

Федеральное государственное унитарное предприятие
НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ РАДИО

На правах рукописи



Куракова Татьяна Петровна

ИМИТАЦИЯ РАДИОКАНАЛОВ МИЛЛИМЕТРОВОГО
ДИАПАЗОНА ПОКОЛЕНИЯ 5G

Специальность: 05.12.13. – Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
Академик РАН РА, д.т.н., профессор МТУСИ В.К. Сарьян

Москва – 2017 г.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Список принятых сокращений.....	4
Введение.....	7
Глава 1. Скорость передачи информации в сетях мобильной связи	13
1.1. Необходимость роста скорости передачи информации в сетях подвижной связи.....	12
1.2. Возможные направления для создания стандарта подвижной связи 5G.....	16
1.3. Анализ ограничений на развитие нового поколения подвижной связи	24
1.4. Постановка задачи исследования	30
Выводы по главе 1	33
Глава 2. Разработка математической модели радиоканалов миллиметрового диапазона частот	34
2.1. Ослабление сигнала при распространении через каналы ММД	34
2.2. Модель замираний сигнала в каналах ММД	37
2.3. Ослабление ММВ при распространении в атмосфере	51
2.4. Ослабления сигналов ММД в дождях, дымке, пыли	54

2.5. Распространение ММВ над подстилающей поверхностью	57
2.6. Поглощение ММВ препятствиями	62
Выводы по главе 2.....	65
Глава 3. Моделирование радиоканалов миллиметрового диапазона волн.....	66
3.1. Анализ моделей многолучевых радиоканалов	66
3.2. Разработка методики моделирования радиоканала ММД.....	77
3.3. Модель передаточной функции радиоканалов ММД для стационарных линий связи	86
3.4. Модель передаточной функции радиоканалов ММД для мобильных линий связи	91
Выводы по главе 3.....	95
Глава 4. Реализационные основы имитатора радиоканалов ММД ..	96
4.1. Разработка общей структуры комплекса имитации радиоканалов ММД	96
4.2. Разработка имитатора распространения сигналов ММД	102
4.2.1. Имитатор доплеровского сдвига частот.....	102
4.2.2. Имитатор затухания ММВ при распространении	104

4.2.3. Имитатор фазовых флуктуаций ММВ при распространении	106
4.2.4. Имитация запаздывания сигналов отраженных лучей ММВ	108
4.3. Методика управления комплексом имитации радиоканалов ММД	109
4.4. Разработка алгоритма имитации затухания сигналов при распространении по радиоканалам ММД	111
Выводы по главе 4.....	113
Заключение	114
Список литературы	116
Приложения	128
П 1. Распределение осадков по климатическим зонам мира	128
П 2. Основные параметры синтезатора частоты SPS50	129
П 3. Акт внедрения результатов исследования в ООО «НИИР-Связь» ..	130
П 4. Акт внедрения результатов исследования в ФГУП «Научно-исследовательский институт радио»	131
П.5. Акт внедрения результатов исследования в учебный процесс	132

СПИСОК ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ

- ИКТ** - информационно-коммуникационные технологии,
- МЭС** или **ITU** - Международный союз электросвязи,
- ШПД** - широкополосный доступ,
- GSM** - глобальная система мобильной связи,
- EDGE** - цифровая технология беспроводной передачи данных для мобильной связи,
- LTE** - стандарт беспроводной высокоскоростной передачи данных,
- IoT** - Интернет вещей,
- ЧТП** - частотно-территориальное планирование,
- ММД** - миллиметровый диапазон,
- PPC** - радиорелейная связь,
- LMDS** - локальная многоточечная распределенная служба связи,
- MVDS** - многоточечная распределенная видео служба,
- MIMO** – технология пространственного кодирования сигналов,
- ММВ** - миллиметровые волны,
- WiMAX** - мировое сотрудничество для высокоскоростного доступа,
- СЧЗ** – селективно-частотные замирания,
- МСИ** - межсимвольная интерференция,
- БС** – базовая станция,
- АС** – абонентская станция,
- ПА** – подвижный абонент,

ФВ – фазовращатель,

РЛЗ – регулируемая линия задержки,

Ат – аттенюатор,

УЧС – устройство частотного сдвига,

СУ – система управления,

ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь,

МИ – модуль имитации,

МУ – модуль управления,

ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема,

К – контроллер,

ОЗУ – оперативное запоминающее устройство,

УК - устройство контроля,

СМ – смеситель,

СЧ – синтезатор частоты,

МЭМС – механоэлектромеханические системы,

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность. Численность населения нашей планеты постепенно растет и уже превысило 7 миллиардов человек. Растут и информационные потребности населения, а одновременно активно развиваются технологии «Интернета вещей» (IoT-устройств). По прогнозам специалистов ежемесячный объем передаваемой информации к 2020 году будет измеряться в Зеттабайтах ($1 \cdot 10^{21}$ байт). Численный рост количества абонентов и все более объемные запросы к информационному сервису настоятельно требуют роста скорости передачи информации в инфотелекоммуникационном пространстве.

Отвечая на эти запросы Международный союз электросвязи принял решение о развитии нового поколения сотовой связи 5G со скоростями передачи данных не хуже 10 Гбит/с при времени отклика от одной миллисекунды. Ведущие мировые производители средств передачи информации дружно откликнулись на это решение, уделяя особое внимание разработке стандартов, исследованиям и развитию оборудования поколения 5G. Однако рост скорости передачи информации в основном возможен за счет расширения полосы используемых частот и требования, предъявляемые к сетям передачи информации поколения 5G, возможно реализовать лишь в миллиметровом диапазоне (ММД) частот.

Диапазон миллиметровых волн (ММВ) достаточно хорошо изучен, но используется не полностью, что объясняется как сильным затуханием ММВ при распространении, так и высокой сложностью разработки и производства оборудования этого диапазона частот. Это противоречие ставит важную научную и практическую задачу разработки и создания программно-аппаратных средств, способных стать универсальным инструментарием для оценки качества разработок новых устройств для миллиметрового диапазона частот.

В качестве такого универсального инструментария может выступать имитатор радиоканалов ММД частот, позволяющий в лабораторных условиях

и без значительных расходов выполнять множество практических задач, способствующих развитию ММД частот, а именно:

- экспериментально исследовать и находить наилучшие технические решения устройств, узлов и систем ММД;
- осуществлять технический контроль разработанного и серийно производимого оборудования;
- оптимизировать системы передачи информации;
- экспериментально исследовать и находить наилучшие варианты обработки используемых сигналов.

Исследованиям ММД уделено большое внимание в работах как отечественных, так и зарубежных ученых всего мира, таких как Быстров Р.П., Соколов А. В., Чеканов Р.Н., Яковлев О.И., Калмыков Ю.П, Титов С.В., Андреев Г.А., Паршин В. В., Третьяков М. Ю., Кошелев М. А., Павельев В.А., Хаминов Д.В., Зражевский А.Ю., Красюк В.Н., Anderson C. R., Rappaport T.S., Alejos A., Sanchez M.G., Frenzel L., Pi Z., Khan F., Cuinas I., Doann C.H., Xu H. и многих другие. Моделированию радиоканалов посвящены работы Кловского Д.Д., Самойлова А.Г., Галкина А.П., Шинакова Ю.С., Маркова В.В., Иванова А.П., Ермолаева В.Т., Erceg V., Schumacher L., Watterson S.S., Jroshek J.R., Dtnsema V.D., Bello P., Son V.V. и других.

Задача разработки и создания имитатора радиоканалов ММД достаточно амбициозная, но необходимая для развития поколения сотовой связи 5G. Эта задача актуальна, а большое количество исследований миллиметрового диапазона частот создали для ее решения необходимую базу.

Целью диссертационного исследования является анализ свойств радиоканалов миллиметрового диапазона частот и разработка комплекса имитации радиоканалов поколения 5G миллиметрового диапазона частот.

Для достижения поставленной цели нужно решить следующие задачи:

- выполнить анализ и определить характеристики факторов, влияющих на передачу информации по радиоканалам ММД;

- разработать математическую модель канала ММД;
- предложить структуру комплекса имитации радиоканалов (КИРК) ММД;
- предложить практические рекомендации по построению комплекса имитации радиоканалов ММД;
- разработать методику верификации устройств и систем поколения 5G с помощью КИРК.

Предметом исследования являются характеристики радиоканалов миллиметрового диапазона частот.

Объектом исследования являются пути программно-аппаратной имитации радиоканалов миллиметрового диапазона частот.

Методы исследования. При решении поставленных задач использовались методы, основанные на положениях общей теории связи, теории распространения сигналов, методов теории вероятностей и математической статистики, теории эксперимента.

Научная новизна диссертационной работы состоит в следующем:

1. Определены выражения для имитации ослаблений сигналов и замираний в радиоканалах ММД при разных климатических и географических параметрах моделируемых трасс связи.
2. Предложены модели передаточных функций радиоканалов ММД для стационарных и мобильных абонентов.
3. Предложена структура комплекса имитации радиоканалов ММД с переносом частот исследуемых систем на промежуточные частоты в диапазон 17 ГГц - 27 ГГц, что придает универсальность комплексу.
4. Разработана методика управления КИРК для верификации устройств и систем ММД.

Практическая значимость работы заключается в следующем:

1. Разработан комплекс имитации радиоканалов ММД, позволяющий в лабораторных условиях оценивать эффективность устройств и систем поколе-

ния 5G. Оперативность получения оценок по сравнению с полевыми испытаниями по экспертным оценкам повышается более чем в 10 раз.

2. Предложен алгоритм имитации потерь энергии сигнала на линиях связи ММД, учитывающий как климатические, так и географические условия на трассах связи.

3. Определены серийные устройства для построения имитаторов затухания, замираний, задержек сигналов и доплеровских сдвигов частоты, что более чем в 2 раза сокращает затраты на создание КИРК.

Достоверность и обоснованность результатов работы подтверждаются корректным использованием положений теории распространения сигналов и общей теории связи, применением апробированных методик, а также не противоречием результатов, полученных в работе, известным из литературы.

Личный вклад автора. На основе проведенного анализа сформулированы задачи диссертационного исследования, предложены модели передаточной функции радиоканалов ММД для стационарных и мобильных абонентов. Разработана структура комплекса имитации радиоканалов ММД. Предложены также алгоритм учета потерь энергии ММВ на линиях ММД, методика управления комплексом и устройства для его построения. Лично подготовлены и опубликованы основные результаты исследования.

Положения, выносимые на защиту:

1. Структура комплекса имитатора радиоканалов ММД должна обеспечивать моделирование затуханий, задержек, многолучевости распространения и статистических свойств замираний сигналов,

2. Алгоритм учета потерь энергии ММВ на линиях связи ММД, комплексно учитывающий разнородные причины затухания сигналов.

3. Методика управления КИРК, позволяющая осуществлять верификацию устройств и систем поколения 5G.

Апробация работы. Основные положения диссертации обсуждались на следующих научно – технических конференциях:

- XII Международной научно-технической конференции «Перспективные технологии в средствах передачи информации» - ПТСПИ-2017, г. Суздаль;
- 1-ой Всероссийской научно-практической конференции «Инфотелекоммуникации и космические технологии: состояние, проблемы и пути решения», 2017 г., г. Курск;
- XXXVI Всероссийской научно-технической конференции «Проблемы эффективности и безопасности функционирования сложных технических и информационных систем», 2017 г. - Филиал военной академии РВСН, г. Серпухов;
- Международной научно-технической и научно-методической конференции «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2017, г. Рязань;
- Четвертой международной конференций «Инжиниринг & Телекоммуникации» - En&T - 2017 г., г. Москва.

Публикации по работе. Опубликовано 12 научных работ, из них 2 статьи в журналах из списка ВАК, 1 статья в ITU News и 9 материалов докладов на научных конференциях.

Реализация и внедрение результатов работы. Результаты диссертационной работы нашли практическое применение в качестве рекомендаций по разработке устройств и систем связи в ФГУП Научно-исследовательский институт радио – (НИИР), г. Москва, в ООО «НИИР-Связь», г. Москва и в учебном процессе на базовой кафедре МТУСИ при ФГУП «НИИР», что подтверждено соответствующими актами.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения и списка литературы из 125 наименований. Объем работы 132 страницы, 27 рисунков, 15 таблиц, 5 приложений.

ГЛАВА 1. СКОРОСТЬ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В СЕТЯХ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ

§ 1.1. Необходимость роста скорости передачи информации в сетях мобильной связи

В последние десятилетия во всем мире стремительно развиваются информационно-коммуникационные технологии (ИКТ), непосредственно влияющие на развитие экономики, образования, науки, здравоохранения, культуры и образа жизни человека. По данным Международного союза электросвязи (МСЭ) уже в 2012 году Интернетом пользовался каждый третий житель Земли, и число пользователей неуклонно растет. ИКТ и услуги на базе широкополосного доступа (ШПД) год от года становятся все более доступными для населения, в том числе и по стоимости.

Большинство сервисов и приложений цифрового контента становятся мобильными, так как мобильные устройства все активнее входят в жизнь людей. Количество продаваемых в мире смартфонов уже в 2014 году превысило количество продаваемых телефонов и мобильный контент, доставляемый через мобильные сервисы и приложения, уже стал для населения наиболее доступным способом получения информации.

В настоящее время нет сомнений, что только универсальный ШПД может обеспечить населению полноценный сервис от цифрового контента, включая не только голосовую телефонию, но и разнообразные мультимедийные услуги. Крупнейшие мировые компании, такие, например, как Cisco, прогнозируют на ближайшие пять лет десятикратное увеличение трафика, используемого в мобильных сетях для передачи данных.

Развитие ШПД требует увеличения скорости передачи цифровой информации и ее обработки. На примере сотовой связи можно показать, как мировая наука развивает эти направления.

В далеком 1981 шведская компания «Эрикссон» ввела в эксплуатацию в Саудовской Аравии первую в мире сеть сотовой связи на основе стандарта NMT-450 (Nordic Mobile Telephone) и МСЭ объявил о создании первого поколения мобильных телекоммуникационных сетей беспроводной связи, использующих аналоговую модуляцию радиосигнала по стандарту NMT и предназначенных для передачи только голосового трафика. В этой технологии, позднее названной поколением сотовой связи 1G, использовались частоты выше 150 МГц, а скорость передачи информации составляла 2,4 Кбит/с.

Через 10 лет аналоговые системы беспроводной связи стали заменять на цифровые по новому стандарту GSM (Global System for Mobile Communications - Глобальная система мобильной связи). Первая в мире сеть GSM была построена в 1991 году в Финляндии. Стандарт GSM действует до сих пор и почти 80% сетей мобильной сотовой связи более чем в 212 странах построены на основе этого стандарта. Такое распространение стандарта позволило организовать международный роуминг между операторами сотовой связи. Эти обстоятельства, что стандарт цифровой и имеется возможность роуминга стали главными отличиями второго поколения сотовой связи 2G от поколения 1G.

Сначала стандарт GSM позволил передавать информацию со скоростью до 64 Кбит/с, но новые технологии и сервисы привели к тому, что скорость передачи постепенно повышалась, появилась возможность передачи пакетных данных, получение и отправка электронной почты, передача факсов, возможность работы в web-браузере, конференцсвязь и многое другое.

Новые технологии и сервисы, развивая стандарт GSM, привели к тому, что второе поколение сотовой связи стали называть поколением 2,5G или 2,75G в зависимости от скорости передачи данных. Благодаря широкому перечню услуг стандарт GSM имеет прочные позиции на рынке сотовой связи и в настоящее время является лидирующим.

К настоящему времени скорость передачи информации по стандарту GSM, благодаря технологии EDGE (Enhanced Data rates for GSM Evolution — цифровая технология беспроводной передачи данных для мобильной связи, которая функционирует как надстройка над 2G и 2.5G ([GPRS](#)) - сетями.), достигает 384 Кбит/с.

Применяющиеся в стандарте GSM технологии перестали удовлетворять быстро растущее число пользователей сетей связи по скорости передачи данных, что стимулировало развитие систем третьего поколения 3G в тестовом режиме запущенных в эксплуатацию в нескольких странах в 2001 году. МЭС утвердил стандарт IMT-2000, описывающий технологии 3G с обеспечением доступа в Интернет со скоростью 2 Мбит/с для стационарного абонента. Но рост скорости до 2 Мбит/с, защищенность персональных данных при работе в сети и другие положительные особенности поколения 3G не удовлетворили пользователей сетей и уже в 2009 году шведская компания «Telia Sonera» запустила в Стокгольме и в Осло коммерческую сеть четвертого поколения 4G на основе стандарта LTE - (Long-Term Evolution — долговременное развитие, или стандарт беспроводной высокоскоростной передачи данных для мобильных телефонов и других терминалов, работающих с данными).

В 2010 году МЭС опубликовал требования к сетям поколения 4G. Главные требования заключались в скорости передачи данных для стационарного абонента – 2 Гбит/с и для мобильного 100 Мбит/с. Однако высокие требования к сетям 4G, а именно:

- высокая скорость обработки информации;
- скорость передачи данных от 100 Мбит/с до 1Гбит/с;
- смартфон как полноправный пользователь глобальной сети Интернет;
- низкая стоимость трафика и высокая цена сетевого оборудования сдерживают внедрение сетей 4G LTE.

В настоящее время наиболее эффективный обмен данными между мобильными устройствами происходит в сетях LTE, использующих Интернет.

Это современная технология передачи информации IP-пакетами. Но непрерывно растущий объем трафика требует все более высоких скоростей передачи данных.

Наступает время «Интернета вещей» (IoT-устройств), когда информацию по Интернету кроме людей будут одновременно передавать большое количество различных технических устройств (датчики состояния окружающей среды, светофоры, датчики освещения, времени, контроля потребления тепла, воды, электроэнергии, автомобильные системы контроля движения, беспилотные устройства и т.д.). И если в 2016 году по интернету ежемесячно передается $6 \cdot 10^{18}$ байт информации (6 Эксабайт), то по прогнозам специалистов [1-3] в 2020 году десятки миллионов машин будут обмениваться информацией по интернету и ежемесячный объем передаваемой информации превысит $1 \cdot 10^{21}$ байт (1 Зеттабайт).

Эра «Интернета вещей» подразумевает, что будущие сети мобильной связи должны стать универсальными и позволять работать как с короткими и медленными сообщениями, так и передавать высокоскоростной трафик со скоростями в десятки раз превышающими возможности сетей 4G LTE.

Нужно отметить, что рост скорости передачи цифровой информации требует в первую очередь увеличения скорости ее обработки. Задача построения сетей поколения 5G достаточно амбициозная, но определенный задел по ее воплощению в жизнь у ведущих телекоммуникационных компаний мира уже имеется.

§ 1.2. Возможные направления для создания стандарта подвижной связи 5G

Существующие стандарты передачи данных, включая еще не полностью освоенное поколение передачи данных 4G, с задачей ежемесячной передачи до 1 Зеттабайта информации не могут справиться. Поэтому уже активно ведутся работы по созданию нового стандарта для технологии передачи данных 5G, предназначенного объединить в единую сеть тысячи абонентов на один квадратный километр с различными технологиями беспроводного соединения при скоростях передачи данных 10 Гбит/с и времени отклика от одной миллисекунды.

МЭС планирует в качестве продолжения развития поколений передачи информации внедрение коммерческих сетей пятого поколения. Такой план ориентирован на 2020 год с требованием максимальной скорости передачи данных до 20 Гбит/с и возможностью подключения до миллиона IoT-устройств на площади в один квадратный километр.

Но рост скорости передачи информации требует увеличения пропускной способности каналов связи. Теорема К. Шеннона [4] определяет пропускную способность канала связи как

$$C = \Delta f \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{N} \right) = \Delta f \log_2 \left[1 + \frac{E_b}{N_0} \left(\frac{C}{\Delta f} \right) \right], \quad (1)$$

где Δf - занимаемая системой полоса частот, P_c - средняя мощность сигнала, N - средняя мощность шума, E_b - энергия бита, N_0 - спектральная плотность мощности шума.

Из выражения (1) видно, что существует два пути увеличения пропускной способности канала связи - это увеличение средней мощности сигнала P_c

по отношению к суммарной энергии шума и помех, а также расширение полосы частот Δf , занимаемой сигналом.

Увеличение мощности сигнала P_c для мобильной связи ограничивается стандартами на допустимые уровни электромагнитного излучения и массогабаритными параметрами передатчиков и источников питания носимых абонентских приемо-передатчиков - аккумуляторов. Кроме того увеличение средней мощности сигнала абонентского терминала сотовой связи ограничивается из-за негативных влияний электромагнитного излучения на человеческий организм [8] и по этой причине не превышает 1 Вт.

Источники питания в настоящее время занимают до 20% в массогабаритных параметрах абонентских систем сотовой связи и увеличение P_c приведет не только к увеличению веса носимой трубки, но и значительно сократит время работы аккумулятора до следующего цикла заряда. Конечно, работы по созданию эффективных аккумуляторов электрической энергии интенсивно ведутся в разных странах мира. Литиево-ионные и литиево-полимерные, литиево-железофосфатные, фторид-ионные и другие новые аккумуляторы [5-7], пришедшие сравнительно недавно на смену никель-кадмиевым, заметно отразились на качественных характеристиках оборудования сотовой связи, но на пропускную способность каналов передачи информации практически повлиять не смогли.

Поэтому основной путь для увеличения скорости информационного обмена в сетях мобильной связи состоит в расширении полосы частот Δf , выделяемой для информационного обмена и расширение полосы частот является главным условием для создания нового поколения мобильной связи 5G.

МЭС с 1995 года стал международным координатором работ по электросвязи, направленных на создание глобального информационного общества. Создав Регламент радиосвязи [9] и разделив поверхность Земли на три региона МЭС организовал определенный порядок в частотном пользовании. Однако частотный ресурс, принадлежащий всему человечеству, исключительно ак-

тивно используется и к настоящему времени частотные диапазоны ниже 5 ГГц практически перегружены. Присвоение радиочастот и радиочастотных каналов для радиоэлектронных средств в этих диапазонах осуществляется по технологиям частотно-территориального планирования (ЧТП) [10] с обязательным расчетом электромагнитной совместимости (ЭМС) радиосредств. Поэтому одно из основных направлений по созданию нового поколения мобильной связи 5G это освоение частотных диапазонов выше 5 ГГц пока еще недостаточно используемых.

Относительно свободные участки спектра есть пока на сверхвысоких частотах, например, на границе диапазонов X и C не занята полоса частот около 1,5 ГГц. Но меньше всего освоен миллиметровый диапазон (ММД) волн, поэтому именно в этом диапазоне возможно развитие стандарта 5G со скоростями передачи данных от 1 до 10 Гбит/с. Диапазон миллиметровых волн используется пока не слишком активно и изучен еще не полностью. Поэтому представляет интерес исследование возможностей мобильной связи в этом диапазоне волн.

Диапазон миллиметровых волн оказался исключительно удачным для транспортных потоков в районах с высокой плотностью радиоэлектронных средств на участках радиорелейной связи прямой видимости протяженностью в несколько километров. ММД оказался удобным для организации локальных информационных сетей и создания каналов "последней мили" при передаче информации. Дополнительное достоинство диапазона миллиметровых волн состоит в том, что в этом диапазоне часто нет необходимости проводить мультиплексирование сигнала, так как ширина полосы частот позволяет конвертировать весь спектр сигнала транспортной сети, в область миллиметровых волн.

В настоящее время ММД используется как в спутниковой связи, так и в наземной радиорелейной связи (РРС). Так для нужд коммерческой связи в миллиметровом диапазоне волн уже успешно используются поддиапазоны ча-

стот 27-32 ГГц, 36-38 ГГц и 40.5-42.5 ГГц. Нижние из этих частот были освоены в США для обеспечения радиодоступа при построении телекоммуникационных сетей. Такие системы получили название LMDS (Local Multipoint Distribution Service - локальная многоточечная распределенная служба связи). Позднее технологию LMDS стали использовать и для сетей телевизионного вещания. В связи с этим системы, работающие на частотах 40.5-42.5 ГГц, получили название MVDS (Multipoint Video Distribution Systems - многоточечная распределенная видео служба). В России широко используются наземные станции PPC в диапазоне 36÷40,5 ГГц. Однако свободные участки спектра в диапазоне миллиметровых волн еще имеются, что и создает нишу для практического применения радиосистем этого диапазона в современном телекоммуникационном пространстве при создании и освоении нового поколения мобильной связи 5G.

Определенные успехи по освоению ММД и использованию его для высокоскоростной передачи информации имеются. Например по данным компании ComrTek [11] для безлицензионного миллиметрового диапазона в наиболее чувствительном к осадкам диапазоне радиосвязи 70-80 ГГц на протяжении весенних и летних 194 дней (с 19 февраля по 30 августа) в круглосуточном режиме был исследован канал радиорелейной связи на оборудовании Siklu 1200 с антеннами, диаметром 60 см, на дистанции 2560 метров и получены результаты по доступности канала связи, показанные на рисунке 1.

При скоростях передачи информации до 700 Мбит/с использовалась адаптивная квадратурная фазовая манипуляция QPSK, на скоростях 700 Мбит/с и 1 Гбит/с адаптивная квадратурная амплитудная манипуляция до QAM-64. Исследовался канал в Бухаресте, находящимся в дождевой зоне К, где осадки значительно интенсивнее зоны Е, к которой относится большая часть территории России.

При этом следует учитывать, что осадки неравномерно распределены в течении года, поэтому при интервале наблюдения менее одного года доступ-

ность канала связи, приведенная на рисунке 1, колеблется в лучшую и в худшую стороны.

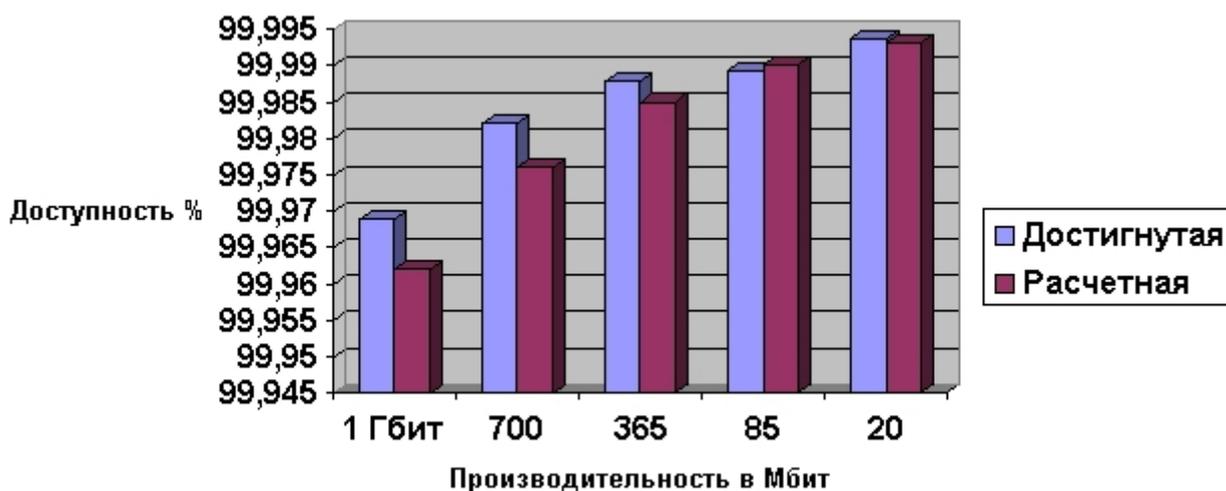


Рисунок 1. Производительность канала 70-80 ГГц (по данным СомТек)

Российская компания ЗАО НПФ "Микран" [12], производящая радиорелейное оборудование ММД, освоила выпуск оборудования Y-PACKET 80 - радиорелейную станцию типа точка-точка для диапазона 71-76/81-86 ГГц (Е полоса частот). Оборудование работает по схеме с частотным дуплексом и предлагает полностью симметричный канал, с поддержкой адаптивной модуляции от QPSK до QAM64 и позволяет передавать данные на скорости до 2 Гбит/с в режиме 64QAM с рабочей полосой 500МГц. Оборудование содержит полноценный набор функций обработки пакетного трафика Ethernet и поддерживает интерфейсы Gigabit Ethernet (оптические и электрические).

Конечно стационарное радиорелейное оборудование пришло раньше в миллиметровый диапазон, но и у мобильных систем есть определенные успехи, которые постоянно подтверждается новыми разработками аппаратуры. Так компания Qualcomm в октябре 2016 года объявила [13] о создании мобильного модема Qualcomm Snapdragon X50 5G — первого коммерчески доступного модема с поддержкой 5G, способного поддерживать скорость нисходящего соединения на уровне 5 Гбит/с в диапазоне 28 ГГц. Платформа Snapdragon

X50 5G состоит из модема, приемопередатчика миллиметровых волн SDR051 и чипа для управления энергопитанием PMX50 и способна поддерживать как более широкий спектр частот, необходимых для стандарта 5G, так и ранее развёрнутые сети LTE.

То, что развитие сетей пятого поколения не стоит на месте компания "Мегафон" продемонстрировала на Петербургском экономическом форуме, показав на терминальном оборудовании китайской фирмы "Huawei" и LTE модифицированном модеме от "Qualcomm" скорость загрузки данных 1,24 Гбит/с. А специалисты компании "Samsung" на стационарном оборудовании на частоте 28 ГГц получили летом 2016 года в полевых условиях скорость обмена информацией, равную 7,5 Гбит/с, что в десятки раз быстрее максимальной скорости стандарта LTE.

Компания Ericsson в 2014 году объявила о проведении успешной серии тестов 5G сети в частотном диапазоне 15 ГГц. Им удалось добиться передачи данных на скорости 5 Гбит/с, применив технологию MIMO (Multiple Input Multiple Output), предполагающую передачу и приём данных по каналу при помощи нескольких антенн и пространственного кодирования, а также используя базовые станции и радиомодули с интерфейсом нового типа.

Уже появились прототипы 5G-сетей. Первую 5G-сеть запустили в Южной Корее. Компания SK Telecom представила новую технологию на открытии исследовательского центра, а к зимним Олимпийским играм 2018 г. в Южной Корее компания планирует построить сеть 5G по всей стране.

По данным [14] Huawei и Vodafone в 2016 году провели первое полевое испытание стандарта 5G (рисунок 2) и открыли лабораторию по исследованию интернета вещей. Они добились пиковой скорости передачи данных 20 Гбит/сек в диапазоне частот E (от 60 до 90 ГГц) и продемонстрировали это в Ньюбери (Великобритания). Во время этих испытаний тестированию подверглись однопользовательский (SU-MIMO) и многопользовательский (MU-

ММО) многоканальный вход/выход, продемонстрировавшие скорость 20 Гбит/сек и 10 Гбит/сек соответственно.



Рисунок 2. Полевая лаборатория фирмы Huawei
(<http://wimax.livebusiness.ru/tags/5G>)

Главный недостаток миллиметровых волн (ММВ) заключен в сильном ослаблении сигнала при распространении. Однако анализируя известные методы повышения эффективности передачи цифровой информации, можно предложить некоторые из них для компенсации влияния ослабления сигналов на передачу информации в диапазонах ММВ. К таким методам можно отнести следующие:

1. Применение фазированных антенных решеток с большим коэффициентом усиления.
2. Использование технологий разнесенного приема.
3. Применении технологии ММО, когда посылают и принимают несколько сигналов одновременно.
4. Применение помехоустойчивого кодирования при передаче информации.

Два первых из указанных методов дают возможность повышать энергопотенциал на линии связи миллиметрового диапазона за счет очень малых (миллиметровых) размеров антенн в этом диапазоне. Например, компанией Samsung уже разработана и испытана [20] фазированная антенная решетка из 64 антенн, размером около 6 см^2 , формирующая диаграмму направленности шириной 10° с изменением направления передачи. Испытания, проведенные компанией Samsung, подтвердили возможность устойчивого обмена данными со скоростью 1 Гбит/с на расстоянии 2 км при прямой видимости и на расстоянии 200 м на закрытых трассах.

Методы разнесенного приема тоже могут внести значительный вклад в повышение энергопотенциала. При этом следует задействовать все широкие возможности методов [21], используя различные виды избыточности - по частоте, поляризации, времени прихода посылок, параллельной обработки сигналов по технологии MIMO и т.д.

Технология MIMO уже используется в LTE и WLAN сетях для оптимизации приема (параллельно отправляется и принимается 2-4 сигнала). Для высоких частот применяется Massive MIMO – технология оптимизации приёма, когда в мобильных устройствах будет размещено десятки небольших антенн и сотни – на передающей базовой станции.

Помехоустойчивое кодирование информации энергично снижает вероятность ошибок при передаче информации и используется практически во всех цифровых телекоммуникационных системах, хотя использование различных видов помехоустойчивого кодирования и несколько снижает скорость передачи информации за счет необходимости передавать избыточные символы. Однако применение помехоустойчивого кодирования при передаче цифровой информации позволяет снизить вероятность как одиночных, так и групповых ошибок на несколько порядков [22-24], что существенно компенсирует ослабление сигнала в диапазонах MMB.

§ 1.3. Анализ ограничений на развитие нового поколения мобильной связи

Хорошие условия распространения радиоволн и достаточно развитая элементная база для диапазона частот до 3 ГГц стали главной причиной того, что большинство мировых систем коммерческой радиосвязи работает именно в этом диапазоне частот. Но с ростом количества радиосредств и трафика диапазон оказался сильно перегружен.

В настоящее время системы четвертого поколения, включая LTE и мобильный WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access - мировое сотрудничество для высокоскоростного доступа), с целью достижения спектрального уплотнения, близкого к теоретическому пределу, используют большое количество передовых технологий, таких как передача данных с помощью множества приемных и передающих антенн (MIMO), применение мощных помехоустойчивых кодов, адаптивная подстройка канала, мультиплексирование ортогональными частотами (OFDM), механизм выбора приоритета передачи в зависимости от качества канала и др. Можно отметить, что возможности уплотнения спектра в диапазоне до 3 ГГц, используемом активно для подвижной связи, практически почти исчерпаны, а в то же время частоты выше 3 ГГц недоиспользуются.

Рабочей группой IEEE 802.16.1 (Радиоинтерфейс для фиксированных мобильных широкополосных систем доступа для 10–66 ГГц) была разработана, а затем стандартизована технология LMDS (локальная многоточечная распределенная служба связи), использующая частоты от 28 до 30 ГГц, и предназначенная для широкополосного беспроводного вещания. Регуляторы спектра еще в 2003 году объявили, что частотный диапазон E (от 70 до 95 ГГц) становится доступным для высокоскоростной связи, включая беспроводные локальные сети типа точка-точка, мобильные сети и широкополосный доступ в Интернет. Свободные участки спектра в диапазоне ММВ имеются, что и со-

здает определенную нишу для практического применения радиосистем этого диапазона для развития ИКТ при освоении нового поколения мобильной связи 5G. Но по сравнению с частотами до 3 ГГц частоты миллиметрового диапазона в настоящее время используются слабо.

Основные причины этого в сильном затухании сигналов ММД при распространении и в недостаточно еще развитой элементной базе радиокомпонентов. Однако именно в ММД возможно организовать каналы передачи информации с высокой пропускной способностью и реализовать стандарт 5G со скоростями передачи данных до 10 Гбит/с. Поэтому рассмотрим особенности цифровой мобильной связи в миллиметровом диапазоне волн.

Главным достоинством ММД является возможность использования широкой полосы частот, но есть и серьезные недостатки, сдерживающие развитие телекоммуникаций в этом диапазоне, а именно:

- сильное затухание миллиметровых волн при распространении;
- уровень принимаемого сигнала существенно зависит от влияния гидрометеоров (капли дождя, снег, град, туман) и от присутствия в атмосфере твердых неоднородностей (листва деревьев, стаи птиц, пыль);
- высокая степень влияния на уровень принимаемого сигнала закрывающих трассу препятствий;
- наличие зон сильного ослабления сигнала на некоторых частотах из-за ослабления сигналов ММД частот молекулами кислорода и парами воды.

Основные потери передачи радиоволн в свободном пространстве определяются выражением

$$b = 20 \lg \left(\frac{4\pi Rf}{C} \right) = 92,4 + 20 \lg(f) + 20 \lg(R) \quad [\text{дБ}], \quad (2)$$

где R - расстояние между передатчиком и приемником,

C - скорость света,

f - частота несущей.

Из выражения (2) видно, что в ММД ослабление сигнала в свободном пространстве очень велико и, например, для расстояния $r = 1$ км на частоте 37,5 ГГц составляет 123,9 дБ, а на частоте 100 ГГц составляет 132,4 дБ. При распространении через атмосферу к затуханиям сигнала добавляются дополнительные ослабления из-за поглощения сигнала молекулами кислорода и воды, а также из-за гидрометеоров (дожди, снег, град, туман).

Зависимость коэффициента поглощения миллиметровых волн в атмосфере от частоты экспериментально получена и теоретически исследована в ряде работ [15-19]. Например, для частот до 50 ГГц обширные экспериментальные данные приведены в работе [15], а для частот выше 50 ГГц в работе [16]. На основании этих экспериментов определена зависимость ослабления миллиметровых волн при распространении в атмосфере Земли, которая и показана на рисунке 3.

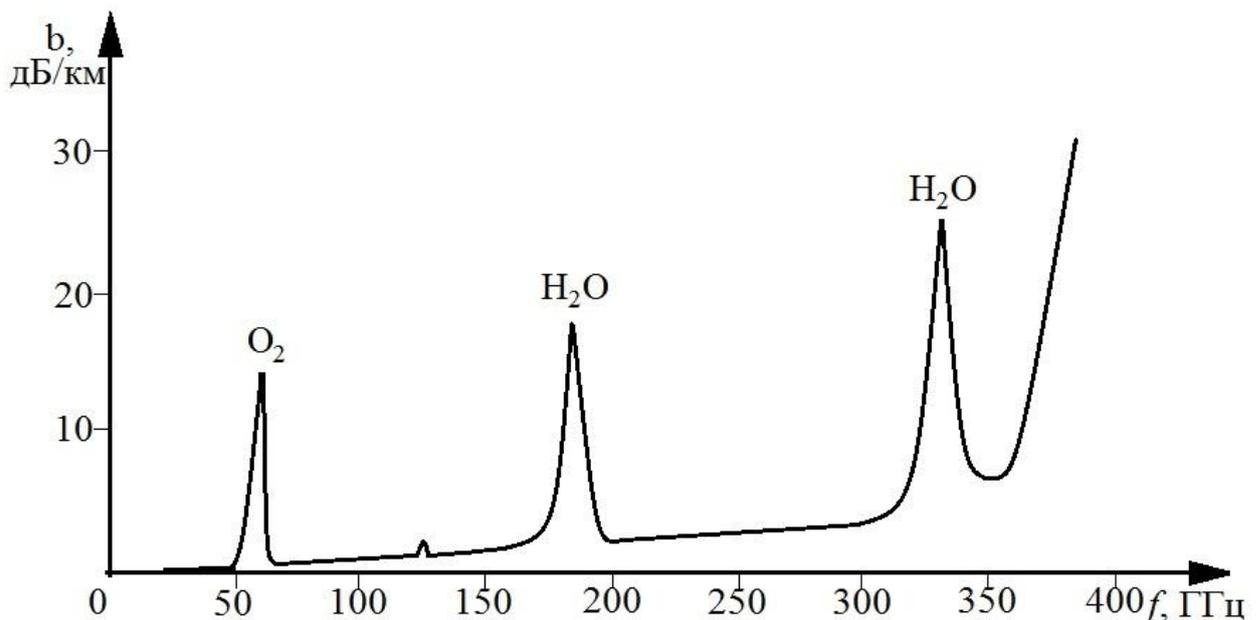


Рисунок 3. Зависимость поглощения сигналов ММД кислородом и парами воды (по [15 и 16])

Анализ экспериментальных данных показывает, что минимальное поглощение волн наблюдается в так называемых "окнах прозрачности атмосферы" при длинах ММД 8 мм и 3 мм. Учитывая сильное поглощение сигналов ММД молекулами кислорода и парами воды можно определить участки спектра ММД, пригодные для высокоскоростной передачи информации и широкополосного доступа (ШПД). На рисунке 4 показаны участки спектра с ослаблением менее 2 дБ на частотах от 3 ГГц до 56 ГГц и с ослаблением сигналов ММД менее 3дБ на частотах от 200 ГГц до 310 ГГц.

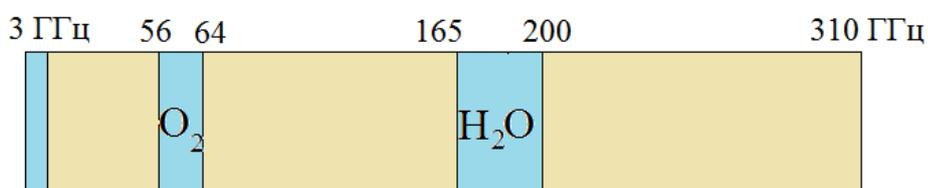


Рисунок 4. Участки спектра ММД частот пригодные для ШПД

Следует отметить, что частоты от 27,5 ГГц до 31,3 ГГц заняты лицензируемым диапазоном LMDC и на частотах E диапазона (от 70 ГГц до 95 ГГц) есть участки спектра, которые по планам ЧТП уже распределены. Но и участки спектра с сильным ослаблением сигнала также можно использовать. Например, частота 60 ГГц, на которой ослабление сигнала велико, используется в межспутниковой связи, так как земные системы не создают им помех на этой частоте, а спутниковые системы не создают помех наземным.

На распространение сигналов ММВ в атмосфере наиболее сильно влияют осадки и даже окна прозрачности атмосферы (длины волн 3 мм и 8 мм) не защищают от влияния гидрометеоров. Поглощение энергии распространяющегося сигнала ММВ количественно зависит от интенсивности осадков. Экспериментальные исследования влияния осадков на волны ММД проводились многими исследователями в различных климатических зонах при разнообразных дождевых условиях - от морозящих дождиков, до проливных ураганных ливней. На основании многочисленных экспериментов, результаты которых

приводятся в работах [11-19], можно аналитически описать влияние осадков на распространение сигналов ММД. Например, в работе [18] показано, что коэффициент поглощения сигнала в ММД линейно увеличивается с ростом интенсивности дождя и его зависимость от частоты можно аппроксимировать выражением

$$b_{\text{д}} = \left(\frac{f}{70} \right)^2 Y [\text{дБ} / \text{км}], \quad (3)$$

где f - частота в ГГц, Y - интенсивность дождя в мм/час.

Экспериментально полученные и приведенные в работе [11] зависимости ослабления сигнала ММД от различного уровня осадков, показаны на рисунке 5. Эти исследования, приведенные для территории с частыми дождями, показывают, что наиболее ощутимое влияние гидрометеоров в условиях России на распространение сигналов ММД будет на частотах выше 70 ГГц.

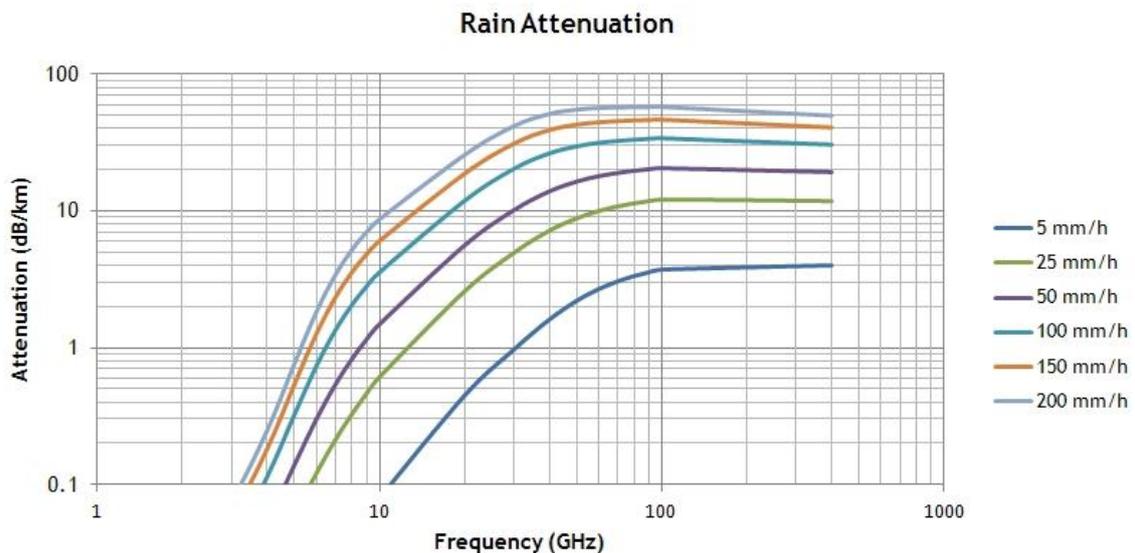


Рисунок 5. Поглощение миллиметровых волн осадками
(по [11])

Для интервалов связи протяженностью в 1 км, характерных для сотовой связи в городских районах, запас на поглощение сигналов ММД дождями в соответствии с выражением (3) для частот до 350 ГГц в среднем составляет менее 10 дБ. В сумме с ослаблением в свободном пространстве это приводит к ослаблению сигналов ММВ в каналах прямой видимости на трассах связи протяженностью в 1 км в окнах прозрачности атмосферы на частоте 37,5 ГГц до 134 дБ и на частоте 100 ГГц до 143 дБ.

Особенностью диапазона ММВ является и многолучевость [4,21]. При передаче информации, даже при радиовидимости между передатчиком и приемником, на антенну приемника кроме прямой волны приходит целый ряд других волн, появившихся в результате отражений от почвы, зданий и от других местных предметов. Все эти волны прошли разный путь от передатчика до приемника и имеют различные амплитуды и фазы, непрерывно изменяющиеся из-за изменений обстановки на трассе связи и перемещения абонентов.

Многолучевость приводит к случайным и в общем случае нестационарным флуктуациям как амплитуды, так и фазы принимаемого сигнала, то есть замираниям сигнала. Из-за наличия препятствий на трассе связи [25-27] и по причине присутствия отраженных сигналов, приводящих к многолучевости [4, 21], ослабление сигналов ММД дополнительно может значительно увеличиваться. Хотя методы борьбы с замираниями сигнала достаточно хорошо разработаны, энергетический запас на замирания приходится применять.

§ 1.4. Постановка задачи исследования

При разработке стандарта нового поколения 5G необходимо разрешить проблему, заключающуюся в том, что, с одной стороны, высокоскоростной ШПД возможен только в гигагерцовых диапазонах частот, а с другой стороны, организация передачи информации и сотовой связи в ММД встречает много на первый взгляд непреодолимых трудностей. К ним относится значительное ослабление сигналов миллиметрового диапазона при распространении в атмосфере и при прохождении через препятствия (стены домов, листву деревьев и др.), а также влияние на уровень сигнала, приходящего на вход приемника, случайных флуктуаций из-за многолучевости и из-за гидрометеоров. Эти причины существенно затрудняют освоение ММД для высокоскоростной передачи информации.

Переход к поколению 5G и освоение с этой целью ММД не означает отказ от уже используемых в сотовой связи диапазонов частот. Большое количество терминалов Интернета вещей не требуют высоких скоростей передачи цифровой информации и должна остаться возможность работы в сетях 5G оборудования предыдущих поколений сотовой связи. Это означает, что используемые в сетях 5G радиоканалы будут различными по частотным диапазонам и иметь существенно отличающиеся характеристики. В свою очередь многообразие каналов приведет к многообразию необходимого для передачи информации оборудования.

И если диапазон частот до 3ГГц достаточно подробно изучен и освоен, то разработка оборудования для ММД встречает много трудностей, значительная часть которых связана с тем, что пока недостаточно инструментария для экспериментальной отладки устройств этого диапазона. Компьютерное моделирование из-за необходимости масштабирования приводит к большим ошибкам, а натурные испытания в реальных каналах требуют больших затрат

по созданию экспериментальных трасс связи и замедляют процессы разработки новых устройств поколения 5G.

Возникает противоречие, заключающееся в том, что с одной стороны требуется быстрее осваивать гигагерцовый диапазон, а с другой стороны любая разработка новых устройств для работы в ММД требует значительного времени. Определенную помощь по разрешению такого противоречия может оказать разработка и создание имитационной модели радиоканала ММД, учитывающей вероятностные характеристики мешающих высокоскоростной передаче информации факторов, адекватные реальным условиям ММД.

Такая модель может помочь и в определении граничных требований к аппаратуре поколения 5G, проектируемой для работы в миллиметровом диапазоне частот, поскольку даст возможность не в полевых, а в лабораторных условиях испытывать разрабатываемое оборудование в реальном масштабе времени и определять его характеристики. Создание модели радиоканалов ММД, адекватной реальным условиям распространения сигналов ММВ мобильной связи, позволит решать целый ряд практически важных задач:

- определить наилучшие виды радиосигналов, обеспечивающих высокое качество передачи информации;
- в лабораторных условиях экспериментально исследовать различные архитектуры построения устройств и систем поколения 5G;
- отрабатывать узлы формирования и обработки информационных сигналов и определять их наилучшие характеристики;
- оптимизировать системы и сети мобильной связи;
- осуществлять контроль качества производства новой аппаратуры мобильной связи поколения 5G.

Создание такого многофункционального инструментария позволит ускорить процесс становления нового поколения подвижной связи 5G. Целью настоящего диссертационного исследования и является анализ свойств радио-

каналов миллиметрового диапазона частот и разработка комплекса для имитации таких радиоканалов.

Для решения поставленной задачи потребуется:

- выполнить анализ радиоканалов ММД и определить основные факторы, мешающие передаче информации по каналам миллиметрового диапазона;
- определить характеристики и параметры факторов, мешающих передаче информации по каналам ММД;
- разработать математическую модель канала ММД;
- предложить структуру имитатора радиоканалов ММД;
- разработать методику синтеза имитатора радиоканалов ММД, осуществляющего воздействия на радиосигналы систем мобильной связи;
- разработать рекомендации по решению задач построения имитатора радиоканалов ММД.

Выводы по главе 1

1. Создание новых высокоскоростных поколений подвижной радиосвязи возможно в основном за счет освоения миллиметрового диапазона частот, то есть частот диапазонов Ka, Q, U, V, E, W, F, D.
2. На основании анализа радиоканалов ММД определены основные факторы, влияющие на ослабление сигналов ММД при передаче информации.
3. Разработка устройств поколения 5G систем мобильной связи и новых методов обработки сигналов мобильной связи требует создания инструментария, позволяющего в лабораторных условиях оценить качество новых разработок.
4. Для исследования устройств и систем поколения 5G необходимо создать имитатор радиоканалов ММД.
5. Для построения имитатора радиоканалов ММД необходимо исследовать воздействия на сигналы, распространяющиеся по радиоканалам ММД, разработать математическую модель передаточной функции радиоканалов, предложить структуру имитатора радиоканалов, разработать методику управления имитатором, обосновать техническую реализацию основных узлов имитатора.

ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ РАДИОКАНАЛОВ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ

§ 2.1. Ослабление сигнала при распространении через каналы ММД

Возможности передачи информации в ММД частот, как следует из рис. 3 и рис. 4, значительно различаются. Например, в диапазоне частот 60 ± 3 ГГц наблюдается [15, 28] ослабление сигнала на 15 ДБ/км из-за поглощения миллиметровых волн молекулами кислорода, а в диапазоне частот 182 ± 18 ГГц сигнал ослабляется [29] на десятки децибел в зависимости от количества водяного пара в атмосфере. Поэтому эти диапазоны частот для высокоскоростной передачи информации системами подвижной связи не подходят.

Диапазон частот от 3 до 57 ГГц подходит для поколения 5G, однако он частично уже занят различными службами и активно используется в спутниковой связи. Есть и другие частоты ММД, которые не подходят для 5G, так как уже были выделены МЭС для разных служб. К ним относятся диапазоны частот от 28,35 до 29,1 ГГц; 76-81 ГГц; 86-92 ГГц; 94-94,1 ГГц. Но тем не менее в частотном диапазоне от 71 до 95 ГГц суммарный интервал не занятых частот составляет более 12 ГГц, что позволяет использовать широкополосные системы связи поколения 5G без негативного влияния на другие радиосистемы ММВ.

Закономерности распространения радиоволн сантиметрового диапазона и ММД во многом совпадают, но некоторые явления, связанные с поглощением волн ММД, качественно отличаются от явлений, наблюдаемых на более длинных волнах. На условия распространения волн ММД почти не влияет смена суток и сезонов года, но ослабления сигнала при распространении, возникающие по ряду других причин, создают проблемы для быстрого освоения диапазона.

При распространении сигналов ММД кроме значительного ослабления уровня сигнала, появляющегося в соответствие с выражениями (2) и (3), возникают и дополнительные ослабления сигнала из-за целого ряда причин, возникающих на трассе связи.

Мобильная радиостанция окружена большим количеством отражающих предметов с различным расположением и разнообразными отражающими свойствами, поэтому суммарный сигнал в точке приема образуется многими лучами, прошедшими разным путем. Это характерно и для базовой станции сотовой сети и для корреспондента станции при работе абонентов по методу "точка-точка". На рисунке 6 показаны возможные пути прохождения радиоволн при связи абонента с базовой станцией.

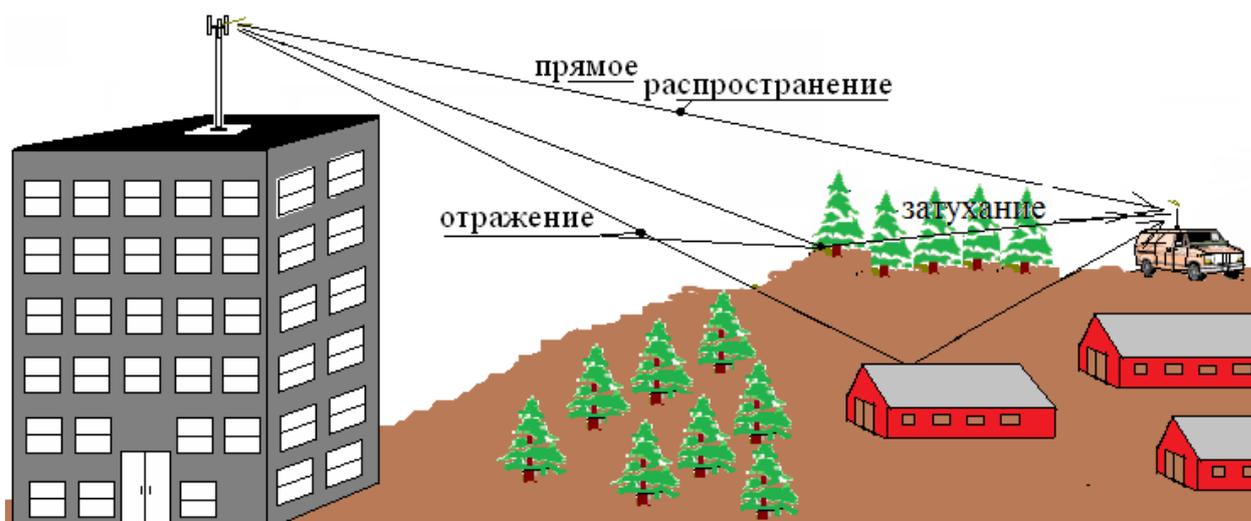


Рисунок 6. Многолучевое распространение радиоволн

Совокупное действие множества лучей, приходящих на антенну приемника вызывает появление колебаний амплитуды и фазы принимаемого сигнала (замирания сигналов) по сравнению с распространением сигнала в свободном пространстве. В подвижной связи замирания сигнала происходят и при изменениях взаимного направления антенн.

Дополнительные ослабления возникают при прохождении сигналов ММД через стены зданий. Если низкочастотные сигналы сравнительно легко

проходят через такие препятствия, то сигналы ММД сильно ослабевают в твердых материалах и на частотах выше 30 ГГц практически не могут пройти через типовые по толщине бетонные и кирпичные стены зданий. Однако чаще всего обильная связь не прерывается, так как сигналы ММД попадают в здания через оконные проемы и двери, ослабевая при этом не слишком значительно [28].

Кроме сильного ослабления сигналов ММД при распространении через каналы связи наблюдаются и доплеровские изменения частоты при движении абонентов относительно друг друга.

Обобщая вышеизложенное можно определить причины возможного ослабления сигналов в радиоканалах ММД следующим образом:

- ослабление радиоволн в свободном пространстве;
- дополнительное ослабление радиоволн при распространении в газах атмосферы;
- потери энергии радиоволн при распространении из-за дождей и других гидрометеоров;
- замирания сигналов ММД из-за многолучевости;
- флуктуации сигналов у подвижных абонентов из-за изменений взаимного расположения антенн у передающей и приемной станций;
- затухание сигнала ММД при распространении через листву деревьев;
- ослабление сигналов при прохождении через заграждающие плотные препятствия, например стены зданий;

При имитации радиоканалов ММД необходимо найти математическое описание ослаблений сигналов из-за воздействия на распространяющийся по радиоканалу сигнал перечисленных факторов. Для мобильной связи потребуется оценить и доплеровские влияния на изменение параметров сигнала.

§ 2.2. Модель замираний сигнала в каналах ММД

Рассмотрим причины, вызывающие замирания сигнала. Принимаемый сигнал на антенне приемника формируется в результате интерференции радиоволн, поступающих по различным путям распространения, как показано на рис. 6. Каждая проходящая волна характеризуется своей амплитудой, временем распространения, фазовым сдвигом при отражении и доплеровским сдвигом частоты. При изменении условий распространения, свойств отражателей, углов падения на подстилающую поверхность, положения приемника и отражателей меняются параметры интерферирующих сигналов, и, соответственно, меняется амплитуда и фаза суммарного сигнала.

При этом нужно учитывать, что изменения параметров канала случайны и зависят от множества причин, вследствие этого интерференционная картина становится изменяющейся во времени, то есть нестационарной. Это наблюдается даже если абонент неподвижен или перемещается медленно, а если он движется быстро, то замирания становятся выраженными сильнее.

В зависимости от скорости движения абонента свойства радиоканала меняются и по аналогии с теорией радиорелейной связи [32-35] можно определить временные интервалы, на которых свойства канала меняются незначительно, то есть определить интервалы локальной стационарности замираний.

В радиорелейной радиосвязи в зависимости от скорости изменения уровня принимаемого сигнала замирания принято подразделять на два вида – быстрые замирания и медленные замирания.

Быстрые замирания возникают из-за изменения взаимных амплитудных и фазовых соотношений сигналов, пришедших по разным путям распространения (рис. 6), и часто их называют интерференционными замираниями.

Медленные замирания определяются общими изменениями свойств канала распространения сигнала при изменении свойств среды распространения (например, появление пыли в атмосфере или изменение свойств подстилаю-

щей поверхности после дождя). Такие процессы происходят сравнительно редко и медленно, поэтому медленные замирания в ММД можно рассматривать, как не регулярное изменение среднего уровня (медианы) принимаемого сигнала, изменяющегося по случайному процессу из-за быстрых замираний.

Общепринятой [18, 32-35] моделью медленных замираний является модель, описываемая [34] логарифмически-нормальным законом вероятностей. Функция плотности вероятности распределения среднего уровня случайного процесса медленных замираний при логарифмически-нормальном распределении x определится выражением:

$$\omega(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_M x} \exp\left[-\frac{(\ln x - m_M)^2}{2\sigma_M^2}\right], \quad (4)$$

где σ_M, m_M – параметры распределения.

Функция плотности распределения вероятностей (4) определена двумя параметрами - медианным значением m_M и стандартным отклонением σ_M .

Медленные замирания сигнала ММД могут достигать единиц децибел, но ощутимое влияние их на принимаемый сигнал возникает только при больших по длительности сеансах связи. Тем не менее запас энергетике на преодоление этих замираний приходится учитывать.

Суточный ход уровня сигнала и его сезонные колебания в ММД практически мало заметны, так как передача сигнала идет через ограниченный и малый объем атмосферы, свойства которого почти не зависят от времени суток и сезона года.

Быстрые замирания в ММД определяются многолучевым характером распространения сигнала, а также вариациями угла прихода радиоволн при перемещении антенн мобильных абонентов. Поскольку взаимные фазовые сдвиги интерферирующих компонентов случайны, то колебания передаточной

функции канала связи и уровня принимаемого сигнала за счет быстрых замираний тоже случайный процесс.

Физической причиной быстрых замираний является интерференция в приемной антенне множества волн с произвольными амплитудами и случайными фазами, приходящих к приемнику по различным путям распространения от передатчика. Эти пути распространения содержат как кратчайшей прямой путь, при имеющейся радиовидимости между передатчиком и приемником, так и несколько более протяженных путей за счет отражения распространяющегося сигнала от подстилающей поверхности и от местных предметов.

Для создания математической модели канала ММД необходимо определить вероятностные и спектральные свойства таких замираний, а также зависимость их характеристик от параметров трасс связи. С этой целью рассмотрим интерференцию волн, соединяющих двух абонентов, находящихся на расстоянии R друг от друга, как показано на рисунке 7.

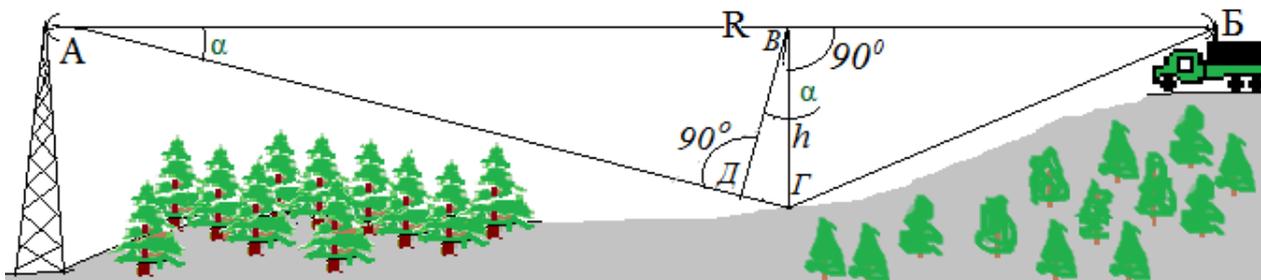


Рисунок 7. Интервал подвижной связи

Такая двухлучевая модель распространения радиоволн является простейшей моделью распространения радиоволн над равнинами в сельской местности и вдоль автомобильных дорог. Она достаточно точно описывает распространение сигнала, когда имеется прямой путь между передатчиком и приемником и всего один отраженный. При этом отраженная волна обычно возникает при отражении радиоволны от подстилающей поверхности, то есть от земли. Точку отражения можно найти из равенства углов скольжения

между касательной к профилю в точке отражения и прямыми линиями, проведенными из этой точки к антеннам абонентов.

Методика расчета множителя ослабления сигнала на трассах связи с прямой радиовидимостью между абонентами, то есть на открытых трассах, достаточно подробно изложена в работах [32, 34], но частота и длительность замираний, возникающих из-за интерференции лучей, требует пояснения. Рассмотрим это на основе модели трассы, показанной на рисунке 7.

Радиосигнал от базовой станции к мобильному абоненту идет по двум путям - кратчайшему АБ и более длинному АГБ. Максимальное расстояние между лучами h , а разность хода сигналов по этим путям распространения определим как $\Delta R = AB - (AG + BG) = DG$.

Так как $tg\alpha = \frac{h}{R/2} = \frac{2h}{R}$, и одновременно $tg\alpha = \frac{DG}{DB} \cong \frac{DG}{h}$, то

$$\Delta R = DG = \frac{2h^2}{R}.$$

Разность фаз между лучами в точке приема определится как набег фаз при распространении сигнала по этим лучам

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta R = \frac{4\pi h^2}{\lambda R} = \frac{4\pi h^2 f}{RC}, \quad (5)$$

где λ - длина рабочей волны абонентов, f - рабочая частота, C - скорость радиоволны.

Поскольку расстояние h при сотовой связи в диапазоне ММВ по сравнению с R невелико, то угол α мал и

$$tg\alpha = \frac{2h}{R} \cong \alpha, \quad h = \frac{\alpha R}{2},$$

то длительность замираний можно определить как величину, обратную скорости замираний

$$\tau = \frac{dt}{d\varphi} = \frac{2\lambda}{\pi\alpha^2} \frac{dt}{dR} . \quad (6)$$

Из выражения (6) следует, что с уменьшением длины волны и ростом интервала связи R частота замираний растет, а их длительность убывает. С ростом расстояния h между лучами распространения сигналов растет угол α , и частота замираний увеличивается, а длительность замираний суммарного сигнала убывает по квадратичному закону.

Так как в точке приема интерферирует часто не две, а несколько отраженных местными предметами волн, то скорость быстрых замираний меняется во времени по случайному закону, параметры которого зависят от характеристик конкретной трассы связи и от количества отражающих сигнал местных предметов.

Передающую функцию радиоканала можно определить [36] прямым преобразованием Фурье от комплексной импульсной характеристики радиоканала $h(\tau)$

$$H(f, R_i, \{D\}) = \int_0^{\infty} h(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau, \quad \text{при } -\infty < f < \infty . \quad (7)$$

В этом случае сумма синфазной и квадратурной гауссовских компонент принимаемого сигнала определится как:

$$H(f, R_k, \{D_i\}) = H e^{j\varphi} = \sum_{i=1}^K H_i \cos \varphi_i + j \sum_{i=1}^K H_i \sin \varphi_i = X + jY , \quad (8)$$

где: f – частота радиосигнала;

R_k – длина пути k – го луча распространения сигнала от антенны передатчика до антенны приемника;

$\{D_i\}$ – свойства i – го переизлучателя;

K – количество переизлучателей;

H_i, φ_i – модуль и аргумент передаточной функции i – го луча распространения.

Для математического описания быстрых замираний сигнала, вызванных интерференцией сигналов разных лучей распространения, используются различные случайные процессы, среди которых наибольшей универсальностью обладает четырехпараметрическая модель распределения плотностей вероятностей [36-38]. И для имитации радиоканалов мобильной радиосвязи применительно к городским условиям с большим количеством переизлучателей за основу математической модели можно выбрать четырехпараметрический закон распределения вероятностей передаточной функции канала с плотностями вероятностей модуля передаточной функции

$$w(H) = \frac{H}{\sigma_x \sigma_y} \exp\left(-\frac{H^2}{2\sigma_x^2} - \frac{m_x^2 \sigma_y^2 + m_y^2 \sigma_x^2}{2\sigma_x^2 \sigma_y^2}\right) \cdot \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{S=0}^{\infty} \frac{(2k+2S-1)! (\sigma_y^2 - \sigma_x^2)^k m_y^{2S} \sigma_x^{2S}}{k! (2S)! 2^k \sigma_y^{2k+4S} m_x^{k+S}} H^{k+S} I_{k+S}\left(\frac{m_x}{\sigma_x} H\right), \quad (9)$$

и фазы

$$w(\varphi) = \frac{\sigma_x \sigma_y \exp\left(\frac{m_x^2}{2\sigma_x^2} - \frac{m_y^2}{2\sigma_y^2}\right)}{2\pi(\sigma_y^2 \cos^2 \varphi + \sigma_x^2 \sin^2 \varphi)} [1 + L[1 + \Phi(\sqrt{2L})]] \sqrt{\pi} \exp(L^2), \quad (10)$$

при
$$L = \frac{m_x \sigma_y^2 \cos \varphi + m_y \sigma_x^2 \sin \varphi}{\sigma_x \sigma_y \sqrt{\sigma_y^2 \cos^2 \varphi + \sigma_x^2 \sin^2 \varphi}},$$

где H - модуль передаточной функции канала связи;

$I_{k+s}(z)$ - модифицированная функция Бесселя порядка $k+s$;

$\sigma_x, m_x, m_y, \sigma_y$ - параметры четырехпараметрического распределения;

$\Phi(\cdot)$ – интеграл вероятности.

Четырехпараметрическая модель передаточной функции канала связи включает в себя много частных случаев распределений, часто наблюдающиеся в различных условиях радиосвязи, и при различных условиях выражение (9) вырождается в более простые, вырождающееся при $\sigma_x = \sigma_y = \sigma$ в релеевское распределение

$$w(H) = \frac{H}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{H^2}{2\sigma^2}\right). \quad (11)$$

А при σ_x или σ_y равных нулю в усеченно-нормальное распределение

$$w(H) = \left(\frac{\sqrt{2}}{\sigma_{x,y} \sqrt{\pi}}\right) \exp\left(-\frac{H^2}{2\sigma_{x,y}^2}\right). \quad (12)$$

Если $\sigma_x = \sigma_y = \sigma$, а $m_y \neq 0$, то выражение (9) вырождается в обобщенно-релеевское распределение вероятностей

$$w(H) = \left(\frac{H}{\sigma^2}\right) \exp\left(-\frac{(H^2 + m_x^2)}{2\sigma^2}\right) I_0\left(m_x \frac{H}{\sigma^2}\right), \quad (13)$$

(где I_0 - модифицированная функция Бесселя нулевого порядка) с моментами

$$m_k = (2\sigma^2)^{k/2} \Gamma(1 + \frac{k}{2}) {}_1F_1\left(-\frac{k}{2}; 1; \frac{m_Y^2}{2\sigma^2}\right), \quad (14)$$

где $\Gamma[\cdot]$ - гамма функция.

Или при $m_X = m_Y = 0$ уравнение (9) вырождается в так называемое [36,37] подрелеевское распределение

$$w(H) = \frac{H}{\sigma_X \sigma_Y} \exp\left[-\frac{H^2}{4}\left(\frac{1}{\sigma_X^2} + \frac{1}{\sigma_Y^2}\right)\right] I_0\left[\frac{H^2}{4}\left(\frac{1}{\sigma_X^2} - \frac{1}{\sigma_Y^2}\right)\right], \quad (15)$$

с первым моментом вида

$$m_1 = \sqrt{\frac{\pi\sigma_X\sigma_Y}{2}} P_{\frac{1}{2}}\left[\frac{\sigma_X^2 + \sigma_Y^2}{2\sigma_X\sigma_Y}\right], \quad (16)$$

(где $P_{\frac{1}{2}}[\cdot]$ - функция Лежандра первого рода) и вторым моментом вида

$$m_2 = 4i \sqrt{\frac{\sigma_X^3\sigma_Y^3}{\pi(\sigma_X^2 - \sigma_Y^2)}} Q_{-\frac{1}{2}}^{\frac{3}{2}}\left[\frac{\sigma_X^2 + \sigma_Y^2}{\sigma_X^2 - \sigma_Y^2}\right], \quad (17)$$

где $Q_{-\frac{1}{2}}^{\frac{3}{2}}$ - присоединенная функция Лежандра второго рода.

В рамках этой модели, определяемой выражениями (9)-(16), колебания уровня и фазы принимаемого системой сигнала аналогичны прохождению сигнала через четырехполюсник с комплексным коэффициентом передачи, случайные изменения которого описываются четырехпараметрическим законом распределения. Ортогональные компоненты такого комплексного коэф-

фициента передачи представляют собой случайные процессы, описываемые двумя гауссовыми распределениями с различными дисперсиями и средними ($m_C, m_S, \sigma_C, \sigma_S$). В зависимости от конкретных значений величин этих параметров и получаются различные частные виды распределений.

Однако радиоканалы мобильной связи ММД имеет свои особенности, одной из которых является необходимость работы систем с остронаправленными антеннами для компенсации сильного затухания сигналов ММВ при распространении. Поэтому из-за узости диаграмм направленности антенн подвижной системы связи на приемник может поступать только несколько лучей распространяющегося сигнала, что позволяет от сложной четырехпараметрической модели канала подвижной связи, описываемой выражениями (9) и (10), перейти к инженерной модели, использующейся обычно при расчетах систем связи.

Для моделирования многолучевого распространения в присутствии прямой радиовидимости между абонентами обычно используется распределение Рэля [34], в большом проценте времени (более 60%) согласующееся с экспериментальными данными. Его плотность распределения вероятностей описывается выражением (11).

Для математического описания канала прямой радиовидимости с прямым лучом и несколькими лучами, появляющимися из-за отражений от подстилающей поверхности и местных предметов, часто используют распределение Райса [40].

$$\omega(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \exp(-A) I_0\left(\frac{x}{\sigma} \sqrt{2A}\right), \quad (18)$$

где A – отношение мощности регулярной составляющей уровня полезного сигнала к флюктуирующей составляющей;

В цифровой связи наличие глубоких и длительных быстрых замираний вызывает появление пакетов ошибок, исправление которых затруднено. Поэтому для описания радиоканала ММД требуется определить вероятностные и спектральные свойства этих замираний и зависимость их характеристик от параметров трасс и систем связи.

Для определения длительности таких замираний используют коэффициент корреляции огибающей, характеризующий взаимосвязь изменений уровня сигнала в различные моменты времени на различных частотах

$$\rho(\Delta t, \Delta f) = \frac{\overline{(s_1 s_2)} - \bar{s}_1 \bar{s}_2}{\sqrt{[\overline{(s_1^2)} - (\bar{s}_1)^2][\overline{(s_2^2)} - (\bar{s}_2)^2]}}, \quad (19)$$

где s_1, s_2 – амплитуды сигналов на отстоящих одна от другой частотах на величину Δf и отстоящих один от другого по времени на Δt .

В выражении (19) черта означает усреднение по ансамблю. Для движущегося абонента мобильной станции в ряде работ [36-38] предлагается аппроксимация для коэффициента корреляции

$$\rho(\Delta t, \Delta f) = \frac{I_0\left(\frac{2\pi V \Delta t}{\lambda}\right)}{1 + (2\pi \Delta f)^2 T_m^2}, \quad (20)$$

где I_0 – функция Бесселя первого рода нулевого порядка;

V – скорость перемещения абонента;

T_m – среднеквадратическое отклонение времени прихода сигнала по различным лучам относительно их среднего времени прихода.

Выражения для коэффициента корреляции (19) и (20) определяют также интервал частотной корреляции замираний R_F , т.е. разнос частот, на котором колебания уровня принимаемых сигналов могут считаться некоррелирован-

ными. Если полоса частот спектра сигнала больше, чем R_F , то замирания из гладких, когда все частотные компоненты спектра информационного сигнала замирают одновременно, превращаются в селективно-частотные, когда различные частотные составляющие сигнала замирают не одновременно. Это эквивалентно прохождению сигнала через линейную цепь с неравномерной частотной характеристикой, причем форма частотной характеристики непрерывно изменяется.

Длительность T_3 быстрых замираний относительно некоторого среднего уровня $T_0 \cong \tau$ может быть аппроксимирована выражением [34]

$$T_3 = \frac{\lambda}{\sqrt{2\pi V}} \frac{\sqrt{2}\sigma}{T_0} \left[\exp\left(\frac{T_0^2}{2\sigma^2}\right) - 1 \right]. \quad (21)$$

При движении абонентов связи средняя частота замираний может составлять единицы герц, что значительно влияет на достоверность передачи информации, так как может приводить к пакетам ошибок.

В ММД должны использоваться достаточно широкополосные информационные сигналы и многолучевость может приводить и к селективно-частотным замираниям (СЧЗ). Основной причиной СЧЗ является временное рассеяние прихода различных лучей, вследствие многолучевого распространения. Разности фаз между компонентами одной и той же частоты, распространяющимися по разным путям, могут оказаться некоррелированными для разных частот спектра, при этом одни частотные составляющие усиливаются, другие ослабевают.

Из выражения (20) при $\Delta t=0$ следует

$$\rho(\Delta f) = \frac{1}{1 + (2\pi\Delta f)T_m^2}. \quad (22)$$

Предположим, что уровень корреляции между различными частотными составляющими равен 0,5, тогда интервал частотной корреляции будет равен $R_F=1/(2\pi T_m)$. На реальных трассах подвижной связи значение T_m может меняться в широких пределах, от сотых долей микросекунды до десятков микросекунд [35]. Поэтому значение интервала частотной корреляции может принимать любые значения от единиц килогерц до десятков мегагерц.

СЧЗ и многолучевость в ММД приводят к растяжению по времени принимаемых символов, что вызывает межсимвольную интерференцию (МСИ). Расстояние по частотной оси между прямыми и обратными каналами в миллиметровом диапазоне может значительно превышать интервал частотной корреляции, при этом канал дуплексной связи оказывается асимметричным, что затрудняет адаптивное управление системами связи мобильных и базовых станций по обратному каналу.

В радиоканалах поколения сотовой связи 5 G могут наблюдаться и временные замирания [37]. Их основной причиной является доплеровское изменение частоты при движении абонентов связи относительно друг друга. Если мобильная станция перемещается, то из-за доплеровского сдвига частоты сигнал претерпевает искажения, приводящие аналогично многолучевости к МСИ, негативно влияющей на качество передачи цифровой информации из-за возможного увеличения вероятности ошибок

При приближении абонентов связи, изменение частоты определится выражением

$$f = f_0 \left(\frac{1+U/C}{1-V/C} \right) = f_0 \left(\frac{C+U}{C-V} \right), \quad (23)$$

где f_0 - несущая частота системы связи,

U, V - скорости движения приемника и передатчика относительно друг друга,

C - скорость распространения радиоволн.

При удалении абонентов друг от друга доплеровский изменение частоты определяется выражением

$$f = f_0 \left(\frac{1 - U / C}{1 + V / C} \right) = f_0 \left(\frac{C - U}{C + V} \right). \quad (24)$$

Например, для движущихся навстречу друг другу автомобилей со скоростью каждого 90 км/ч доплеровский уход частоты f_D , при рабочей частоте автомобильных радиостанций в 100 ГГц, составит $f_D = 16,7$ кГц.

Величина доплеровского сдвига частот различна для разных углов приема α , как показано на рисунке 8.

Такой эффект называют дисперсией частоты или доплеровским разбросом и зависит он от величины угла прибытия радиоволны α . Из-за доплеровского эффекта, спектр переданного сигнала подвергается расширению частоты в течение передачи информации, который также зависит от угла прихода волны.

$$f_{D_{\max}} = f_D \cos \alpha \quad (25)$$

Максимальная (или минимальная при движении в обратном направлении) доплеровская частота достигается при $\alpha_n = 0$ ($\alpha_n = \pi$), как следует из выражения (25).

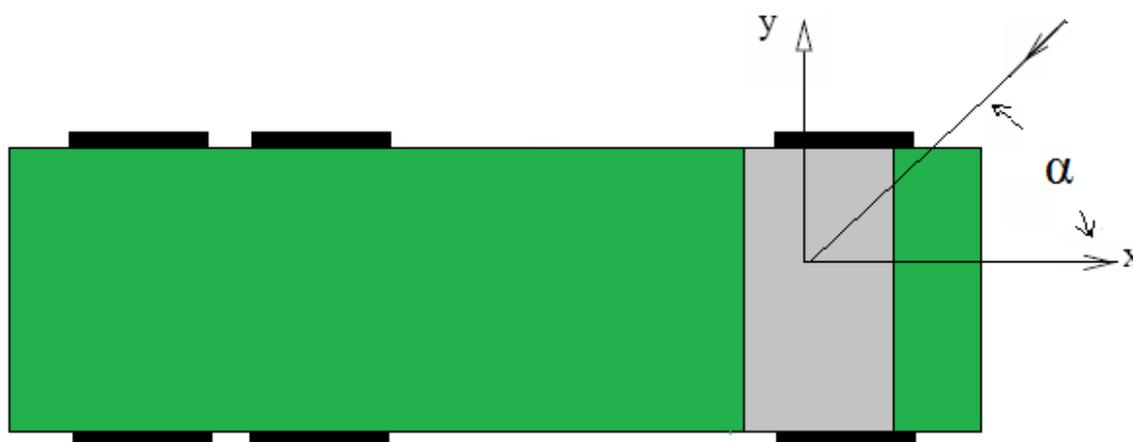


Рисунок 8. Угол прибытия радиоволны - α

Многолучевое распространение в связи с движением приемника или передатчика приводит к резким изменениям свойств радиоканала, что в свою очередь вызывает глубокие и случайные флуктуации принимаемого сигнала. Замирания сигнала до десятка децибел ниже среднего уровня принимаемого сигнала могут [37] происходить несколько раз в секунду, в зависимости от скорости перемещения мобильной станции.

В городской зоне мобильной связи наблюдается затенение прямой трассы между базовой и мобильной станциями и сотовая связь в ММД кажется невозможной из-за затухания радиоволн в стенах зданий и других препятствий. Однако при этом вокруг абонентов сети 5G присутствует большое число отражателей сигнала, обусловленное разнообразием городских объектов. Эти отражатели создают дополнительные пути между передатчиком и приемником, что позволят оптимистично смотреть на возможности сотовой связи в ММД волн. Но следует помнить, что многолучевость приводит к МСИ и замираниям сигнала, хотя уровень любого отраженного сигнала всегда меньше уровня сигнала прямой радиовидимости.

§ 2.3. Ослабления ММВ при распространении в атмосфере

Кроме изменений уровня и спектра сигнала из-за быстрых, медленных и селективно-частотных замираний, а также влияния доплеровского рассеяния, распространяющийся по каналу связи сигнал дополнительно ослабляется из-за целого ряда причин. Наибольший вклад в ослабление сигнала ММВ при распространении вносит затухание в свободном пространстве, величина которого определяется выражением (2) и зависит от расстояния между абонентами и рабочей частоты системы связи. Но даже в спокойной и чистой атмосфере распространяющийся сигнал тоже значительно ослабляется.

Приземный слой атмосферы сильно изменчив во времени и по пространству из-за влияния меняющихся из-за погоды параметров подстилающей поверхности и турбулентности воздуха. Различают резонансное и не резонансное ослабление сигналов ММВ атмосферой. Резонансное поглощение происходит в молекулах кислорода и воды. Это связано с тем, что по законам квантовой теории каждое вещество может поглощать только определенный, свой собственный набор квантов энергии или группы частот.

В ММД наиболее значительное поглощение вызывают кислород и молекулы воды чистой атмосферы. Исследованию этих вопросов было посвящено множество научных работ, например [15,16,42-54], так как в спутниковой связи и в радиолокации радиосигналы проходят в атмосфере большие расстояния и затуханием сигналов в атмосфере нельзя пренебрегать.

Аналитически описать поглощение ММВ в атмосфере, особенно в ее нестационарном турбулентном приземном слое, корректно не удастся, поэтому различными научными коллективами были выполнены масштабные экспериментальные исследования, на основании которых в журнале [42] приведен обобщающий график, иллюстрирующий зависимость затухания в приземном слое атмосферы от частоты. На этом графике, приведенном на рисунке 9, вы-

деляются пики, обусловленные резонансным поглощением ММВ молекулами кислорода и парами воды.

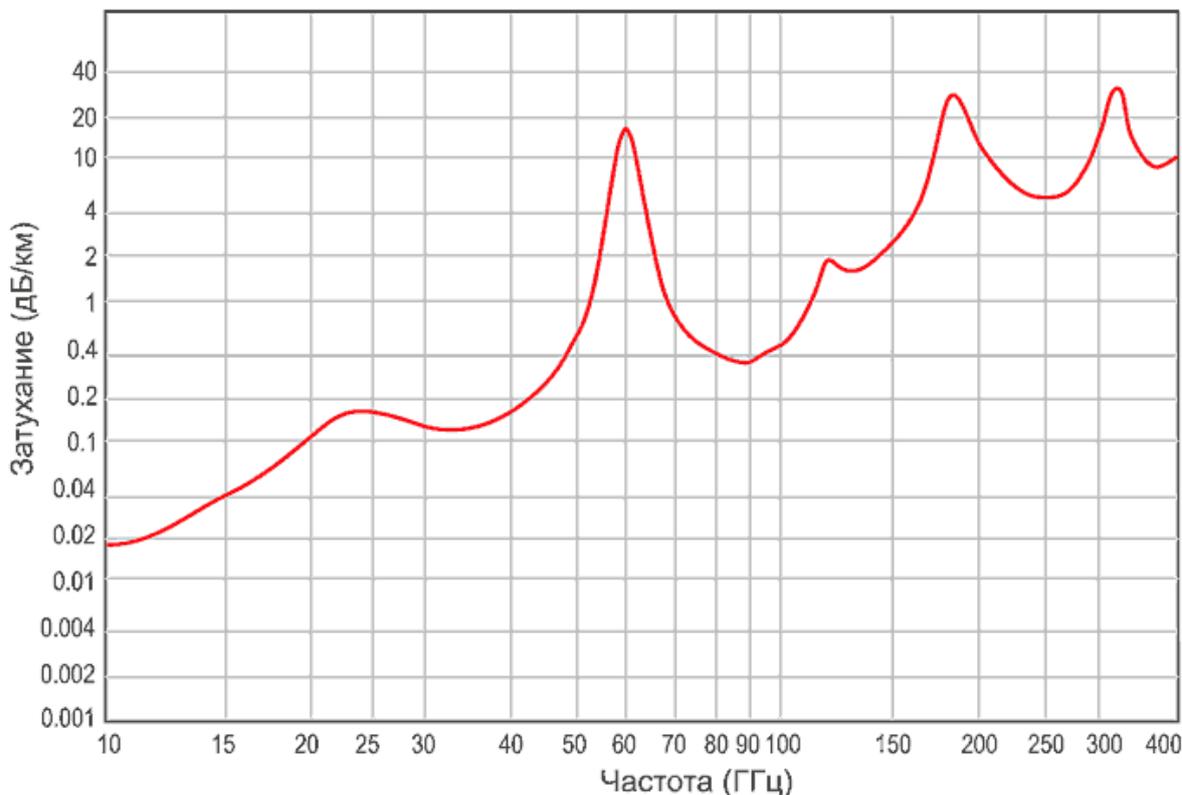


Рисунок 9. Затухание миллиметровых волн в газах атмосферы [42]

В таблице 1 приведены параметры пиков резонансного поглощения кислородом и водой и можно отметить, что значительное ослабление ММВ наблюдается только около частот 60, 183 и 320 ГГц, а на частотах вплоть до 110 ГГц не превышают 1 дБ/км.

Обобщая изложенное выше можно сделать вывод, что интенсивное поглощение происходит на волнах 2,5 мм и 5 мм для кислорода и на волнах 1,8 мм и 13,5 мм для водяного пара. В углекислом газе, озоне, метане сильное поглощения миллиметровых радиоволн при исследованиях не наблюдалось.

Анализ экспериментальных данных по распространению ММВ показывает [63, 64], что в диапазоне длин волн от 1 мм до 10 мм имеются четыре «окна» относительно слабого поглощения, а именно: в области 1,2 мм ($\delta = 0,7$

дБ/км), в области 2 мм ($\delta = 0,3$ дБ /км), в области 3 мм ($\delta = 0,22$ дБ/км) и в области 8,6 мм с поглощением 0,07 дБ/км.

Таблица 1.

Частота, ГГц	Поглощение дБ/км	
	O ₂	H ₂ O
22		0,2
60	18	
120	2	
183		23
320		25

Можно отметить, что в диапазонах частот 28-40 ГГц и 80-100 ГГц затухание меняется мало, составляя в первом случае в среднем 0,15 дБ/км и 0,4 дБ/км во втором.

Влияние на условия распространения ММВ времен года из-за рассеяния сигналов в атмосфере проявляется только в том, что на трассах, расположенных в северном полушарии, уровень сигнала в летние месяцы выше, чем в зимние [63]. В средних широтах сезонные изменения среднего уровня сигнала достигают 10 – 12 дБ, поэтому при расчетах радиолиний ММД волн это необходимо учитывать.

§ 2.4. Ослабления сигналов ММД в дождях, снегу, дымке, пыли

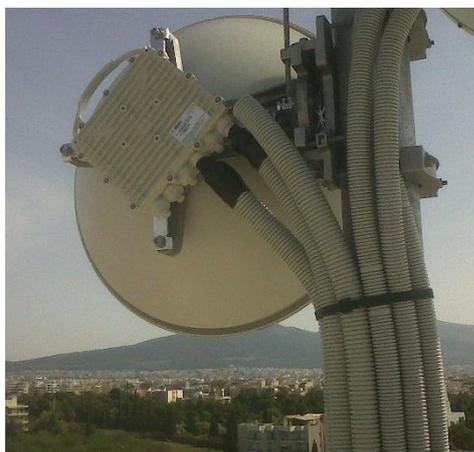
Поглощение радиоволн в гидрометеорах экспериментально исследовалось в различных климатических зонах. Исследователи указывают на две различные физические причины поглощения сигналов ММД в дождях. Одна из причин это рассеяние энергии из-за отражения сигналов от капельных образований, поскольку диэлектрическая проницаемость воды примерно в десятки раз превышает диэлектрическую проницаемость окружающего воздуха и есть динамически изменяющиеся границы раздела сред.

Другая причина поглощения определяется тем, что каждое капельное образование можно рассматривать как полупроводник, в котором распространяющаяся радиоволна наводит токи смещения. Плотность этих токов значительна и пропорциональна частоте, поэтому значительные токи возникают именно на самых высоких частотах ММД. Возникающие в каплях воды потери энергии и являются причиной поглощения радиоволн. Ослабление распространяющегося сигнала ММД при этом растет с увеличением интенсивности осадков и размеров капель, приближающихся к длине волны ММД.

Обобщенные результаты экспериментальных исследований [11] приведены на рисунке 5, из которого следует, что практически во всем диапазоне ММВ наблюдается линейная зависимость между коэффициентом поглощения и интенсивностью дождя. Зависимость поглощения сигналов ММД в дождях от частоты в работе [18] аппроксимирована выражением (3), которое для ливней с интенсивностью 100 мм/ч для ММД 30-100 ГГц хорошо согласуется с экспериментальными результатами других исследователей, полученными компанией ComTek в канале ММД в Бухаресте.

Эксперименты проводились на оборудовании ММД типа Siklu 1200 с 60 сантиметровыми антеннами, показанном на рисунке 10. Один дуплексный интервал передачи высокоскоростной информации был организован на дистанции 2560 метров и непрерывно функционировал 194 дня.

Рекомендации МЭС (Rec. ITU-R PN.837-1) в зависимости от вероятности и интенсивности осадков делят нашу планету на 15 регионов. Бухарест находится в дождевой зоне Н, где осадки существенно интенсивнее чем в зоне Е, к которой относится большая часть территории РФ.



Дождевые зоны отражают вероятность осадков различной интенсивности и их продолжительность. Для сравнения приведем в таблице значения интенсивности осадков в типичной для РФ зоне Е и в нескольких других зонах, в том числе в зоне Н, для которой на рисунке 5 приведены экспериментальные зависимости поглощения ММВ дождями.

Рисунок 10. Siklu 1200 в Бухаресте

Таблица 2.

Процент времени года	Интенсивность осадков в дождевых зонах			
	Е	Ф	Н	К
1	0,6	1,7	2	1,5
0,3	2,4	4,5	4	4,2
0,1	6	8	10	12
0,03	12	15	18	23
0,01	22	28	32	42
0,003	41	54	55	70
0,001	70	78	83	100

Практика использования радиорелейного оборудования миллиметрового диапазона [12] показала, что поглощением ММВ в условиях дымки и пыли можно пренебречь, поскольку размеры частиц пыли существенно меньше 1 мм и их отражающая поверхность мала.

Поглощение ММВ в снегу зависит от плотности снега и его влажности. Экспериментальные данные по ослаблению ММВ в снегу, измеренные на частоте 35 ГГц приведены в таблице 3.

Таблица 3.

Тип снега	Плотность снега, г/м ³	Содержание воды, г/м ³	Погонное ослабление, дБ/км
Сухой	0,08	0,006	0,05
Слабо влажный	0,09	0,008	0,5
Влажный	0,1	0,01	1,3
Мокрый	0,27	0,077	2,3
Обводненный	0,5	0,25	3,5

Ослабление ММВ в тумане зависит от количества воды в его объеме. Погонное ослабление можно определить [66] следующим выражением

$$b_T = L_T V_T \text{ [дБ/км]}, \quad (26)$$

где L_T - удельный погонный коэффициент ослабления,

V_T - коэффициент содержания воды, определяемый по оптической видимости.

Значения этих коэффициентов представлены в таблице 4.

Таблица 4.

Величина L_T при 18°С [дБм ³ /гкм]				
λ , мм	2	5	7	10
L_T , дБм ³ /гкм	7,14	1,65	0,876	0,438
Величина V_T [г/м ³]				
V_T , г/м ³	2,0	1,0	0,5	0,2
Оптическая видимость, м	30	50	80	200

§ 2.5. Распространение ММВ над подстилающей поверхностью

Ожидается, что поколение сотовой связи 5G будет иметь абонентские станции стационарные, носимые человеком и устанавливаемые на автомобилях и других транспортных средствах. Для носимых и автомобильных систем 5G радиосигнал от передатчика к приемнику будет распространяться в непосредственной близости от подстилающей поверхности. Подстилающая поверхность практически всегда имеет шероховатости, соизмеримые с длинами волн ММД частот. Рассмотрим особенности распространения ММВ над такой поверхностью.

В общем случае на приемное устройство будет приходиться прямой сигнал от передающей станции и совокупность отраженных от подстилающей поверхности радиоволн, как показано на рисунке 11. Отраженные волны придут на приемную антенну с разными фазами и различными амплитудами, зависящими от отражающих свойств подстилающей поверхности и их будет много, даже при острых (углы θ_1, θ_2) диаграммах направленности приемной и передающей антенн.

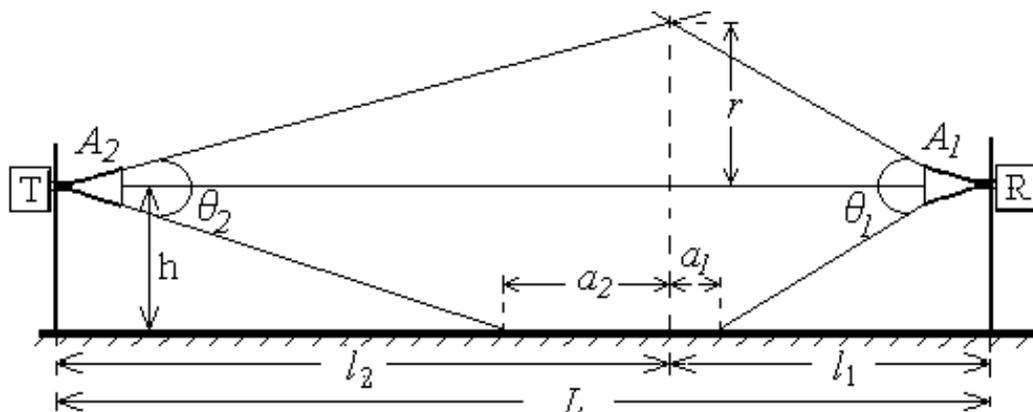


Рисунок 11. Распространение радиоволн над подстилающей поверхностью

Так как отражающая поверхность на расстоянии $a_1 + a_2$ имеет множество пассивных и хаотично ориентированных микроретрансляторов с размерами, которые соизмеримы с длиной волны сигналов ММД, то можно предположить,

что результатом отражения ММВ будет суперпозиция большого числа отдельных лучей со случайными амплитудами и случайными фазами. В общем случае картина излучения от пятна отражения имеет всенаправленный характер из-за хаотичного расположения на подстилающей поверхности микроотражателей сигнала.

Площадь отражения сигналов от подстилающей поверхности представляет собой участок тела, образовавшийся пересечением двух параболических конусов от диаграмм направленности передающей и приемной антенн, в зависимости от расположения участка отражающей поверхности имеющих в общем случае различные протяженности a_1 и a_2 . Вид сверху на площадь отражения сигналов в таком случае будет иметь вид искаженного эллипса, показанный на рисунке 12.

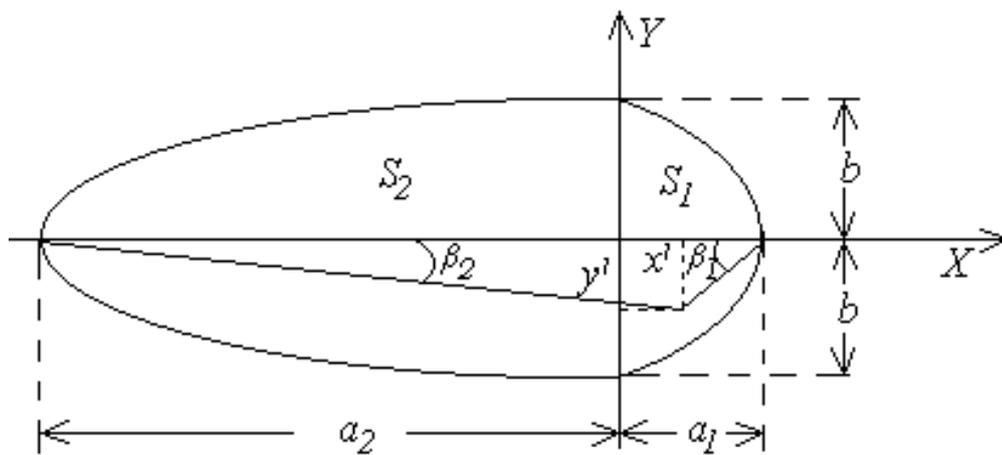


Рисунок 12. Пятно отражения сигнала ММВ от подстилающей поверхности

Из геометрических соотношений можно определить параметры сегментов параболы:

$$b = \sqrt{r^2 - h^2}; \quad a_1 = l_1 - h \operatorname{ctg} \frac{\theta_1}{2}; \quad a_2 = l_2 - h \operatorname{ctg} \frac{\theta_2}{2}. \quad (27)$$

Площади пятна отражения S_1 , S_2 , определяемые расстояниями до соответствующих антенн (l_1 , l_2 на рисунке 11) и занимаемые соответствующими сегментами рисунка 12 определяются как:

$$S_1 = \frac{4}{3}ba_1; \quad S_2 = \frac{4}{3}ba_2. \quad (28)$$

Общая площадь отражения сигналов ММД от подстилающей поверхности при этом будет определяться как

$$S = \frac{4}{3} \left[L - h \left(\operatorname{ctg} \frac{\theta_1}{2} + \operatorname{ctg} \frac{\theta_2}{2} \right) \right] \sqrt{\left(\frac{L \operatorname{tg} \frac{\theta_1}{2} \operatorname{tg} \frac{\theta_2}{2}}{\operatorname{tg} \frac{\theta_1}{2} + \operatorname{tg} \frac{\theta_2}{2}} \right)^2 - h^2}. \quad (29)$$

Для принятой нами модели, когда $h \leq r$, к фиксированной мощности принимаемого сигнала, поступающего прямым оптически видимым путем, добавляется мощность пропорциональна величине $k\sqrt{r^2 - h^2}$, где k - некоторый коэффициент, который определяется свойствами элементарных отражателей на подстилающей поверхности.

Предложенная модель может иметь место, если учитывать неравномерность излучения ММВ внутри углов θ_1, θ_2 . В этом случае каждый элемент площади S вносит в принимаемый сигнал часть отраженной мощности.

Выберем отражающий элемент с координатами x^1, y^1 и обозначим отраженную им мощность, излучаемую вдоль оси антенны A_1 как P_{01} . А мощность излучения антенны в направлении на выбранный отражающий элемент, под углом β в горизонтальной плоскости от оси антенны и под углом α вниз от антенны A_1 в вертикальной плоскости, обозначим как $P_{u1}(\alpha_1, \beta_1)$. Аналогично для второй антенны A_2 обозначим как $P_{u2}(\alpha_2, \beta_2)$. Относительные величины мощностей обозначим как

$$q_1 = \frac{P_{u1}(\alpha_1, \beta_1)}{P_{01}} \quad \text{и} \quad q_2 = \frac{P_2(\alpha_2, \beta_2)}{P_{01}} \quad (30)$$

Для такой модели мощность отраженного сигнала будет пропорциональна интегралу от $q_1 q_2$, взятого по площади S . Границы области определяются следующими кривыми: для сегмента S_1 $x^1 = \alpha^1 - y_1^2$ и для сегмента S_2 $x^1 = y_1^2 - \alpha_2$. Соответствующий интеграл будет иметь вид

$$Y = \int_{-b}^b \left[\int_0^{a_1 - y_1^2} q_1 q_2 dx^1 \right] dy_1 + \int_{-b}^b \left[\int_{y_1^2 - a_2}^0 q_1 q_2 dx^1 \right] dy_1. \quad (31)$$

Диаграммы направленности антенн описываются функциями, пропорциональными

$$\frac{\sin\left(\frac{2\pi\alpha}{\theta}\right) \sin\left(\frac{2\pi\beta}{\theta}\right)}{\left(\frac{2\pi\alpha}{\theta}\right) \left(\frac{2\pi\beta}{\theta}\right)}. \quad (32)$$

Тогда подынтегральная функция в выражении (31) будет определяться как

$$q_1 q_2 = \left[\frac{\sin \frac{2\pi\alpha_1}{\theta_1} \sin \frac{2\pi\beta_1}{\theta_1} \sin \frac{2\pi\alpha_2}{\theta_2} \sin \frac{2\pi\beta_2}{\theta_2}}{16\pi^4 \alpha_1 \alpha_2 \beta_1 \beta_2 / \theta_1^2 \theta_2^2} \right]^2 \quad (33)$$

Здесь углы $\alpha_1, \alpha_2, \beta_1, \beta_2$ можно найти из выражений

$$\alpha_1 = \arctg \frac{h}{a_1 - x^1}; \alpha_2 = \arctg \frac{h}{a_2 + x^1}; \beta_1 = \arctg \frac{y_1}{a_1 - x^1}; \beta_2 = \arctg \frac{y_1}{a_2 + x^1}. \quad (34)$$

Принимаемая мощность отраженного сигнала пропорциональна интегралу (31), и вся мощность принимаемого сигнала определится суммой прямой мощности P_d , проходящей оптически видимым путем, и отраженной мощности P_{ref} от подстилающей поверхности и от местных предметов на ли-

нии связи. Коэффициент отражения ММВ от земной поверхности можно определить как

$$K = \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \gamma} / \varepsilon, \quad K = \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \gamma}, \quad (35)$$

для вертикальной и горизонтальной поляризации соответственно. Здесь $\varepsilon \cong 15$ это диэлектрическая постоянная для земли или асфальта.

На рисунке 13 представлены результаты проведенного нами эксперимента на линии связи ММД протяженностью 65 м, на частоте 28,056 ГГц. Шириной диаграмм направленности антенн передатчика и приемника $\theta_1 = 3,0^\circ, \theta_2 = 8,0^\circ$ соответственно. Эксперимент проводился над асфальтовой подстилающей поверхностью. Одна антенна была зафиксирована на высоте 1,5 м, а другую сдвигали по высоте от 0,7, до 1,5 м.

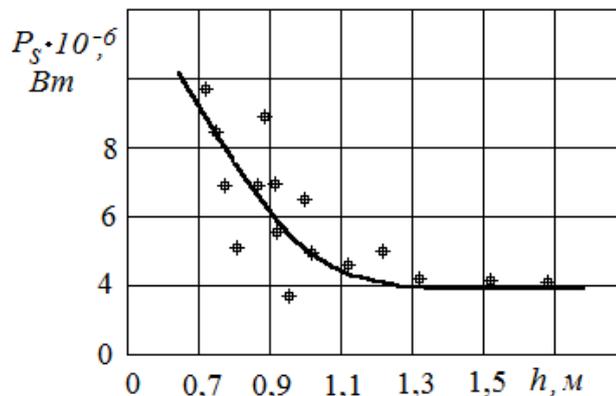


Рисунок 13. Зависимость величины отраженной мощности от расстояния до подстилающей поверхности от линии радиовидимости

Полученные результаты показывают, что пренебрегать значением мощности, отражаемой от подстилающей поверхности и от местных предметов нельзя. А с ростом площади отражения принятый сигнал может увеличиваться на несколько децибел. Это можно объяснить тем, что рост отражения происходит при уменьшении углов падений и отражения волн.

§ 2.6. Поглощение миллиметровых волн препятствиями

В то время как низкочастотные сигналы могут легко проникать через лесные массивы и сквозь стены зданий, миллиметровые волны не проходят через большинство твердых материалов, затухая в них. Значительное поглощение миллиметровых волн наблюдается и при прохождении через лес. Учитывая это и основываясь на многолетних экспериментальных исследованиях, проводившихся в разных странах, МСЭ разработал [61] рекомендацию МСЭ-R P.833-5 в которой приводятся сведения, необходимые для расчета трасс связи, пролегающих через участки леса.

На основании экспериментальных данных отмечено, что лесные массивы ослабляют сигналы ММВ и даже влияют на поляризацию сигналов. Однако сильно поляризация может измениться только при большой глубине лесного массива, а тогда сигнал будет ослаблен до минимума. Рекомендации МСЭ также предлагают формулы для расчета проходящей через растительность и рассеянной составляющих, а также методики расчета сигнала дифрагирующего над верхней частью растительного массива и огибающего края растительного массива. Также в [61] приведена методика для расчета составляющей, отраженной от земли. Наряду с этим в рекомендациях отмечается, что лесные массивы не только ослабляют сигналы ММВ, но и вызывают замирания сигнала. Отмечено, что лиственные леса вносят большее затухание сигнала по сравнению с хвойными.

Было отмечено, что когда линия связи проходит через растительность, амплитуда принимаемого сигнала претерпевает быстрые изменения при перемещениях растительности. Основной причиной такого перемещения является ветер, и измерения на частотах 38 и 42 ГГц показали, что между частотой амплитудных флуктуаций и скоростью ветра наблюдается сильная корреляция. Стандартное отклонение при сильном ветре составляет практически треть от

величины средних потерь. Таблица 5 иллюстрирует динамику замираний сигнала ММВ в растительности

Таблица 5.

Вид дерева		Куст шиповника (диаметр 2 м)	Яблоня (диаметр 2,8 м)	Сосна (диаметр 1,5 м)
Безветрие	Средние потери (дБ)	8,6	17,4	7,7
	Стандартное отклонение (дБ)	2,0	2,8	2,2
Сильный ветер	Средние потери (дБ)	11,7	17,8	12,1
	Стандартное отклонение (дБ)	4,4	4,2	4,3

В работе [30] приведена эмпирическая формула расчета поглощения в листе. Например, ослабление сигнала ММД при его распространении через толщу листы не превышающую 400 м можно оценить по эмпирической формуле, приведенной в этой работе

$$b_0 = 0,2 f_0^{0,3} R^{0,6} [\text{дБ}], \quad (36)$$

где f_0 - частота, МГц; R - глубина перекрывающего слоя листы, м.

Например, на частоте 100 ГГц и при глубине листового слоя 10 м потери могут достигать 25,17 дБ, что на 13 дБ выше, чем потери на частоте 3 ГГц.

В твердых препятствиях, таких как стены домов, затухание ММВ очень велико. С одной стороны это хорошо, так как высокий уровень затухания в некоторых строительных материалов (таких как кирпич и бетон) помогает не

пустить внутрь зданий миллиметровые волны, излучаемые внешними станциями и другими внешними источниками помех. Основываясь на этом для офисных пикосот мобильной связи разработано новое поколение технологии Wi-Fi, использующее сильно затухающие в атмосфере частоты 60 гигагерцового диапазона – стандарт IEEE 802.11ad.

В таблице 6 приведены экспериментальные данные [58-60] по прохождению радиоволн ММД через различные материалы.

Таблица 6.

Коэффициент ослабления ММВ в материалах b_M , дБ				
Материал	Толщина, см	Частота, ГГц		
		3	40	60
Стекло	0,4	6,4	2,5	3,6
Гипсокартон	2,5	5,4	-	6,0
Дерево	0,7	5,4	3,5	-
ДСП	1,6	-	0,6	-
Штукатурка	1,5	-	2,9	-
Кирпич	10	-	178	-
Бетон	10	17,7	175	-

Тем не менее сигналы ММВ попадают внутрь зданий сквозь окна и деревянные двери. В этом случае внутри помещений для качественного приема можно использовать другие беспроводные технологии, такие как репитеры и фемтосоты (дополнительные ретрансляторы) миллиметрового диапазона частот или технологии, подобные Wi-Fi.

Выводы по главе 2

1. Выявлены наиболее значимые причины ослабления ММВ в радиоканалах.
2. Предложены статистические модели замираний сигналов ММВ для наземных радиоканалов.
3. Определены выражения для доплеровских сдвигов частоты в каналах ММД.
4. Получено описание длительности и частоты замираний в каналах ММД.
5. Определена зависимость величины отраженной мощности от расстояния до подстилающей поверхности.
6. Изучены причины ослабления ММВ газами атмосферы, дождями, туманами, снегом, листвой деревьев, строительными материалами и определены методы учета ослабления сигналов ММВ из-за этих причин.

ГЛАВА 3. МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОКАНАЛА МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН

§ 3.1. Анализ моделей многолучевых радиоканалов

При распространении в среде радиосигнал, передаваемый от стационарной базовой станции (БС) к подвижному абоненту (ПА), изменяется по амплитуде, по частоте и по фазе. Эти изменения возникают из-за отражений, преломлений или рассеяния сигнала объектами, находящимися на трассе связи или вблизи нее. Дополнительные копии передаваемого сигнала, возникающие по этим причинам и создающие многолучевое распространение сигнала, могут затухать по мощности, задерживаться по времени, сдвигаться по частоте и по фазе по сравнению с волной, распространяющейся по прямой от БС к ПА.

Модели радиоканалов можно разделить на два класса:

- модели, описывающие сигналы на выхода радиоканала и основанные на экспериментальных исследованиях и полученных при этом описаниях передаточных функций радиоканала и автокорреляционных свойств замираний и искажений сигнала;

- модели, основанные на описании среды распространения сигнала и свойств самого радиоканала.

Первая группа моделей использует минимальное число параметров и дает быструю оценку, а вторая группа моделей требует большого количества точных сведений о канале, то есть о климате, топологии трасс, географии и свойствах среды распространения. Обе группы каналов основаны на эмпирических данных, первая в большей степени, чем вторая.

Ряд авторов [78-85] предлагали модели, основанные на экспериментально полученных зависимостях напряженности поля от расстояния между приемником и передатчиком корреспондентов для типовых условий распростра-

нения радиоволн, а с помощью поправочных коэффициентов учитывать отличия от типовых условий распространения.

Например, в работе [83] такая модель описывает результирующую напряженность поля в точке приема выражением

$$E = 30 + 10 \lg P + E_{50} + F(\Delta h) + F(h_2) + K_u(\varphi, \Delta) + A(\alpha_{\text{прд}}) + A(\alpha_{\text{прм}}) + A(W) + A(S), [\text{дБмкВ} / \text{м}] \quad , \quad (37)$$

где: P - мощность излучения передающего устройства на частоте расчета, Вт;

E_{50} - медианное значение напряженности поля, определяемое по экспериментальным данным, дБмкВ/м;

$F(h_2)$ - поправка на высоту приемной антенны, дБ;

$F(\Delta h)$ - поправка на неровность местности, дБ;

$A(\alpha_{\text{прд}})$ - поправка на угол закрытия антенны передатчика, дБ;

$A(\alpha_{\text{прм}})$ - поправка на угол закрытия антенны приемника, дБ;

$A(W)$ - поправка на ослабление радиоволн при прохождении через лесной массив, дБ;

$A(S)$ - поправка на ослабление радиоволн застройками, дБ.

Значение E_{50} определяется по графикам, представленным в рекомендациях МСЭ [85].

К настоящему времени разработан и предлагается для разработчиков систем и средств сотовой связи целый ряд математических описаний передаточных функций многолучевых радиоканалов от базовой станции до приемника абонента. Достаточно полный обзор вероятностных моделей таких радиоканалов приведен в работе [67]. Рассмотрим предлагаемые модели с целью выбора модели для построения имитатора канала ММД сотовой радиосвязи.

Одним из первых обоснованную математическую модель многолучевого радиоканала предложил в своей работе Накагами [38]. Но полученное им примерное распределение плотности вероятности передаточной функции оказалось сложным для аналитических расчетов. Затем Кловский Д.Д. в своей ра-

боте [36] описал модель (и экспериментально подтвердил ее верность) для многолучевого радиоканала коротковолновой связи. В его модели передаточная функция канала радиосвязи определялась прямым преобразованием Фурье от комплексной импульсной характеристики радиоканала $h(\tau)$ как сумма синфазной и квадратурной гауссовских компонент принимаемого сигнала

$$H(f, R_k, \{D_i\}) = H e^{j\varphi} = \sum_{i=1}^K H_i \cos \varphi_i + j \sum_{i=1}^K H_i \sin \varphi_i = X + jY, \quad (38)$$

где: f – частота радиосигнала;

R_k – длина пути k – го луча распространения сигнала от антенны передатчика до антенны приемника;

$\{D_i\}$ – свойства i – го переизлучателя сигнала;

K – количество переизлучателей;

H_i, φ_i – модуль и аргумент передаточной функции i – го луча распространения.

Математическая модель, предложенная в работе [36], описывала передаточную функцию канала, четырехпараметрическим распределением вероятностей определяемом выражениями (9)-(17). В дальнейшем эта модель была модернизирована [37], сведена к трехпараметрической модели и использована при создании по заказам промышленности имитаторов радиоканалов дециметрового и сантиметрового диапазонов волн для ближней и дальней тропосферной радиосвязи [37, 67-71]. С помощью этой модели были определены и затем экспериментально подтверждены интервалы локальной стационарности процессов замираний в дециметровом и сантиметровом диапазонах волн, получена статистика для медленных, быстрых и временных замираний и определены их корреляционные функции.

Адекватность модели реальным радиоканалам дециметрового и сантиметрового диапазонов доказывалась многочисленными экспериментальными исследованиями передаточной функции канала, выполнявшимися [37] на

трассах связи в Европейской части России в различные времена года при различных географических условиях. Но полученная модель не затрагивала подвижную связь, так как была предназначена для стационарных радиорелейных систем передачи информации.

При перемещении абонента подвижной связи характеристики многолучевого распространения изменяются во времени. Корректно учесть эти временные изменения можно только тогда, когда местоположение и характеристики отражателей, а также их число известны. Если такой информации нет, то потребуется использовать статистические модели.

Для радиоканалов сотовой связи модель многолучевого распространения радиоволн предложил Р.Х. Кларк, автор работы [72]. Канал распространения между базовой станцией (БС) и передвигающимся абонентом (ПА) характеризуется случайным числом переотражателей (рассеивателей) передаваемого сигнала. При этом угловая дисперсия сигнала на БС, может значительно отличаться от угловой дисперсии сигнала, принимаемого ПА. Классическая модель Кларка [72] предполагает равномерное распределение рассеивателей в кольце с центром в точке расположения антенны ПА. Кларк предположил, что сигнал БС может принимается пользователем со всех направлений.



Рисунок 14. Модель Кларка с равномерным распределением отражателей по кольцу

В своей модели сотовой связи Кларк учел доплеровское смещение, возникающее при движении корреспондентов. Однако его модель замираний была упрощенной, поскольку антенны БС часто располагается над зданиями, и

поэтому сигналы от ПА принимаются антенной БС в некотором угловом секторе.

В работах [73, 74] была разработана модель многолучевого канала, основанная на предположении, что рассеиватели равномерно распределены внутри окружности с центром в точке расположения ПА. Эта модель, также как и модель Кларка, хорошо описывают доплеровский спектр флуктуаций комплексной амплитуды сигнала.

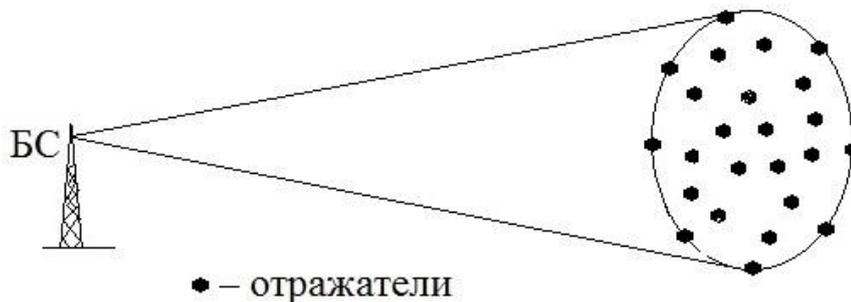


Рисунок 15. Модель с равномерным распределением рассеивателей внутри окружности

Однако обе они не пригодны для исследования углового распределения излучения, например с целью пеленгации ПА. Поскольку в реальном радиоканале распределение рассеивателей имеет более сложный характер в работе [75], была предложена новая модель радиоканала, в соответствии с которой рассеиватели могут находиться в любой точке горизонтальной плоскости.

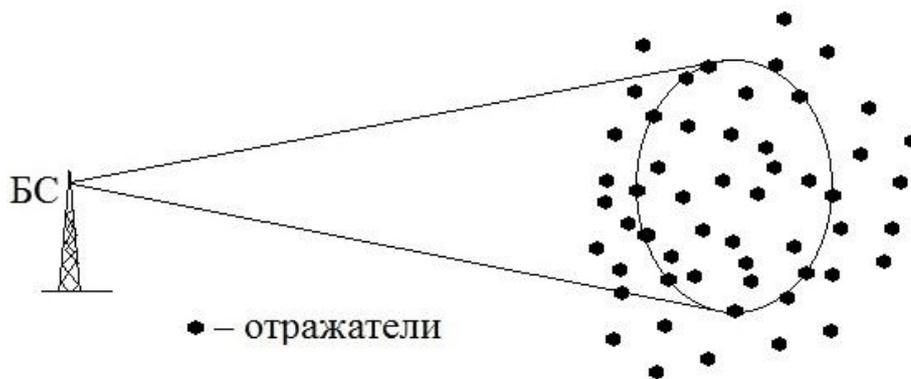


Рисунок 16. Модель с гауссовским распределением отражателей сигналов

Так как вероятность появления рассеивателей уменьшается по гауссовскому закону при удалении от ПА, то свою модель авторы работы [75] назвали гауссовской моделью многолучевого канала, показав, что эта модель лучше согласуется с экспериментальными данными [76], чем перечисленные выше модели.

Модель с гауссовским распределением отражателей сигналов позволила определить функцию $p(\theta)$ плотности вероятности распределения рассеивателей и временную дисперсию сигналов в многолучевом канале сотовой связи.

Спектральная плотность мощности сигнала для каналов с движущимися абонентами в удобной для практического использования форме была определена в работе [72] выражением

$$S(f) = 2G_0P_0 / \Delta F_m \sqrt{1 - \left(|f - f_0| / \Delta F_m \right)^2}, \quad |f - f_0| \leq \Delta F_m, \quad (39)$$

где G_0 - коэффициент усиления антенны приемника,

P_0 - мощность принимаемой волны,

$|f - f_0| \leq \Delta F_m$ - доплеровское расширение частоты, ограниченное доплеровским расширением спектра, определяемым как $2F_m$.

Для подвижной связи разработчиками стандартов рекомендуются свои модели каналов передачи информации. При этом все разработчики систем сотовой связи реализуют модель подвижного радиоканала как сумму радиоволн, пришедших к приемнику по ломаным маршрутам от передатчика после отражений от местных предметов и от подстилающей поверхности.

Например, стандарт GSM – 900 предусматривает два варианта моделей:

- модель с дискретной многолучевостью без сигнала прямой видимости;
- модель с дискретной многолучевостью и с наличием сигнала прямой видимости, что характерно при относительно малых расстояний от приемника до передатчика системы сотовой связи.

Стандарт GSM-900 для модели канала в городских условиях распространения радиоволн рекомендует использовать в модели не менее двенадцати лучей распространения, в каждом из которых моделируется расширение задержки и доплеровское расширение спектра. В каждом луче моделируется независимые от других лучей доплеровский спектр и профиль задержек. Для холмистой местности рекомендуется моделировать 6 лучей распространения, а для ровной сельской местности рекомендуется три луча.

Рассеяние мощности по времени, то есть профиль задержек, определяется выражением

$$L(t) = \overline{H_i^2(t, F_i)}, \quad (40)$$

где H_i - передаточная функция сигнала i -го луча с задержкой t_i и доплеровским смещением частоты F .

Доплеровский спектр, то есть усредненное рассеяние мощности по частоте, определяется как

$$S(f) = \overline{H_i^2(t_i, F)}, \quad (41)$$

Дальнейшее развитие модели радиоканалов получили в работах учитывающих траектории распространения лучей и все составляющие многолучевого сигнала с учетом затухания, преломления и рассеяния. Например, двухлучевая модель [77] предполагает наличие данных о высотах антенн БС и ПА и позволяет определять изменения сигнала в результате сложения луча, отраженного от земли, и прямого луча. Эта модель достаточно корректно отражает процесс распространения сигнала при движении абонента вдоль сельских или шоссежных дорог.

Более сложная десятилучевая модель [78] позволяет определять изменения сигнала, распространяющегося вдоль прямой улицы с домами с двух сторон при условии, что передающая и приемная антенны расположены ниже верхних уровней домов. Для создания десятилучевой модели необходимы данные о высотах антенн и ширине улицы.

Обобщенная модель распространения радиосигналов [79] позволяет прогнозировать напряженность поля и задержки распространения сигнала для любых конфигураций зданий при различном размещении антенн. Для этой модели необходимы данные о высотах, местоположение и диэлектрических свойствах зданий и местоположениях БС и ПА относительно зданий.

Учет таких процессов при распространении сигнала, как дифракция радиоволн на клине и расходимость пучка радиоволн из-за рассеяния, показанных на рисунках 17 и 18, позволяет более точно определять уровни сигналов, приходящих на вход приемных антенн БС и ПА.

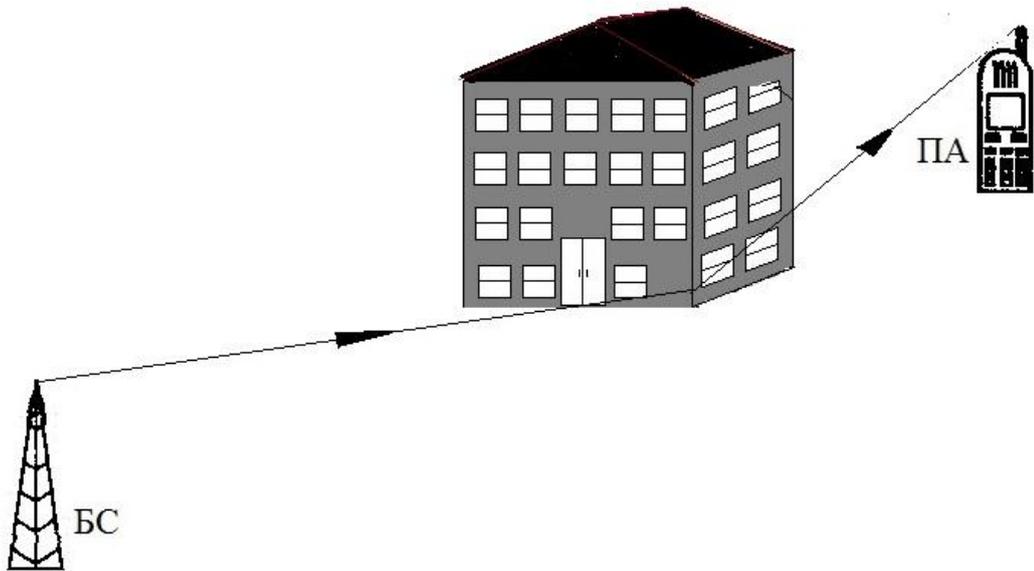


Рисунок 17. Дифракция радиоволны на клине

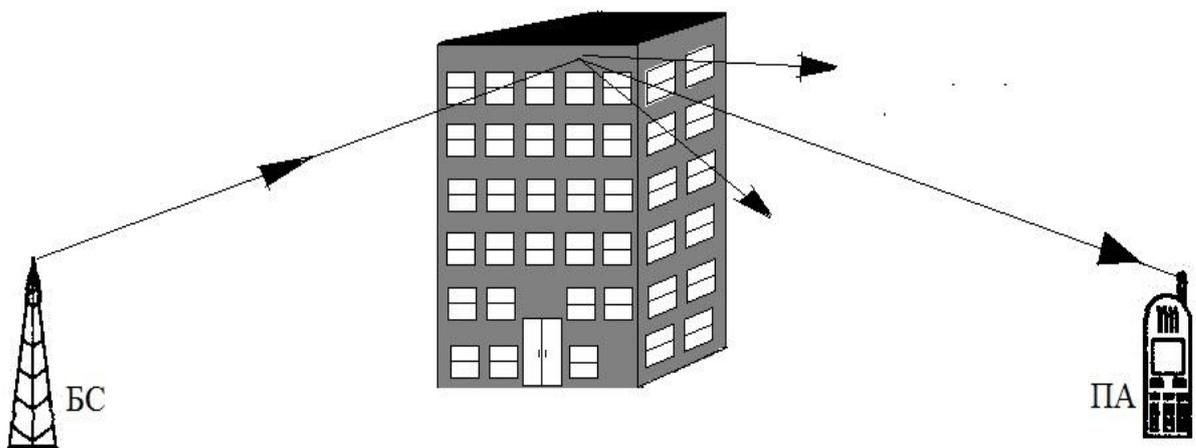


Рисунок 18. Рассеяние радиоволн при отражениях

Если характеристики многолучевого распространения изменяются во времени, то это позволяют учесть статистические модели распространения радиоволн. Одной из распространенных моделей для прогнозирования сигнала в городских условиях является модель Окамуры [80]. Эта модель применяется для расстояний до 100 км и частотного диапазона до 3 ГГц. Окамура провел ряд экспериментов и измерил затухание сигнала при передаче от БС к ПА, получив при этом зависимости, определяющие среднее затухание относительно затухания при распространении сигнала в свободном пространстве на территории с неровной поверхностью Земли.

Формула Окамуры для расчета среднего значения потерь распространения, дБ, на трассе имеет вид

$$L_{cp} = L_f + B_{cp}(f, R) - G(h_{BC}, h_{ПА}) - K, \text{ [дБ]}, \quad (42)$$

где L_f - потери в свободном пространстве;

B_{cp} - среднее затухание по отношению к затуханию в свободном пространстве;

$G(h_{BC}, h_{ПА})$ - множитель, учитывающий высоты антенн;

R - расстояние между БС и ПА;

K - коэффициент, учитывающий тип окружающей среды.

Однако модель Окамуры обычно дает отклонение до 14 дБ относительно фактических данных в результате измерений в городских и пригородных сотовых сетях. Модель требует проведения графических расчетов, что не очень удобно. Эту задачу разрешил Хат [81], создав эмпирическое представление графических данных Окамуры.

Эта эмпирическая модель упрощает вычисление потерь на трассе, так как представляет собой законченную формулу, не требующую графических вычислений для различных параметров. Выражение для средних потерь, L дБ, на трассе в городской среде в соответствии с моделью Хата имеет вид

$$L_{\text{город}} = 69,55 + 16\log(f) - 13,83\log(h_{\text{BC}}) - k(h_{\text{ПА}}) - [44,9 - 6,55\log(h_{\text{BC}})]\log(R) \quad (43)$$

где $k(h_{\text{ПА}})$ - коэффициент для высоты антенны мобильной станции, учитывающий зону охвата.

В модель для пригорода Хат внес поправки

$$L_{\text{пригород}} = L_{\text{город}} - 2[\log(f / 28)]^2 - 5,4 \quad (44)$$

Также и для модели сельской местности внесены поправки

$$L_{\text{село}} = L_{\text{город}} - 4,78[\log(f)]^2 - 18,33[\log(f)] - 40,98 \quad (45)$$

Дальнейшее совершенствование в эмпирических представлениях графических данных внес Уолфиц-Бертони [82]. Его модель учитывает влияние дифракции от поверхностей зданий и их крыш и вся модель состоит из трех составляющих

$$L = P_0 N^2 B_\delta, \quad (46)$$

где P_0 - мощность сигнала на входе приемника при распространении радиоволн в свободном пространстве для ненаправленных антенн;

N^2 - коэффициент, учитывающий снижение мощности сигнала из-за зданий, которые затеняют приемник на уровне улицы;

B_δ - коэффициент, учитывающий потери сигнала из-за дифракции.

Модель Уолфица-Бертони была принята для стандарта ИМТ-2000.

Модели, учитывающие траектории распространения радиоволн, необходимы для определения общих характеристик системы и определения наилучших мест расположения базовых станций. Однако при проведении анализа вариантов построения систем удобнее использовать простые модели. Поэтому

часто используется упрощенная модель для определения потерь на трассе. Потери в такой модели определяются как функция от расстояния, в которой коэффициент потерь на трассе k обычно находится в пределах от 2 до 6 и является единственным параметром, а мощность принимаемого сигнала определится как

$$P = P_{PIIY} M (r_0 / R)^k, \quad (47)$$

где P_{PIIY} - мощность передаваемого сигнала;

k - коэффициент потерь на трассе;

M - коэффициент, зависящий от параметров антенн и среднего затухания, вносимого препятствием;

r_0 - эталонное расстояние всегда меньше R .

Можно сделать вывод, что моделей радиоканалов подвижной связи достаточно много, но все они являются приближенными и не позволяют точно определить глубину замираний сигнала при разных погодных и климатических условиях. Но без учета реальных глубин замираний невозможно построить сеть базовых станций, охватывающих территорию полностью, а наличие зон молчания в сети приводит в конечном итоге к необходимости построения дополнительных базовых станций, что экономически не выгодно.

Учитывая это, в качестве основы для построения имитатора следует выбрать модель канала как совокупность множества радиоволн, пришедших к приемнику от передатчика по ломаным маршрутам после многократных отражений от зданий и местных предметов, а также от подстилающей поверхности. В каждом луче такая модель на интервалах времени сеанса связи должна иметь соответствующее этому лучу ослабление сигнала, свое рассеяние по частоте и по времени, а результирующие замирания передаточной функции канала должны на интервалах времени сеанса связи соответствовать четырехпараметрическому закону распределения вероятностей (9)-(17).

§ 3.2. Разработка методики моделирования радиоканала ММД

Для создания имитатора радиоканала ММД необходимо разрешить целый ряд задач, выполняя их в определенной последовательности. На основании проведенного анализа свойств радиоканалов ММД и используя полученные исследователями разных стран теоретические и экспериментальные результаты по распространению радиоволн миллиметрового диапазона можно предложить следующий план создания методики имитации радиоканалов ММД:

- определить ослабление сигналов на разных частотах диапазона ММВ, распространяющихся прямым не затененным лучем в нормальных атмосферных условиях;
- определить значения поправочных коэффициентов, учитывающих наличие в атмосфере гидрометеоров (туман, дождь, изморозь, снег и др.), с учетом насыщенности ими атмосферы;
- определить поправочный коэффициент из-за ослабления ММВ при прохождении через лесные массивы;
- оценить неровность профиля трассы связи и определить возможные точки отражения сигналов для типовых профилей;
- определить сдвиги фаз интерферирующих ММВ для различных точек отражения на трассе связи;
- с учетом неровности профиля трассы определить возможное количество принимаемых лучей распространяющегося сигнала ММД;
- определить поправочные коэффициенты ослабления для различных отраженных лучей сигналов ММД;
- определить доплеровские сдвиги частоты для мобильных абонентов, движущихся с различными скоростями;
- оценить изменение всех ранее найденных зависимостей при движении абонента связи с различными скоростями.

В соответствии с предложенной методикой определим ослабление сигналов на разных частотах диапазона ММВ, распространяющихся прямым незатененным лучем в нормальных атмосферных условиях как функцию от расстояния между приемной и передающей антеннами станций ММД. Для этого найдем погонное ослабление сигналов ММД в свободном пространстве и построим его зависимость от несущей частоты сигнала используя выражение (2)

$$b = 20 \lg \left(\frac{4\pi Rf}{C} \right), \quad (48)$$

где R - расстояние между передатчиком и приемником,
 C - скорость света,
 f - частота несущей.

Результаты расчета представлены на рисунке 19.

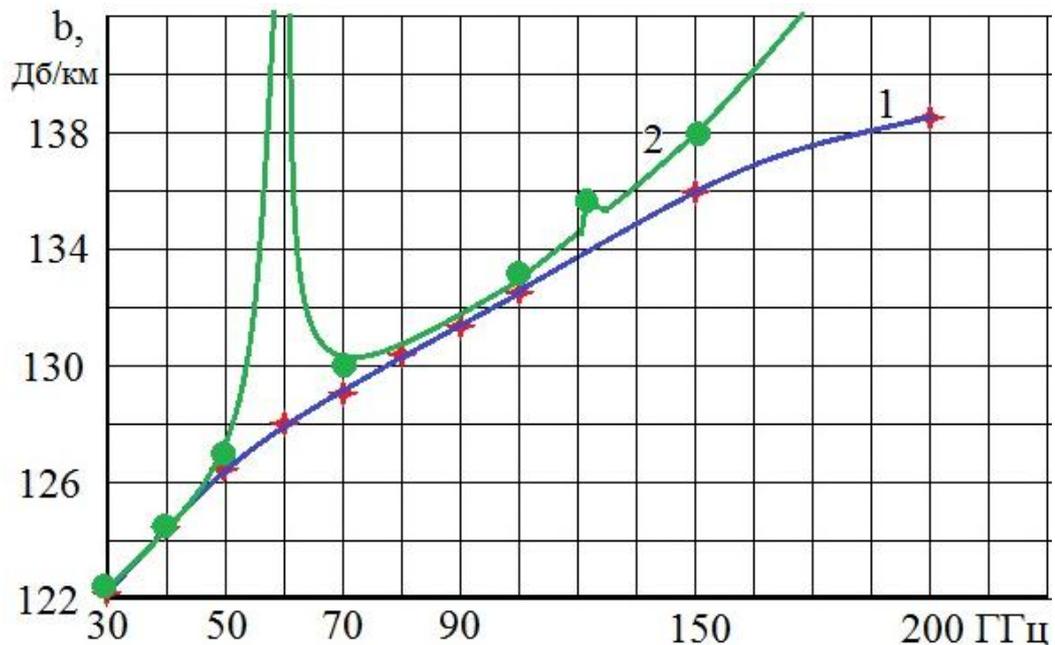


Рисунок 19. Ослабление ММВ в свободном пространстве на расстоянии 1 км.

Атмосферные газы вносят поправку в график и с учетом рис. 9 он преобразуется к виду, показанному на рис. 19 кривой 2. На частотах от 52 ГГц до 66 ГГц, и от 180 ГГц до 190 ГГц наблюдаются резкие увеличения коэффициента поглощения ММВ. Это объясняется негативным влиянием молекул кислорода и молекул воды, имеющих в газах атмосферы.

Поправочные коэффициенты, учитывающие наличие в атмосфере гидрометеоров можно определить, используя выражение, полученное в работе [66]. Погонное затухание в дождях рассчитаем по следующей формуле:

$$b_{д} = K_{д} Y^{\alpha} [\text{дБ} / \text{км}], \quad (49)$$

где Y - интенсивность осадков, мм/ч; $K_{д}$ - параметр, зависящий от частоты, температуры, поляризации дБч/м²; α - безразмерный параметр, также зависящий от частоты, температуры и поляризации.

Линейная зависимость между коэффициентом поглощения и интенсивностью дождя, выраженной в мм/ч, существует для всего диапазона сантиметровых и миллиметровых волн. В логарифмическом масштабе эта зависимость линейна до частоты 20 ГГц, после чего переходит в область насыщения.

Россия по классификации интенсивности осадков относится к дождевой зоне E. Дождевые зоны введены рекомендациями МЭС (Rec.ITU-R PN.837-1) и показывают вероятность осадков разной интенсивности и их продолжительность. Для России поправочные коэффициенты рассчитаны по выражению (49) и приведены в таблице 7. На частотах выше 100 ГГц наблюдается значительное увеличение коэффициента поглощения из-за дождей. Особенно сильно это проявляется при ливневых дождях с высокой интенсивностью осадков.

Следует отметить, что на частотах 60 ГГц и 120 ГГц при умеренной влажности атмосферы у земной поверхности полное ослабление излучения ММВ в атмосфере в центрах линий поглощения кислорода может превышать

200 дБ. Это в свою очередь исключает возможность несанкционированного приема информации с комических аппаратов.

Таблица 7.

Частота, ГГц	Процент времени года, %	Интенсивность осадков Y , мм/ч	Погонное затухание в дождях, b_d , дБ/км
30	1	0,6	0,1
	0,3	2,4	0,43
	0,01	6,0	1,08
	0,003	12	2,18
	0,001	22	4,02
80	1	0,6	0,63
	0,3	2,4	1,84
	0,01	6,0	3,73
	0,003	12	6,35
	0,001	22	10,12
90	1	0,6	0,7
	0,3	2,4	1,99
	0,01	6,0	3,98
	0,003	12	6,7
	0,001	22	10,6

Ослабление ММВ в тумане зависит от количества воды в его объеме.

Погонное ослабление можно определить [66] следующим выражением

$$b_T = L_T V_T \text{ [дБ/км]}, \quad (50)$$

где L_T - удельный погонный коэффициент ослабления,

V_T - коэффициент содержания воды, определяемый по оптической видимости.

Значения этих коэффициентов представлены в таблице 8.

Таблица 8.

Величина L_T при 18°С [дБм ³ /гкм]				
Частота, ГГц	30	42	60	150
L_T , дБм ³ /гкм	0,438	0,876	1,65	0,438 7,14
Величина V_T [г/м ³]				
V_T , г/м ³	0,2	0,5	1	2
Оптическая видимость, м	200	80	50	30

Поглощение ММВ в снегу зависит от плотности снега и его влажности. Сухой снег влияет на затухание ММВ аналогично дождям с интенсивностью осадков не выше 0,5 мм/ч, но мокрый снег уже аналогичен по величине интенсивности дождя $Y = 6,0$ мм/ч.

Поглощение ММВ в листве можно оценить по эмпирической формуле, приведенной в работе [30]. Например, ослабление сигнала ММД при его распространении через толщу листвы не превышающую 400 м можно оценить по эмпирической формуле, приведенной в этой работе

$$b_l = 0,2 f_0^{0,3} R^{0,6} [\text{дБ}], \quad (51)$$

где f_0 - частота, МГц; R - глубина перекрывающего слоя листвы, м.

При прохождении сигналов ММД через лесные массивы и растительность наблюдается дополнительное затухание ММВ, которое зависит от длины трассы в лесу и от вида растительности. При сильном ветре стандартное

отклонение величины затухания увеличивается. Расчет затухания от поглощения ММВ деревьями приведен в таблице 9.

Таблица 9.

r, м	Затухание, дБ			
	$f=30$	$f=50$	$f=70$	$f=90$
25	30,4	35,4	39,2	42,3
50	46	53,7	59,4	64
75	58,6	68,3	75,5	81,5
100	69,9	81,4	90,0	97,1
150	89,1	103,8	114,8	124

Неровность местности, где проходит трасса связи, влияет на возможное число отраженных от земной поверхности радиоволн. При отражении от земли энергия сигнала частично теряется и эти потери, зависящие от поляризации сигнала, можно определить с помощью коэффициента отражения K .

Коэффициент отражения ММВ от земной поверхности определяется как

$$K = \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \gamma} / \varepsilon, \quad K = \sqrt{\varepsilon - \cos^2 \gamma}, \quad (52)$$

для вертикальной и горизонтальной поляризации соответственно. Здесь $\varepsilon \cong 15$ и это средняя диэлектрическая постоянная для земли или асфальта; γ - угол падения луча на отражающую поверхность.

Необходимо отметить и то, что сигналы ММД плохо проникают через твердые материалы. В таблице 10 приведены экспериментальные данные [28] по затуханию ММВ в строительных материалах. Особенно сильно ослабление

сигналов ММД в кирпиче и бетоне, что затруднит использование ММВ для сотовой связи и потребует оснащения зданий репитерами и фемсотами.

Таблица 10.

Коэффициент ослабления ММВ в материалах b_M , дБ				
Материал	Толщина, см	Частота, ГГц		
		3	40	60
Стекло	0,4	6,4	2,5	3,6
Гипсокартон	2,5	5,4	-	6,0
Дерево	0,7	5,4	3,5	-
ДСП	1,6	-	0,6	-
Штукатурка	1,5	-	2,9	-
Кирпич	10	-	178	-
Бетон	10	17,7	175	-

Кроме вопросов затухания сигналов ММД при распространении необходимо определить такие параметры как набег фаз при многолучевом приеме и изменение несущей частоты из-за доплеровского эффекта при движении абонентов.

При многолучевом приеме разность фаз между лучами в точке приема определится как набег фаз при распространении сигнала по этим лучам

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta R = \frac{4\pi h^2}{\lambda R} = \frac{4\pi h^2 f}{RC}, \quad (53)$$

где λ - длина рабочей волны абонентов, f - рабочая частота, C - скорость радиоволны, R - расстояние между приемником и передатчиком, h - высота от точки отражения сигнала до прямой линии, соединяющей антенны передатчика и приемника.

Среднюю длительность T_3 интерференционных замираний, возникающих из-за многолучевости, относительно некоторого уровня T_0 можно определить с помощью следующего выражения [34]

$$T_3 = \frac{\lambda}{\sqrt{2\pi V}} \frac{\sqrt{2}\sigma}{T_0} \left[\exp\left(\frac{T_0^2}{2\sigma^2}\right) - 1 \right]. \quad (54)$$

Доплеровский сдвиг частоты определяется выражением

$$f = f_0 \left(\frac{1 + V/C}{1 - U/C} \right), \quad (55)$$

где f_0 - несущая частота системы связи,

V, U - скорость движения приемника и передатчика относительно друг друга, C - скорость распространения радиоволн.

При пешем движении абонентов навстречу друг другу доплеровский набег частоты не превысит нескольких тысячных долей процента, что практически не повлияет на качество связи. Но при движении абонентов на технических средствах со скоростями современных автомобилей и поездов доплеровским эффектом нельзя пренебрегать. Рассмотрим влияние скорости передвижения ПА на изменение частоты принимаемого абонентами сигнала.

Допустим, что абоненты движутся встречно относительно друг друга, а их радиостанции работают на частоте $f_0=28,5$ ГГц. Результаты расчета, в зависимости от суммарной скорости движения абонентов, приведены в табл.11.

При движении абонентов в противоположные стороны друг от друга знак ухода частоты поменяется на противоположный.

Таблица 11.

Суммарная скорость движения ПА, км/ч	Доплеровский уход частоты от f_0 кГц
100	2,64
140	3,7
180	4,8
220	5,8
260	6,86
280	7,39

Из приведенного примера видно, что при движении абонента со скоростью более 200 км/ч уход частоты превышает $\pm 5,0$ кГц и приемник должен иметь либо высокоскоростную систему автоподстройки частоты гетеродина, либо полосу пропускания расширенную на 10,0 кГц.

Величины затуханий сигналов ММВ при распространении, определенные выражениями (48) -(52) и таблицами 6-8, позволяют оценить ослабление сигнала для трасс различной протяженности с различными климатическими и географическими условиями.

§ 3.3. Модель передаточной функции радиоканалов ММД для стационарных линий связи

Для построения имитатора радиоканала миллиметрового диапазона следует решить вопрос о необходимом количестве моделируемых лучей распространения сигнала. Это количество моделируемых трассы распространения. Однако применение технологии пространственного кодирования МИМО (Multiple Input Multiple Output), используемой в группе стандартов IEEE 802.11 и стандарте IEEE 802.16, определила обязательную многоканальность архитектуры имитатора радиоканалов сети 5G, с возможностью изменения корреляции сигналов в каналах разнесения.

Управление корреляционными связями каналов разнесения необходимо, так как если на базовых станциях возможно пространственное разнесение канальных антенн системы МИМО на расстояния в десятки раз превышающее рабочие длины ММВ, то у абонента такой возможности чаще всего нет и сигналы разных лучей пространственного разнесения будут в какой-то степени коррелированы. Причем степень корреляции будет зависеть не только от разнесения антенн в приемном устройстве абонента, а и от вида применяемого пространственно-временного кодирования передаваемых сигналов в используемой системе МИМО.

Опираясь на проведенный выше анализ для плоской подстилающей поверхности можно предложить модель канала, состоящую из нескольких лучей, причем прямой луч от антенны передатчика до антенны приемника будет иметь максимальную амплитуду и на фиксированном расстоянии будет обеспечивать неизменный уровень напряженности поля. Для подвижного абонента, движущегося в сторону излучающей станции, амплитуда напряженности поля от прямого луча будет расти по квадратичному закону в зависимости от расстояния, или убывать по этому же закону при удалении абонента от базовой станции. Модели неподвижного относительно базовой станции абонента и

подвижного будут существенно отличаться как за счет изменения поглощения при изменении расстояния, так и из-за флуктуаций отраженных сигналов и возникновения доплеровских сдвигов частоты при движении абонентской станций.

Амплитуда и фаза сигналов, отраженных от подстилающей поверхности, будет подчиняться случайным законам с дисперсией, пропорциональной величине площади отражения миллиметровой волны. Так как для ММД размеры отражающей поверхности по всем направлениям практически всегда превышают длину волны и количество отражателей велико, то в соответствии с Центральной предельной теоремой в случае большого количества отражателей суммарный сигнал одного луча распространения, для неподвижного относительно базовой станции абонента, будет стремиться к нормальному закону с дисперсией, пропорциональной размерам отражающей поверхности

$$w(H) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(H-m)^2}{2\sigma^2}}, \quad (56)$$

где m - математическое ожидание,

σ^2 - дисперсия.

В лучах ММВ, приходящих к приемнику из-за отражения от местных предметов затухание увеличивается пропорционально изменению коэффициента отражения от данной поверхности и если моделировать отдельно отраженные лучи распространения ММВ, то это необходимо учитывать. Другой и более удобный вариант моделирования состоит в том, чтобы учесть влияние отраженных лучей на качество передачи информации интегрально, сведя их влияние к изменениям передаточной функции канала связи.

Выражение (56) описывает передаточную функцию суммы отраженных сигналов при абсолютной неподвижности БС и АС относительно друг друга. Однако в миллиметровом диапазоне это практически не соблюдается из-за

малых размеров точек отражения, колебаний антенн БС от ветра и незначительных перемещений АС. Применение в системе связи технологии МИМО делает систему n -лучевой, а при не полной корреляции между каналами МИМО передаточная функция каждого луча будет флуктуировать и подчиняться случайному закону.

Если на трассе связи есть много отражателей сигналов ММВ, то модель канала для неподвижного абонента усложняется и ее можно представить n лучами распространения, передаточные функции каждого из которых подвергнуты ослаблениям, которые определяются выражениями (48-52) и флуктуируют по случайному закону. Но в миллиметровом диапазоне неподвижным канал связи с точностью до миллиметров бывает редко и точки отражения сигнала постоянно смещаются. Это приближает к модели точечных рассеивателей [36] и многопараметрическому закону распределения вероятностей.

Таким образом детерминированную составляющую передаточной функции радиоканала ММД можно описать следующим образом

$$H = 20 \lg \left(\frac{4\pi R f_0}{C} \right) + kR(K_D Y^\alpha + L_T V_T) + 0,2 f_0^{0,0143} r^{0,6} [\text{дБ}], \quad (57)$$

где R - расстояние между передатчиком и приемником, м,

C - скорость света, м/с,

f_0 - частота несущей, Гц,

Y - интенсивность осадков, мм/ч;

K_D - параметр, зависящий от частоты, температуры, поляризации дБч/м²;

α - безразмерный параметр, также зависящий от частоты, температуры и поляризации,

L_T - удельный погонный коэффициент ослабления ММВ в тумане,

V_T - коэффициент содержания воды в атмосфере, определяемый по оптической видимости,

r - глубина перекрывающего слоя листвы, м,

k - коэффициент, определяющий наличие или отсутствие осадков.

Учитывая близость модели радиоканала ММД к модели точечных рассеивателей [36], передаточную функцию канала ММВ даже при неподвижном абоненте в общем случае можно представить случайным процессом, описываемый четырехпараметрическим распределением вероятностей (9-10), параметры которого при $\sigma_x = \sigma_y = \sigma$ от 60 до 70 процентов времени сеанса связи сводят четырехпараметрическое распределение вероятностей [37] к релейевскому закону (11). От 30 до 40 процентов времени сеанса связи плотность распределения вероятностей передаточной функции канала можно примерно поровну [37] поделить между усеченно-нормальным распределением, определяемым выражением (12), обобщенно-релейевским распределением вероятностей, определяемым выражениями (13-14), и подрелейевским распределением, определяемым выражениями (15-17).

Таким образом имитация стационарного радиоканала с прямым и несколькими отраженными лучами на пути от БС к неподвижной абонентской станции (АС) сводится к построению n -лучевого комплекса, в котором количество лучей n определяется используемой системой МИМО, а в каждом луче на время сеанса связи формируется передаточная функция, описываемая четырехпараметрическим распределением вероятности

$$w(H) = \frac{H}{\sigma_x \sigma_y} \exp\left(-\frac{H^2}{2\sigma_x^2} - \frac{m_x^2 \sigma_y^2 + m_y^2 \sigma_x^2}{2\sigma_x^2 \sigma_y^2} H^2\right) \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{S=0}^{\infty} \frac{(2k+2S-1)! (\sigma_y^2 - \sigma_x^2)^k m_y^{2S} \sigma_x^{2S}}{k! (2S)! 2^k \sigma_y^{2k+4S} m_x^{k+S}} H^{k+S} I_{k+S}\left(\frac{m_x}{\sigma_x^2} H\right), \quad (58)$$

где H - модуль передаточной функции канала связи;

$I_{k+s}(z)$ - модифицированная функция Бесселя порядка $k+s$;

$\sigma_x, m_x, m_y, \sigma_y$ - параметры четырехпараметрического распределения.

Статистика замираний в разных моделируемых лучах комплекса должна в указанные выше проценты времени сеанса связи соответствовать частным случаям распределения вероятностей выражения (58), определяемым параметрами $\sigma_x, m_x, m_y, \sigma_y$, а именно - релеевскому, обобщенно-релеевскому, усеченно-нормальному и подрелеевскому распределениям вероятностей с учетом выражений (19-22). При этом при моделировании передачи информации от БС к АС статистика замираний в разных лучах комплекса должна быть некоррелированной, а при передаче информации от АС к БС возможна корреляция замираний в разных лучах комплекса, степень которой определяется реализацией МИМО в абонентской станции.

В случае использования комплекса имитации радиоканала для верификации приемо-передающей аппаратуры в каждый имитируемый луч распространения должно также вноситься ослабление сигнала, определяемое дальностью моделируемого интервала связи, возможными климатическими и географическими условиями на моделируемой трассе и характеристиками используемого пространственного кодирования сигналов. Поэтому комплекс имитации радиоканалов должен включать в себя управляемый аттенюатор, позволяющий моделировать ослабление сигналов в соответствии с выражениями (2-8, 26-35, 36, 52, 57) и параметрами из таблиц 1-10, учитывающими ослабление сигналов ММД в реальной среде распространения.

§ 3.4. Модель передаточной функции радиоканалов

ММД для мобильных линий связи

Как уже отмечалось для подвижного абонента (ПА), движущегося в сторону излучающей станции, амплитуда напряженности поля от прямого луча будет расти в зависимости от расстояния, или убывать при удалении абонента от базовой станции в соответствии с выражением (48). Кроме этого на передаточную функцию будут наложены ограничения, определяемые выражениями (49-52). Это определит детеминированную составляющую ослабления передаточной функции канала ММД, описываемую выражением (57). Но также как и при неподвижном абоненте есть и более сложная случайная составляющая.

Так как в ММД из-за малых длин волн отражающая поверхность представляет собой множество элементарных отражателей, то при движении абонента каждый отраженный сигнал является суммой множества сигналов с различными фазами и амплитудами, изменяющимися по случайным законам. Альbedo земной поверхности зависит от углов падения волны, поэтому результирующий отраженный от подстилающей поверхности или от местных предметов сигнал ММВ в результате имеет изменяющиеся при движении абонента по случайным законам амплитуду и фазу, характер флуктуаций которых соответствует теории рассеяния сигналов на точечных неоднородных рассеивателях. Поэтому передаточные функции каналов с рассеянием и с множественными отражениями с меняющимися характеристиками практически совпадают, что неоднократно подтверждалось аналитически и экспериментально [36-38].

Кроме прямого и отраженных лучей из-за рассеяния волн в атмосфере возникает и энергетически самый слабый луч, который тоже будет подчиняться случайному закону с дисперсией, зависящей от количества рассеивающих неоднородностей в атмосфере на трассе распространения сигнала. Поскольку

отражающие свойства рассеивающей среды непрерывно меняются, то таким условиям также удовлетворяет [37] четырехпараметрическое распределение передаточной функции канала. Однако в миллиметровом диапазоне дальность связи невелика и антенны имеют сравнительно высокую направленность, что ограничивает область переизлучения сигналов в атмосфере, поэтому сигналами из-за атмосферного рассеяния при имитации радиоканалов ММД можно без ощутимого ущерба пренебречь.

Если профиль трассы приводит к явно выраженной многолучевости из-за холмистой местности или из-за неравномерной застройки улицы, то можно предложить модель канала из множества n лучей ММО, среди которых могут быть, а могут и отсутствовать, лучи прямой радиовидимости между БС и ПА. Каждый луч претерпевает ослабление в соответствии с выражением (57) и флуктуирует в соответствии с выражениями (11-17)

Так как затухание сигнала ММВ зависит от расстояния между абонентами, то уровень одиночного сигнала, отраженного от подстилающей поверхности и от местных предметов, будет всегда (52) слабее уровня сигнала прямой радиовидимости. Однако при ММВ площадь отражения практически всегда превышает апертуры антенны приемника, поэтому суммарный уровень отраженных сигналов может превосходить уровень сигналов прямой радиовидимости.

В связи с изложенным выше для лучей ММВ при движущемся абоненте можно выбрать модель канала с рассеянием, дифференциальное распределение модуля передаточной функции которой, характеризующее замирания амплитуды и фазы распространяющихся по технологии ММО сигналов, можно описать четырехпараметрическим законом распределения вероятностей (9-10) с распределением процентов времени сеанса связи в соответствии с частными случаями четырехпараметрического распределения вероятностей в зависимости от выражений (11-17).

Необходимо также учесть тот факт, что при движении абонента возникают доплеровские сдвиги частоты (23-24). И если относительно станции меняются углы приема α отраженных сигналов, то из-за доплеровского эффекта в соответствии с выражениями (23-25) будет меняться частота принимаемого радиосигнала и спектр сигнала подвергнется доплеровскому разбросу частоты во время передачи информации, величина которого зависит от изменения углов прихода волн и скорости передвижения АС.

Пренебрегать доплеровским расширением спектра нельзя, так как в мобильной связи скорости передвижения, особенно абонентских станций IoT, непрерывно растут и даже при городских ограничениях на скорость передвижения доплеровские сдвиги частоты составляют десятки кГц. Рассчитаем и сведем в таблицу 12 возможные уходы частоты из-за доплеровского расширения спектра при движении АС и БС относительно друг друга со скоростями V при рабочей частоте системы связи 100 ГГц.

Таблица 12

АС, БС	Пешеход	Автомашина	Поезд
V , км/ч	5.0	90.0	200.0
Δf , кГц	0,93	16,7	37,0

Как следует из табл. 12, при стабильности частоты радиостанций ММД $\Delta f/f = 10^{-5} - 10^{-7}$ доплеровскими сдвигами частоты пренебрегать нельзя.

Поэтому при имитации радиоканалов ММД частот подвижной связи, наряду с ослаблением сигнала в каждом луче распространения (в соответствии с выражениями (2-8, 26-35, 36, 52) и параметрами из таблиц 1-10) и моделирования замираний из-за интерференции сигналов (в соответствии с выражениями (9-17)), необходимо воздействовать на принимаемый сигнал в соответствии с выражениями (23-25) с целью расширения его спектра.

Таким образом модель каждого луча передаточной функции подвижного радиоканала ММД должна состоять как минимум из трех модулей, имити-

рующих в зависимости от свойств канала, скорости передвижения абонентов и характеристик аппаратуры:

- ослабление сигналов на трассе связи;
- интерференционные замирания сигналов на антеннах ММО;
- доплеровское расширение спектра принимаемых сигналов.

При движении абонентов ослабление сигналов зависит от расстояния, то есть при сближении абонентов сигнал ослабляется меньше. Но у отраженных лучей будет при этом возрастать угол падения волны на отражающую поверхность, что приведет к ослаблению отраженной составляющей суммарного сигнала на входах антенн. Используя выражение (57) для определения ослабления сигнала в различных лучах распространения ММВ этот факт необходимо учитывать.

Выводы по главе 3

1. На основании проведенного аналитического обзора известных моделей радиоканалов для создания имитатора радиоканалов ММД выбрана модель канала как совокупность множества радиоволн, пришедших к приемнику от передатчика по прямому и по ломаным маршрутам после отражений от зданий, местных предметов и от подстилающей поверхности.

2. Предложена методика моделирования радиоканалов ММД, основанная на имитации реальных изменений сигналов при распространении по каналам ММД.

3. На основе известных аналитических и экспериментальных данных определены выражения и систематизированы коэффициенты и ограничения для имитации ослаблений сигналов в радиоканалах ММД из-за климатических и географических характеристик моделируемых трасс связи.

4. Синтезировано выражение для постоянной составляющей ослабления сигналов в радиоканалах ММД в зависимости от климатических условий на трассе связи.

5. Предложена модель передаточной функции радиоканалов ММД для подвижных абонентов.

ГЛАВА 4. РЕАЛИЗАЦИОННЫЕ ОСНОВЫ ИМИТАТОРА РАДИОКАНАЛОВ ММД

§ 4.1. Разработка общей структуры комплекса имитации радиоканалов ММД

Распространение ММВ происходит по законам близким к оптическим. Так как в ММД из-за малых длин волн отражающая поверхность представляет собой множество элементарных отражателей, то каждый отраженный сигнал является суммой множества сигналов с различными фазами и амплитудами, изменяющимися по случайным законам. Результирующий отраженный от подстилающей поверхности или от местных предметов сигнал ММВ в результате имеет изменяющиеся при движении абонента по случайным законам амплитуду и фазу, характер флуктуаций которых определяется передаточной функцией канала. Математическая модель передаточной функции канала ММД, содержит детерминированную (57) и стохастическую (58) составляющие, позволяющие моделировать ослабление сигнала ММВ в атмосфере с заданными характеристиками при движении абонента в условиях приема прямого и отраженных сигналов.

Детерминированная составляющая определяется известными априори данными, такими как: протяженность моделируемой трассы, ее профиль, наличие отражателей сигнала, скорость передвижения абонента относительно базовой станции, рабочая частота, занимаемая полоса частот и т.д. Вероятностная составляющая передаточной функции канала определяется многолучевым распространением сигналов миллиметрового диапазона (ММД), наличием множества точечных отражателей сигнала и интерференцией принятых сигналов на входе приемника.

Технология пространственного кодирования МИМО (Multiple Input Multiple Output), используемая в группе стандартов IEEE 802.11 и стандарте

IEEE 802.16, определяет многоканальную архитектуру имитатора радиоканалов сетей ММД, с возможностью изменения корреляции сигналов в каналах разнесения. Необходимость управления корреляционными связями каналов разнесения обуславливается тем, что на базовых станциях возможно пространственное разнесение канальных антенн системы МИМО на расстояния в десятки раз превышающее рабочие длины ММВ, а у абонентских станций такой возможности чаще всего нет и сигналы разных лучей пространственного разнесения будут частично коррелированы. Причем степень корреляции будет зависеть не только от степени разнесения антенн МИМО, а и от вида применяемого пространственно-временного кодирования передаваемых сигналов в используемой системе МИМО.

Основываясь на разработанной математической модели радиоканалов ММД в имитаторе каждый имитируемый канал разнесения должен содержать регулируемую линию задержки (*ПЛЗ*), определяющую время прохождения ММВ по конкретному лучу и его изменение при движении абонента. Для имитации отраженных от подстилающей поверхности и от местных предметов лучей в каналах имитатора в структуре имитатора необходимо предусмотреть управляемые фазовращатели (*ФВ*), имитирующие флуктуации фазы ММВ при отражениях и изменение фазы при движении абонента. Для моделирования ослабления сигналов в соответствии с выражением (57) и флуктуаций передаточной функции радиоканала в соответствии с выражениями (9-18) каждый канал имитатора должен содержать управляемые аттенюаторы (*Ат*), а для моделирования доплеровского сдвига частоты при движении абонента устройства частотного сдвига (*УЧС*).

В каждом канале имитатора должна быть система управления (*СУ_i*), позволяющая устанавливать значения параметров *ПЛЗ*, *ФВ*, *Ат*, *ЧМ* и менять их по заданной программе испытаний, учитывающей профиль трассы, параметры передвижения абонента относительно базовой станции, используемый тип МИМО и его характеристики. Так как сигналы управления проще реали-

зовать в цифровой форме, то перед каждым управляемым каскадом необходимо поставить цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП).

Таким образом комплекс имитации радиоканалов (КИМ) ММД должен содержать два модуля:

- модуль имитации (МИ) изменения состояний передаточной функции радиоканала из-за ослабления сигналов и их флуктуаций при распространении;

- модуль управления (МУ), задающий необходимые параметры для моделирования параметров трассы связи и конкретных условий при распространении сигнала.

Структурную схему одного луча распространения сигнала, определяемого системой ММО, можно предложить в виде, показанном на рис. 20.

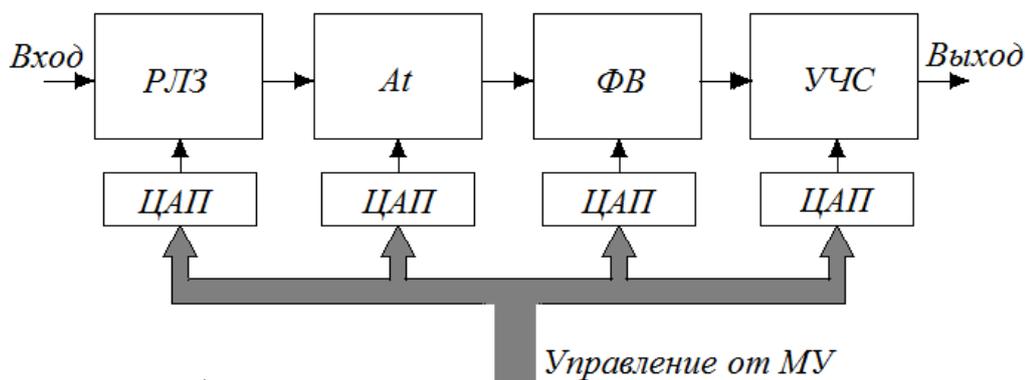


Рисунок 20. Структурная схема имитатора одного луча распространения радиосигнала по каналам ММД

Количество n каналов имитатора в модуле МИ, моделирующих лучи распространения, а также входов и выходов модуля МИ, определяется числом антенных излучателей системы ММО передатчика и приемника линии связи. Аппаратная реализация всех каналов имитатора однотипная, а отличия заключаются в значениях величин сигналов управления, формирующих воздействия на сигнал ММВ в соответствии с выражением (57) и выражениями (9-18) и (22-25) при движении абонента относительно базовой станции.

Модуль управления можно предложить на основе программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС), управляемой через контроллер (К) от персонального компьютера (ПК). При этом ПЛИС должна иметь память (ОЗУ) для возможности ввода меняющихся параметров. В таком случае структурная схема модуля управления будет иметь вид, показанный на рис. 21.

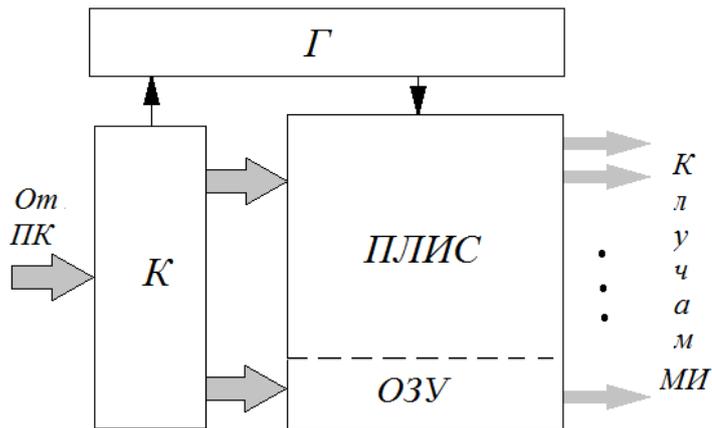


Рисунок 21. Структурная схема модуля управления

Следует отметить, что при построении имитатора, работающего на частотах диапазона ММВ, возникнут трудности с созданием широкополосных узлов модуля имитации - *РЛЗ*, *ФВ*, *Ат*, *УЧС*, однако такое исполнение имитатора позволит использовать его не только для отработки новых технических решений устройств миллиметрового диапазона, а и для проведения технического контроля производимых систем передачи информации ММД, в том числе нового поколения сотовой связи 5G.

Можно предложить схему для использования разрабатываемого имитатора радиоканалов ММД в целях технического контроля аппаратуры системы связи миллиметрового диапазона поколения 5G. Для этого нужно ввести в схему устройство контроля (УК), сравнивающее переданный и принятый информационные сигналы. УК должно определять процент ошибок после прохождения сигнала через имитатор и выводить результат исследования на печать.

Структурная схема стенда для проведения технического контроля приемо-передающей аппаратуры приведена на рис. 22.

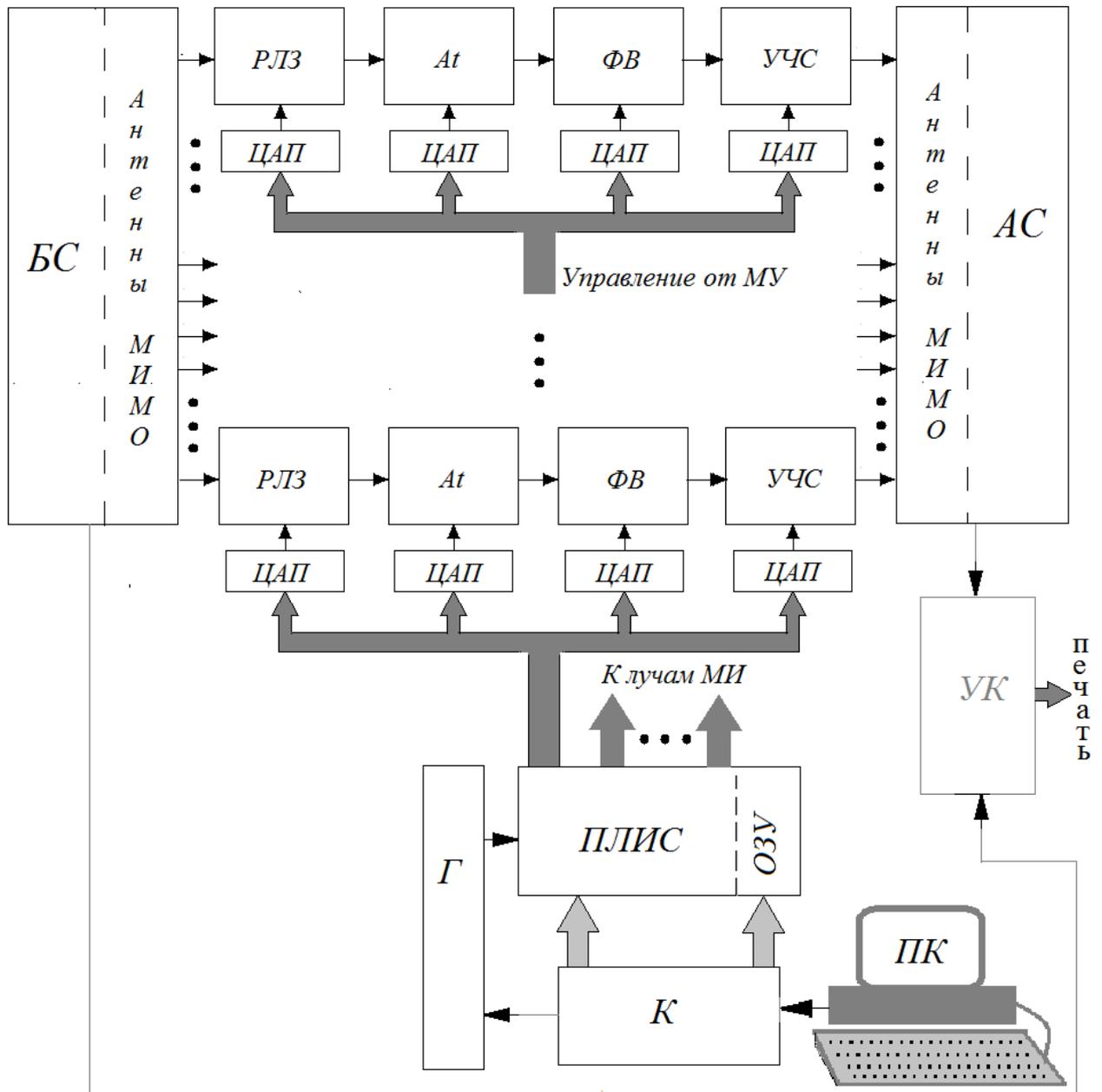


Рисунок 22. Структурная схема стенда для проведения технического контроля аппаратуры поколения 5G

При технологии МІМО системы поколения 5G имеют десятки и даже сотни разнесенных по какому-либо признаку каналов передачи сигналов. Избыточность при этом может осуществляться разными способами - по пространству, частоте, времени, поляризации, или структуре сигнала [21].

Если имитировать свойства каналов мобильной связи интегрировано, то за рамками возможностей таких имитаторов останутся не только антенны ММО, но и все оборудование, осуществляющее в системах связи пространственное кодирование сигналов. Поэтому желательно для систем мобильной связи, использующих технологию ММО, имитатор реализовывать многоканальным с общей системой управления для всех каналов и унифицированным оборудованием в самих моделируемых каналах.

При имитации воздействий на сигналы ММД встречаются проблемы, которые накладывают ограничения на возможности комплекса имитации радиоканалов ММД. Одна из таких проблем связана с необходимостью все устройства имитатора луча распространения ММВ, показанного на рис. 20, выполнять широкополосными. В имитаторах сантиметрового диапазона частот от этой проблемы избавляются выполняя имитатор на промежуточной частоте [68] в 70 МГц. Имитатор ММД на таких частотах строить нельзя, так как на промежуточных частотах в десятки мегагерц сравнительно узкие полосы пропускания тракта ограничат возможность отлаживать и испытывать высокоскоростное оборудование поколения 5G.

Решение такой проблемы возможно путем выбора промежуточной частоты и построения имитатора с широкой полосой пропускания в наиболее освоенном участке спектра ММД 17 - 27 ГГц и транспонированием спектра частот испытываемых систем ММД в этот частотный интервал. Остановимся на этом варианте реализации имитатора радиоканалов ММД и рассмотрим возможности построения основных узлов имитатора.

§ 4.2. Разработка имитатора распространения сигналов ММД

§ 4.2.1. Имитатор доплеровского сдвига частот

Если выбрать в качестве эквивалента промежуточных частот, наиболее освоенный участок спектра ММД, то на входах и выходах имитируемых лучей распространения сигналов ММВ (рис. 20) потребуется установить смесители (СМ), управляемые синтезатором частот (СЧ), и фильтры (Ф) на полосу пропускания 17-27 ГГц. При этом модель луча распространения ММВ преобразуется к виду, показанному на рис. 23, и фактически станет имитатором радиоканала на промежуточной частоте с полосой пропускания в 10 ГГц, достаточной для исследования устройств и систем поколения мобильной связи 5G.

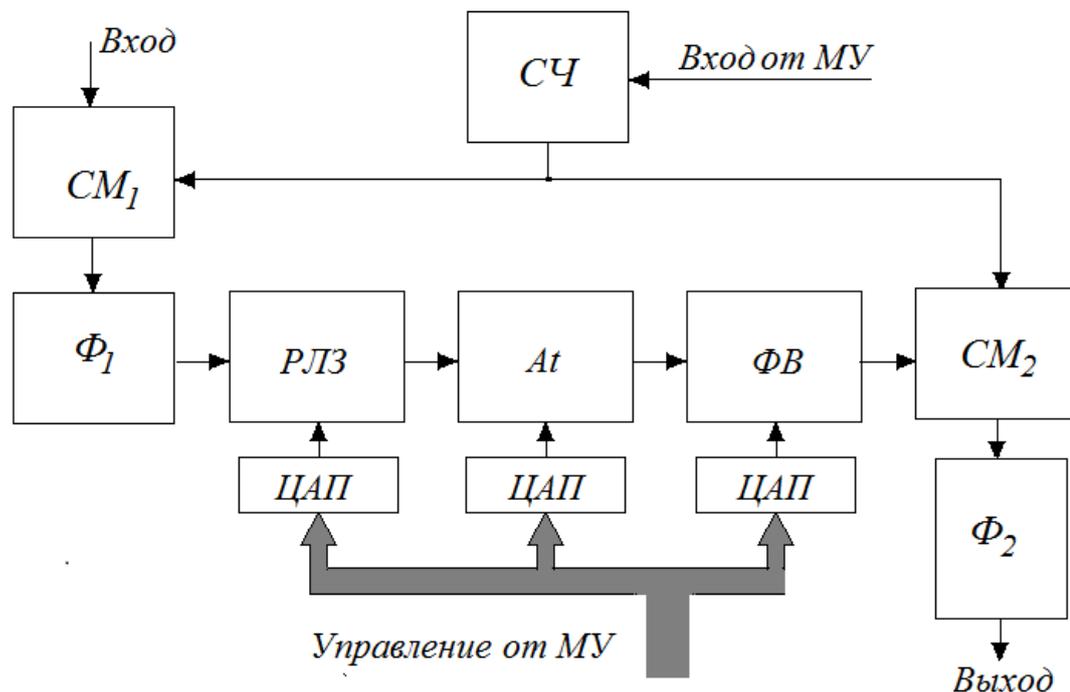


Рисунок 23. Имитатор луча распространения ММВ на промежуточной частоте

Поскольку сигналы от синтезатора частот в схеме на рис. 23 поступают в тракт имитатора луча распространения с разными знаками, то ошибки по

стабильности частоты синтезатора частот не будут влиять на частоты исследуемого сигнала ММВ.

Важное достоинство предлагаемой схемы еще состоит в том, что с ее помощью сравнительно просто имитировать доплеровские сдвиги частот при испытаниях мобильных систем. Для этого из схемы, предложенной на рис. 20, нужно исключить устройство сдвига частот и управляющий им ЦАП, как и показано на рис. 23 и управлять изменением частоты непосредственно синтезатора частоты. Для моделирования доплеровских расширений спектра достаточно организовать мелкий шаг перестройки частоты у синтезатора и управлять синтезатором частоты от модуля управления.

В качестве синтезатора частоты можно выбрать синтезатор серии SPS 50, производства ООО Спектран [86], внешний вид которого показан на рис. 24. Выходные сигналы SPS 50 при необходимости умножаются по частоте широкополосным умножителем частоты, например типа 7009 производства НИИПИ "Кварц" [87]

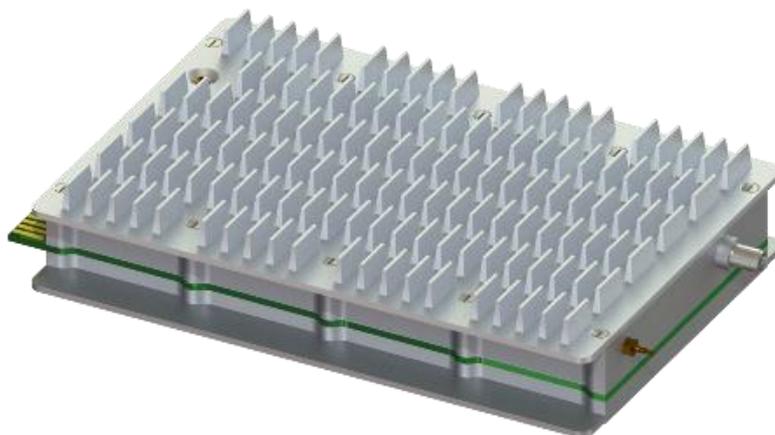


Рисунок 24. Внешний вид синтезатора частот SPS50 [86]

Параметры синтезатора SPS 50 приведены в приложении П2. SPS 50 удобен еще тем, что имеет программируемый блок управления с внешними интерфейсами RS232, USB, SPI, LAN, что позволяет моделировать доплеровские сдвиги частоты.

§ 4.2.2. Имитатор затухания ММВ при распространении

Моделировать затухание сигналов ММВ в предлагаемой на рис. 23 схеме предназначен управляемый аттенюатор A_t . Этот узел должен в соответствии с выражением (57), и в зависимости от величин вводимых в модуль управления (МУ) параметров, (таких как: R - расстояния между передатчиком и приемником, C - скорости света, f_0 - частоты несущей, Y - интенсивности осадков, K_d - параметра, зависящего от частоты, температуры и поляризации, α - безразмерного параметра, также зависящего от частоты, L_T - коэффициента ослабления ММВ в тумане, V_T - коэффициента содержания воды в атмосфере, r - глубины перекрывающего слоя листвы, k - коэффициента, определяющего наличие или отсутствие осадков) обеспечивать ослабление испытываемых сигналов ММД.

Такие аттенюаторы разработаны и выпускаются серийно целым рядом отечественных и зарубежных фирм и предприятий [87-92], такими, как например: НПП Исток, НПФ Микран, ОАО Тантал, ЗАО ВЧ технологии, НИИПИ Кварц, United Monolithic Semiconductors, Analog Devices, Herley General Microwave, Rogers Corporation и другие.

Например, только фирма Analog Devices выпускает, как показано в таблице 13, целую линейку управляемых напряжением СВЧ аналоговых и цифровых аттенюаторов. Фазовращатели, производимые различными компаниями используются для поворота фазы сигналов диапазонов ВЧ, СВЧ и миллиметровых волн без изменения их амплитуды. Цифровые СВЧ аттенюаторы обеспечивают меньшее затухание и требуют специализированного интерфейса, поэтому при построении комплекса имитации распространения радиосигналов ММД можно применять аналоговые управляемые аттенюаторы. В соответствии с выражением (57) можно выбрать [93] управляемые аттенюаторы типа HMC985ALP4KE, включаемые последовательно при

необходимости ослабления сигналов испытываемых устройств более чем на 33,0 дБ.

Таблица 13. (<http://www.analog.com/ru/products/rf-microwave/attenuators/voltage-variable-attenuators.html>)

ТИП	F мин, ГГц	F макс, ГГц	Потери, дБ	Ослаб- ление мин, дБ	Ослаб- ление макс, дБ	Управ- ление, дБм
HMC985ALP4KE	10G	40G	3.4	3	33	33
HMC985A-Die	20G	50G	4.8	-	-	33
HMC812A	5G	30G	2	3	33	32
HMC712A	5G	26.5G	3.5	3.5	31.5	32
HMC346AMS8GE	0	8G	2.1	-	-	30
HMC346ALP3E	0	14G	2.6	-	-	30
HMC346ALC3B	0	18G	-2.8	-	-	30
HMC973A	500M	6G	3.5	3.5	29.5	35
HMC-VVD106	35G	50G	1.5	1.5	23.5	17
HMC-VVD104	70G	86G	2	2	16	-
HMC-VVD102	17G	27G	1.5	1.5	19,5	17

§ 4.2.3. Имитатор фазовых флуктуаций ММВ при распространении

Для имитации изменений фазы происходящих в радиоканалах ММД сигналов нужно использовать управляемые СВЧ фазовращатели и фазовые модуляторы. Эти устройства, широко описанные в мировой литературе [94-100], как и управляемые аттенюаторы, также являются серийными изделиями многих отечественных и зарубежных фирм. Например японская фирма Waka серийно производит управляемые фазовращатели, фазовые триммеры, фазовые корректоры, измерительные фазовращатели и фазовые системы работающие в диапазоне до 60 ГГц. Управляемые фазовращатели широко востребованы в технике радиолокации и радионавигации где их применяют для управления диаграммой направленности фазированных антенных решеток.

В современной технике используют несколько типов регулируемых фазовращателей: на ферритовых устройствах, на *p-i-n* диодах, на варакторах, на полевых транзисторах, на основе микроэлектромеханических системах (МЭМС), на сегнетоэлектриках. Все они имеют свои достоинства и недостатки. Например, электрически управляемые фазовращатели на ферритовых устройствах требуют большой мощности управления измеряемой в ваттах. Регулируемые фазовращатели на полупроводниках на частотах миллиметрового диапазона имеют ощутимые потери и существенно по этому параметру уступают фазовращателям на МЭМС, которые вносят малые потери в диапазоне частот до 100 ГГц, но имеют запаздывание по срабатыванию более 10 нс. Лучшие результаты по времени срабатывания, по потреблению энергии и низким фазовым шумам имеют [105-107] управляемые фазовращатели на сегнетоэлектриках, но они пока не выпускаются серийно для СВЧ приложений.

Для имитатора фазовых флуктуаций можно выбрать отечественный волноводный фазовый модулятор на *p-i-n* диодах, реализуемый на основе МЭМС, внешний вид которого показан рис. 25. Можно выбрать и цифровой

управляемый фазовращатель, производимый фирмой G.T. Microwave Inc., параметры которого приведены в таблице 14.



Рисунок 25. Волноводный управляемый фазовый модулятор

Возможность фазового модулятора изменять фазовые сдвиги вплоть до 360° позволяет с его помощью вносить фазовые искажения как из-за постоянных фазовых сдвигов, так и из-за переменных, в соответствии с выражением (10). Таким образом можно моделировать как запаздывание лучей распространения, так и фазовые замирания вследствие интерференции множества сигналов при отражении ММВ от шероховатой подстилающей поверхности.

Таблица 14. Характеристики производимого фирмой G.T. Microwave Inc. цифрового фазовращателя

Электрические характеристики цифровых фазовращателей до 360°						
frequency range Ghz	dynamic range	phase error max	amplitude max	insertion loss max	v.s.w.r. max	rf input power cw
16.0-27.0	360°	$\pm 15^\circ$	± 2.0 dB	16.0 dB	2.0:1	+15 dBm

§ 4.2.4. Имитация запаздывания сигналов отраженных лучей ММВ

Каждый канал разнесения в имитаторе радиоканалов ММД должен содержать регулируемую линию задержки (*РЛЗ*), определяющую время прохождения ММВ по конкретному лучу и его изменение при движении абонента. Для имитации управляемой задержки сигналов можно использовать разные технологии. Известно [108-110] несколько схем организации *РЛЗ* на основе микроэлектромеханических систем (МЭМС). В миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах эффективное управление задержкой можно получить изменяя погонную емкость СВЧ линии передачи. И такие линии с управляемой в динамике структурой линии передачи уже созданы и рядом фирм выпускаются серийно.

Управление задержкой в линиях на основе МЭМС осуществляется цифровыми сигналами, коммутирующими отрезки микрополосковых линий. Принцип работы таких управляемых линий задержки подробно описан в работе [108] и данные по *РЛЗ*, выполненным по МЭМС технологии приведены в работе [110]. Из указанных в работе [110] МЭМС в качестве управляемой линии задержки для имитатора радиоканалов ММД подходит линия задержки с емкостным управлением, имеющая параметры, приведенные в таблице 15.

Таблица 15.

Управление	Полоса частот, ГГц	Потери, дБ	U управления, В	Неравномерность фазочастотной характеристики, град.	Габариты, мм
Регулировка емкости	1-40	1,5	20	10	8,4x2,1

§ 4.3. Методика управления имитатором радиоканалов ММД

Модуль управления комплексом имитации радиоканалов ММД содержит, как показано на рис. 26, программируемую через контроллер с помощью персонального компьютера программируемую логическую интегральную схему (ПЛИС). На выходах ПЛИС формируются сигналы управления сдвигом частоты СЧ при моделировании канала с движущимся абонентом и сигналы управления устройствами РЛЗ, A_t , ФВ модуля имитации для каждого моделируемого луча системы связи. Сформированные на выходах ПЛИС сигналы управления в модуле имитации проходят через цифро-аналоговые преобразователи и преобразуются в аналоговые сигналы, необходимые для управления РЛЗ, A_t , ФВ.

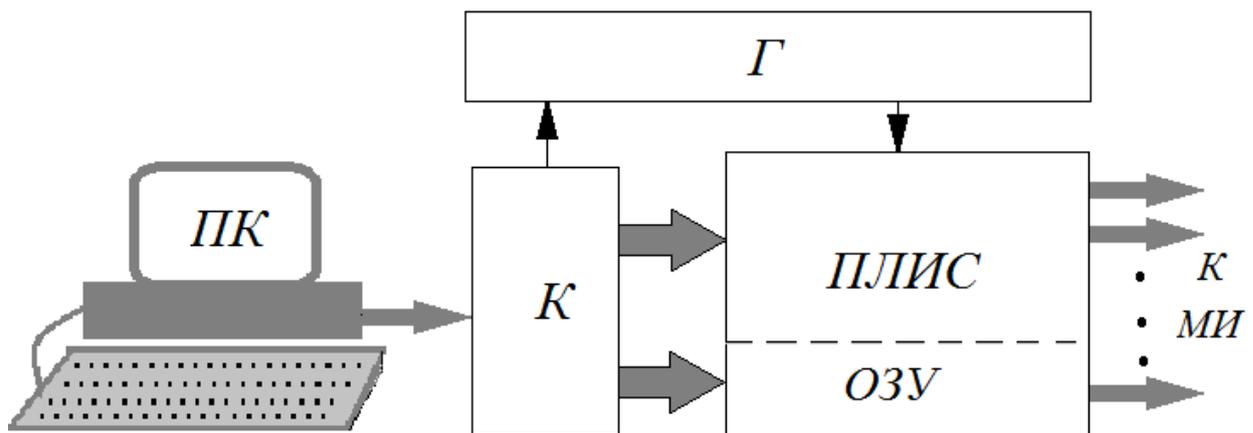


Рисунок 26. Модуль управления комплексом имитации радиоканалов ММД

Для имитации воздействий на исследуемые системы шума и помех параллельно сигналам управления от МУ к устройствам модуля имитации выходные сигналы ПЛИС в модуле имитации проходят через цифро-аналоговые преобразователи и преобразуются в аналоговые сигналы управления РЛЗ, A_t , ФВ подаются сигналы от внешних генераторов шума и генераторов помеховых сигналов.

Для исследования качества функционирования устройств и систем передачи информации комплекс охватывают устройством контроля (УК), как показано на рис. 22. УК сверяет передаваемые и принятые информационные

сигналы, считает процент ошибочно принятых посылок и делает вывод о результатах исследования.

Методика работы всего комплекса имитации радиоканалов ММД подчиняется следующему алгоритму:

Шаг первый. Для каждого управляемого устройства имитатора разрабатывается своя программа управления, учитывающая особенности радиоканала конкретного луча распространения ММВ и специфику сигналов исследуемой системы передатчик – приемник ММД.

Шаг второй. Через контроллер (К), обеспечивающий интерфейс ПК с программируемой логической интегральной схемой, при участии тактового генератора (Г) программы записываются в ПЛИС.

Шаг третий. Имеющаяся в ПЛИС оперативная память (ОЗУ) доставляет в программы необходимые значения параметров моделируемой трассы связи для управления определенными узлами имитатора.

Шаг четвертый. ПЛИС формирует сигналы управления имитатором для всех моделируемых лучей распространения сигналов ММВ.

Шаг пятый. Сигналы с выходов ПЛИС в ЦАП модуля имитации преобразуются в аналоговые сигналы управления устройствами РЛЗ, Аt, ФВ.

Шаг шестой. В имитируемых лучах распространения сигнал БС ослабляется и претерпевает искажения, вызываемые изменениями передаточной функции радиоканалов.

Шаг седьмой. Устройство контроля (УК) сравнивает информационный сигнал, поступивший с базовой станции, с информационным сигналом на выходе аппаратуры абонента.

Шаг восьмой. УК делает вывод о наличии или отсутствии технической пригодности комплекта аппаратуры и дает команду на печать результатов.

Шаг девятый. Распечатываются результаты технического контроля исследуемой аппаратуры связи.

§ 4.4. Разработка алгоритма имитации затухания сигналов при распространении по радиоканалам ММД

Приходящий к радиоприемнику сигнал ММВ сильно ослаблен по сравнению с сигналом передающей станции. Величина ослабления сигналов ММВ определяется не только из-за ослабления при распространении в свободном пространстве, определяемом выражением (2), а и ослаблением из-за наличия на трассе связи растительности (лес, кусты) и возможным ослаблением вызываемым гидрометеорами.

Большая работа по исследованию затухания радиоволн ММД в дождях и гидрометеорах выполнена в ИРЭ РАН [111]. На основании многолетних экспериментов выявлено влияние на распространяющиеся сигналы ММВ дождей различной интенсивности и туманов, что дало возможность разработать метод расчета ослабления миллиметровых излучений в гидрометеорах, применительно к условиям России. Более поздние экспериментальные исследования, проведенные в Бухаресте [11], С. Петербурге [112] и др. местах мира позволили разработать результаты работы [111] и МЭС разработать рекомендации [113] для других климатических зон. Таблица распределения осадков по зонам мира приведена в Приложении 1.

Аппроксимация экспериментальных данных по ослаблению ММВ гидрометеорами выражениями (49) и (50) и экспериментальных данных по ослаблению ММВ листвой (выражение (51)) позволило получить общее выражение (57), учитывающее ослабление ММВ на трассе связи и в соответствии с ним разработать алгоритм работы устройства управления аттенюатором НМС985ALP4KE, который приведен на рис. 27.

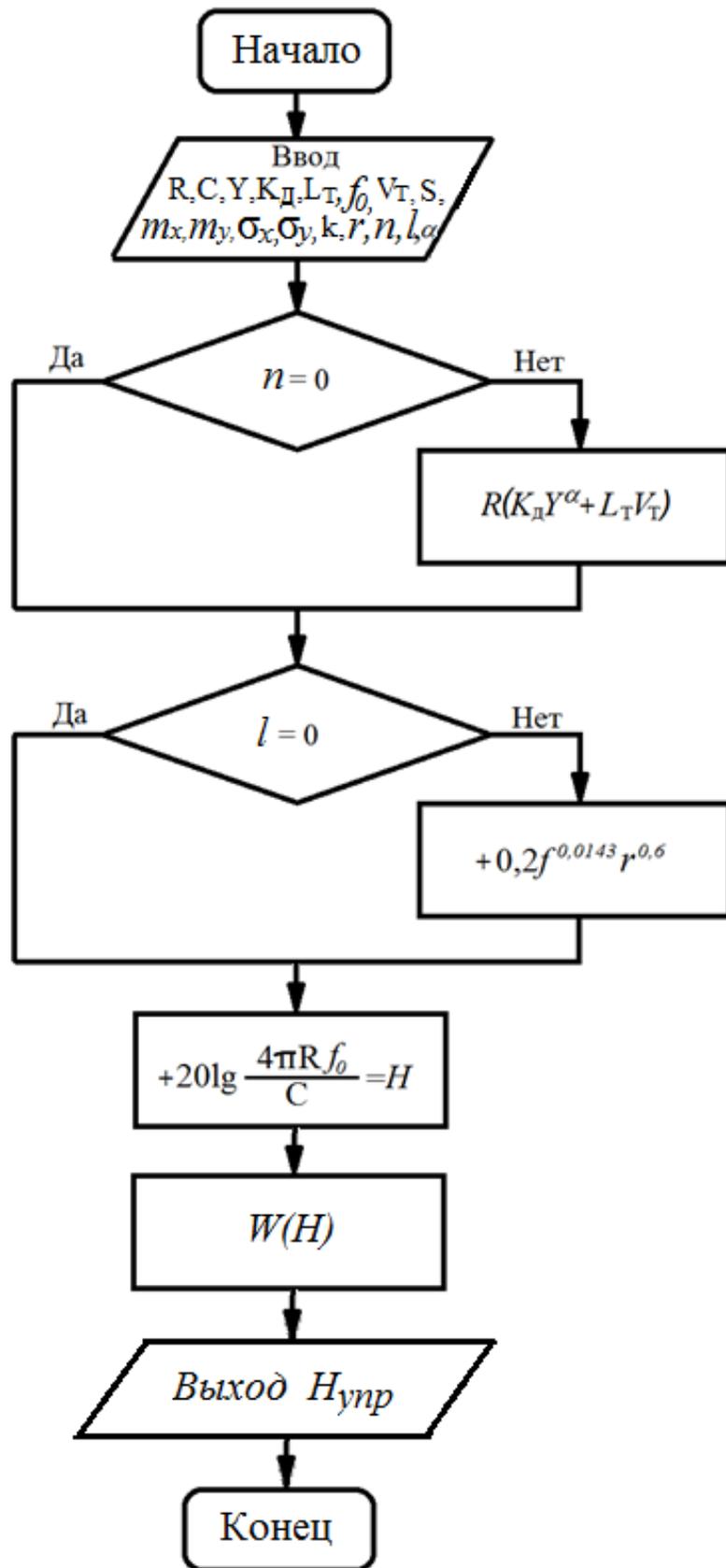


Рисунок 27. Алгоритм управления имитатором ослабления сигнала ММД (A_t) при распространении

Выводы по главе 4

1. На основании анализа особенностей распространения ММВ по радиоканалам предложена структура комплекса имитации радиоканалов ММД.
2. Предложено реализовать имитатор на промежуточных частотах с полосой частот от 17 ГГц до 27 ГГц с переносом частот исследуемых систем в этот диапазон. Определены устройства для переноса спектров в этот диапазон.
3. Определен путь имитации доплеровского сдвига частот в каналах ММД и рекомендованы устройства для этого.
4. Предложен имитатор фазовых искажений сигналов ММД в радиоканалах и определены устройства на основе МЭМС для его построения.
5. Разработан имитатор запаздывания сигналов отраженных лучей в радиоканалах ММД и предложены устройства для его реализации.
6. Предложен имитатор затухания на основе серийного управляемого аттенюатора и разработан алгоритм имитации затухания сигналов ММД в зависимости от географических и климатических условий трасс связи.
7. Разработана методика управления комплексом имитации радиоканалов ММД.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенного исследования можно сделать следующие выводы:

1. На основании проведенного анализа показано, что построение новых высокоскоростных систем подвижной радиосвязи возможно в основном за счет освоения миллиметрового диапазона частот.
2. Предложено для создания и исследования устройств и систем поколения сотовой связи 5G создать имитатор радиоканалов ММД, позволяющий в лабораторных условиях оценивать качество новых разработок.
3. Изучены причины ослабления ММВ и определены основные факторы, влияющие на ослабление сигналов ММД при передаче информации.
4. Предложена методика моделирования радиоканалов ММД, основанная на имитации реальных воздействий по времени, частоте, фазе и амплитуде на сигналы ММД при их распространении по радиоканалам.
5. Определены выражения для имитации ослаблений сигналов и замираний в радиоканалах ММД при разных климатических и географических параметрах моделируемых трасс связи.
6. Предложены модели передаточной функции радиоканалов ММД для стационарных и мобильных абонентов.
7. Разработана структура комплекса имитации радиоканалов ММД с переносом частот исследуемых систем на промежуточные частоты
8. В качестве промежуточных частот для комплекса имитации радиоканалов ММД выбран наиболее освоенный диапазон частот от 17 ГГц до 27 ГГц, в котором достаточно серийных изделий и устройств для реализации комплекса.

9. Определены устройства для реализации имитаторов затухания, амплитудных и фазовых искажений, задержек при распространении сигнала, доплеровских сдвигов частоты.
10. Разработана методика управления комплексом имитации радиоканалов ММД.
11. Разработан алгоритм имитации затухания сигналов ММД в зависимости от географических и климатических условий трасс связи.
12. Основные результаты проведенного исследования опубликованы в работах [114-125], апробированы на 8 научно-технических конференциях и внедрены в ФГУП Научно-исследовательский институт радио, г. Москва, в ООО «НИИР-Связь», г. Москва и в учебном процессе базовой кафедры Московского технического университета связи и информатики при ФГУП Научно-исследовательский институт радио, г. Москва.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тихвинский В.О., Бочечка Г.С. Перспективы миллиметрового диапазона для 5G в России / Первая миля. - 2014, № 2. - С. 36-39.
2. Электронный ресурс. Говоркова В. Что нужно знать о стандарте 5G. Код доступа: <https://kapital.kz/world/53278/что-нужно-знать-о-standarte-svyazi-5g.html/>
2. Электронный ресурс. 08.09.2016. На пути к 5G. Код доступа: <http://www.pvsm.ru/it-infrastruktura/184848#begin/>
4. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. - М.: Издательский дом "Вильямс". - 2004. - 1104 с.
5. Электронный ресурс. 13.03.2009. <http://www.membrana.ru/particle/13583>
6. Электронный ресурс. <http://www.mari-el.ru/marmobile/battery/>
7. Электронный ресурс. <http://www.buchmann.ca/> — «Batteries in a Portable World. A handbook on rechargeable batteries for non-engineers» — интернет-версия книги г-на Isidor Buchmann, главы канадской компании Cadex Electronics Inc.
8. Зубарев Ю.Б. Мобильный телефон и его влияние на здоровье человека. - М.: Изд. МНИТИ. - 2014. - 45с.
9. Регламент радиосвязи. - Изд. МСЭ, в 4-х томах. - 2008.
10. Бабков В.Ю., Вознюк М.А., Михайлов П.А. Сети мобильной связи. Частотно-территориальное планирование. - М.: Горячая линия – Телеком. - 2007. - 224 с.
11. Электронный ресурс. <https://habrahabr.ru/company/comptek/blog/220569>
12. Электронный ресурс. <http://www.micran.ru>

13. Электронный ресурс. 21.10.2016. Qualcomm объявляет о появлении первого модема для сетей 5G. Код доступа: <http://www.content-review.com/articles/37482>
14. Электронный ресурс. <http://wimax.livebusiness.ru/tags/5G>
15. Быстров Р.П., Соколов А. В., Федорова Л.В., Чеканов Р.Н. Достижения в освоении миллиметровых и субмиллиметровых волн / Успехи современной радиоэлектроники. - 2009, №6. - С.52-78.
16. Электронный ресурс. 12.02.2013. Паршин В. В., Третьяков М. Ю., Кошелев М. А. и др. Исследования поглощения радиоволн в ММ и субММ диапазонах методами прецизионной резонаторной спектроскопии. Код доступа: <http://nauchebe.net/2013/02/issledovaniya-pogloshheniya-radiovoln-v-mm-i-submm-diapazonax-metodami-precizionnoj-rezonatornoj-spektroskopii/>
17. Колосов М. А., Соколов А. В. Основные направления исследований распространения миллиметровых и субмиллиметровых радиоволн в атмосфере, возможности применения // Всесоюзная школа-симпозиум по распространению миллиметровых и субмиллиметровых волн в атмосфере. Москва ИРЭ АН СССР. - 10–17 февраля 1982. - С. 3–24.
18. Яковлев О.И., Якубов В.П., Урядов В.П., Павельев А.Г. Распространение радиоволн. - М.: ЛЕНАНД, 2009. - 496 с.
19. Бабкин Ю. С., Строганов Л. И., Соколов А. В., Сухонин Е. В. Измерение ослабления субмиллиметрового излучения на волне 0,96 мм в дожде и снеге // Совещание по исследованиям в области субмиллиметрового и миллиметрового диапазонов волн. Москва. ИРЭ АН СССР. 7–8 декабря 1970. С. 43–45.
20. Электронный ресурс. Samsung разрабатывает новые технологии беспроводной связи с использованием миллиметровых волн. Код доступа: <http://radiotech-student.ru/news/budushhee-millimetrovyyx-voln-v-technologie-5g>.

21. Избыточность сигналов в радиосвязи / Под ред. А.Г. Самойлова. - М.: Радиотехника. - 2007. - 256 с.
22. Самойлов А.Г., Сидоренко А.А. Применение каскадных помехоустойчивых кодов для повышения эффективности борьбы с независимыми ошибками / Проектирование и технология электронных средств, 2014, №3. - С.2-8.
23. Гомес Ж.Л., Самойлов А.Г., Самойлов С.А. Возможности блочного кодирования при использовании разнесенного приема в системах связи Республики Ангола // 11-я Международная научно-техническая конференция "Перспективные технологии в средствах передачи информации – ПТС-ПИ'2015". - г. Суздаль, 12-14 ноября 2015 г.- С.43 - 45.
24. Самойлов А.Г., Самойлов С.А. Адаптивное программирование в цифровых системах телеметрии / Проектирование и технология электронных средств, 2015, №3. - С.3-6.
25. C.R. Anderson and T.S. Rappaport. In-Building Wideband Partition Loss Measurements at 2.5 and 60 GHz // IEEE Transactions Wireless Communications, May 2004, v.3, №3.
26. A. Alejos, M.G. Sanchez, and I. Cuinas. Measurement and Analysis of Propagation Mechanisms at 40 GHz: Viability of Site Shielding Forced By Obstacles // IEEE Trans. Vehic. Tech., Nov. , 2008, v.57, № 6.
27. K.C. Allen et al. Building Penetration Loss Measurements at 900 MHz, 11.4 GHz, and 28.8 GHz / NTIA rep. 94–306, May, 1994.
28. Жоую Пи, Фарук Хан Введение в широкополосные системы связи миллиметрового диапазона / Электроника: наука, технологии, бизнес. - 2012, №3. - С.86-94.
29. Millimeter wave Propagation: Spectrum Management Implications. – FCC, Office of Eng. and Tech., Bulletin № 70, July, 1997.
30. C.R. Anderson and T.S. Rappaport. In-Building Wideband Partition Loss Measurements at 2.5 and 60 GHz / IEEE Transactions Wireless Communications, May 2004, v.3, №3.

31. Рекомендация МСЭ-R P.2040 Влияние строительных материалов и структур на распространение радиоволн на частотах выше приблизительно 100 МГц.
32. Дальнее тропосферное распространение УКВ / Под ред. Б.А. Введенского и др. - М.: Сов. радио, 1965.- 415с.
33. Немировский А.С., Рыжков Е. В. Системы связи и радиорелейные линии. -М.: Связь, 1980. - 432с.
34. Справочник по радиорелейной связи / Под ред. С.В. Бородича. – М.: Радио и связь, 1981. – 415с.
35. Полушин П.А., Самойлов А.Г. Частотно-полосовая компенсация селективных замираний радиосигналов / Радиотехника. - 2004, №11. – С.76-79.
36. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. - М.: Связь, 1969. - 375 с.
37. Галкин А.П, Лапин А.Н., Самойлов А.Г. Моделирование каналов систем связи. - М.: Связь, 1979. - 96 с.
38. Nakagami M. The m-distribution a general formula of intensity distribution of rapid fading. - Statistical methods in radio wave propagation. - New York? 1960. - 190 p.
39. Надененко Л.В. О статистическом распределении множителя ослабления на интервалах радиорелейных линий / Электросвязь. - №12, 1965. - С.5-18.
40. Никитин В.Н. Применение функции распределения Райса для описания многолучевых замираний на интервалах РРЛ / Труды НИИР. - №4, 1978. - С7-12.
41. Надененко Л.В., Святогор В.В. Длительность замираний сигнала на интервалах радиорелейных линий прямой видимости / Электросвязь. - №5, 1972. - С. 6-10.
42. Электронный ресурс: <http://www.rlocman.ru/review/article.html?di=148430>.
43. Белоцерковский Г.Б. Миллиметровые волны. - М.: Госэнергоиздат. - 1959. - 82 с.

44. Калмыков Ю.П, Титов С.В. О спектре поглощения молекулярного кислорода в 0-ТГц диапазоне частот / Изв. ВУЗов, Радиофизика. - 1989, т.32, N 8. - С.933-944.
45. Калмыков Ю.П, Титов С.В. К теории молекулярного поглощения сантиметровых и миллиметровых волн в кислороде / Радиотехника и электроника. - 1991, т.36, N 12. - С.2281-2290.
46. Калмыков Ю.П, Титов С.В. О поглощении миллиметровых и субмиллиметровых радиоволн в водяном паре / Оптика и спектроскопия. - 1993, т.75, N 3. -С.610-616.
47. Титов С.В. Комплексная диэлектрическая проницаемость полярных газов в диапазоне частот 0-1ТГц. Метод функций памяти. – Диссертация на соискание ученой степени канд. физ.-мат. наук, 1989, М., МФТИ, 188 с.
48. Зражевский А.Ю. Методика расчета поглощения в атмосферных парах воды в ММ и СБММ диапазонах / Радиотехника и электроника, 1976, т.21, №5, с. 951-957.
49. Розанов Б.А., Фетисов И.Н., Зражевский А.Ю., Коньков Е.В. Исследования распространения миллиметровых радиоволн в приземном слое атмосферы / Вестник МГТУ, Серия "Приборостроение", 1990, N 1, с.60-66.
50. Паршуков В.А., Зражевский А.Ю., Горбова А.Н. Годовая статистика траекторных параметров миллиметровых и оптических волн на приземной трассе / Радиотехника и электроника, 1996, т. 41, N 9, с.1039-1044.
51. Андреев Г.А., Черная Л.Ф. Флуктуации пучка миллиметровых волн в турбулентной поглощающей тропосфере Земли / Радиотехника, 1978, т. 33, N 1, с.16-29.
52. Konkov E.V., Zrazhevsky A.U., Solovev G.N. Investigations of the Near-Millimeter-Wave propagation on the surface boundary layer path / Int. Journal of Infrared and Millimeter Waves, v. 13, N.7, 1992, p. 955-969.

53. Коньков Е.В., Зражевский А.Ю., Соловьев Г.Н. Флуктуации интенсивности и угла прихода миллиметровых радиоволн на приземной трассе / Электромагнитные волны и электронные системы, 1997, N 4, т.2, с. 877-882
54. Андреев Г.А., Мартынова З.А., Хохлов Г.И. Влияние отражения подстилающей поверхности на прием ММВ / Радиотехника, 1979, т. 34, N 8, с. 73-74.
55. Петров Б.М. Электродинамика и распространение радиоволн: Учебник для вузов. – 2-е изд., испр. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 558 с.
56. Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн: Учебник для вузов / Г.А. Ерохин, О.В. Чернышев, Н.Д. Козырев, В.Г. Кочержевский; Под ред. Г.А. Ерохина. – 2-е изд., испр. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 491 с.
57. Электронный ресурс:
http://www.lastmile.su/files/article_pdf/3/article_3092_831.pdf
58. C.R. Anderson and T.S. Rappaport. In-Building Wideband Partition Loss Measurements at 2.5 and 60 GHz. – IEEE Transactions Wireless Communications, vol. 3, no.3, May 2004.
59. A. Alejos, M.G. Sanchez, and I. Cuinas. Measurement and Analysis of Propagation Mechanisms at 40 GHz: Viability of Site Shielding Forced By Obstacles. – IEEE Trans. Vehic. Tech., vol. 57, no. 6, Nov. 2008.
60. K.C. Allen et al. Building Penetration Loss Measurements at 900 MHz, 11.4 GHz, and 28.8 GHz / NTIA rep. 94–306, May 1994.
61. Рекомендация МСЭ-R P.833-5 Ослабление сигналов растительностью. - С.1-13.
62. Жоую Пи, Фарук Хан Введение в широкополосные системы связи миллиметрового диапазона / Первая миля. - №6, 2011. - С.10-19.
63. Долуханов М.П. Распространение радиоволн. Учебник для вузов. - М., Связь, 1972, 336 с.

64. Петров Б.М. Электродинамика и распространение радиоволн: Учебник для вузов. – 2-е изд., испр. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 558 с.
65. Павельев В.А., Хаминов Д.В. Рассеяние электромагнитных волн миллиметрового диапазона природными и антропогенными объектами. - М.: Изво МГТУ им. Н. Э. Баумана. - 2009. - 280 с.
66. Красюк В.Н., Платонов О.Ю., Мельникова А.Ю. Особенности распространения радиоволн миллиметрового диапазона и перспективы их использования в современных радиотехнических системах / Информационно-управляющие системы. - №4, 2003. - С. 33-38.
67. Самойлов А.Г., Самойлов С.А. Имитаторы радиоканалов телекоммуникационных сетей передачи информации. - Информационно-телекоммуникационные технологии и электроника / Труды ВлГУ. - Владимир. - 2006, вып. 1. - С. 13-19.
68. Самойлов А.Г. Моделирование радиоканалов на промежуточной частоте. - Межвуз. сб. научн. тр. Повышение эффективности и надежности РЭС. - Л.:ЛЭТИ. - 1975, вып.4. - С.32-35.
69. Самойлов А.Г. Многоканальное управление при имитации каналов связи // 3-я Международная НТК "Перспективные технологии в средствах передачи информации". -ПТСПИ'99. - Владимир. Июль 1999. - С.143-146
70. Самойлов А.Г. Имитаторы многолучевых радиоканалов телекоммуникационных сетей // 5-я Международная НТК "Перспективные технологии в средствах передачи информации". – ПТСПИ'2003. - Владимир, 1-4 июля 2003. - С.28-29.
71. Самойлов А.Г. Имитаторы многолучевых радиоканалов / Проектирование и технология электронных средств. - № 4, 2003. - С.32-34.
72. Clarke R.H. / Bell System Technical Journal. July–August 1968. P. 957–1000.
73. Liberti J.C., Rappaport T.S. / Proc. IEEE Vehicular Technology Conf. 1996. P. 844–848.

74. Petrus P., Reed J.H., Rappaport T.S. / IEEE Trans. Commun. – 2002. – V. 50, № 3. P. 495–502.
75. Ермолаев В.Т., Флакман А.Г., Аверин И.М. Гауссовская модель многолучевого канала связи в городских условиях / Вестник ННГУ им. Н.И. Лобачевского. Серия Радиофизика. - Вып.2, 2003. - С.127-137.
76. Pedersen K.I., Mogensen P.E., Fleury V.H. / IEEE Trans. Vehicular Technology. 2000. – V. 49, № 2. P.437–447.
77. Электронный ресурс. <http://systemseti.com/ССРО/404.html>
78. Двухлучевая модель. <http://systemseti.com/ССРО/405.html>
79. Десятилучевая модель. <http://systemseti.com/ССРО/406.html>
80. Модель Окамуры. <http://systemseti.com/ССРО/408.html>
81. Модель Хата. <http://systemseti.com/ССРО/409.html>
82. Модель Уолфица-Бертони. <http://systemseti.com/ССРО/410.html>
83. Проектная документация "Программно-методического комплекса планирования и анализа радиосетей Эфир" Материалы обоснования принимаемых решений. ООО НПФ "Радиян-М". - М. - 2004. - 218 с.
84. Рекомендации INU-R P.833-1. Ослабление растительностью.
85. Рекомендации INU-R P.370-7. Графики распространения сигналов диапазона ОВЧ и УВЧ на частотах 30-1000 МГц.
86. Электронный ресурс <http://spectran.org/synthesizers-ru/sint-sps50.html>
87. Карпов Ю. Смесители, преобразователи, умножители и делители частоты СВЧ диапазона отечественного производства / Компоненты и технологии • № 9 '2008. - С.22-27.
88. Электронный ресурс <http://www.analog.com/ru/products/rf-microwave/attenuators/digital-step-attenuators.html>
89. Электронный ресурс <http://www.qorvo.com/products/p/TGL4203>
90. Электронный ресурс <http://www.findpatent.ru/patent/246/2469443.html>

91. Белов Л. Атенюаторы СВЧ сигналов / Электроника. Наука, технология, бизнес. - 2006, №2. - С.33-38.
92. Карпов Ю. Отечественные электрически управляемые СВЧ аттенюаторы / Компоненты и технологии. - 2007, № 8. - С.3-7.
93. Электронный ресурс <http://www.analog.com/ru/products/rf-microwave/attenuators/voltage-variable-attenuators.html>
94. Малютин Н.Д., Лоцилов А.Г., Федоров В.Н., Зыков Д.Д. Широкополосные дискретные не дисперсионные фазовращатели на основе эффекта кратного изменения фазовой скорости в многосвязных полосковых структурах с существенно неуравновешенной электромагнитной связью при сохранении согласования в широкой полосе частот / Доклады ТУСУРа, № 4 (34), декабрь 2014. - С. 22-30.
95. Малютин Н.Д. Многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 1990. – 164 с. 96.
96. Сычѐв А.Н. Управляемые СВЧ-устройства на многомодовых полосковых структурах / Под ред. Н.Д. Малютина. – Томск: Том. гос. ун-т, 2001. – 318 с.
97. TEM Mode-Matching Analysis of Multi-coupled Strip-line Filters / J.A. Ruiz-Cruz, Yunchi Zhang, J.M. Rebollar, K.A. Zaki, J.R. Montejo-Garai, A.J. Piloto. Microwave Symposium, 2007. / IEEE // MTT-S International. DOI: 10.1109/MWSYM.2007.380546 P. 541 – 544.
98. Хижа Г. С., Вендик И. Б., Серебрякова Е. А. СВЧ фазовращатели и переключатели : Особенности создания на р-і-п-диодах в интегр. исполнении. - М.: Радио и связь. - 1984. - 184 с.
99. Kholodnyak, D. V. Broadband digital phase shifter based on switchable rightand left-handed transmission line sections / D. V. Kholodnyak, E. V. Serebryakova, I. B. Vendik, O. G. Vendik / IEEE Microw. Wireless Compon. Lett. – 2006. – V. 16, N. 5. – P. 258-260.

100. Vendik, I. B. Digital phase shifters based on right- and left-handed transmission lines / I. B. Vendik, O. G. Vendik, D. V. Kholodnyak, E. V. Serebryakova et al. // Proc. Eur. Microw. Assoc. – 2006. – V. 2, N. 2. – P. 30-37.
101. Электронный ресурс
<http://www.radiocomp.ru/joom/images/storage/docs/broshure/waka2016-a4www.pdf>
102. Шаров Г.А. Волноводные устройства сантиметровых и миллиметровых волн. - М.: Радиотехника. - 2016. - 638 стр.
103. Белов Л., Голубков А., Кондратов А., Карутин А. Модуляторы сигналов сверхвысоких частот. Основные классы / Электроника. Наука, технология, бизнес. - 2008, №3. - С.76-83.
104. Электронный ресурс. Приемо-передающие модули ММД
<http://studall.org/all-903.html>
105. Вендик О., Парнас М. Фазовращатели сканирующих антенн для радаров обзора территорий / Беспроводные технологии. - 2006, №2. - С.26-28.
106. Варадан В., Виной К., Джозе К. ВЧ МЭМС и их применение – М.: Техносфера, 2004. – 528 с.
107. Васенков А., Епифанова В., Юдинцев В. Микроэлектромеханические системы. Настало время выходить в свет / Электроника: Наука, Технология, Бизнес; 1998, № 5–6, с. 55–59.
108. Белов Л. Переключатели сверхвысокочастотных сигналов / Электроника: Наука, Технология, Бизнес. - 2006, № 1. - С. 20–25.
109. Электронный ресурс. Обзор техники УЛЗ МЭМС – www.amicom.info/OpenPlatform/index.php/Delay_lines_and_phase_shifters
110. Белов Л., Житникова М. Микроэлектромеханические компоненты радиочастотного диапазона / Электроника: Наука, технология, бизнес. - 2006, № 8. - С.18-25.
111. Сухонин Е.В. Ослабление миллиметровых и субмиллиметровых волн в атмосфере с гидрометеорами: автореферат дис. ... доктора физико-

- математических наук : 01.04.03 / АН СССР. Ин-т радиотехники и электроники.- Москва, 1988.- 43 с.
112. Красюк В.Н., Платонов О.Ю., Мельникова А.Ю. Особенности распространения радиоволн миллиметрового диапазона, перспективы их использования в современных радиотехнических устройствах / Информационно-управляющие системы. – 2003, №4. – С. 33-38.
113. Рекомендации ITU-R PN.837-7 Характеристики осадков для моделирования распространения. – 2017, № 6.
114. Kurakova T., Valdburger M. How ITU can help develop future networks / ITU News. - 2013, № 1. – p. 38-41.
115. Куракова Т.П. Использование миллиметрового диапазона волн для мобильной связи поколения 5G / Проектирование и технология электронных средств. - 2016, №4. – С. 3-7.
116. Куракова Т.П., Сарьян В.К. Моделирование радиоканалов миллиметрового диапазона частот / Труды НИИР. - 2017, №1. – С.33-39.
117. Куракова Т.П., Сарьян В.К. Методика моделирования радиоканалов миллиметрового диапазона // Материалы XII Международной научно-технической конференции "Перспективные технологии в средствах передачи информации"-ПТСПИ-2017 в 2-х томах. - г. Суздаль, 5-7 июля 2017.- Т.2.- С.87-90.
118. Куракова Т.П. Доплеровские сдвиги частоты в высокоскоростных каналах мобильной связи // Материалы XII Международной научно-технической конференции "Перспективные технологии в средствах передачи информации"-ПТСПИ-2017 в 2-х томах. - г. Суздаль, 5-7 июля 2017.- Т.1.- С.47-48.
119. Куракова Т.П., Михайлов С.Н. Моделирование каналов сотовой связи нового поколения // Сб. статей по материалам 1-ой ВНК "Инфотелекоммуникации и космические технологии: состояние, проблемы и пути решения". – Курск. - В 2-х частях. – 2017, ч.1. – С.61-66.

120. Куракова Т.П. О моделировании радиоканала миллиметрового диапазона // XXXVI Всероссийская научно-техническая конференция "Проблемы эффективности и безопасности функционирования сложных технических и информационных систем", 28-29 июня 2017 г. - Т.5. - Филиал военной академии РВСН, г. Серпухов. – С.177-180.
121. Куракова Т.П., Самойлов А.Г. О моделировании каналов связи поколения 5G // Международная научно-техническая и научно-методическая конференция «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2017. - Рязань.- Сб. тр., Том 3. - С.102-106.
122. Куракова Т.П., Самойлов А.Г., Самойлов С.А. Разработка имитатора радиоканалов мобильной связи поколения 5G // Четвертая международная конференция Инжиниринг & Телекоммуникации - En&T - 2017, 29-30 ноября, 2017, Москва. – С.
123. Куракова Т.П., Самойлов А.Г., Самойлов С.А., Сарьян В.К. Имитация многолучевых радиоканалов // Международная научно-техническая конференция «Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения» (Intermatic - 2017). - 20 - 24 ноября 2017, Москва. - С.
124. Kurakova T. Overview of the Internet of things // Conference INTHTEN (Internet of THings and ITs ENablers), 3 – 4 June, 2013, St. Petersburg. - p.82-94.
125. Kurakova T. 5G in simple words / [http://www.itu.int/en/ITU-T/studygroups/2017-2020/13/Pages/CB-Future Networks.aspx](http://www.itu.int/en/ITU-T/studygroups/2017-2020/13/Pages/CB-Future%20Networks.aspx) . - October 2017.

ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение П1. Распределение осадков по климатическим зонам мира

Рекомендации ITU-R PN.837-1 делят нашу планету на 15 климатических регионов (А – Q) и дают рекомендации по интенсивности дождей в этих зонах. Поскольку осадки неравномерно распределены в течении года, то в рекомендациях приводится вероятность наличия осадков различной интенсивности и их продолжительность в течении года. Российская Федерация не перегружена осадками и относится к зоне Е.

В таблице П1 приведены рекомендации МЭС для различных географических и климатических зон мира

Таблица П1.

Percentage of time (%)	A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	Q
1.0	<01	05	07	21	06	17	3	2	8	15	2	4	5	12	24
0.3	0.8	2	28	45	24	45	7	4	13	42	7	11	15	34	49
0.1	2	3	5	8	6	8	12	10	20	12	15	22	35	65	72
0.03	5	6	9	13	12	15	20	18	28	23	33	40	65	105	96
0.01	8	12	15	19	22	28	30	32	35	42	60	63	95	145	115
0.003	14	21	26	29	41	54	45	55	45	70	105	95	140	200	142
0.001	22	32	42	42	70	78	65	83	55	100	150	120	180	250	170

Приложение П2. Основные параметры синтезатора частоты SPS50 [86]

Таблица П1.

<i>Основные характеристики</i>	
Рабочий диапазон частот	от 1 МГц до 50 ГГц
Разрешение по частоте	0.1 Гц
Время переключения частоты, не более	3 мкс
Выходная мощность	от -10 дБм до +3 дБм
Относительная спектральная плотность мощности фазовых шумов при отстройке на 10 кГц от несущей (50 ГГц), не более	-100 дБн/Гц
Негармонические составляющие, не более	-60 дБн
Гармонические составляющие, не более	-30 дБн
Долговременная относительная нестабильность частоты	+/- 1 ppm
Поддерживаемые виды модуляции	Амплитудно-импульсная (АИМ) Амплитудная модуляция (АМ)
Рабочий диапазон температур	+5..+30°C
В герметичном исполнении (опция)	-60..+85°C
Размеры	178 x 95 x 25 мм
Вес	600 г
Управление	RS-232, USB, LAN, SPI, параллельный интерфейс

Приложение ПЗ.

Акт внедрения результатов работы в ООО «НИИР-Связь», г. Москва.

УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор ООО «НИИР-Связь»



Зарянов Ю.Н.

1 декабря 2017 г.

АКТ

внедрения результатов диссертационного исследования
Кураковой Татьяны Петровны

Результаты диссертационной работы Кураковой Т.П. на тему "Имитация радиоканалов миллиметрового диапазона поколения 5G", представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.12.13 - Системы, сети и устройства телекоммуникаций, были использованы в ООО «НИИР-связь» при проведении перспективных опытно-конструкторских и научно-исследовательских работ по разработке радиотехнического оборудования для систем, работающих в миллиметровом диапазоне частот.

Начальник лаборатории

А.М. Букреев

Приложение П4.

Акт внедрения результатов работы в ФГУП «НИИР», г. Москва.

УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор

ФГУП «Научно-исследовательский институт радио»

Доктор технических наук

В.В. Бутенко

1 декабря 2017 г.



АКТ

внедрения результатов диссертационного исследования

Кураковой Татьяны Петровны

Результаты диссертационной работы Кураковой Т.П. на тему "Имитация радиоканалов миллиметрового диапазона поколения 5G", представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.12.13 - Системы, сети и устройства телекоммуникаций, были использованы в ФГУП "Научно-исследовательский институт радио" при проведении научно-исследовательских работ по разработке радиотехнического оборудования для систем, работающих в миллиметровом диапазоне частот, по проблемам управления использованием радиочастотного спектра и по международно-правовой защите интересов РФ в области радиосвязи.

Директор НТЦ СМС, кандидат технических наук А.П. Назаренко

Начальник лаборатории

В.Н. Посакахин

Приложение П5.

Акт внедрения результатов работы в учебный процесс.

УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор

ФГУП "Научно-исследовательский институт радио"

доктор технических наук, зав. базовой кафедры МТУСИ при ФГУП НИИР

В.В. Бутенко

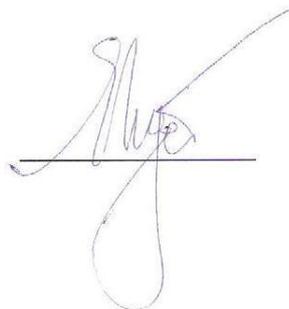
1 декабря 2017 г.

АКТ

внедрения результатов диссертационной работы Кураковой Т.П.

Результаты диссертационной работы Кураковой Т.П. на тему "Имитация радиоканалов миллиметрового диапазона поколения 5G", представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук, нашли практическое применение при подготовке других аспирантов и магистерских диссертаций на базовой кафедре МТУСИ при НИИР. В частности использована предложенная в диссертации методика управления сложной системой и рекомендации по применению стандартных комплектующих узлов при построении аппаратуры.

Зам. зав. базовой кафедрой, к.т.н.



Пустовойтов Е.Л.