зависимости при оценивании остаются неизменными с увеличением интервала взаимной корреляции. Это говорит о том, что учет взаимных связей дает значительный выигрыш при оценивании статистически зависимых процессов. И выигрыш этот составляет больше, чем в 10 раз.

### Выводы по разделу 3

1. В сети LTE каждые 0,5 мс производятся измерения характеристик канала, и каждые 40 мс отправляются отчеты о средних значениях измеренных параметров. Такой подход не является рациональным, поскольку параметры каналов постоянно меняются, и на момент отправки отчетов об измерениях состояние канала не будет соответствовать среднему значению. Кроме того, измерения производятся в присутствии шумов. Более конструктивным решением в данном случае является применение методов оценки измеряемых параметров в реальном масштабе времени.

2. Для предоставления доступа и распределения ресурсов абонентам может производиться измерение следующих показателей: средней мощности принятых пилотных сигналов; качество принятых пилотных сигналов; отношение мгновенной скорости передачи данных к средней скорости; отношение мощности сигнала к мощности помех и мощности шума (ОСПШ). Наиболее наглядным показателем является ОСПШ, так как, 1-й и 2-й показатели не учитывают мощностей помех в каналах, а 3-й показатель является производным показателем от ОСПШ. Поэтому при измерениях и оценок показателей качества каналов LTE сетей рациональнее воспользоваться показателем ОСПШ.

3. Проведены натурные исследования ОСПШ восходящего канала в частотном диапазоне 1920 – 1980 МГц на смежных частотах 1920000 кГц и 1920180 кГц. По полученным выборкам рассчитаны их средние значения и дисперсии. Построены автокорреляционные функции данных выборок и взаимные корреляционные функции. Максимальные значения  $R_{\max}$  данные функции имеют при значении временного сдвига  $\tau = 0$  и медленно убывают при увеличении временного сдвига. Судя по данным графикам, можно сделать вывод о том, что они имеют экспоненциальный вид. В соответствии с теоремой Дж. Дуба можно утверждать, что полученные процессы являются марковскими.

4. По корреляционным функциям определены интервалы корреляции и интервалы взаимной корреляции. Для процесса 1 интервал корреляции составляет  $\tau_{kor11} = 21$  отсчет, что соответствует временному интервалу  $\tau_{kor11} \cdot \Delta t = 21 \cdot 0,4286 = 9,0006$  мс. Для процесса 2 интервал корреляции составляет  $\tau_{kor22} = 13$  отсчетов, что соответствует временному интервалу  $\tau_{kor22} \cdot \Delta t = 13 \cdot 0,4286 = 5,5718$  мс. Интервал взаимной корреляции составляет  $\tau_{kor12} = 7,5$  отсчетов. Следовательно, во времени он составляет  $\tau_{kor12} \cdot \Delta t = 7,5 \cdot 0,4286 = 3,2145$  мс. Таким образом, можно утверждать, что процессы в смежных каналах являются статистически зависимыми.

5. Предложено процессы, происходящие в каналах аппроксимировать в виде многомерной марковской модели в виде уравнений состояния и уравнений наблюдения. На основании рассчитанных по полученным выборкам средних значений процессов, дисперсий и интервалов корреляций разработана двумерная модель уравнений состояния и уравнений наблюдения. Показано, что измерения и наблюдения производятся в присутствии шумов наблюдения, и процесс изменения ОСПШ является неизвестным необходимо производить его оценку.

6. Предложено средние значения процессов оценивать с помощью рекурсивной процедуры Роббинса-Монро. Проведен анализ функционирования процедуры Роббинса-Монро для оценки средних значений процесса (изменения ОСПШ во времени и оценка среднего значения ОСПШ на момент отправки отчетов об измерениях). Определены квадраты отклонений среднего ОСПШ, полученных с помощью рекурсивных методов оценивания от выборочных средних значений. Анализ показал, что данные отклонения составляют не более 0.09%. Достоинством рекурсивных методов оценивания, является то, что на практике они оказываются более эффективными, поскольку дают оценку в реальном масштабе времени, а не требуют потерь времени на накопление и обработку статистики. Таким образом, процедуру рекурсивной оценки можно прервать на любом этапе ее получения.

7. Показано, что параметры каналов в общем случае представляют собой случайные процессы. И оценивать параметры целесообразнее не на основании средних значений, а оценивать мгновенные значения процесса. Для оценки случайных процессов Калманом и Бьюси разработана оптимальная в гауссовом и линейном приближениях процедура. В основе этой процедуры лежит математическая модель в виде уравнения состояния и уравнения наблюдения. Разработана структурная схема машинного эксперимента, которая состоит из модели наблюдения, модели процедуры оценки и модели процедуры обработки результатов анализа.

8. Проведен анализ методов оценки мгновенных значений измеряемых параметров при статистически независимых частотных каналах. Построены зависимости относительной апостериорной дисперсии ошибки оценки от отношения мощности процесса к мощности шума наблюдения  $q$  в канале при значениях интервала корреляции  $\tau_{кор} = 1$ , что характерно для быстрых изменений канала и  $\tau_{кор} = 20$ , что характерно для медленных изменений канала. Анализ показал, что значения относительной апостериорной дисперсии ошибки оценки больше при меньшем значении интервала корреляции (при быстрых изменениях канала). Так же анализ показал, что при малых значениях  $q = 0$  дБ относительная апостериорная дисперсии ошибки оценки является достаточно большой и составляет 0,3 для быстрых изменений параметров канала и 0,217 для медленных изменений. При увеличении  $q$  относительная апостериорная дисперсии ошибки оценки вначале резко снижается, затем снижение замедляется, и при достижении  $q = 10$  дБ практически относительная апостериорная дисперсии ошибки оценки не изменяется.

9. Проведены исследования по влиянию задержки  $\Delta t_3$  в канале управления на относительную апостериорную дисперсию ошибки оценки. Анализ показал, что точность оценивания существенно зависит как от мощности шума наблюдения, так и от величины задержки. При увеличении задержки от 0 до 4 относительно интервала корреляции относительная

апостериорная дисперсия ошибки оценки увеличивается в 4 раза. Наличие задержки  $\Delta t_3$  по своему действию эквивалентно тому, что шаг дискретизации возрастает от  $\Delta t$  до  $\Delta t + \Delta t_3$ .

10. Проведен сравнительный анализ методов оценки измеряемых параметров при статистически зависимых частотных каналах. Анализ показал, что при интервале взаимной корреляции равном нулю  $\tau_{ij} = 0$  значения апостериорной дисперсии ошибки оценки, как при независимом оценивании, так и при учете зависимости совпадают. Это объясняется тем, что как при независимом оценивании, так и при учете статистической зависимости матрицы  $F$  и  $G$  имеют диагональный вид, и процессы между собой не коррелированы. При увеличении интервала взаимной корреляции вначале значения апостериорной дисперсии ошибки оценки при независимом оценивании экспоненциально возрастают на порядок. С дальнейшим увеличением интервала взаимной корреляции рост апостериорной дисперсия ошибки оценки при независимом оценивании уменьшается и прекращается. Анализ так же показал, что значения относительной апостериорной дисперсии ошибки оценки с учетом зависимости при оценивании остаются неизменными с увеличением интервала взаимной корреляции. Поэтому можно сделать вывод о том, что учет взаимных связей дает значительный выигрыш (больше, чем в 10 раз) при оценивании статистически зависимых процессов.

## РАЗДЕЛ 4.

### ПОДСИСТЕМА ПЛАНИРОВАНИЯ КАДРОВ В СЕТЯХ LTE

Важными проблемами в области обеспечения качества обслуживания, распределения ресурсов и повышения пропускной способности являются проблемы планирования [52,53]. В процессе обеспечения QoS необходимо планирование кадра для того, чтобы определить какой пакет будет обслуживаться первым в конкретной очереди [54-57]. В системах связи LTE используется алгоритм планирования FIFO (первым пришел, первым обслужен) или его модификация RR (карусельный планировщик). Для дальнейшего улучшения качества и эффективности передачи данных в сетях LTE требуется исследование и выбор алгоритма планирования, который позволит сократить среднее время ожидания в очереди, среднее время обработки пакета, а также уменьшить количество отброшенных пакетов, что позволит организовать доступ к канальным ресурсам большему числу абонентских станций [58-62]. По материалам данного раздела опубликована работа [20].

#### 4.1. Методы планирования кадров

##### 4.1.1. Модель планирования кадров в виде системы массового обслуживания

В общем случае планирование кадров может быть представлено, как система массового обслуживания (СМО) [63] (рис.4.1).

Применительно к планированию частотно-временного ресурса, компоненты этой системы могут быть интерпретированы следующим образом: заявкой является пакет, обслуживающим планировщиком кадров (ПК). Пакеты-заявки поступают в очередь, при освобождении ПК один пакет выбирается из очереди и обслуживается в ПК [63]. Под обслуживанием в данном случае понимается помещение пакета в очередной кадр.

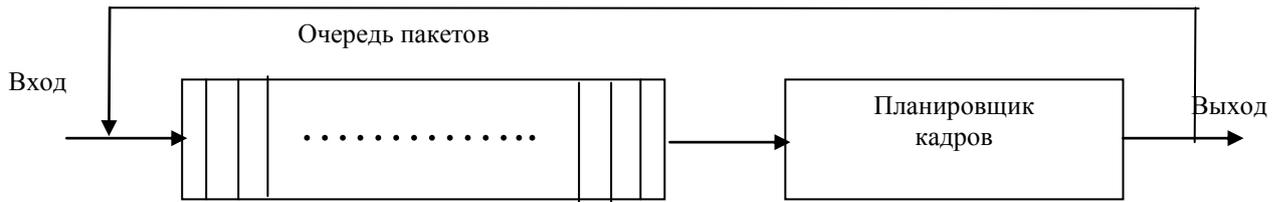


Рис. 4.1. Представление планирования кадров в виде системы массового обслуживания

Обслуживание может быть прервано по следующим причинам:

- обработка пакета завершена;
- пакет запросил выполнение операции, требующей ожидания какого-либо другого ресурса;
- выполнение прервано ПК.

Первые два случая с точки зрения СМО одинаковы: в любом случае пакет обработан, помещен в кадр и передан. Если пакет не обработан, то после получения запрошенного ресурса пакет вновь поступит во входную очередь. В случае прерывания пакета по инициативе ПК прерванный (вытесненный) пакет поступает во входную очередь сразу же. Порядок обслуживания входной очереди, очередность выбора из нее пакетов на обслуживание и составляет дисциплину или стратегию планирования. Методы теории массового обслуживания применяются для аналитического моделирования процесса планирования.

СМО делятся на системы с отказами, системы с очередями (ожиданиями) и смешанного типа. Входной поток (поток пакетов-заявок) – основной элемент СМО, определяющий процессы в СМО. Наиболее общим является простейший поток (Пуассона), обладающий стационарностью, ординарностью и отсутствием последействия. Ординарность – свойство генерировать в единицу времени не более 1 пакет-заявку. Отсутствие последействия интерпретируется как зависимость появления пакета-заявки только от предшествующей заявки.

Простейший поток в промежутке времени  $\tau$  генерирует ровно  $k$  заявок с вероятностью [63]:

$$p(k, \tau) = \frac{(\lambda \tau)^k}{k!} e^{-\lambda \tau}, \quad k = 1, 2, 3, \dots, \quad (4.1)$$

где  $\lambda$  - интенсивность потока в единицу времени.

Основные вероятностные характеристики для СМО с пуассоновским потоком:

- Функция распределения:

$$F(t) = P(T \leq t) = 1 - e^{-\lambda t}. \quad (4.2)$$

- Плотность распределения:  $p(t) = \lambda e^{-\lambda t}$ . (4.3)

- Математическое ожидание времени между заявками  $m = 1/\lambda = t_{ном}$ . (4.4)

- Дисперсия (СКО)  $\sigma^2 = 1/\lambda^2$ ;  $СКО = \sqrt{\sigma^2} = 1/\lambda$ . (4.5)

- Вероятность того, что в СМО обслуживается  $k$  заявок [63]:

$$P_k = \frac{P_0}{k!} \rho^k, \quad \text{где } P_0 = \left( \sum_{k=0}^n \frac{\rho^k}{k!} \right)^{-1}, \quad \rho = \lambda / \mu = t_{об} / t_{ном}. \quad (4.6)$$

Основные вероятностные характеристики для СМО с показательным потоком:

- Плотность показательного распределения длительностей обслуживания:

$$\psi(t) = \mu e^{-\mu t}. \quad (4.7)$$

- Математическое ожидание показательного времени обслуживания:

$$m_{об} = t_{об} = 1/\mu. \quad (4.8)$$

- Средний размер очереди:

$$m_{оч} = \lambda t_{ож}. \quad (4.9)$$

При  $\rho \geq n$  число заявок в очереди с течением времени неограниченно возрастает. Обычно  $\rho < n$ .

- Вероятность отказа в обслуживании заявок [63]:

$$P_{отк} = P_n = \frac{\rho^n}{n!} P_0 = \frac{\rho^n}{n!} \left[ \sum_{k=0}^n \frac{\rho^k}{k!} \right]^{-1}. \quad (4.10)$$

- Среднее число занятых каналов обслуживания [63]:

$$m_k = M[k] = \sum_{k=1}^n \frac{\rho^k}{(k-1)!} P_0. \quad (4.11)$$

- Вероятность занятия всех  $k$  каналов:

$$P_k = \frac{\rho^k}{k!} P_0, \quad 0 < k \leq n. \quad (4.12)$$

- Вероятность занятия всех  $k$  каналов и  $s$  заявок в очереди [63]:

$$P_{n+s} = \frac{\rho^{n+s}}{n!} P_0 \left[ \prod_{m=1}^s (n+m\beta) \right]^{-1}, \quad s \geq 1, \quad \beta = \frac{m_{об}}{m_{ожид}}, \quad (4.13)$$

при  $\beta \rightarrow \infty$  система переходит в СМО с отказами, при  $\beta \rightarrow 0$  - в СМО с ожиданиями.

- Вероятность того, что планировщик свободен:

$$P_0 = \left[ \sum_{k=0}^n \frac{\rho^k}{k!} + \frac{\rho^n}{n!} \sum_{s=1}^{\infty} \frac{\rho^s}{\prod_{m=1}^s (n+m\beta)} \right]^{-1}. \quad (4.14)$$

- Средняя длина очереди:

$$m_s = \sum_{s=1}^{\infty} s P_{n+s} = \left[ \frac{\rho^n}{n!} \sum_{s=1}^{\infty} \frac{s \rho^s}{\prod_{m=1}^s (n+m\beta)} \right] \times \left[ \sum_{k=0}^n \frac{\rho^k}{k!} + \frac{\rho^n}{n!} \sum_{s=1}^{\infty} \frac{\rho^s}{\prod_{m=1}^s (n+m\beta)} \right]^{-1}. \quad (4.15)$$

- Вероятность того, что пакет-заявка покинет систему не обслуженной:

$$P_n = \frac{\beta}{\rho} \left[ \frac{\rho^n}{n!} \sum_{s=1}^{\infty} \frac{s \rho^s}{\prod_{m=1}^s (n+m\beta)} \right] \times \left[ \sum_{k=0}^n \frac{\rho^k}{k!} + \frac{\rho^n}{n!} \sum_{s=1}^{\infty} \frac{\rho^s}{\prod_{m=1}^s (n+m\beta)} \right]^{-1}. \quad (4.16)$$

#### 4.1.2. Алгоритмы планирования

Существует достаточно большой набор разнообразных алгоритмов планирования, которые предназначены для достижения различных целей и эффективны для разных классов задач. Рассмотрим некоторые наиболее

употребительные алгоритмы применительно к процессу кратковременного планирования.

#### Алгоритм First-Come, First-Served (FCFS) (FIFO)

Простейшим алгоритмом планирования является алгоритм, который принято обозначать аббревиатурой FCFS по первым буквам его английского названия – First-Come, First-Served (первым пришел, первым обслужен) [54]. В таком режиме пакеты, находящиеся в состоянии готовности, выстроены в очередь. Когда пакет переходит в состояние готовности, он помещается в конец этой очереди. Выбор нового пакета для его помещения в кадр осуществляется из начала очереди.

Такой алгоритм выбора пакетов осуществляет невытесняющее планирование. Пакет, получивший в свое распоряжение ПК, занимает его до завершения процесса обработки. После этого для обработки выбирается новый пакет из начала очереди. Преимуществом алгоритма FCFS является легкость его реализации, но в то же время он имеет и много недостатков.

Для алгоритма FCFS среднее время ожидания в очереди определяется из выражения:

$$t_o = \frac{1}{n} \sum_1^n t_{oi}, \quad (4.17)$$

где  $t_{oi}$  - время ожидания  $i$ -го пакета в очереди;

$n$  - количество пакетов в очереди.

Среднее время обработки пакета:

$$t_{ob} = \frac{1}{n} \sum_1^n t_{obi}, \quad (4.18)$$

где  $t_{obi}$  - время обработки  $i$ -го пакета.

#### Алгоритм Round Robin (RR) (карусельный планировщик)

Модификацией алгоритма FCFS является алгоритм, получивший название Round Robin (RR). По сути дела, это тот же самый алгоритм, только реализованный в режиме вытесняющего планирования. Все множество готовых пакетов обрабатываются циклически – пакеты обрабатываются по очереди частями. Таким образом, каждому пакету выделяется небольшой фиксированный квант времени, для LTE это время составляет от 1 мс (длительность подкадра) до – 20 мс (длительность кадра) (рис. 4.2.).

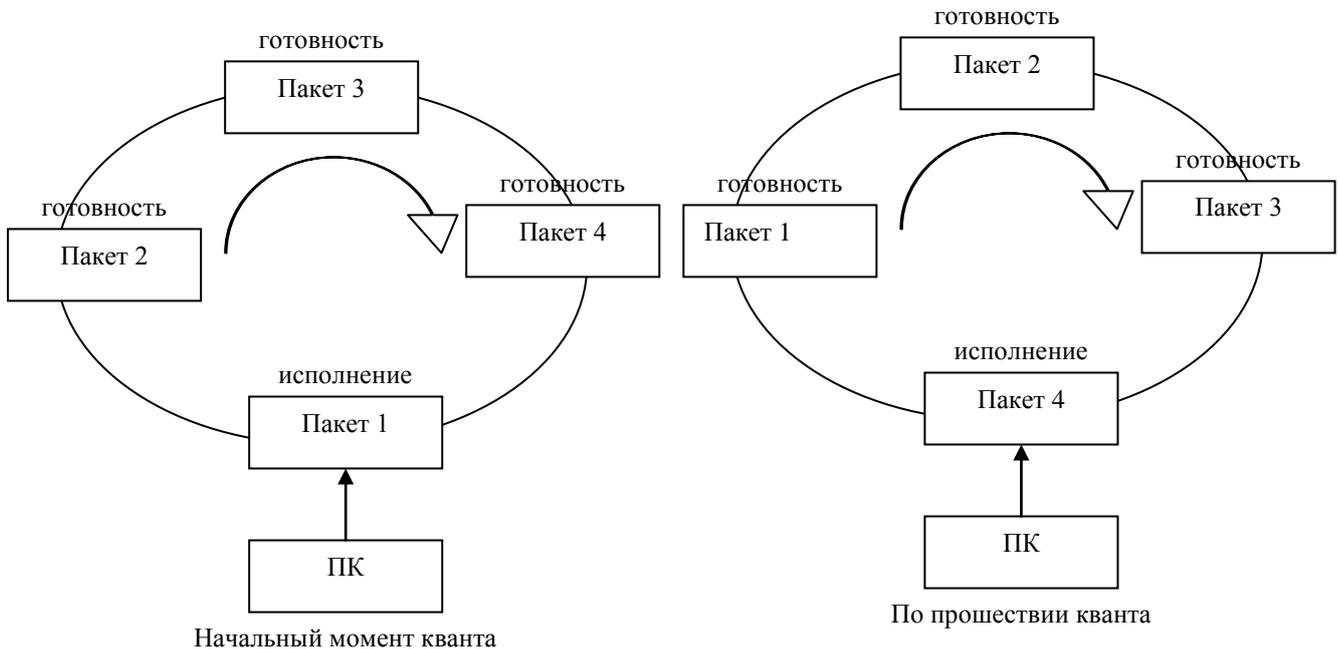


Рис. 4.2. Процесс планирования кадра алгоритмом RR

Реализуется такой алгоритм так же, как и предыдущий, с помощью организации пакетов, находящихся в состоянии готовность, в очередь FIFO. Планировщик выбирает для очередного исполнения пакет, расположенный в начале очереди, и устанавливает таймер для генерации прерывания по истечении определенного кванта времени.

При выполнении процесса обработки пакета возможны два варианта:

1) время, необходимое процессу обработки пакета (остаток длительности пакета), меньше или равно продолжительности кванта времени. Тогда пакет

помещается в кадр до истечения кванта времени, на обслуживание поступает новый пакет из начала очереди.

2) продолжительность остатка длительности пакета больше, чем квант времени. Тогда по истечении этого кванта процесс обработки пакета прерывается и помещается в конец очереди пакетов, готовых к обработке, а ПК выделяет время для обработки пакета, находящегося в ее начале.

#### Shortest-Job-First (SJF)

Алгоритм получил название "кратчайшая работа первой" или Shortest Job First (SJF). SJF-алгоритм краткосрочного планирования может быть как вытесняющим, так и невытесняющим. При невытесняющем планировании ПК предоставляет весь необходимый временной ресурс избранному пакету. При вытесняющем планировании учитывается появление новых пакетов в очереди во время обработки выбранного пакета. Если длительность нового пакета меньше, чем остаток времени на обработку у исполняющегося, то обрабатываемый пакет вытесняется новым.

### 4.2. Общая структура подсистемы планирования кадра сети LTE

Обслуживая восходящие и нисходящие каналы динамично, можно использовать полосу пропускания более эффективно.

На первом этапе работы планировщика для каждого класса обслуживания, с целью удовлетворения требованиям, используется свой алгоритм [52,53]:

- алгоритм EDF (Earliest Deadline First) для соединений rtPS;
- алгоритм SFQ (Start-time Fair Queue) для соединений nrtPS;
- алгоритм FIFO для соединений BE.

Планирование осуществляется на основе информации о пакетах и запросах в шести входных приоритетных очередях. Приоритет очереди [52,53] связан с направлением и типом сервиса (UGS, rtPS, nrtPS, BE) и тем выше, чем меньше номер очереди. Так как потоки UGS имеют фиксированную

длительность передачи, то полоса пропускания, предназначенная для них, будет вычитаться из общей полосы пропускания перед планированием каждого кадра.

Планирование кадра осуществляется в два этапа, одновременно для прямого и обратного направлений. Одновременно определяется граница между DL и UL частями кадра. На первом этапе из очередей выбираются пакеты для передачи в DL направлении и запросы для формирования распределения UL части кадра. На втором этапе определяется, из какой очереди и сколько пакетов подлежит передаче в текущем планируемом кадре.

Пакеты и запросы всегда выбираются из начала очереди. Дисциплины обслуживания очередей (EDF, SFQ, FIFO) реализуются при постановке пакета или запроса в очередь.

#### 4.3. Состав и структура очередей

В результате классификации определяется одна из шести очередей, в которую помещается пакет или запрос. Приоритет очереди убывает с увеличением ее номера. Краткое описание очередей приведено в табл. 4.1.

Таблица 4.1 - Описание очередей для класса обслуживания

Номер очереди	Тип	Примечания
0	rtPS и extended rtPS DownLink	Дисциплина обслуживания: EDF. Пакеты в очереди упорядочиваются в соответствии с дисциплиной EDF на основе времени прихода пакета на АС и параметра «Maximum Latency» (максимальное время задержки).
1	rtPS и extended rIPS UpLink	Дисциплина обслуживания: EDF. Запросы в очереди упорядочиваются в соответствии с дисциплиной EDF на основе времени прихода запроса на БС и параметра «Maximum Latency».
2	nrtPS DownLink	Дисциплина обслуживания: SFQ.
3	nrtPS UpLink	Дисциплина обслуживания: SFQ.
4	BE DownLink	Дисциплина обслуживания: FIFO.
5	BE UpLink	Дисциплина обслуживания: FIFO.

Приоритет DL-направления перед UL-направлением обусловлен тем, что переполнение очередей на БС крайне не желательно.

Дисциплина EDF - Earliest Deadline First для соединений rtPS. Этот класс сервиса характеризуется переменным трафиком и критичен к задержкам. Поэтому основной критерий при выборе пакета для передачи - минимальное предельное время нахождения пакета в очереди, которое определяется как сумма времени прихода пакета и параметра "допустимая задержка" (Maximum latency). Поступающие на БС пакеты и запросы от АС ставятся в соответствующую очередь в порядке возрастания предельного времени. Размер очереди выбирается с запасом, исходя из интенсивности трафика (Maximum Sustained Traffic Rate) для всех соединений rtPS и среднего размера пакета, или задается размер очереди в конфигурации станции.

Дисциплина SFQ - Start-time Fair Queue для nrtPS соединений. Эта дисциплина является упрощенным (в вычислительном отношении) аналогом дисциплины WFQ [3]. SFQ стремится распределять ресурс справедливо,

поддерживая в среднем заявленную для каждого соединения этого класса интенсивности трафика (Maximum Sustained Traffic Rate). В каждом активном соединении nrtPS поддерживаются две временные метки: начальное время и конечное время.

Дисциплина FIFO для соединений BE. Эти очереди обслуживаются по остаточному принципу. Обычно для них предлагают использовать круговое (RR, Round Robin) обслуживание, что предполагает ведение отдельной очереди для каждого соединения BE. Дисциплина RR гарантирует обслуживание, т.е. рано или поздно до каждого соединения очередь дойдет [52]. При этом невозможно гарантировать интенсивность трафика и контролировать задержки. Дисциплина FIFO дает гарантию обслуживания и невозможность контролировать трафик и задержки, но позволяет включать пакеты всех соединений BE в одну очередь.

#### 4.4. Исследование эффективности функционирования планировщика кадра для соединений BE

С помощью имитационного моделирования проведен машинный эксперимент [20], который состоял в следующем. На вход буфера очереди подавались пакеты. Количество пакетов в очереди  $N = 8000$ . Длины пакетов генерировались случайным образом от 1 до 42 бит. Используемый вид модуляции 64QAM. Полоса канала составила 10 МГц. В связи с тем, что длительность OFDM символа составляет 66,7 мкс, время обработки 1 бита составляет  $t = 11,12$  мкс. Размер буфера  $M$  очереди в данном случае был неограничен. Для алгоритма RR выделен квант времени 66,7 мкс.

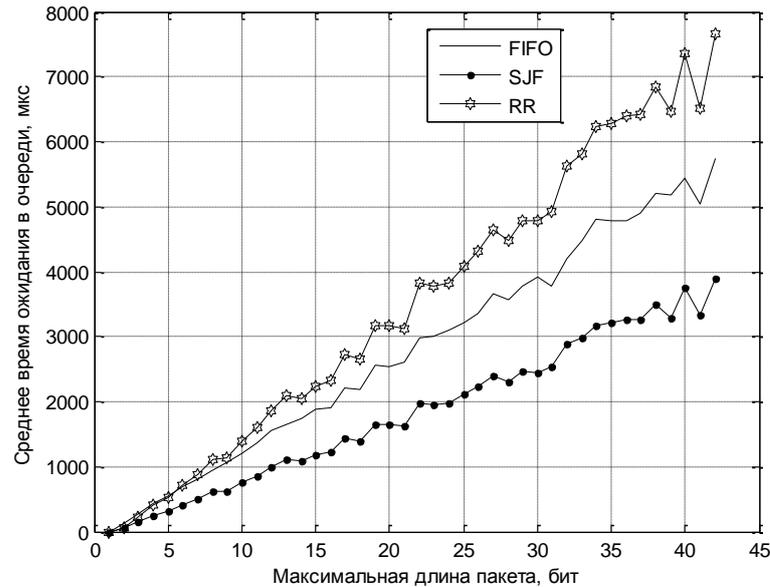


Рис. 4.3. Зависимость среднего времени ожидания в очереди от максимальной длины пакетов

В результате эксперимента получены зависимости среднего времени ожидания в очереди (4.17) от максимальной длины пакетов (рис.4.3) для алгоритма планирования RR - верхняя кривая, для алгоритма FIFO – средняя кривая, и для алгоритма SJF - нижняя кривая.

Из данных графиков видно, что при небольших длинах пакетов от 1 до 10 бит среднее время ожидания в очереди для алгоритмов RR и FIFO приблизительно одинаково. В этом диапазоне изменения длин пакетов алгоритм SJF по эффективности на треть превосходит алгоритмы RR и FIFO. С увеличением длин пакетов среднее время ожидания в очереди растет быстрее для алгоритма RR, для алгоритма FIFO рост времени ожидания в очереди несколько ниже. Самый минимальный рост времени ожидания в очереди имеет алгоритм SJF. Так при длине пакетов 30 бит выигрыш алгоритма FIFO относительно RR составляет 18%, а алгоритма SJF относительно RR составляет 45%. При длине пакетов 40 бит выигрыш алгоритма FIFO относительно RR составляет 27%, а алгоритма SJF относительно RR составляет 50%.

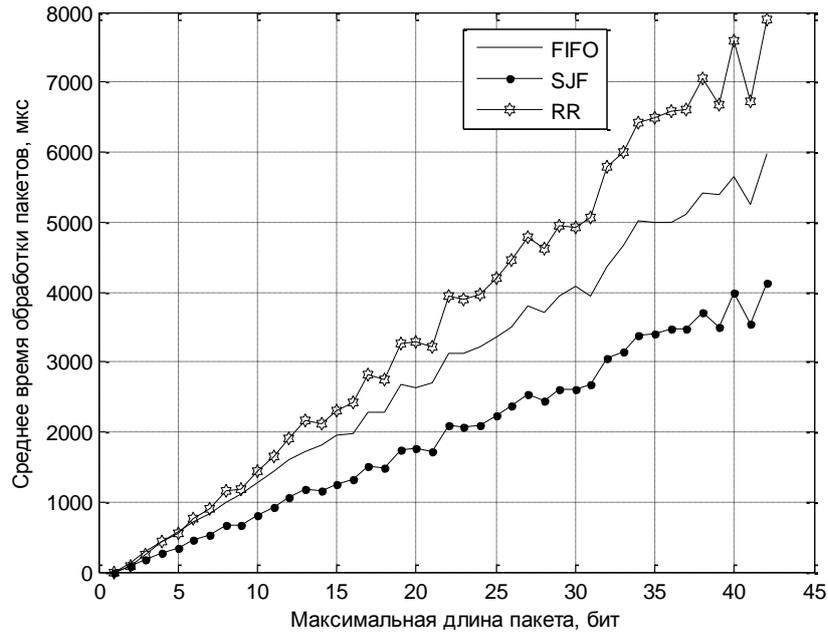


Рис. 4.4 - Зависимость среднего времени обработки пакетов от максимальной длины пакетов

Также получены зависимости среднего времени обработки пакетов (4.18) от максимальной длины пакетов (рис.4.4) для алгоритма планирования RR - верхняя кривая, для алгоритма FIFO – средняя кривая, и для алгоритма SJF - нижняя кривая.

Судя по полученным зависимостям можно сделать вывод о том, что и по этому показателю заметный выигрыш дает алгоритм SJF. Относительно RR этот выигрыш составляет 48%. Относительно FIFO – 32%.

Также был проведен эксперимент с ограниченным объемом буфера очереди  $M = 150000$  бит. Эксперимент состоял в следующем. На вход буфера очереди подавались пакеты. Длины пакетов генерировались случайным образом от 1 до 42 бит. Количество пакетов в очереди изменялась от  $N = 1$  до  $N = 8000$ . Получена зависимость заполнения буфера данными от количества поступающих пакетов (рис. 4.5) для алгоритма FIFO и для алгоритма SJF.

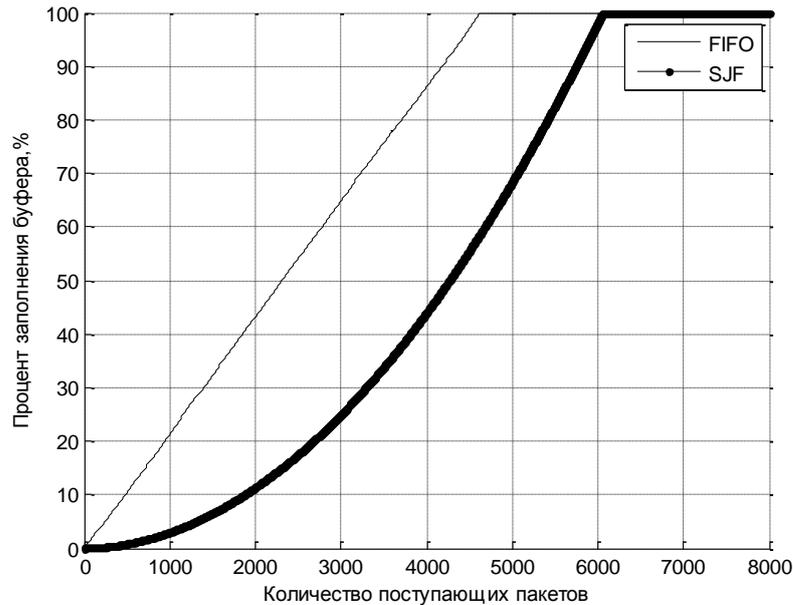


Рис. 4.5. Зависимость заполнения буфера данными от количества поступающих пакетов

Из данных графиков видно, что заполнение буфера данными для алгоритма FIFO происходит интенсивнее, чем для алгоритма SJF. Так для алгоритма FIFO буфер полностью заполнен при количестве поступающих пакетов равном 4600, а для алгоритма SJF при количестве поступающих пакетов равном 6000. Остальные пакеты в данном случае были отброшены. Таким образом, при использовании алгоритма SJF появляется возможность обработать на 1400 пакетов больше.

Из полученных зависимостей можно сделать вывод о том, что при интенсивном поступлении пакетов в очередь, и, следовательно, при увеличении размера очереди оба алгоритма отбрасывают пакеты, но количество отброшенных пакетов алгоритмом SJF на 17,5 % меньше, чем алгоритмом FIFO.

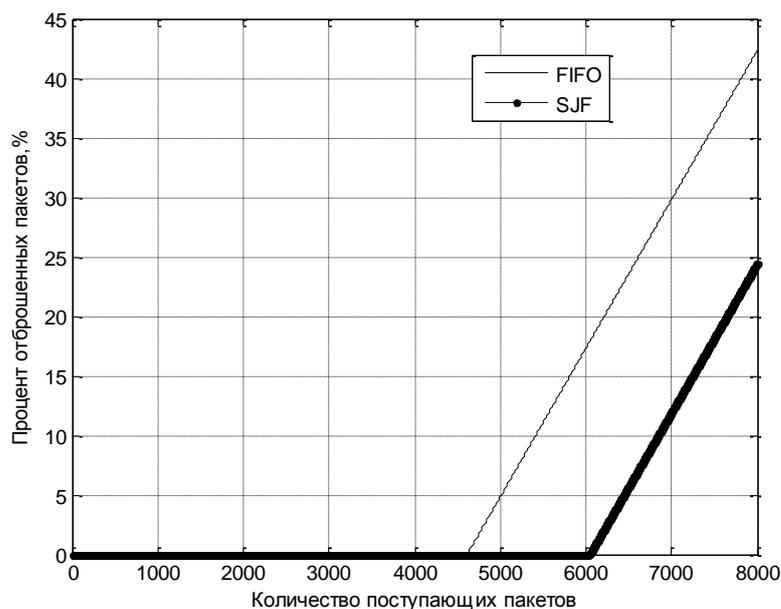


Рис. 4.6. Зависимость процента отброшенных пакетов от количества поступающих пакетов в очередь

Так же получена зависимость процента отброшенных пакетов от количества поступающих пакетов в очередь  $N$  для алгоритма FIFO – верхняя кривая и алгоритма SJF - нижняя кривая (рис.4.6). Из полученных зависимостей можно сделать вывод о том, что по процентному отношению отброшенных пакетов лучшие показатели имеет алгоритм SJF.

Таким образом, для дальнейшего улучшения качества и эффективности передачи данных в сетях LTE рекомендуется алгоритм SJF.

#### Выводы по разделу 4

1. Исследованы алгоритмы планирования, которые входят в состав подсистемы обеспечения качества обслуживания в сетях LTE. Проведены исследования эффективности алгоритмов планирования кадра по методу FIFO, SJF и RR.

2. Анализ показал, что при небольших длинах пакетов от 1 до 10 бит среднее время ожидания в очереди для алгоритмов RR и FIFO приблизительно одинаково. В этом диапазоне изменения длин пакетов алгоритм SJF по эффективности на треть превосходит алгоритмы RR и FIFO. С увеличением длин пакетов среднее время ожидания в очереди растет быстрее для алгоритма RR, для алгоритма FIFO рост времени ожидания в очереди несколько ниже. Самый минимальный рост времени ожидания в очереди имеет алгоритм SJF. Так при длине пакетов 30 бит выигрыш алгоритма FIFO относительно RR составляет 18%, а алгоритма SJF относительно RR составляет 45%. При длине пакетов 40 бит выигрыш алгоритма FIFO относительно RR составляет 27%, а алгоритма SJF относительно RR составляет 50%.

3. Получены зависимости среднего времени обработки пакетов от максимальной длины пакетов. Анализ показал, что и по этому показателю заметный выигрыш дает алгоритм SJF. Относительно RR этот выигрыш составляет 48%. Относительно FIFO – 32%.

4. Проведен эксперимент с ограниченным объемом буфера очереди  $M = 150000$  бит. Анализ показал, что заполнение буфера данными для алгоритма FIFO происходит интенсивнее, чем для алгоритма SJF. Так для алгоритма FIFO буфер полностью заполнен при количестве поступающих пакетов равном 4600, а для алгоритма SJF при количестве поступающих пакетов равном 6000. Таким образом, при использовании алгоритма SJF появляется возможность обработать на 1400 пакетов больше. Количество отброшенных пакетов алгоритмом SJF на 17,5 % меньше, чем алгоритмом FIFO.

5. Получена зависимость процента отброшенных пакетов от количества поступивших пакетов в очередь  $N$  для алгоритма FIFO и алгоритма SJF. Анализ показал, что по процентному отношению отброшенных пакетов лучшие показатели имеет алгоритм SJF. Таким образом, для дальнейшего улучшения

качества и эффективности передачи данных в сетях LTE рекомендуется алгоритм SJF.

## РАЗДЕЛ 5.

### МЕТОД УПРАВЛЕНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫМ ДОСТУПОМ В СЕТЯХ LTE

Важными проблемами в области повышения пропускной способности являются проблемы распределения ресурсов и управления доступом для повышения вероятности соединения [1,2]. Таким образом, актуальной является задача разработки метода управления пространственно-временным доступом, для того чтобы получить более высокую пропускную способность при несбалансированном трафике и снизить задержку пакетов. По материалам данного раздела опубликованы работы [18,22].

#### 5.1. Существующие алгоритмы управления распределением ресурсов и доступом соединений

Проблема управления доступом соединений активно исследовалась как для проводных, так и для беспроводных систем. Для анализа различных алгоритмов управления доступом соединений были предложены аналитические модели, основанные на цепях Маркова [66]. Однако большинство из этих моделей работают только с уровнем вызовов/соединений (т.е. с вероятностями блокирования новых вызовов и отбрасывания транзитных вызовов) для традиционных сетей передачи речи. В беспроводных сетях с коммутацией пакетов, ориентированных на данные, к которым относятся сети LTE, в дополнение к уровню соединений также необходимо рассматривать функционирование на уровне пакетов, т.е. внутри соединений.

Имеется ряд работ, выполненных в области теоретического исследования производительности и пропускной способности при помощи СМО. Две из них посвящены схемам контроля доступом соединений для многоканальной и многопользовательской сети OFDMA. Первая схема основана на пороговом значении, в ней используется концепция охранного канала для ограничения

числа принимаемых соединений определенным пороговым значением. Вторая схема основана на информации о состоянии очереди и также использует концепцию небольшого охранного канала, в этой схеме новое соединение принимается с некоторой вероятностью соединения.

Главная цель механизма управления доступом состоит в том, чтобы ограничить количество имеющихся потоков соединений таким образом, чтобы можно было гарантировать пропускную способность для всех поступающих соединений. На рис. 5.1 показаны основные компоненты системы управления доступом. Когда оценщик производительности используется для получения текущего состояния системы, распределитель ресурсов использует это состояние для перераспределения имеющихся радиоресурсов (например, временной интервал, код и мощность, и подканалы для сетей TDMA, CDMA, и OFDMA, соответственно). Затем, решение управления доступом заставляет принять или отклонить входящее соединение.

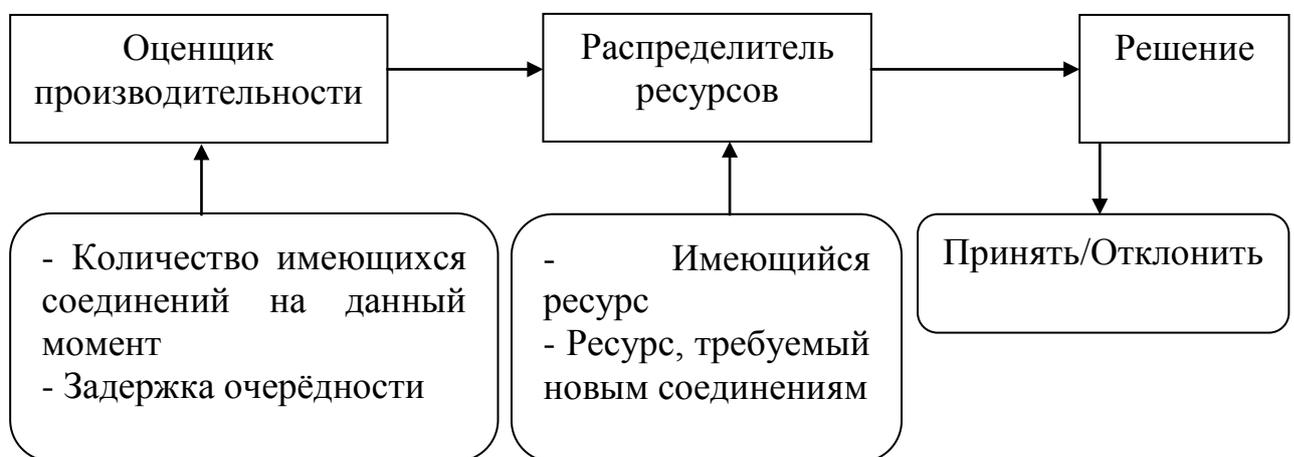


Рис. 5.1. Основные компоненты управления доступом

Используются два алгоритма управления доступом для абонентских станций, для того чтобы гарантировать характеристики качества обслуживания имеющихся соединений.

#### Алгоритм, основанный на пороговом значении

В этом случае, пороговое значение  $C$  используется для ограничения

количества имеющихся соединений. Когда появляется новое соединение, модуль управления доступом проверяет, будет ли общее количество соединений, включая и входящее, меньше или равно пороговому значению  $S$ . Если будет равно или меньше, тогда принимается новое соединение, если не будет равно или меньше, то новое соединение отклоняется.

#### Алгоритм, основанный на анализе очередей

Этот алгоритм работает на основе вероятности приёма соединения  $p_x$ , которая определяется статусом очереди. Например, когда поступает соединение, модуль управления доступом принимает соединение с вероятностью  $p_x$ , где  $x$  ( $x \in \{0, 1, \dots, X\}$ ) - количество пакетов в очереди в данный интервал времени. Здесь  $X$  обозначает размер очереди данной абонентской станции. Следует заметить, что величину параметра  $p_x$  можно выбрать на основе требований, предъявляемых к производительности радиоканала (например, задержка пакета, вероятность потери пакета).

#### 5.2. Алгоритм, основанный на нечеткой логике

Применение нечеткой логики характерно для ситуаций, когда отсутствует не только детерминистская интерпретация решаемой задачи, но и стохастические вероятные методы не удается применить в силу отсутствия данных о каких-либо распределениях.

Формальный аппарат нечеткой логики включает в себя определения: а) функции принадлежности (ФП), б) лингвистической переменной (ЛП), в) логических операторов MINIMUM, MAXIMUM, г) нечеткого правила «Если...То...» [65]. Нечеткое множество  $A$  задается упорядоченной парой:  $A = \{(x, \mu_A(x)) \mid x \in X\}$ , где  $x$  есть порождающий элемент, а  $\mu_A(x)$  есть мера принадлежности к множеству  $A$  [65]. Функция принадлежности  $\mu_A(x)$  принимает значения на отрезке  $[0,1]$ ,  $\mu_A : X \rightarrow [0,1]$ , она является выпуклой, непрерывной и нормированной на единицу функцией. В общем случае ФП

может иметь и симметричную, и асимметричную форму, поскольку условие выпуклости предопределяет наличие только одного «максимума».

«Компактное» нечетко-логическое описание физических параметров, имитирующее способность человека обозначать словами составные понятия, основывается на понятии ЛП [65]. Лингвистическую переменную  $T$  (также называемую терм-множеством) задают на области определения  $X$  как пары множеств  $T = \{T^1, T^2, \dots, T^K\}$  и  $\mu(x) = \{\mu^1(x), \mu^2(x), \dots, \mu^K(x)\}$ , где  $k = 1, \dots, K$  и  $T^k \rightarrow \mu^k(x)$ , т.е. каждый терм  $T^k$  для ЛП  $T$  имеет нечеткое имя и характеризуется своей ФП  $\mu^k(x)$ . Принципиально число термов ЛП не ограничено, но на практике оно редко превышает 5...6 [65], иначе возможное число нечетких правил «Если...То...» будет слишком большим. Таким образом, один и тот же физический параметр может быть охарактеризован сразу целым семейством ФП. Выбор конкретного профиля ФП осуществляется на основе экспертных знаний и последующей корректировки в процессе отладки системы [65].

Базовые логические операции в нечеткой логике могут быть определены различными способами (в рамках концепций Т-норм и Т-конорм) [65], но наиболее часто из них используются операторы MIN и MAX. Для двух произвольных множеств «1» и «2», заданных на  $x$ , где  $x \in X$ , и описываемых двумя ФП  $\mu_1(x)$  и  $\mu_2(x)$ , эти операторы могут быть заданы так:

$$\begin{aligned} \text{MIN}\{\mu_1(x), \mu_2(x)\} &= \mu_1(x) \wedge \mu_2(x) = \text{MINIMUM}\{\mu_1(x), \mu_2(x)\}, \\ \text{MAX}\{\mu_1(x), \mu_2(x)\} &= \mu_1(x) \vee \mu_2(x) = \text{MAXIMUM}\{\mu_1(x), \mu_2(x)\}, \end{aligned} \quad (5.1)$$

где  $\vee$  - дизъюнкция,  $\wedge$  - конъюнкция.

Для практической реализации такого ограничителя следует перебрать все возможные значения  $x$  и для каждой пары значений  $\mu_1(x)$  и  $\mu_2(x)$  выбрать, соответственно, наименьшее или наибольшее значения сигналов из числа подаваемых на входы. В общем случае для выполнения операций MIN и MAX

следует проводить аналоговые операции с непрерывными ФП, но на практике обычно применяют дискретные операции, выполняя их для достаточно большого числа градаций по  $x$  и  $\mu$  [65]. С помощью символов логических операций  $\wedge$  и  $\vee$ , а также символов  $\mu(x)$  различных ФП могут быть записаны логические термы и проведены логические вычисления подобно тому, как это делается для традиционных двоичных вычислений с булевыми операторами и символами двоичных переменных.

Среди наиболее известных нечетко-логических формализмов, требующих вычислений логических термов, является правило нечеткого логического вывода [2], называемое также нечетким правилом «Если... То...». В рассматриваемых далее вопросах для наглядности удобнее использовать упрощенную форму записи множества нечетких правил «Если... То...», записываемого в виде набора  $P$  выражений (индекс  $p$  указывает номер правила,  $p = 1, \dots, P$ ):

$$\begin{aligned} &\text{Если } x_1 \text{ есть } \mu_{ap1}, x_2 \text{ есть } \mu_{ap2}, \dots, x_I \text{ есть } \mu_{apI}, \\ &\text{То } y_1 \text{ есть } \mu_{bp1}, \dots, y_J \text{ есть } \mu_{bpJ}, \text{ иначе...} \end{aligned} \quad (5.2)$$

Выражение (5.2) записано для  $I$  входных лингвистических переменных  $x_1, \dots, x_I$  и  $J$  выходных лингвистических переменных  $y_1, \dots, y_J$ . Часть «Если...» называется предпосылкой, часть «То...» - следствием,  $\mu_{api}$  и  $\mu_{bpj}$  - метки (компактное обозначение) образцовых ФП предпосылки и следствия  $\mu_{ap1}(x_1), \dots, \mu_{apI}(x_I)$  и  $\mu_{bp1}(y_1), \dots, \mu_{bpJ}(y_J)$ . Формализм (5.2) задает причинно-следственные связи предпосылки и следствия и, в случае наблюдения приближенного значения предпосылки, позволяет сделать приближенный вывод о значениях следствия.

В работе [65] показано, что для проектирования протокола управления ресурсами перспективно использование так называемых «мягких»

вычислительных методик, например, основанных на нечеткой логике или генетических алгоритмах. Это позволяет удовлетворить требованиям QoS для пользователей и в то же время максимально использовать ресурсы системы.

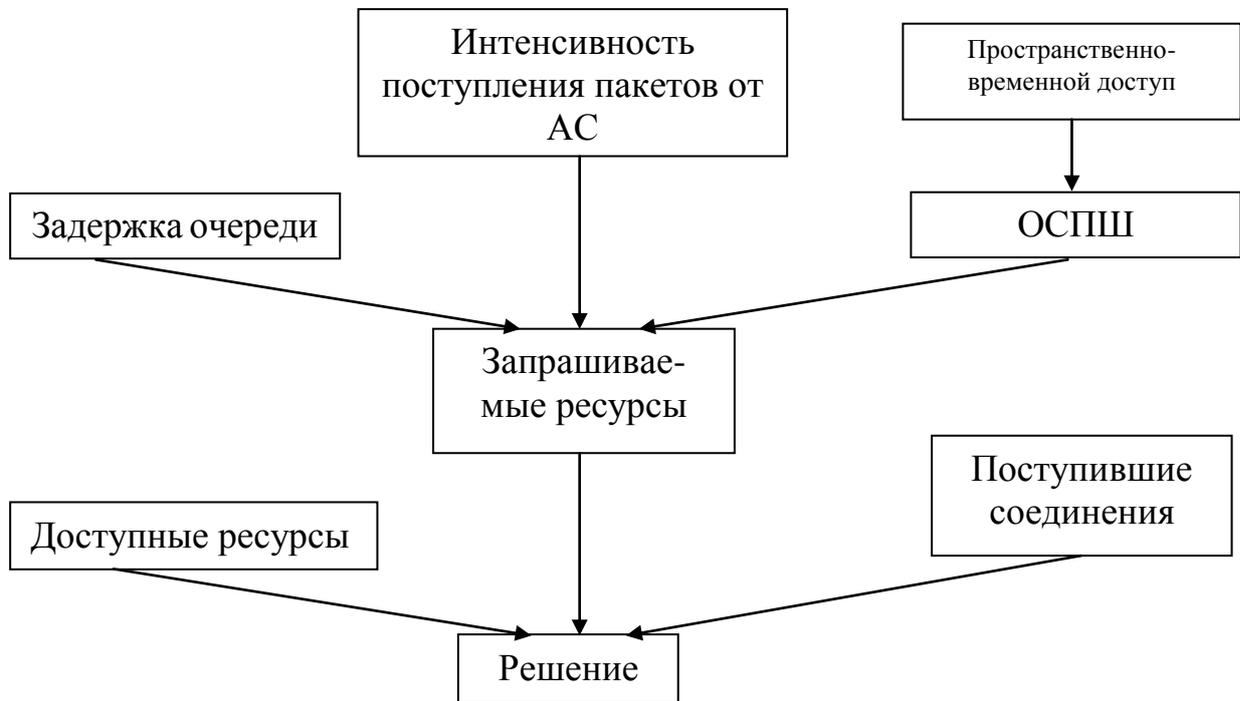


Рис. 5.2. Схема нечеткого управления доступом

Общая структура системы управления пространственно-временным доступом в сетях LTE на основе математического аппарата нечеткой логики представлена на рис. 5.2. Процесс функционирования нечеткой системы управления доступом выглядит следующим образом [66]. При установлении нового соединения соответствующий мобильный узел сообщает на базовую станцию приблизительные параметры источника трафика (то есть интенсивность поступления пакетов от АС) и задержку очереди. Затем БС предоставляет пространственно-временной доступ (ПВД) и измеряет среднее отношение сигнал/помеха+шум (ОСПШ) нового соединения и переводит его в значения лингвистических переменных. Эти точные значения входных переменных преобразуются в значения лингвистических переменных при помощи определенных ФП. Запрашиваемые ресурсы используют эту информацию, чтобы получить число подканалов, которые будут назначены.

Число подканалов ограничено величинами  $C_{\min}$  и  $C_{\max}$ , чтобы гарантировать то, что у соединения будет не слишком большое и не слишком малое количество ресурсов передачи.

Число распределенных подканалов, доступные ресурсы и число поступивших запросов на соединения фаззифицированы в ячейке следующим образом:

$$C_A = (L - (n_1 * b_1 + n_2 * b_2 + n_3 * b_3 + n_4 * b_4)) / L, \quad (5.3)$$

где  $C_A$  – доступные ресурсы в процентах к общему числу ресурсов;  $L$  – общее число ресурсов;  $n_x$  – число активных соединений для класса  $x$ ;  $b_x$  – число ресурсов, требуемых для класса  $x$ .

На этом этапе осуществляется переход от нечетких значений величин (то есть запрашиваемых ресурсов,  $C_A$  и числа поступивших соединений) к вероятности соединения. На основе этой вероятности БС принимает или отвергает новое соединение.

Из данной системы следует, что повысить вероятность соединения можно при помощи увеличения ОСПШ, а именно при организации пространственно-временного доступа.

### 5.3. Организация пространственно-временного доступа

Решение проблемы обеспечения QoS LTE требует привлечения дополнительных ресурсов. Одним из наиболее перспективных ресурсов является использование пространственного ресурса [18,22,67,68].

Организация связи с пространственно-временным доступом (ПВД) может быть осуществлена в три этапа.

Первым этапом ПВД является организация заявки на связь абонентской станцией. Вторым этапом ПВД является определение направления прихода сигнала абонента. Третьим этапом ПВД является предоставление связи

абоненту по узкому лучу, формируемому в соответствии с заявкой многолучевой антенны.

### 1-й этап. Организация заявки на связь абонентской станцией

Заявку на связь ретранслятор принимает по широкому лучу. Обеспечение высокой надежности приема заявки может быть достигнуто с помощью широкополосного помехоустойчивого сигнала (ШПС).

Следует заметить, что необходимый эффект достигается за счет широкополосных не только в частотно-временной, но и пространственной областях. Суть получаемого энергетического выигрыша и выигрыша в помехоустойчивости за счет ШПС в частотно-временной и пространственно-временной областях можно пояснить, используя метод понижения размерности пространства представления сигналов.

Известно, что переход от одномерных представлений сигналов  $S(t)$  к двумерным или более мерным позволяет привлекать дополнительные физические параметры и свойства, расширяющие возможности по их модуляции, обработке, повышению помехоустойчивости и др. Для  $n$ -мерных сигналов могут быть указаны такие важные свойства как поляризация и степень этой поляризации, когерентность и степень когерентности. Для сигналов, расширяющих представление в частотно-временной области возможно получение базы сигнала  $B = \Delta F \cdot \tau \gg 1$ , где  $\Delta F$  - полоса занимаемых частот,  $\tau$  - длительность информационного импульса.

Обработка случайных сигналов в общем случае сводится к получению отображения этого сигнала  $\vec{S}(t)$  из множества его отображения  $\{S\}$  во множество решений  $\{R\}$ , состоящее, как правило, из детерминированных значений:

$$S \xrightarrow{f} R. \quad (5.4)$$

Алгоритмы реализации оператора (5.4) различны. Они зависят от целей и критериев решения задач приема, а также тех возможностей и ограничений, в рамках которых приходится решать эту задачу.

Размерности ( $\dim$ ) множеств  $\{S\}$  и  $\{R\}$  могут совпадать или быть различными. Из теории множеств известно, что отображение (5.4) при

$$\dim\{S\} > \dim\{R\} \quad (5.5)$$

является вырожденным и в общем случае связано с потерей информации. Однако на практике отображение типа (5.5) часто приходится использовать при приеме и обработке сигналов связи. Так, при обычном выполнении условий на приеме  $\dim\{R\} = 1$  использование пространственного или иного метода разнесения на  $N$  - ветвей, когда  $\vec{S}(t) = (S_1(t), S_2(t), \dots, S_N(t))^T$ , как раз и есть вырожденным отображением значений пространства случайных сигналов размерности  $N$  в одномерное пространство решений  $\{R\}$  на выходе сумматора или демодулятора.

Такого же рода отображение (5.5) имеет место при пространственно-временной обработке сигналов (ПВОС) с использованием адаптивных антенных решеток (ААР) и адаптивных компенсаторов помех (АКП). При этом, если на входе каждого из антенных элементов ААР имеем плотность распределения  $w(\vec{S}(t)/\vec{\xi}(t), t)$ , то на выходе общего сумматора добиваются того, чтобы эта плотность преобразовалась к виду  $w(\vec{S}(t)/\vec{\xi}(t), t) = w(\vec{S}(t), t)$ , что является признаком достаточности статистики и позволяет далее использовать стандартные методы принятия оптимальных решений.

При использовании  $N$ -позиционной псевдослучайной последовательности (ПСП) и при совпадении этой ПСП с опорной эквивалентное соотношение сигнал/шум на выходе общего сумматора увеличивается в базу раз, чем и достигается повышение помехоустойчивости приема во столько же раз.

Выбирая отображение (5.5) и получая статистику мы тем самым добиваемся выполнения достаточности этой статистики. Так, при наличии мешающего параметра  $\theta$  условие получения достаточной статистики  $t$ , независимой от  $\theta$ , определяется выражением:

$$M\{c(v)\} = \int c(v)h(x/t)g(t/\theta)dx = M\{M(c(v)/t)\}, \quad (5.6)$$

где математическое ожидание  $M\{\cdot\}$  берется по распределению статистики  $t$ . Таким образом, функция от  $t$   $M(c(v)/t)$  не зависит от  $\theta$ , поскольку  $t$  - достаточная статистика.

### 2-й этап. Определение направления прихода сигнала абонента

Известные методы оценки пространственного спектра основаны на выделении и оценки компонент аддитивной смеси сигналов, приходящих из различных направлений.

Для детерминированных сигналов оценка вектора значений  $\vec{\theta} = (\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n)^T$  производится с помощью разложения Фурье:

$$y_m(\omega_l) = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_{-T/2}^{T/2} y_m(t)e^{-j\omega_l t} dt, \quad (5.7)$$

где  $\omega_l = \frac{2\pi}{T}(l_1 + l)$  - значения пространственной частоты, определяемое по выборке на интервале  $T$ , с учетом эквидистантного расположения  $l = 1, 2, \dots, L$  относительно 1-го антенного элемента.

Для случайных сигналов чаще используют алгоритмы Music, Esprit и другие процедуры, основанные на получении собственных значений матрицы пространственной корреляции  $R_{xx}$ . Процедура, основанная на выделении собственных значений, является достаточно громоздкой, поскольку требует большого объема выборки, чаще расходящейся (или слабо обусловленной).

Кроме того, возникают ложные отметки, являющиеся результатом мешающих параметров. К мешающим параметрам можно отнести сигналы других станций, прием по боковым лепесткам, а также собственные шумы. Поэтому данные методы не всегда позволяют произвести уверенную оценку элементов пространственного спектра. Более того, для сети LTE данные задачи необходимо решать в реальном масштабе времени при наличии динамической сигнально-помеховой обстановки (СПО).

В работе [18,22,68] разработана и проанализирована рекурсивная процедура оценки пространственного спектра. Сама же оценка производится с использованием ААР с так называемым формированием пространственных окон. Таким образом, переходя от одного пространственного окна к другому, мы на каждом переходе формируем нули диаграммы направленности, ориентированные на прочие направления прихода сигналов.

Процедура состоит из трех основных рекурсивных составляющих:

- 1) выделение пространственного окна;
- 2) подавление сигналов, приходящих со всех невыделенных направлений;
- 3) рекурсивное определение отметки соответствия амплитуды и пространственной фазы в выделенном окне.

Ограничение на ширину окна определяется исходя из числа и направленности антенных элементов.

В первой фазе цикла формируется пространственное окно с помощью управляющего вектора:

$$\vec{V}(\theta) = [\exp(\sin(\theta/180) \cdot \pi), \exp(j \sin(\theta/180) \cdot \pi), \dots, \exp(j(n-1) * (\sin(\theta/180) \cdot \pi)), \dots, \exp(j(N-1) * (\sin(\theta/180) \cdot \pi))], \quad (5.8)$$

где  $n$  - номер антенного элемента,  $n = \overline{0, N-1}$ ,  $N$  - количество антенных элементов,  $\theta$  - угол (направление пространственного окна).

На второй фазе цикла включается процедура подавления сигналов, приходящих по боковым лепесткам. Данная процедура может быть реализована с использованием алгоритма Уидроу, Калмана-Бьюси, Апфельбаума или других известных алгоритмов управления вектором весовых коэффициентов адаптивной антенной решетки. Так модификация алгоритма Апфельбаума для подавления сигналов вне выделенного окна имеет следующий вид:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) - 2\mu(k)[\vec{X}(k)\vec{W}^T(k)\vec{X}(k) - \vec{V}(\theta)], \quad (5.9)$$

где  $\mu(k)$  - шаговый коэффициент.

Далее выполняется рекурсивная процедура определения отметки соответствия амплитуды и пространственной фазы в выделенном окне:

$$P(k+1, \theta) = P(k, \theta) + \vec{W}(\theta)^T \vec{X}(k) \cdot \vec{X}(k)^T \vec{W}(\theta). \quad (5.10)$$

К началу третьей фазы переходные процессы второй фазы должны быть завершены. При этом остается отметка о сигнале, попадающем в защитное окно.

Достоинством такого алгоритма является то, что он является достаточно универсальным как для решения задач приема сигналов в условиях многолучевости, где обеспечивается отслеживание максимума этого спектра, так и для решения задач подавления нежелательных сигналов (помех). В последнем случае удастся осуществлять подавление различных нестационарных (типа импульсных) помех, поскольку дается оценка их направления прихода  $\left\{ \hat{\theta} \right\}$ .

3-й этап. Предоставление связи абоненту по узкому лучу, формируемому в соответствии с заявкой многолучевой антенны

В качестве алгоритмов формирования пучка узких лучей могут быть использованы программные методы и алгоритмы адаптивных антенных решеток, синтезированные для нестационарной СПО.

При нестационарной СПО происходят пространственно-временные изменения параметров сигнала и помехи. Эти изменения могут происходить из-за влияний среды распространения радиоволн, перемещения приемника или передатчика помехи и других причин. Для такой СПО уравнение состояния ВВК для  $m$ -го абонента будет иметь общий вид [18,22]:

$$\vec{W}_m(k+1) = F(k)\vec{W}_m(k) + G(k)\vec{u}(k), \quad (5.11)$$

где  $F(k)$  и  $G(k)$  являются соответственно: матрицами состояния и интенсивностей изменений параметров сигналов и помех;  $f_{ij}$  - элементы  $i, j = \dim \vec{W}_m(k)$ , являются величинами, обратными коэффициентам взаимной корреляции между  $i$  и  $j$  компонентами;  $\vec{u}(t)$  - порождающий белый гауссов шум, со спектральной плотностью мощности  $N_u$ .

Для нестационарной СПО разработаны процедуры [67,69], определяющие состояние ВВК в динамике:

$$\vec{W}_m(k+1) = F(k)\vec{W}_m(k) + P(k)R_{xx}(k)N_v^{-1} \left[ R_{xx}(k)\vec{W}_m(k) - d(k)_\vartheta \right], \quad (5.12)$$

где  $d(k)_\vartheta$  - эталонное значение полезного сигнала (опорный сигнал);  $R_{xx}(k)$  - матрица пространственной корреляции входных сигналов  $R_{xx}(k) = \vec{X}(k) \cdot \vec{X}(k)^T$ ;  $P_m(k)$  - матрица значений апостериорной дисперсии оценки  $\vec{W}_m(k)$   $m$ -го абонента, определяемая из уравнения:

$$P_m(k+1) = F(k)P_m(k) + P(k)F^T(k)P_m(k)R_{xx}(k)N_v^{-1}R_{xx}(k)P_m(k) + G^T(k)N_uG(k). \quad (5.13)$$

При этом сигнал от  $m$ -го абонента на выходе ААР определяется выражением:

$$y_m(k) = \overset{\rightarrow T}{X}(k)\overset{\rightarrow}{W}_{opt_m} + n(k), \quad (5.14)$$

где  $n$  - шумы в каналах приема.

Структурная схема организации ПВД с  $N$ -элементной ААР для обеспечения связи с  $m$  абонентами представлена на рис.5.3. Согласно данной схеме в устройстве управления ВВК генерируется опорный сигнал  $d(k)$  в соответствии с априорной информацией о направлении прихода сигнала от абонента и формируется ВВК согласно процедуре (5.12). Далее взвешенный сигнал поступает на сумматор, где реализуется процедура (5.14), и приемник. Таким образом, для каждого абонента формируется свой узкий луч диаграммы направленности.

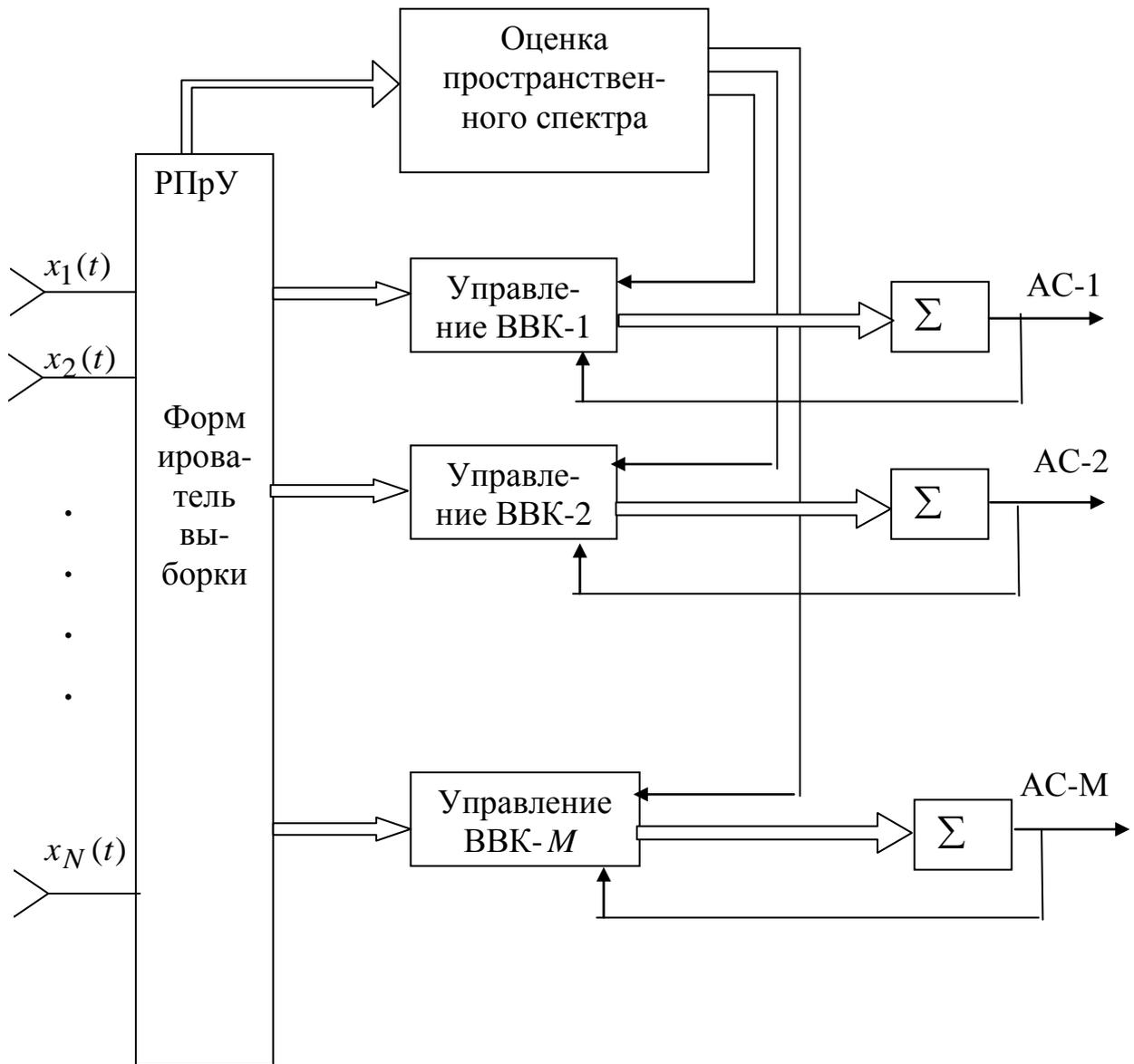


Рис. 5.3. Структурная схема организации ПВД

На рис 5.4 представлены графики зависимости ОСПШ на выходе ААР от ОСПШ на входе ААР при количестве антенных элементов  $N = 2$  (нижняя кривая),  $N = 4$  (средняя кривая) и  $N = 8$  (верхняя кривая). Из данных графиков видно, что применение пространственно-временного доступа позволяет повысить ОСПШ на 20 – 30 и более дБ.

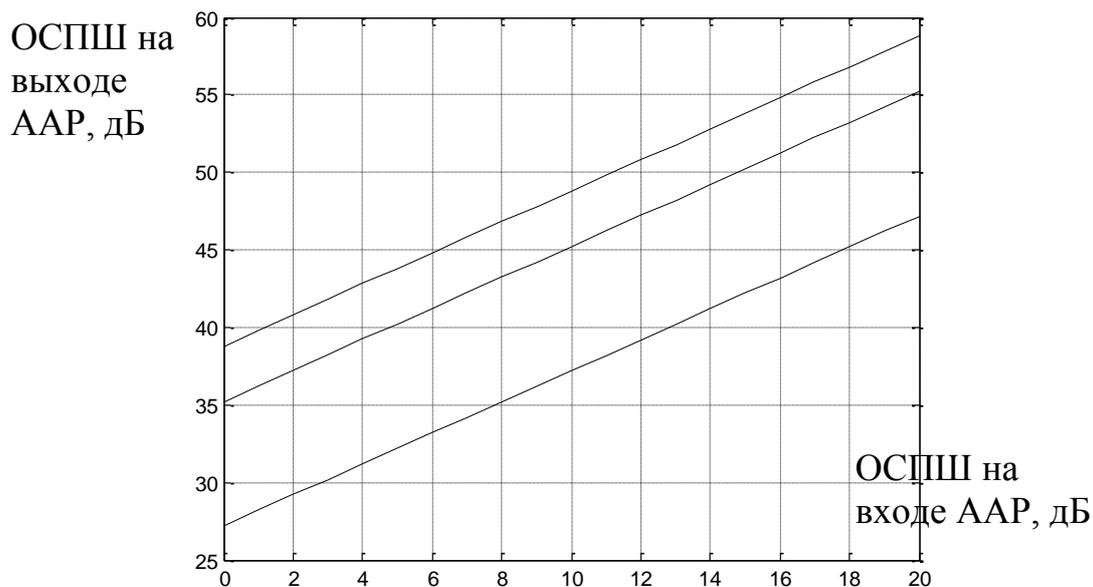


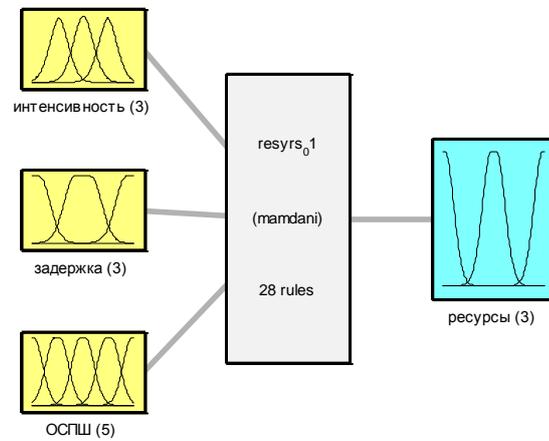
Рис. 5.4. Графики зависимости ОСПШ на выходе ААР от ОСПШ на входе ААР

5.4. Имитационная модель пространственно-временного доступа, основанная на нечеткой логике

В среде Matlab модуль Fuzzy Logic позволяет строить нечеткие системы двух типов – Мамдани и Сугэно. Основное отличие между этими системами заключается в разных способах задания значений выходной переменной в правилах, образующих базу знаний. В этой задаче используем алгоритм вывода Мамдани.

На рис. 5.5 представлена система нечеткого вывода для формирования запрашиваемых ресурсов.

Для задания ФП необходимо устанавливать диапазон изменения и отображения для переменных входов. Для входа интенсивности задаются три ФП гауссова типа, каждая из которых характеризует вход, соответственно, как «низкая», «средняя» и «высокая» (рис. 5.6) в диапазоне от 100 до 400.



System resurs\_01: 3 inputs, 1 outputs, 28 rules

Рис. 5.5. Система нечеткого вывода для формирования запрашиваемых ресурсов

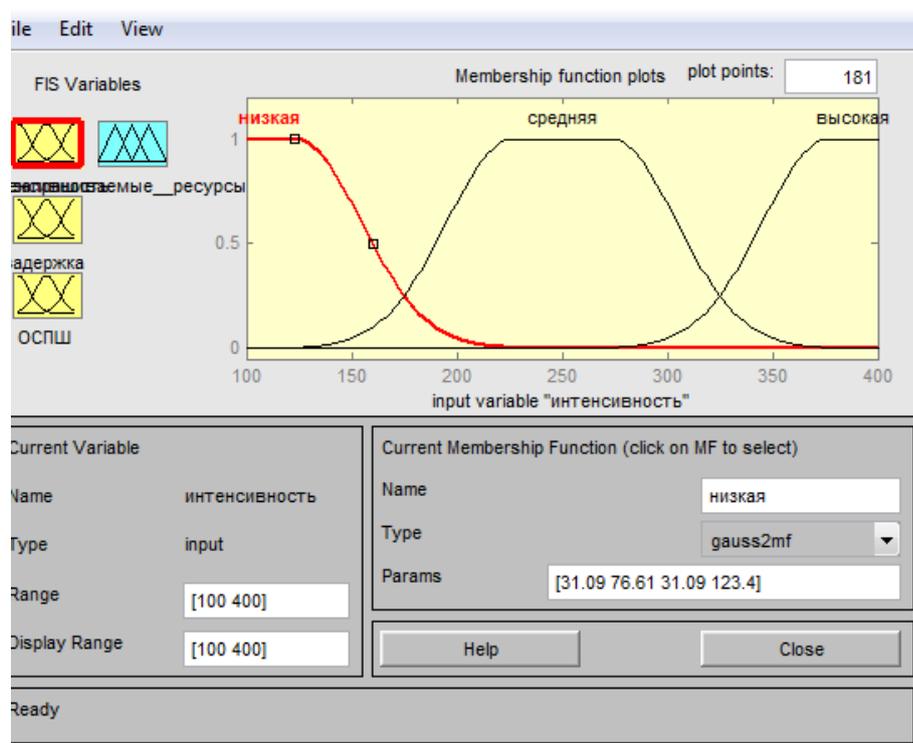


Рис. 5.6. ФП для входной переменной «интенсивность»

Для входа задержки задаются три ФП гауссова типа, каждая из которых характеризует вход, соответственно, как «низкая», «средняя» и «высокая» (рис. 5.7) в диапазоне от 0 до 55.

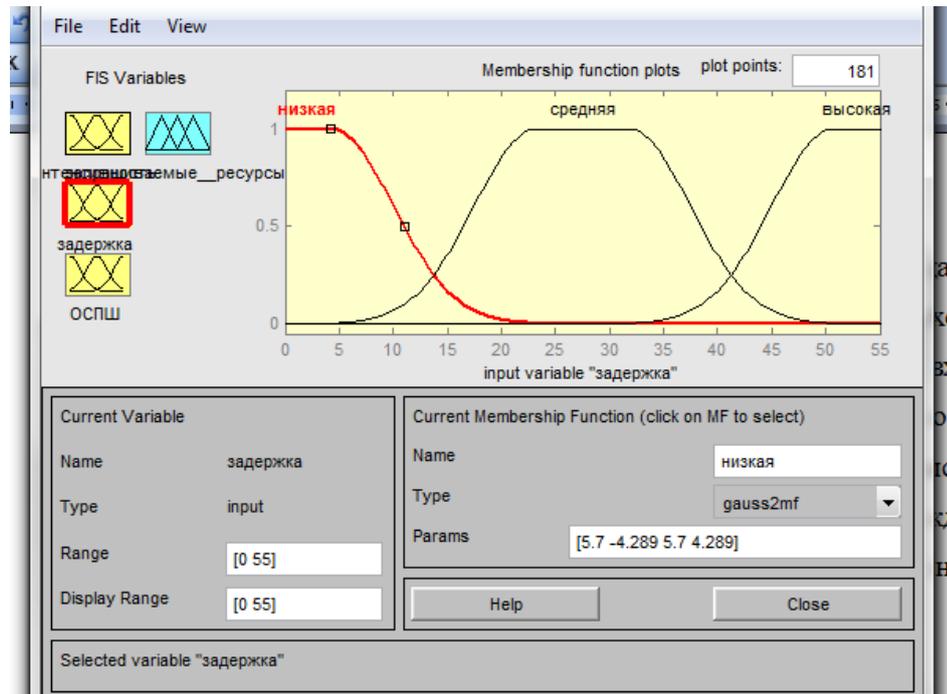


Рис. 5.7. ФП для входной переменной «задержка»

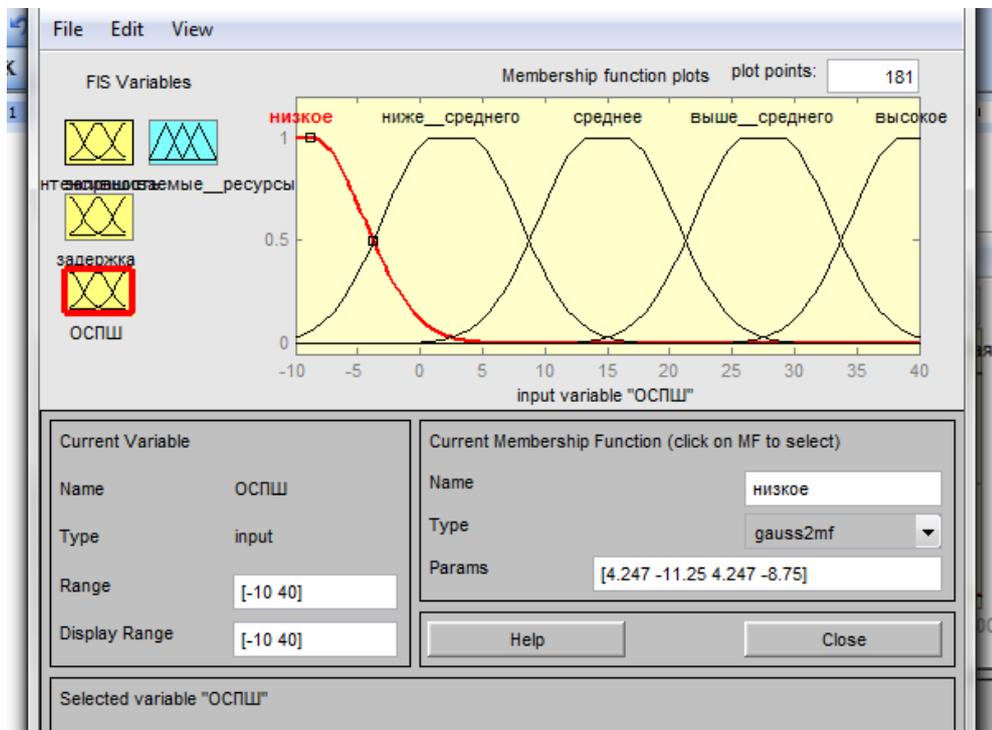


Рис. 5.8. ФП для входной переменной «ОСПШ»

Для входа ОСПШ задаются пять ФП гауссова типа, каждая из которых характеризует вход, соответственно, как «низкое», «ниже среднего», «среднее» «выше среднего» и «высокое» (рис. 5.8) в диапазоне от -10 до 40 дБ. С применением пространственно-временного доступа ОСПШ принимает значения от 10 до 40 дБ. Без применения ПВД – от -10 до 20 дБ.

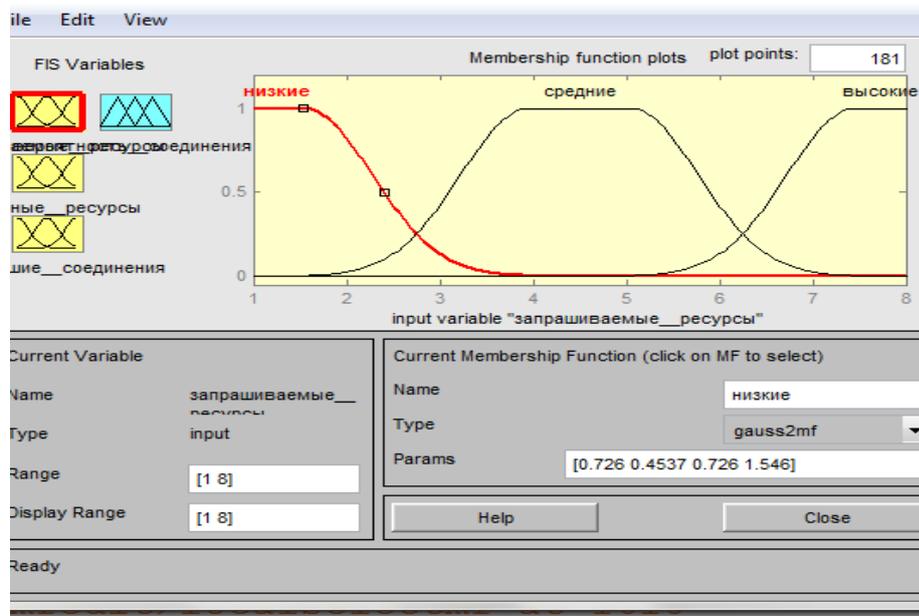


Рис. 5.9. ФП для выходной переменной «запрашиваемые ресурсы»

Выходной переменной является запрашиваемые ресурсы. Для выхода задаются три ФП гауссова типа, каждая из которых характеризует выход, соответственно, как «низкие», «средние» и «высокие» (рис. 5.9) в диапазоне от 1 до 8 подканалов.

Следующим шагом в формировании задачи является составление правил типа «Если... То...». Например, если интенсивность поступления пакетов от АС – низкая и задержка очереди – низкая и среднее ОСПШ – плохое, то запрашиваемые ресурсы – средние. Всего создано 28 правил нечеткого вывода.

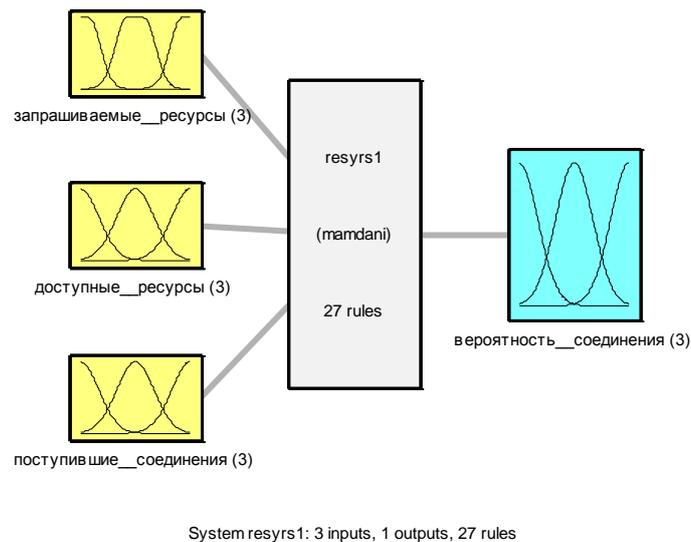


Рис. 5.10. Система нечеткого вывода для принятия решения на предоставление доступа

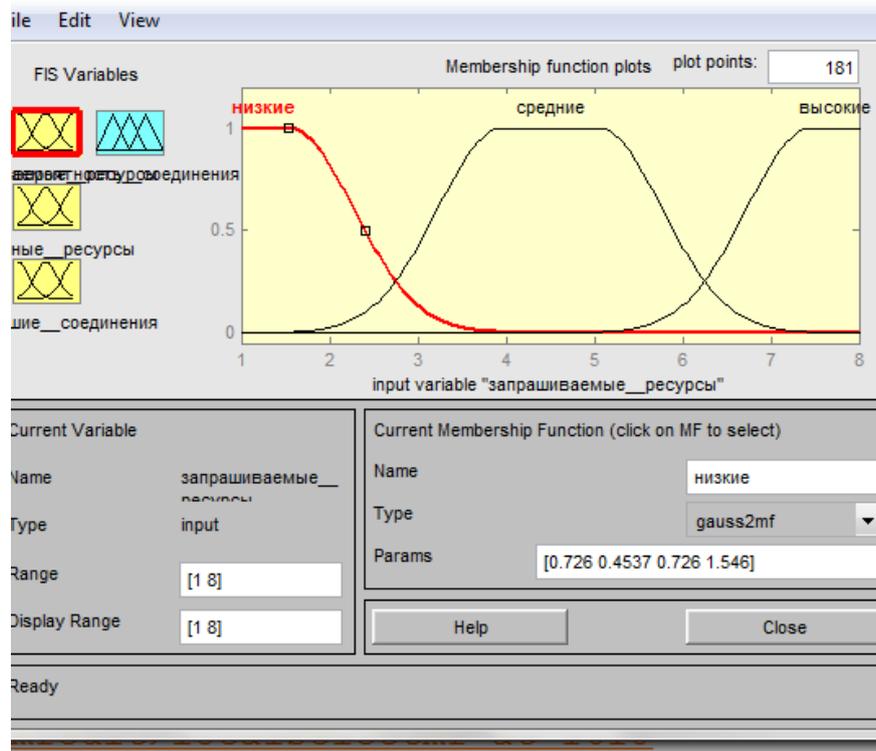


Рис. 5.11. ФП входной переменной «запрашиваемые ресурсы»

Далее была создана система нечеткого логического вывода для принятия решения на предоставление доступа (рис.5.10). Входными переменными в

данном случае являются «запрашиваемые ресурсы», «доступные ресурсы» и «поступившие соединения». Выходной переменной является «вероятность соединения». Система нечеткого вывода на предоставление соединения имеет 27 правил нечеткого логического вывода.

На рис. 5.11 показаны ФП входной переменной «запрашиваемые ресурсы», которые имеют диапазон изменения от 1 до 8 подканалов. Входная переменная имеет три функции принадлежности гауссова типа, которые интерпретируются как «низкие», «средние» и «высокие».

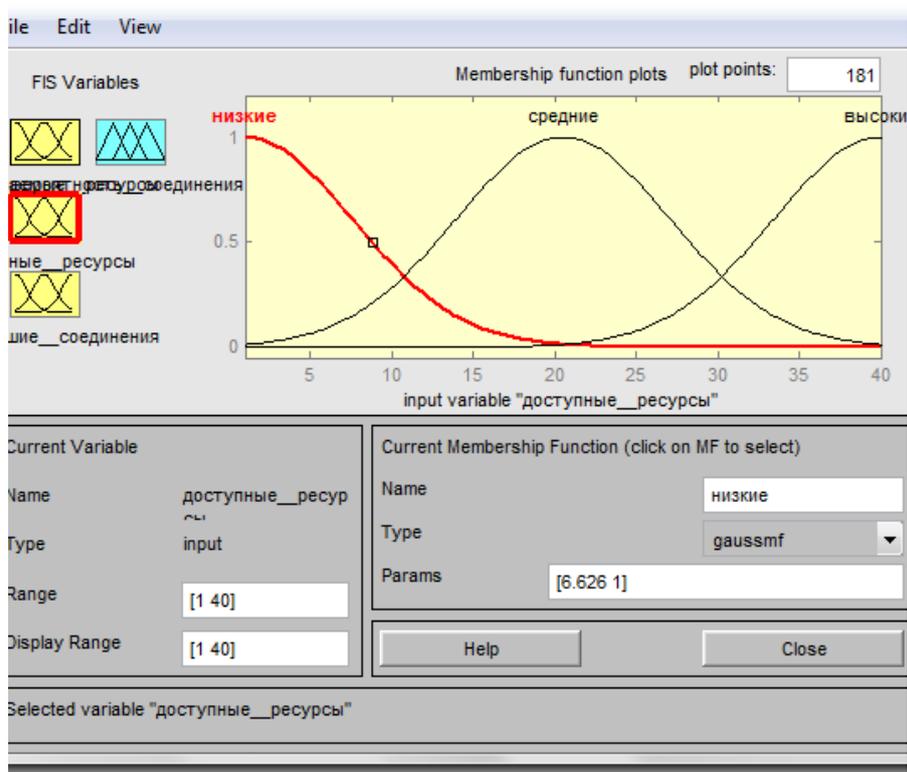


Рис. 5.12. ФП входной переменной «доступные ресурсы»

На рис.5.12. показаны ФП входной переменной «доступные ресурсы», которые имеют диапазон изменения от 1 до 40 подканалов. Входная переменная имеет три функции принадлежности гауссова типа, которые интерпретируются как «низкие», «средние» и «высокие».

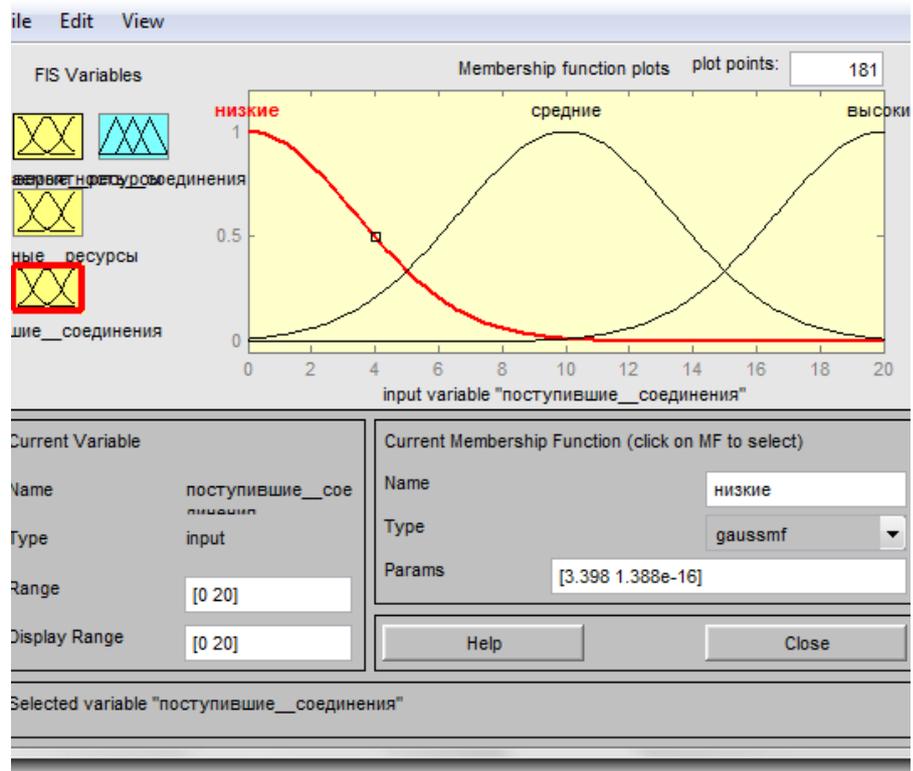


Рис. 5.13. ФП входной переменной «поступившие соединения»

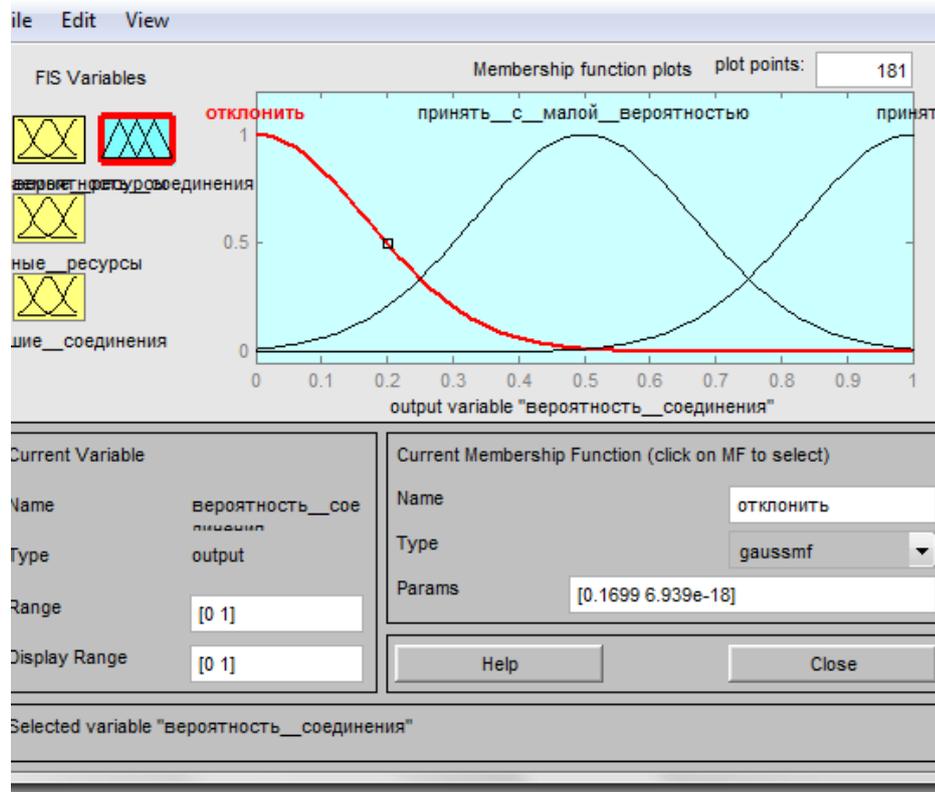


Рис. 5.14. ФП выходной переменной «вероятность

На рис. 5.13 показаны ФП входной переменной «поступившие соединения», которые имеют диапазон изменения от 0 до 20 подканалов. Входная переменная имеет три функции принадлежности гауссова типа, которые интерпретируются как «низкие», «средние» и «высокие».

На рис.5.14 показаны ФП выходной переменной «вероятность соединения», которые имеют диапазон изменения от 0 до 1. Выходная переменная имеет три функции принадлежности гауссова типа, которые интерпретируются как «отклонить», «принять с малой вероятностью» и «принять».

5.5. Анализ эффективности пространственно-временного доступа, основанного на нечеткой логике

С помощью разработанной имитационной модели проведен анализ эффективности пространственно-временного доступа, основанного на нечеткой логике.

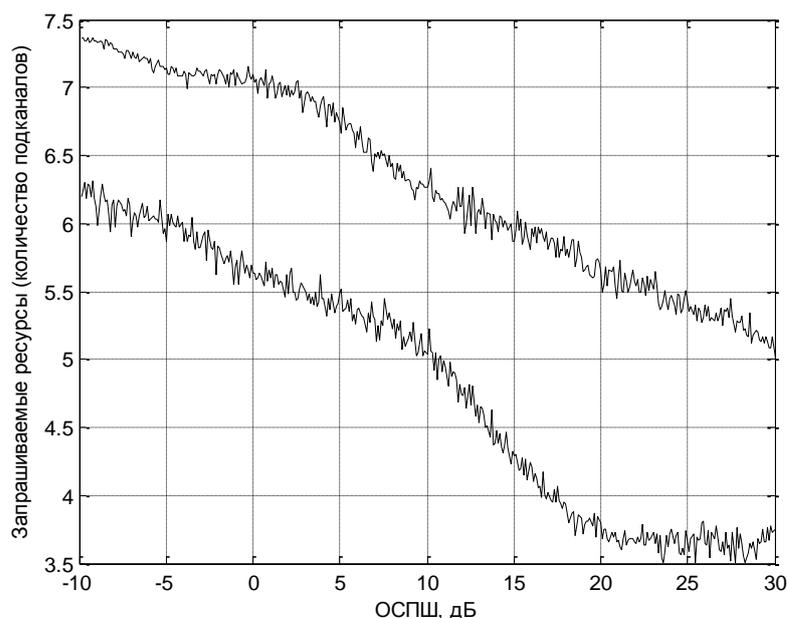


Рис.5.15. Графики зависимости запрашиваемых ресурсов от ОСПШ

Первый эксперимент состоял в том, что на вход системы нечеткого вывода для формирования запрашиваемых ресурсов подавалось значение ОСПШ, которое изменялось в пределах от - 10 до 30 дБ. Интенсивности поступления пакетов генерировались случайным образом от 100 до 400 пакетов в секунду. Задержка была выбрана максимальной и составила 55 мс.

На рис. 5.15. представлены графики зависимости запрашиваемых ресурсов от ОСПШ. Верхняя кривая соответствует случаю предоставления доступа без ПВД. Нижняя кривая соответствует случаю предоставления доступа с ПВД. Из данных графиков видно, что применение ПВД дает экономию до 1,5 – 2 подканала.

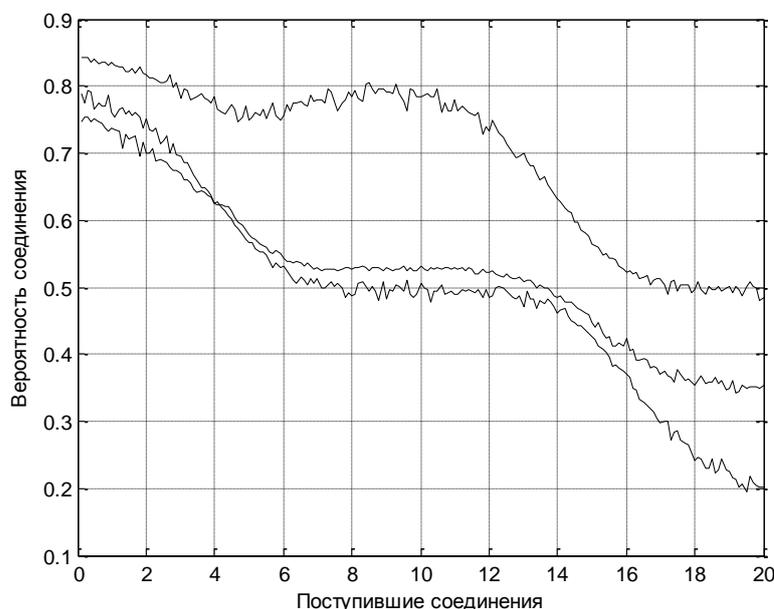


Рис. 5.16. Графики зависимости вероятности соединения от количества поступивших соединений

Второй эксперимент состоял в том, что на вход системы нечеткого вывода, для принятия решения о предоставлении доступа подавались значения поступивших соединений, которые изменялись в пределах от 0 до 20. Запрашиваемые ресурсы для алгоритма, основанного на анализе очередей, и алгоритма нечеткого вывода без ПВД были приняты равными 7 подканалам, а для алгоритма нечеткого вывода с ПВД были приняты равными 5 подканалам. Число активных соединений  $n_x$  для класса  $x$  генерировались случайным

образом от 0 до 5. После чего в соответствии с выражением (5.3) рассчитывались доступные ресурсы. На рис. 5.16 представлены зависимости вероятности соединения от количества поступивших соединений. Верхняя кривая соответствует работе алгоритма нечеткого вывода с ПВД. Средняя кривая соответствует работе алгоритма нечеткого вывода без ПВД. Нижняя кривая соответствует работе алгоритма, основанного на анализе очередей. Из данных графиков видно, что вероятность соединения на 6 - 15 % больше при работе алгоритма нечеткого вывода с ПВД по отношению к работе алгоритма нечеткого вывода без ПВД. Также проведенный эксперимент свидетельствует о том, что алгоритм, основанный на анализе очередей, уступает алгоритму нечеткого вывода с ПВД. Потери составляют от 7 до 20 %.

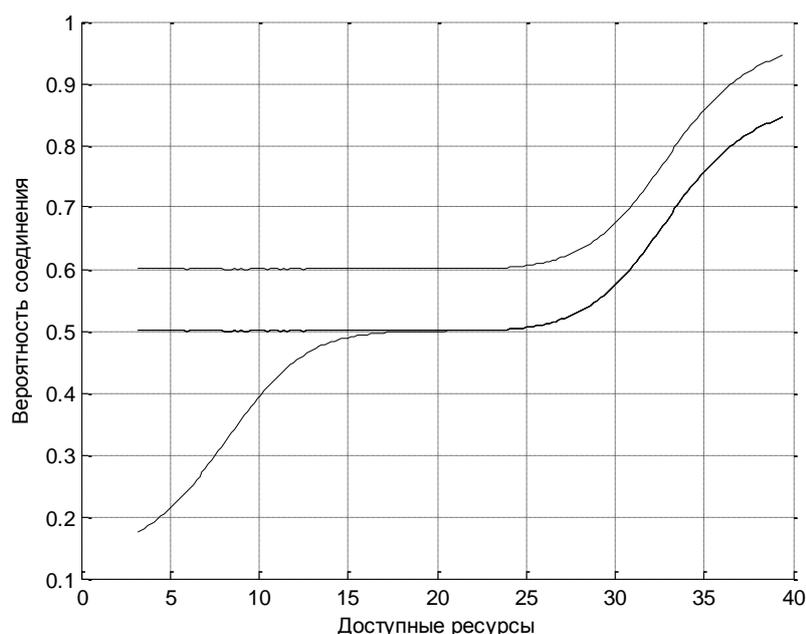


Рис. 5.17. Графики зависимости вероятности соединения от доступных ресурсов

Третий эксперимент состоял в том, что на вход системы нечеткого вывода для принятия решения о предоставлении доступа подавалось значение доступных ресурсов, которое изменялось в пределах от 3 до 40 подканалов. Запрашиваемые ресурсы для алгоритма, основанного на анализе очередей, и алгоритма нечеткого вывода без ПВД были приняты равными 7 подканалам, а

для алгоритма нечеткого вывода с ПВД были приняты равными 5 подканалам. Поступившие соединения были приняты равными 10.

На рис. 5.17 представлены зависимости вероятности соединения от доступных ресурсов. Верхняя кривая соответствует работе алгоритма нечеткого вывода с ПВД. Средняя кривая соответствует работе алгоритма нечеткого вывода без ПВД. Нижняя кривая соответствует работе алгоритма, основанного на анализе очередей. Из данных графиков видно, что вероятность соединения на 10 % больше при работе алгоритма нечеткого вывода с ПВД по отношению к работе алгоритма нечеткого вывода без ПВД. А алгоритм, основанный на анализе очередей, уступает алгоритму нечеткого вывода с ПВД на 40 % при ограниченных доступных ресурсах.

#### Выводы по разделу 5

1. Важными проблемами в области повышения пропускной способности являются проблемы распределения ресурсов и управления доступом для повышения вероятности соединения. В работе предложено решение задачи управления пространственно-временным доступом, основанном на нечеткой логике.

2. Известно, что вероятность нового соединения зависит от отношения сигнал/помеха+шум в канале связи. Показано, что применение ПВД позволяет повысить ОСПШ на 20 – 30 и более дБ.

3. В работе проведен анализ эффективности управления пространственно-временным доступом, основанном на нечеткой логике. Получены зависимости запрашиваемых ресурсов от ОСПШ. Анализ показал, что применение ПВД дает экономию до 1,5 – 2 подканала.

4. Получены зависимости вероятности соединения от количества поступивших соединений для алгоритма, основанного на анализе очередей, алгоритма нечеткого вывода без ПВД и для алгоритма нечеткого вывода с ПВД. Анализ показал, что вероятность соединения на 6 - 15 % больше при работе

алгоритма нечеткого вывода с ПВД по отношению к работе алгоритма нечеткого вывода без ПВД. Алгоритм, основанный на анализе очередей, уступает алгоритму нечеткого вывода с ПВД. Потери составляют от 7 до 20 %.

5. Получены зависимости вероятности соединения от доступных ресурсов для алгоритма, основанного на анализе очередей, алгоритма нечеткого вывода без ПВД и для алгоритма нечеткого вывода с ПВД. Анализ показал, что вероятность соединения на 10 % больше при работе алгоритма нечеткого вывода с ПВД по отношению к работе алгоритма нечеткого вывода без ПВД. А алгоритм, основанный на анализе очередей, уступает алгоритму нечеткого вывода с ПВД на 40 % при ограниченных доступных ресурсах.

## ВЫВОДЫ

В процессе решения поставленной научной задачи разработаны методы повышения пропускной способности базовых станций сети LTE путем рационального использования ресурсов. При этом получены следующие результаты:

1. Показано, что пропускная способность базовых станций является функцией от вероятности ошибки, точности оценивания измеряемых параметров каналов, времени ожидания пакета в очереди, времени обработки пакета, вероятности соединения.

2. Проведен анализ снижения пропускной способности базовых станций сети LTE за счет помех. Анализ показал, что потери в пропускной способности для пользователя на краю соты могут достигать до 70 % .

3. Проведен анализ влияния вида модуляции и скорости кодирования информации на вероятность ошибки. Проведенный анализ показал, что, используя расстояние между базовой и абонентской станциями и мощности помех, можно адаптивно управлять параметрами вероятности ошибки с целью повышения пропускной способности.

4. Проведен статистический анализ параметра отношения сигнал/помеха+шум (ОСПШ) восходящего канала в частотном диапазоне 1920 – 1980 МГц на смежных частотах 1920000 кГц и 1920180 кГц. Анализ показал, что процессы являются марковскими и статистически зависимыми. Интервал взаимной корреляции составляет 7,5 временных сдвигов. Во времени он составляет 3,2145 мс.

5. Предложено процессы, происходящие в каналах аппроксимировать в виде многомерной марковской модели в виде уравнений состояния и уравнений наблюдения. На основании рассчитанных по полученным выборкам средних значений процессов, дисперсий и

интервалов корреляций разработана двумерная модель уравнений состояния и уравнений наблюдения.

6. Предложено производить оценку измеряемых параметров каналов с помощью многомерной процедуры Калмана-Бьюси. Данная процедура в отличие от существующей процедуры, используемой в LTE, позволяет оценивать не средние значения параметров каналов, а производит оценку в реальном масштабе времени и позволяет учитывать статистическую связь между смежными каналами.

7. Разработана структурная схема машинного эксперимента, которая состоит из модели наблюдения, модели процедуры оценки и модели процедуры обработки результатов анализа. Проведен сравнительный анализ метода оценки измеряемых параметров с учетом статистической зависимости на основе двумерной модели и без учета статистической зависимости на основе одномерной модели. Анализ показал, что учет взаимных связей дает выигрыш больше, чем в 10 раз при оценивании статистически зависимых параметров каналов.

8. Исследованы алгоритмы планирования, которые входят в состав подсистемы обеспечения качества обслуживания в сетях LTE. Проведены исследования эффективности алгоритмов планирования кадра по методу FIFO, SJF и RR. Анализ показал, что применение алгоритма SJF при диспетчеризации ресурсов дает выигрыш относительно используемого в LTE алгоритма FIFO по среднему времени ожидания в очереди от 45% до 50%, по среднему времени обработки пакетов до 48%, по отброшенным пакетам до 15 %.

9. Синтезирован алгоритм управления пространственно-временным доступом (ПВД), основанный на модели нечеткой логики. Применение ПВД позволяет повысить ОСПШ на 20 – 30 и более дБ, что дает экономию 1,5 – 2 подканала. Алгоритм ПВД, основанный на модели нечеткой логики дает выигрыш в вероятности соединения на 10 % относительно алгоритма, основанного на анализе очередей, который используется в LTE. При

ограниченных доступных ресурсах алгоритм, основанный на анализе очередей уступает алгоритму нечеткого вывода с ПВД на 40 %.

## СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Гельгор А.Л. Технология LTE мобильной передачи данных: учеб. пособие / Гельгор А.Л., Попов Е.А./ — СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2011. — 204 с.
2. Тихвинский В.О. Сети мобильной связи LTE: технологии и архитектура/В.О. Тихвинский, С.В. Терентьев, А.Б. Юрчук/ — М.: Эко-Трендз , 2010. — 284 с.
3. Романов А. И. Телекоммуникационные сети и управление / А. И. Романов. — К.: Изд.пол. центр «Киевский университет», 2003. — 247 с.
4. Григорьев В. А. Сети и системы радиодоступа / В. А. Григорьев, О. И. Лагутенко, Ю. А. Распаев. — М.: Эко-Трендз, 2005. — 384 с.
5. Шахнович И. В. Современные технологии беспроводной связи: Изд. 2-е, испр. и доп. / И. В. Шахнович. — М.: Техносфера, 2006. — 288 с.
6. Вишневский В. М. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В. М. Вишневский, А. И. Ляхов, С. Л. Портной, И. В. Шахнович. — М.: Техносфера, 2005. — 592 с.
7. Столингс В. Беспроводные линии связи и сети : пер. с англ. / В. Столингс/. — М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. — 640 с.
8. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение : пер. с англ. / Б. Скляр. — 2-е изд. — М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. — 1104 с.
9. Обод І. І. Оптимізація довжини пакету даних у пакетних мережах передачі даних при дії завад / І. І. Обод, І. Л. Яценко // Системи управління, навігації та зв'язку: зб. наук. праць. — Вип. 1 (9). — К.: 2009. — С. 165-168.
10. Сарсенбаев М.М. Оценка эффективности различных методов повторного использования частот в сетях LTE/ Сарсенбаев М.М. / Сборник научных трудов Алматинского университета энергетики и связи.: 2013 часть 1, с.67-69.

11. Ефимов В. Б. Адаптивная модель покрытия сетей сотовой подвижной связи [Электронный ресурс] //Ефимов В. Б., Дементьев В. Е., Лазарев С. Н.// V Всероссийская научно-практическая конференция «Современные проблемы создания и эксплуатации радиотехнических систем»: Тез. докл. Ульяновск,2007.-С. 15-17.
12. Long Term Evolution (LTE): an introduction. White Paper.[Электронный ресурс]// Ericsson.- 2007.-16 с.
13. Одоевский С. Программные средства планирования и оптимизации сетей подвижной и фиксированной связи/ Одоевский С., Степанец В. /. – Первая миля, 2010, №2, с.28–31.
14. Бабков В.Ю. Сотовые системы мобильной связи/ Бабков В.Ю., Цикин И.А. / – СПб.: Издательство Политехнического университета, 2011, 425 с.
15. Sesia S. LTE – The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice/ Stefania Sesia, Issam Toufik, Matthew Baker. LTE /. – John Wiley & Sons, 2009.
16. Вишнеvский В. Технология сотовой связи LTE – почти 4G/ Вишнеvский В., Красилов А., Шахнович И. / – Первая миля, 2009, №2, с.2–13.
17. Обод І.І. Адаптивна оптимізація швидкості передачі інформації в системах радіодоступу за наявності завод /Обод І.І., Алалі А.М., Фатроні М./ Вісник національного технічного університету «ХПІ». Секція Техніка та електрофізика високих напруг №27(1000) 2013 р. с. 119-124.
18. Коляденко Ю.Ю. Алгоритм управления распределением ресурсов и доступом соединений в сетях LTE/ Коляденко Ю.Ю., Алали А.М./ Проблемы телекоммуникаций. – 2014. – No.1 (13). – С. 35–50. – Режим доступа до журн.: [http://pt.journal.kh.ua/2014/1/1/141\\_kolyadenko\\_LTE.pdf](http://pt.journal.kh.ua/2014/1/1/141_kolyadenko_LTE.pdf)
19. Коляденко Ю.Ю. Метод оценки параметров радиоканалов сети LTE/ Коляденко Ю.Ю., Алали А.М./ Bulletin of the South Ural State University. Ser. Computer Technologies, Automatic Control, Radio Electronics.2015, vol. 15, no. 2, pp. 32–41 DOI: 10.14529/ctcr150204.

20. Коляденко Ю.Ю. Анализ эффективности алгоритмов планирования передачи кадра в сетях LTE/ Коляденко Ю.Ю., Алали А.М./ Радіоелектроніка, інформатика, управління. ISSN 1607-3274. 2015. № 1 (32) с. 7-14.

21. Коляденко Ю.Ю. Дослідження параметрів радіоканалів мережі LTE/ Коляденко Ю.Ю., Алалі А.М./ Вісник Національного університету "Львівська політехніка" Серія "Радіоелектроніка та телекомунікації" № 818, 2015. с. 195-203.

22. Коляденко Ю.Ю. Пространственно-временной доступ к базовым станциям сети LTE/ Коляденко Ю.Ю., Алали А.М./ Радиотехника. Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 2015. Вып. 180, с.43-47.

23. Алали А.М. Влияние задержки в канале управления сети LTE/ Алали А.М./ Материалы 18-го Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке» Харьков, 14-16 апреля 2014. с. 9-10.

24. Kolyadenko Y. Intersystem Interference On LTE Network Bandwidth Influence Analysis/ Kolyadenko Y. Y., Alali A.M. / INTERNATIONAL SCIENTIFIC AND PRACTICAL CONFERENCE «PROBLEMS OF INFOCOMMUNICATIONS. SCIENCE AND TECHNOLOGY» (PICS&T -2014) Volume II, October 14-17, 2014 Kharkov, Ukraine pp. 125-126.

25. Алали А.М. Метод оценки измеряемых параметров состояния каналов сети LTE/ Алали А.М./ Материалы 19-го Международного молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке» Харьков, 20-22 апреля 2015. с. 27-28.

26. Коляденко Ю.Ю. Анализ влияния внутрисистемных помех на пропускную способность сети LTE /Коляденко Ю.Ю., Алалі А.М./ Материалы Первой Международной научно-технической конференции «Проблемы электромагнитной совместимости перспективных беспроводных сетей связи ЭМС-2015» Харьков, 27 мая 2015 г. с. 90-92.

27. Тихвинский В.О. Сравнительный анализ спектральной эффективности систем UMTS и LTE/ В.О.Тихвинский, С.В. Терентьев, И.В. Минаев // Мобильные телекоммуникации. – 2008. - №2 с.
28. 3GPP TR 25.814 Physical layer aspects for evolved Universal Terrestrial Radio Access (UTRA), Release 7), V7.1.0, 2006. pp.64
29. Григорьев В. А. Сети и системы радиодоступа / В. А. Григорьев, О. И. Лагутенко, Ю. А. Распаев. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 384 с.
30. Шахнович И. В. Современные технологии беспроводной связи: Изд. 2-е, испр. и доп. / И. В. Шахнович. – М.: Техносфера, 2006. – 288 с.
31. Вишневский В.М. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В. М. Вишневский, А. И. Ляхов, С. Л. Портной, И. В. Шахнович. – М.: Техносфера, 2005. – 592 с.
32. Столингс В. Беспроводные линии связи и сети: пер. с англ. / В. Столингс. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. – 640 с.
33. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: пер. с англ. / Б. Скляр. – 2-е изд. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
34. Обод І.І. Оптимізація довжини пакету даних у пакетних мережах передачі даних при дії завад / І. І. Обод, І. Л. Яценко // Системи управління, навігації та зв'язку: зб. наук. праць. – Вип. 1 (9). – К.: 2009. – С. 165-168.
35. Обод І.І. Аналіз продуктивності безпроводових мереж при оптимізації розміру інформаційних пакетів/І.І. Обод, О.А. Серков, І.Л./ Електронне наукове фахове видання – журнал «Проблеми телекомунікацій» / № 1 (1), 2010, с.96-101, <http://pt.journal.kh.ua>
36. Варукина Л. Производительность сети TD-LTE в сравнении с WiMax//Мобильный Форум. Июль 2010. Адрес в Интернете <http://www.mforum.ru/news/article/093817.htm>
37. Варукина Л. Координация помех в сетях LTE// Радиочастотный спектр. – 2010. - №2. - с. 30-33.

38. Ханцо Л. Системы радиодоступа 3G, HSPA и FDD в сравнении с технологией TDD. Пространственно-временная фильтрация и адаптивная модуляция /Л. Ханцо, Д. Блох, С. Ни //Москва: Техносфера. - 2012. – 672 с. ISBN: 978-5-97836-325-7

39. Ал-Джанаби, Х. Д. Methods of adaptive modulation in MIMO for LTE technology / Х. Д. Ал-Джанаби // 16-й Международный молодежный форум «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке» Сб. материалов форума. Т.4. - Харьков: ХНУРЭ. – 2012. – 5 с.

40. Ал-Джанаби, Х. Д. 13. Adaptive modulation in frequency domain with MIMO / Х. Д. Ал-Джанаби // 17-й Международный молодежный форум «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке» Сб. материалов форума. Т.4. - Харьков: ХНУРЭ. – 2013. – 5 с.

41. Лихтциндер Б.Я. Интеллектуальные сети связи / Б.Я. Лихтциндер, М.А. Кузякин, А.В. Росляков, С.М. Фомичев. – М.: Эко-Трендз, 2000. – 200 с.

42. Олифер В. Искусство оптимизации трафика / В. Олифер, Н. Олифер. – М.: 2001. – с. 38-47.

43. Бакланов И.Г. Технологии измерений в современных телекоммуникациях / И.Г. Бакланов – М.: Эко-Трендз, 1997.

44. Иванов А.Б. От сквозного контроля сети к контролю качества услуг / А.Б. Иванов, И.В. Соколов // Электросвязь. – М.: №2 2001. – с. 37-41.

45. ITU-R, International mobile telecommunications-2000 (IMT-2000), Recommendation ITU-R M.687-2, February 1997.

46. ITU-R, Detailed specifications of the radio interfaces of international mobile telecommunications-2000 (IMT-2000), Recommendation ITU-R M.1457-9, May 2010.

47. ITU-R, Principles for the process of development of IMT-advanced, Resolution ITU-R 57, October 2007.

48. 3GPP, 3rd generation partnership project; Technical specification group radio access network; Requirements for Evolved UTRA (E-UTRA) and Evolved UTRAN (E-UTRAN) (Release 7), 3GPP TR 25.913.

49. Dahlman E. 4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband / Dahlman E., Parkvall S., Skold J. / Academic Press is an imprint of Elsevier., 2011. – 431 p.

50. Новиков И.О. Анализ точности оценки измеряемых параметров в задачах управления сетевыми элементами LTE сети / И.О. Новиков // Тезисы доклада 67-й научно-технической конференции Одесской национальной академии связи им. А.С. Попова. – 2012. – Том 2. – с. 62-64.

51. Вентцель Е.С., Овчаров Л.А. Теория случайных процессов и ее инженерные приложения. – М.: Наука. Гл. ред. физ. мат. лит., 1991. - 384 с.

52. Аунг Мьо Маунг. Дисциплины обслуживания очередей для планировщика кадра в QoS сети WiMAX. // Актуальные проблемы информатизации. Развитие информационной инфраструктуры, технологий и систем – 2007. Всероссийская межвузовская научно-практическая конференция: Материалы конференции. – М.: МИЭТ, 2007 г. -С. 70.

53. Аунг Мьо Маунг. Планирование кадра в режиме TDD для сети WiMAX. // Актуальные проблемы информатизации. Развитие информационной инфраструктуры, технологий и систем – 2008. 2-ая Всероссийская межвузовская научно-практическая конференция: Материалы конференции. – М.: МИЭТ, 2008 г. – с. 98.

54. Cao Y., Li V/ Scheduling Algorithms in Broad-Band Wireless Networks // IEEE PROCEEDINGS OF THE IEEE, VOL. 89, N 1, JANUARY 2001. p. 76-87.

55. Le L. B. Queuing analysis and admission control for multi-rate wireless networks with opportunistic scheduling and ARQ-based error control / L. B. Le, E. Hossain, A S. Alfa // in Proceeding of IEEE International Conference on Communications (ICC'05), Seoul, Korea, 16-20 May 2005: proceedings. – Seoul: IEEE. - 2005 - p.3329-3333. DOI: [10.1109/ICC.2005.1495038](https://doi.org/10.1109/ICC.2005.1495038).

56. Bonald T. A queuing analysis of max-min fairness, proportional fairness and balanced fairness / T. Bonald, L. Massoulie, A. Proutiero, J. Virtamo // Queueing Systems. - 2006. vol. 53. - p. 65–84.

57. Sousa E.S. Cognitive radio: A path in the evolution of public wireless networks / E.S. Sousa, B.M. Sadler, E. Hossain, S. A. Jafar // Communications and Networks, Journal of. - 2009. – vol.11, №2. - p.99-103.

58. Niyato D. Call-level and packet-level quality of service and user utility in rate-adaptive cellular CDMA networks: a queuing analysis / D. Niyato, E. Hossain // Mobile Computing, IEEE Transactions on. - 2006. - vol. 5, №. 12. - p. 1749-1763.

59. Niyato D. Delay-based admission control using fuzzy logic for OFDMA broadband wireless networks / D. Niyato, E. Hossain // in Proceeding of IEEE International Conference on Communications (ICC'06). – Istanbul, Turkey, June 2006: proceedings. – Istanbul: IEEE. – 2006. – P. 1390-1405. DOI: 10.1109/ICC.2006.255539

60. Niyato D. A queuing-theoretic and optimization-based model for radio resource management in IEEE 802.16 broadband wireless networks / D. Niyato, E. Hossain // Proceedings of the 3rd international conference on Quality of service in heterogeneous wired/wireless networks. - New York, NY, USA, August 2006: proceedings. – New York: IEEE. - 2006. – P. 1473-1488. DOI: 10.1145/1185373.1185439.

61. Misic J. Admission control in Bluetooth piconets / J. Misic, K L. Chan, V. B. Misic // IEEE Transactions on Vehicular Technology. - 2004. - vol. 53, №3. - p. 890-911. DOI: 10.1109/TVT.2004.827154.

62. Tickoo O. Queuing analysis and delay mitigation in IEEE 802.11 random access MAC based wireless networks / O. Tickoo, B. Sikdar // Twenty-third annual joint conference of the IEEE computer and communications societies, INFOCOM 2004. - Troy, NY, USA, March 2004: proceedings. – Troy: IEEE. –2004. - p. 1404-1413. DOI: 10.1109/INFCOM.2004.1357025.

63. Поповський В.В. Математичні основи теорії телекомунікаційних систем: навчальний посібник / В.В. Поповський, С.О. Сабурова, Ю.Ю. Коляденко; під заг. ред. проф. В.В. Поповського — Харків — Х.: СМІТ, 2006. — 564 с.

64. Fang Y., Zhang Y. Call admission control schemes and performance analysis in wireless mobile networks // IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol.51, no.2, March 2002, pp. 371-382.

65. Крылов В.В. Нечеткая логика и искусственные нейронные сети / В.В.Круглов, М.И.Дли, Р.Ю.Голуков / М.: Физматиз, 2001, 224 с.

66. Аунг Мьо Маунг. Исследование и разработка алгоритмов планирования и приоритетного управления доступом в сетях WiMax: автореф. дис. ... канд. техн. наук / Аунг Мьо Маунг. – М.: МИЭТ, 2010. – 25 с.

67. Поповский В.В. Использование пространственно-временного доступа в спутниковых системах подвижной связи с учетом стабилизации платформы ретранслятора связи // Поповский В.В., Коляденко Ю.Ю.: Праці УНДІРТ, Теоретичний та науково-практичний журнал радіозв'язку, радіомовлення і телебачення. - 2006. - № 2 (45). - С.101-109.

68. Коляденко Ю.Ю. Оценка пространственного спектра сигналов с адаптивной пространственно-временной обработкой // Коляденко Ю.Ю.: Вісник Українського будинку економічних та науко-технічних знань. - 2003. - № 2. - С.128- 132.

69. Ермолаев В.Т. Адаптивная пространственная обработка сигналов в системах беспроводной связи/В.Т.Ермолаев, А.Г.Флакман / Учебно-методический материал по программе повышения квалификации «Современные системы мобильной цифровой связи, проблемы помехозащищенности и защиты информации». Нижний Новгород, 2006, 99 с.

## ПРИЛОЖЕНИЕ А

Акты о внедрении результатов диссертационной работы

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Перший проректор

Харківського національного  
університету радіоелектроніки



Ключник І.І.

2016 р.

АКТ

**про впровадження результатів дисертаційної роботи Алалі Абдулла  
“Методи підвищення пропускної здатності базових станцій мережі LTE  
шляхом раціонального використання ресурсів”, представленої на  
здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю  
05.12.02 – телекомунікаційні системи та мережі**

Комісії в складі: голова комісії – д.т.н., проф. Лошаков В.А. та члени комісії: к.т.н., проф. Пастушенко М.С., к.т.н., доц. Токар Л.О. склали наступний акт про те, що результати дисертаційної роботи Алалі Абдулла “Методи підвищення пропускної здатності базових станцій мережі LTE шляхом раціонального використання ресурсів”

- метод управління просторово-часовим доступом в мережах LTE з використанням математичної моделі нечіткої логіки;

- метод адаптивної модуляції при передачі даних в мережах LTE використано у навчальному процесі кафедри телекомунікаційних систем Харківського національного університету радіоелектроніки при вивченні дисципліни «Теорія електричного зв'язку», використано у звіті НДР № 261-1 "Методи підвищення продуктивності безпроводових мереж наступного покоління" (ДР № 0111U002627), яка виконувалася в Харківському національному університеті радіоелектроніки (ХНУРЕ) та використано у звіті НДР № 299-1 "Підвищення масштабованості технологічних рішень по забезпеченню якості обслуговування в конвергентних мережах" (ДР № 0115U002432), яка виконується в Харківському національному університеті радіоелектроніки (ХНУРЕ).

Голова комісії

Члени комісії

д.т.н., проф. Лошаков В.А.

к.т.н., проф. Пастушенко М.С.

к.т.н., доц. Токар Л.О.

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Директор Харківського  
державного регіонального  
науково-технічного центру  
з питань технічного захисту  
інформації

д.т.н., проф. Головський В.В.

« 15 » грудня 2016 р.



### Акт

про впровадження результатів дисертаційної роботи Алалі Абдулла  
“Методи підвищення пропускної здатності базових станцій мережі LTE  
шляхом раціонального використання ресурсів”, представленої на  
здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю  
**05.12.02 – телекомунікаційні системи та мережі**

Комісії в складі: голова комісії – д.т.н., проф. Лемешко О.В. та члени комісії: к.т.н., доц.. Москалець М.В., доц.. Сабурова С.О. склали наступний акт про те, що результати дисертаційної роботи Алалі Абдулла “Методи підвищення пропускної здатності базових станцій мережі LTE шляхом раціонального використання ресурсів”

1. процедура для оцінки параметрів каналів мережі LTE, заснована на багатовимірному фільтрі Калмана-Бьюсі;

2. підсистема планування кадрів при диспетчеризації ресурсів, заснована на алгоритмі SJF

використано у звіті НДР "Концепція обробки, аналізу і передачі даних в ІАС НАКУ" при побудові телекомунікаційної мережі з використанням технології LTE.

Голова комісії

д.т.н., проф. Лемешко О.В.

Члени комісії

к.т.н., доц. Москалець М.В.

доц.. Сабурова С.О.