

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ЮЖНЫЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи

Ваганова Анастасия Алексеевна

**ГИБРИДНАЯ ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ РАСПРОСТРАНЕНИЯ
РАДИОВОЛН В УРБАНИЗИРОВАННОЙ СРЕДЕ С УЧЕТОМ
КОМПЛЕКСНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕНН**

Специальность: 2.2.14 Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
кандидат технических наук, доцент
Кисель Наталья Николаевна

Таганрог – 2026

ОГЛАВЛЕНИЕ

ОГЛАВЛЕНИЕ.....	2
ВВЕДЕНИЕ.....	5
ГЛАВА 1. АНАЛИЗ СПОСОБОВ РАСЧЕТА ЗОНЫ ПОКРЫТИЯ БЕСПРОВОДНЫХ ЛОКАЛЬНЫХ СЕТЕЙ И ОБОСНОВАНИЕ ЦЕЛИ ИССЛЕДОВАНИЯ	16
1.1. Методы анализа распространения радиоволн внутри помещений и в условиях плотной городской застройки	16
1.2. Обзор методов лучевой трассировки	25
1.3. Программное обеспечение, используемое для анализа зоны покрытия беспроводной локальной сети.....	34
1.4. Обзор работ, посвященных расчету электромагнитного поля в условиях многолучевого распространения	41
1.5. Выводы	48
ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА ГИБРИДНОЙ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН В УРБАНИЗИРОВАННОЙ СРЕДЕ.....	50
2.1. Основные методы, положения и алгоритмы, используемые при разработке имитационной модели	50
2.2. Учет эффектов отражения и преломления электромагнитных волн.....	57
2.2.1. Прохождение волны через многослойное препятствие с отражением.....	57
2.2.2. Прохождение волны через многослойное препятствие без отражения.....	61
2.2.3. Пример синтеза лучевой траектории для прохождения без отражения	62
2.2.4. Пример синтеза лучевой траектории для прохождения с отражением	67
2.2.5. Результат применения алгоритма лучевой трассировки	69
2.3. Проникновение волны в смежное помещение	70
2.3.1. Задача учета проникновения волны в смежное помещение	70
2.3.2. Результат моделирования проникновения волны в смежное помещение	73
2.4. Учет влияния дифракции на ребрах препятствий.....	80
2.4.1. Задача расчета дифракции на ребрах препятствия	80
2.4.2. Упрощение вычисления интегралов при расчете коэффициентов	

дифракции	83
2.4.3. Ограничение области расчета дифракционного поля	88
2.4.4. Сравнение результатов расчета дифракционного поля двумя способами.....	92
2.4.5. Результаты расчета распределения дифракционного поля	94
2.5. Определение областей тени для лучей различной структуры.....	96
2.6. Статистическая оценка изменения условий распространения электромагнитных волн при расчете зоны покрытия	106
2.7. Разработка алгоритма определения преобладающего пути распространения радиолучей	110
2.8. Выводы	114
ГЛАВА 3. МОДЕЛИРОВАНИЕ ЗОНЫ ПОКРЫТИЯ СИСТЕМ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ ПРЕДЛОЖЕННОГО АЛГОРИТМА	117
3.1. Моделирование распределения электрического поля в помещении сложной формы с препятствиями.....	117
3.2. Статистическая оценка элементов канальной матрицы системы ММО	127
3.3. Моделирование зоны покрытия сети в районе с городской застройкой.....	138
3.4. Сравнение результатов моделирования с известным ПО	145
3.4.1. Расчет электрического поля в помещении с препятствиями	145
3.4.2. Расчет электрического поля в городском районе	151
3.5. Выводы	155
ГЛАВА 4. УЧЕТ НАПРАВЛЕННЫХ СВОЙСТВ АНТЕННЫ В ГИБРИДНОЙ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН	158
4.1. Постановка задачи разработки реконфигурируемой антенны	158
4.2. Разработка конструкции и расчет параметров антенны	159
4.3. Расчет и анализ характеристик антенны	161
4.3.1. Коэффициент стоячей волны и S11 параметр антенны	163
4.3.2. Характеристики направленности и коэффициент поляризации антенны ...	165
4.4. Создание и исследование макета антенны.....	172
4.5. Учет характеристик антенны	177

при использовании разработанного алгоритма	177
4.6. Выводы	182
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	184
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ	188
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	189
ПРИЛОЖЕНИЕ 1	219
ПРИЛОЖЕНИЕ 2	244
ПРИЛОЖЕНИЕ 3	246

ВВЕДЕНИЕ

Беспроводная локальная сеть (англ. Wireless Local Area Network; WLAN) — это локальная сеть, построенная на основе беспроводных технологий, то есть сеть, в которой обмен информацией осуществляется через радиоэфир. Наиболее распространенным стандартом построения беспроводных сетей является Wi-Fi. С момента создания этого протокола в 1998 году было разработано и принято множество последовательно сменявших друг друга стандартов семейства IEEE 802.11, отличающихся друг от друга скоростью передачи данных и используемым частотным диапазоном. В настоящее время используются такие стандарты, как 802.11n (утвержден в 2009 г., используемые частоты 2,4 ГГц и 5 ГГц, скорость до 150 Мбит/с) — «Wi-Fi 4», 802.11ac (2014 г., частота 5 ГГц, скорость от 433 Мбит/с до 6,7 Гбит/с) — «Wi-Fi 5», 802.11ax (2019 г., частоты 2,4 ГГц и 5 ГГц, скорость до 11 Гбит/с) — «Wi-Fi 6» [1]. 3 января 2020 года представлено обозначение для устройств, способных работать на частоте 6 ГГц — «Wi-Fi 6E» [2], но данный стандарт еще не получил широкого распространения. При этом уже сейчас ведутся разработки нового стандарта 802.11be «Wi-Fi 7» [3], массовое внедрение которого ожидается в течение нескольких лет.

Актуальность данной работы обоснована тем, что в настоящий момент беспроводные локальные сети, обладающие такими достоинствами, как гибкость, мобильность, высокая скорость передачи данных, распространены практически повсеместно. Локальные системы беспроводной связи широко применяются не только на объектах социальной инфраструктуры (дома, офисы, кафе, вокзалы и т.д.), но и на удалённых или опасных производственных объектах. Устройства, осуществляющие беспроводную передачу данных, используются для организации систем телеметрии на нефтегазодобывающих предприятиях, для контроля за перемещением персонала и транспортных средств в шахтах и рудниках, для определения местоположения персонала при возникновении аварийных ситуаций и т. д. [4 – 7]. Тенденцией последних лет во всем мире является необходимость обеспечить множеству людей возможность работать и получать услуги удаленно,

что делает задачу развития способов доступа к сети Интернет и обмена информацией, в том числе развития локальных систем беспроводной связи, еще более актуальной.

Одним из перспективных направлений развития беспроводной связи является внедрение систем 5G, отличающихся высокой скоростью передачи данных (10 Гбит/с), большой пропускной способностью и низкой задержкой (1 мс), что необходимо для совершенствования таких сфер, как интернет вещей, автоматизация предприятий, беспилотный транспорт, медицинские технологии и т.д. В России планируется начать внедрение систем 5G в ближайшие годы. Согласно решению Госкомиссии по радиочастотам для этих целей отведены диапазоны 694 – 790 МГц, 2,3 – 2,4 ГГц, 2,57 – 2,62 ГГц, 4,4 – 4,99 ГГц (считается приоритетным) и 24,25 – 27,5 ГГц [8].

Исследование и разработка локальных систем беспроводной связи соответствует Приоритетным направлениям развития науки, технологий и техники в Российской Федерации (РФ) (п. 3. Информационно-телекоммуникационные системы) и Перечню критических технологий РФ (п. 12. Технологии доступа к широкополосным мультимедийным услугам), утвержденным Указом Президента РФ от 07.07.2011 г. № 899 [9]. Следует отдельно упомянуть, что в последнее время возникла необходимость в импортозамещении, т.е. создании отечественных технологий во всех сферах, в том числе, возросла актуальность разработки собственных алгоритмов и устройств беспроводной связи.

Основная сложность, с которой приходится сталкиваться при проектировании беспроводных локальных систем связи, состоит в том, что локальные системы имеют небольшой радиус действия (как правило, до 100 м) и используются в городской среде, внутри зданий или отдельных помещений. Распространение радиоволн в таких условиях существенно отличается от распространения в свободном пространстве, ввиду возникновения таких эффектов, как полное или частичное отражение, прохождение сквозь препятствия

(стены, мебель), наличие или отсутствие линии прямой видимости, явление дифракции, диффузное рассеяние, интерференция [10, 11]. Еще одну проблему создает то, что уже во время функционирования системы связи в зоне ее обслуживания могут внезапно возникать и исчезать дополнительные препятствия (например, перемещение поездов и скоплений людей на станции метро), то есть необходимо обеспечить достаточный уровень сигнала в меняющихся условиях.

Одним из этапов проектирования системы локальной беспроводной связи является частотно-территориальное планирование, в ходе которого осуществляется выбор конфигурации сети, мест установки базовых станций, выбор типа, высоты и ориентации антенн, распределение частот между базовыми станциями. Целью данного этапа является обеспечение на определенной территории, называемой зоной покрытия сети, уровня сигнала не ниже требуемого, что в условиях многолучевого распространения представляет собой сложную задачу. Кроме того, следует помнить, что если система работает в нескольких частотных диапазонах, то условия распространения для этих частот будут отличаться. В связи с этим для уменьшения временных и материальных затрат при проектировании беспроводной системы связи целесообразно на этапе частотно-территориального планирования выполнить предварительное моделирование зоны покрытия сети с помощью программного обеспечения.

Объект исследования: локальная система беспроводной связи.

Предмет исследования: распространение электромагнитной волны в зоне покрытия локальной системы беспроводной связи.

Цель диссертации: разработка гибридной имитационной модели распространения радиоволн в урбанизированной среде для частотно-территориального планирования зоны покрытия городских локальных систем беспроводной связи.

Задачи исследования:

- разработка алгоритма анализа распространения радиоволн в городской среде и внутри помещений, сочетающего в себе статистические и

детерминистские подходы;

- разработка программы для компьютерного моделирования распределения электромагнитного поля в заданных условиях с учетом эффектов многолучевого распространения, а также расположения и направленных и поляризационных свойств приемных и передающих антенн;

- разработка реконфигурируемой по частоте и поляризации антенны как элемента гибридной имитационной модели;

- оценка границ применимости гибридной имитационной модели для расчета распространения радиоволн в урбанизированной среде.

Тематика работы соответствует п. 10 «Исследования распространения радиоволн на различных трассах в природных и искусственных средах и влияние условий распространения и вида подстилающей поверхности на характеристики антенн» и п. 2 «Исследование характеристик антенн и микроволновых устройств для их оптимизации и модернизации, что позволяет осваивать новые частотные диапазоны, обеспечивать электромагнитную совместимость, создавать высокоэффективную технологию и т. д.» областей исследований научной специальности 2.2.14 Антенны, СВЧ-устройства и их технологии.

Методы исследования: метод геометрической оптики, метод геометрической теории дифракции, методы статистического анализа данных.

Достоверность и обоснованность результатов подтверждается путём сравнительного анализа результатов численных расчётов и компьютерного моделирования, полученных с использованием специализированного программного обеспечения Altair FEKO, WinProp [12], сравнительного анализа результатов решения модельных задач с результатами, представленными в отечественных и зарубежных публикациях других авторов, экспериментальной верификацией результатов моделирования антенны.

Научная новизна данного исследования состоит в следующем:

- разработана гибридная имитационная модель распространения радиоволн в урбанизированной среде на основе статистических и детерминированных

подходов для источников излучения с произвольными поляризационными и направленными свойствами;

- разработан новый алгоритм упрощенного учета дифракционных лучей при расчете распределения электрического поля.

Практическая ценность данного исследования состоит в следующем:

- разработана гибридная имитационная модель для частотно-территориального планирования зоны покрытия систем беспроводной связи;

- разработанная модель позволяет прогнозировать влияние движущихся препятствий на качество связи в беспроводном канале.

Сведения об основных научных результатах, опубликованных автором: по теме диссертационной работы опубликованы 24 работы, в том числе 5 статей в журналах, входящих в перечень ВАК, 10 статей, проиндексированных в Scopus и монография. Получено свидетельство о регистрации программы на ЭВМ.

Статьи в научных изданиях, входящих в Перечень ВАК:

1. Панычев, А. И. Анализ многолучевой структуры электромагнитного поля в помещении с группой препятствий / А. И. Панычев, А. А. Ваганова // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2016. – № 3 (176). – С. 53-65. (K2).

2. Панычев, А. И. Учет неровности поверхностей при анализе многолучевого распространения радиоволн в помещениях [Электронный ресурс] / А. И. Панычев, А. В. Максимов, А. А. Ваганова // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. – 2017. – № 10. – URL: <http://jre.cplire.ru/jre/oct17/4/text.pdf> (дата обращения: 28.08.25) (K1).

3. Ваганова, А. А. Приближенный учет дифракции радиоволн в задачах расчета зоны покрытия беспроводной сети / А. А. Ваганова, А. И. Панычев // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2017. – № 5 (190). – С. 135-148. DOI 10.23683/2311-3103-2017-5-135-148 (K2).

4. Ваганова, А. А. Детерминированно-статистический подход к оценке канальной матрицы системы ММО / А. А. Ваганова, Н. Н. Кисель, А. И. Панычев // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2018. – № 3 (197). – С. 124-

135. – DOI 10.23683/2311-3103-2018-3-124-135 (K2).

5. Ваганова, А. А. Направленные и поляризационные свойства микрополосковой реконфигурируемой антенны, перестраиваемой по частоте и поляризации / А. А. Ваганова, Н. Н. Кисель, А. И. Панычев // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2021. – № 2 (219). – С. 74-83. – DOI 10.18522/2311-3103-2021-2-74-83 (K2).

Публикации в сборниках трудов конференций, индексируемых в РИНЦ:

6. Панычев, А. И. Трехмерная трассировка сигналов локальной беспроводной сети связи между помещениями / А. И. Панычев, А. А. Ваганова // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КРЫМИКО'2015): Материалы докладов 25-й Международной Крымской конференции. В 2-х томах. Севастополь, 6 - 12 сентября 2015 года. – Севастополь: Севастопольский государственный университет. – 2015. – Т. 1. – С. 211-212.

7. Панычев, А. И. Синтез траектории лучевого преломления сигналов локальной беспроводной сети связи на элементах конструкций здания / А. И. Панычев, А. А. Ваганова // Излучение и рассеяние электромагнитных волн: Труды Междунар. научн. конф. «Излучение и рассеяние электромагнитных волн – ИРЭМВ-2015». – Ростов-на-Дону: Изд-во ЮФУ. – 2015. – 513 с. – С. 396-400.

8. Панычев, А. И. Оценка объемного распределения интенсивности проникающих в помещение сигналов WLAN / А. И. Панычев, А. А. Ваганова // 26-я международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КРЫМИКО'2016), Севастополь, 4 - 10 сентября 2016 года. – Севастополь: Севастопольский государственный университет. – 2016. – Т. 3. – С. 437-443.

9. Ваганова, А. А. Оценка интенсивности радиоизлучения источника, расположенного за преградой / А. А. Ваганова, А. И. Панычев // Проблемы современной системотехники. Сборник научных статей, выпуск X. – Таганрог: изд-во Южного Федерального университета. – 2016. – С. 41 — 46.

10. Панычев, А. И. Упрощенный расчет коэффициентов дифракции радиоволн внутри помещения / А. И. Панычев, А. А. Ваганова // Материалы Всероссийской научно-технической конференции с международным участием «Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении» (КомТех-2017). – Таганрог: изд-во Южного Федерального университета. – 2017. – С. 119 — 124.

11. Ваганова, А. А. Система автоматизированного проектирования радиочастотного планирования зон покрытия беспроводных систем связи в среде Mathcad / А. А. Ваганова, А. И. Панычев, Н. Н. Кисель // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции, посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ (г. Воронеж, 18–20 апреля 2023 г.): в 5 т. – Воронежский государственный университет; АО «Концерн “Созвездие”». – Воронеж: Издательский дом ВГУ. – 2023. – Т. 4. – С. 277-284.

12. Ваганова, А. А. Импортозамещающая программа моделирования многолучевого распространения радиоволн для учебных целей / А. А. Ваганова, А. И. Панычев, Н. Н. Кисель // Статья в сборнике «Инженер настоящего и будущего: практика и перспективы развития партнерства в высшем техническом образовании: материалы XIX Всероссийской научно-практической конференции с международным участием», в 2 т. – Южный федеральный университет. – Ростов-на-Дону; Таганрог: Издательство Южного федерального университета. – 2024. – Т.1. – С. 222-227.

Публикации в сборниках трудов конференций, индексируемых в Scopus:

13. Panychev, A. I. Modeling of ray refraction of WLAN signals on the structural elements of the building / A. I. Panychev, A. A. Vaganova // 2016 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2016: Proceedings. Moscow, 12 - 14 May 2016. – Moscow: IEEE. – 2016. – DOI 10.1109/SIBCON.2016.7491718.

14. Panychev, A.I. Approximate calculation of the diffraction coefficients in the analysis of WLAN coverage area / A.I. Panychev, A.A. Vaganova // Radiation and

Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW-2017). Gelendjik-Divnomorskoe, 26 - 30 June 2017. – Divnomorskoe: IEEE. – 2017. – P. 238-241. – DOI 10.1109/RSEMW.2017.8103638.

15. Panychev, A. I. Statistical evaluation of the influence of irregularities of reflecting surfaces at the planning of WLAN indoors / A. I. Panychev, A. A. Vaganova // 2017 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2017: Proceedings. Kazakhstan, Astana, 29 - 30 June 2017. – Astana: IEEE. – 2017. – DOI 10.1109/SIBCON.2017.7998455.

16. Panychev, A. I. Efficient three-dimensional ray tracing and electromagnetic field intensity estimation algorithm for WLAN / A. I. Panychev, A. A. Vaganova // Proceedings of 2017 IEEE East-West Design and Test Symposium, EWDTS 2017, Serbia, Novi Sad, 29 Sept. - 2 Oct. 2017. – Novi Sad: IEEE. – 2017. – DOI 10.1109/EWDTS.2017.8110105.

17. Panychev, A. I. Estimation of the transmission coefficients of a MIMO system radio channel indoors. / A. I. Panychev, A. A. Vaganova, N. N. Kisel // Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies, MWENT 2018: Proceedings, Moscow, 14 - 16 March 2018. – Moscow: IEEE. – 2018. DOI 10.1109/MWENT.2018.8337297.

18. Vaganova, A. A. The deterministic - statistical model of a MIMO system signal propagation indoors / A. A. Vaganova, A. I. Panychev, N. N. Kisel // Proceedings of 2018 IEEE East-West Design and Test Symposium, EWDTS 2018. Kazan, 14 - 17 Sept. 2018. – Kazan: IEEE. – 2018. – P. 378-383. DOI 10.1109/EWDTS.2018.8524603.

19. Vaganova, A. A. Simulation model of 5G coverage in urban areas / A. A. Vaganova, N. N. Kisel, A. I. Panychev // 2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW): Conference Proceedings, Divnomorskoe, 24 – 28 June 2019. – Divnomorskoe: IEEE. – 2021. DOI 10.1109/RSEMW.2019.8792791.

20. Vaganova, A. A. Statistical account of the obstacle position in a MIMO system channel matrix indoors / A. A. Vaganova, N. N. Kisel, A. I. Panychev // Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies, MWENT 2020: Proceedings,

Moscow, 11 - 13 March 2020. – Moscow: IEEE. – 2020. – DOI 10.1109/MWENT47943.2020.9067462.

21. Vaganova, A. A. Microstrip reconfigurable antenna with tunable frequency and polarization / A. A. Vaganova, N. N. Kisel, A. I. Panychev // 2021 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), Divnomorskoe, 28 June – 02 July 2021. – Divnomorskoe: IEEE. – 2021. – P. 127-130. – DOI 10.1109/RSEMW52378.2021.9494120

22. Vaganova, A. A. Developing an automated design system for radio frequency planning of wireless communication coverage in Mathcad environment / A. A. Vaganova, A. I. Panychev, N. N. Kisel // 2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), Divnomorskoe, 26-30 June 2023. – Divnomorskoe: IEEE. – 2023. – DOI 10.1109/RSEMW58451.2023.10202132.

Монография:

23. Панычев, А.И. Распространение радиоволн в локальных системах связи: монография / А.И. Панычев, А.А. Ваганова, Н.Н. Кисель. – Ростов-на-Дону; Таганрог: Издательство Южного федерального университета. – 2024. – 184 с. DOI: 10.18522/801332835.

Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ

24. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018663221 Российская Федерация. Программа трехмерной лучевой трассировки и расчета интенсивности электромагнитного поля в помещении с препятствием / А. А. Ваганова, А. И. Панычев; правообладатель ФГАОУ ВО «Южный федеральный университет», дата государственной регистрации в Реестре программ для ЭВМ 24 октября 2018 года.

Апробация работы: результаты представлены и обсуждены на конференциях различного уровня, в том числе:

- международная научная конференция «Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)» - 2017, 2019, 2021, 2023, Краснодарский край, п. Дивноморское;

- международный Московский семинар по электронным и сетевым технологиям “Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT)” - 2020, 2018, г. Москва;

- международный симпозиум East-West Design & Test Symposium (EWDTS) - 2018, г. Казань;

- международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь», 2023, г. Воронеж;

- международная научная конференция «Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)», 2016, г. Москва;

- международная научная конференция «Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo)» - 2015, 2016, Крым, г. Севастополь;

- всероссийская научно-техническая конференция с международным участием «Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении (КомТех)», 2017, 2021, 2025, г. Таганрог.

Реализация и внедрение результатов работы: результаты работы использованы при выполнении хоздоговорной работы № ХД-19-25-РТ (проект по созданию высокотехнологичного производства аппаратно-программных комплексов обработки сельхозсырья на основе СВЧ-излучения) в Инжиниринговом центре приборостроения радио и микроэлектроники НКБ «МИУС» ЮФУ, а также используются в учебном процессе кафедры антенн и радиопередающих устройств ИРТСУ ЮФУ. Акты внедрения приведены в приложениях к диссертации.

Личный вклад: основные научные результаты, результаты обзорных исследований, алгоритм и созданная на его основе компьютерная программа [13], математические модели и численные результаты, приведенные в диссертационной работе, получены автором лично.

Структура и объем работы. Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав основного текста и заключения. Работа содержит 246 стр., в том числе 186 стр. основного текста, 100 рисунков, 9 таблиц, список литературы из 249 наименований на 30 стр., приложения на 28 стр.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Гибридная имитационная модель, реализованная в виде программы в среде Mathcad, позволяет выполнить анализ распространения электромагнитного поля в условиях помещений и городской застройки с учетом эффектов многолучевого распространения (соответствует п. 10 паспорта специальности 2.2.14) и комплексных характеристик направленности антенн и снизить организационно-технические затраты при частотно-территориальном планировании зоны покрытия городской локальной системы связи;

2. Алгоритм упрощенного расчета коэффициентов дифракции радиоволн на ребрах препятствия (соответствует п. 10 паспорта специальности 2.2.14), представляющий собой комбинацию аналитических и вычислительных приемов, позволяет сократить время расчета примерно в 80 раз по сравнению с точным расчетом на том же компьютере при практически идентичных результатах (разность значений поля, полученных в одной и той же точке разными способами, не превышает 0,5 %);

3. Алгоритм статистической оценки изменения условий распространения электромагнитных волн (соответствует п. 10 паспорта специальности 2.2.14) позволяет учесть влияние случайного перемещения препятствий в зоне покрытия системы беспроводной связи, а также влияние неравномерностей отражающих поверхностей;

4. Конструкция реконфигурируемой перестраиваемой по частоте и поляризации микрополосковой антенны для устройств беспроводной связи диапазона 2 – 7 ГГц (соответствует п. 2 паспорта специальности 2.2.14) позволяет повысить эффективность приема сигнала в условиях многолучевого распространения (соответствует п. 10 паспорта специальности 2.2.14) за счет выбора варианта настройки параметров антенны.

ГЛАВА 1. АНАЛИЗ СПОСОБОВ РАСЧЕТА ЗОНЫ ПОКРЫТИЯ БЕСПРОВОДНЫХ ЛОКАЛЬНЫХ СЕТЕЙ И ОБОСНОВАНИЕ ЦЕЛИ ИССЛЕДОВАНИЯ

1.1. Методы анализа распространения радиоволн внутри помещений и в условиях плотной городской застройки

Характерной средой функционирования беспроводных локальных сетей являются помещения и здания (одно или несколько соседних) [10, 11]. Существующие методы анализа распространения радиоволн внутри помещений и в условиях плотной городской застройки можно разделить на обобщенные и детерминистские [10]. Статистические методы прогнозирования распространения электромагнитного поля используют в качестве основы презентативную выборку экспериментальных измерений реальных сигналов в похожих условиях, тогда как детерминистские методы учитывают влияние конкретных условий распространения сигнала, в частности, возможных препятствий на его пути.

Статистические модели распространения также часто называют обобщенными, поскольку они являются результатом обобщения большого числа измерений мощности принимаемого сигнала в различных условиях. Обзор различных статистических моделей распространения электромагнитного поля представлен в работах [14 – 16]. Среди наиболее часто применяемых статистических моделей можно выделить такие модели как One Slope [17], модель Окамура-Хата [18, 19], модель Уолфиша-Икегами (COST 231) [20], модель Dual-slope [21], модель Берга [22] и др.

Первой статистической моделью распространения радиоволн в условиях городской застройки была модель Окамура [18]. На основании проводившихся в течении нескольких лет измерений электромагнитного поля в Токио было предложено соотношение, описывающее зависимость потерь L в дБ от расстояния между передающей и приемной антеннами:

$$L = L_0 + A(f, r) + C(h_{oc}) + C(h_{ac}),$$

где $L_0 = \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2$ – потери при распространении в свободном пространстве, r – длина трассы в км, $A(f, r)$ – отношение величины потерь в городе с квазигладкой поверхностью земли к потерям в свободном пространстве, $h_{\text{бс}} = 200$ м – эффективная высота антенны базовой станции, $h_{\text{ас}} = 3$ м – эффективная высота антенны абонентской станции, $C(h_{\text{бс}})$ и $C(h_{\text{ас}})$ – корректирующие коэффициенты для случая, когда эффективные высоты антенн отличаются от указанных выше значений. В модели Окамура вычисляется по формуле только величина L_0 , а все остальные параметры определяются по графикам, построенным на основании экспериментальных данных.

Данная формула довольно проста, но она не учитывает резкий перепад высот, характерный, например, для городских условий. Однако модель Окамура послужила основой для дальнейших модификаций моделей, применяемых для расчета распространения сигнала.

В модели Хата [19], также часто называемой модель Окамура-Хата, уточняется формула оценки потерь для различных условий: сельская местность, маленький, средний и большой город. При этом расчетные формулы выглядят следующим образом [23]:

- средний и малый город:

$$L = 68,75 - 13,82 \lg h_{\text{бс}} + 27,72 \lg f + (44,9 - 6,55 \lg h_{\text{бс}}) \lg r - (1,1 \lg f - 0,7) h_{\text{ас}},$$

- большой город при $f \leq 200$ МГц:

$$L = 70,65 - 13,82 \lg h_{\text{бс}} + 26,16 \lg f - 8,29 (\lg(1,54 h_{\text{ас}}))^2 + (44,9 - 6,55 \lg h_{\text{бс}}) \lg r,$$

- большой город при $f \geq 400$ МГц:

$$L = 74,52 - 13,82 \lg h_{\text{бс}} + 26,16 \lg f - 3,2 (\lg(11,75 h_{\text{ас}}))^2 + (44,9 - 6,55 \lg h_{\text{бс}}) \lg r,$$

- пригород:

$$L = 63,35 - 13,82 \lg h_{\bar{o}c} + 27,72 \lg f - 2 \left(\frac{\lg f}{28} \right)^2 + \\ + (44,9 - 6,55 \lg h_{\bar{o}c}) \lg r - (1,1 \lg f - 0,7) h_{ac},$$

- сельская местность:

$$L = 32,81 - 13,82 \lg h_{\bar{o}c} + 46,05 \lg f - 4,78 (\lg f)^2 + \\ + (44,9 - 6,55 \lg h_{\bar{o}c}) \lg r - (1,1 \lg f - 0,7) h_{ac},$$

где r — длина трассы в км, $h_{\bar{o}c}$ — высота антенны базовой станции, h_{ac} — высота антенны абонентской станции, f — частота сигнала.

За счет такой модификации было достигнуто более хорошее совпадение экспериментальных и расчетных результатов [24], однако, как и предыдущая модель, модель Окамура-Хата пригодна только для частот меньше или равных 1,5 ГГц.

Модель Ли [25] описывает распространение электромагнитного поля на частоте 900 МГц с помощью выражения

$$L = 10n \lg r + k - 20 \lg h_{\bar{o}c} - 10 \lg h_{ac} + 59,$$

где r — длина трассы в км, $h_{\bar{o}c}$ — высота антенны базовой станции, h_{ac} — высота антенны абонентской станции, $n = 2,35 \dots 4,8$ и $k = 49 \dots 84$ — параметры, зависящие от частоты и типа территории. Таким образом, в этой модели зависимость потерь от расстояния представляет собой логарифмическую функцию, коэффициент наклона и параметр сдвига которой зависят от условий распространения.

Модель Икегами [23] учитывает лучи, однократно отраженные от соседних с абонентской станцией зданий. Кроме того, ближайшее к абонентской станции здание аппроксимируется эквивалентным ребром, на котором рассчитывается дифракция. Ослабление сигнала рассчитывается по следующей формуле:

$$L = -5,8 - 10 \lg w + 10 \lg f + 20 \lg (h_{kp} - h_{ac}) + L_{ori} - 10 \lg \left(1 + \frac{3}{L_r^2} \right),$$

где $h_{кр}$ – высота зданий, h_{ac} – высота антенны абонентской станции, f – частота сигнала, w – ширина улицы, $L_r^2 = 0,5$ – потери при отражении, $L_{ori} = 10\lg(\sin \varphi)$ – поправка на ориентацию улицы (φ – угол между направлением улицы и направлением от абонентской станции к базовой станции). Недостатками данной модели являются отсутствие учета высоты антенны базовой станции и сравнительно низкий частотный диапазон (200 – 600 МГц), кроме того, предполагается, что антенна абонентской станции расположена строго посередине улицы.

Модель Ксиа-Бертони [26] позволяет учесть дифракцию на крышах зданий и пригодна для частот до 2 ГГц. Расчет ослабления производится по формуле

$$L = L_0 + L_{rts} + L_{msd},$$

где $L_0 = \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2$ — потери при распространении в свободном пространстве;

$$L_{rts} = -10\lg\left(\frac{\lambda\left|\frac{1}{\theta} - \frac{1}{2\pi + \theta}\right|^2}{2\pi^2\sqrt{(h_{кр} - h_{ac})^2 + x^2}}\right) - \text{потери за счет дифракции с крыш соседнего}$$

здания и рассеивания, $\theta = \frac{1}{\lg\frac{h_{кр} - h_{ac}}{x}}$, x – расстояние от стены соседнего здания

до абонентской станции; $L_{msd} = -10\lg|Q_N^2|$ – множественная дифракция на

крышах зданий, где $Q_N = \sqrt{N} \sum_{q=0}^{\infty} \left(I_{N-1,q} \frac{2g\sqrt{2\pi}}{q!} \right)$, N – количество дифракционных

экранов, $g = (h_{ac} - h_{кр})\sqrt{\frac{1}{b\lambda}}$ – положение антенны базовой станции h_{ac}

относительно уровня крыш $h_{кр}$, b – расстояние между зданиями. Однако в модели Ксиа-Бертони используется допущение об одинаковой высоте зданий и одинаковом расстоянии между ними.

Для расчета систем сотовой связи часто используется модель COST-231, также называемая модель Уолфиша-Икегами [20], основанная на предыдущих моделях (Окамура-Хата, Икегами и Ксиа-Бертони). Модель используется на частотах 0,8 — 2 ГГц и позволяет учесть потери за счет отражения от зданий (с учетом ширины улицы) и потери, обусловленные ориентацией улиц относительно направления прихода сигнала. При нахождении абонентской станции в зоне прямой видимости для базовой станции потери при распространении вычисляются как

$$L = 42,6 + 26 \lg r + 20 \lg f ,$$

где r — длина трассы в км, f — частота сигнала.

Если прямая видимость отсутствует, то потери при распространении рассчитываются по формуле

$$L = L_0 + L_{rts} + L_{msd} ,$$

где

$L_0 = 32,44 + 20 \lg r + 20 \lg f$ — потери при распространении в свободном пространстве;

$$L_{rts} = -16,9 - 10 \lg w + 10 \lg f + 20 \lg (h_{kp} - h_{ac}) + L_{ori} ,$$

где w — ширина улицы, h_{kp} — высота зданий, h_{ac} — высота антенны абонентской станции, L_{ori} — поправка на ориентацию улиц, определяемая как

$$\begin{aligned} & -10 + 0,354 \cdot \varphi, & 0 \leq \varphi < 35^\circ; \\ L_{ori} = & 2,5 + 0,075 \cdot (\varphi - 35), & 35^\circ \leq \varphi < 55^\circ; \\ & 4 - 0,114 \cdot (\varphi - 55), & 55^\circ \leq \varphi < 90^\circ; \end{aligned}$$

$$L_{msd} = l_1 + l_2 + l_3 \lg r + l_4 \lg f - 9 \lg b$$

— множественная дифракция на крышах зданий, где

$$l_1 = \begin{cases} -18 \lg(1 + h_{\bar{o}c} - h_{кр}), & h_{\bar{o}c} > h_{кр}; \\ 0, & h_{\bar{o}c} \leq h_{кр}; \end{cases}$$

$$l_2 = \begin{cases} 54, & h_{\bar{o}c} > h_{кр}; \\ 54 - 0,8(h_{кр} - h_{\bar{o}c}), & h_{\bar{o}c} \leq h_{кр}; \quad r \geq 0,5; \\ 54 - 1,6(h_{кр} - h_{\bar{o}c}), & h_{\bar{o}c} \leq h_{кр}; \quad r < 0,5; \end{cases}$$

$$l_3 = \begin{cases} -18, & h_{\bar{o}c} > h_{кр}; \\ 18 - 15(h_{\bar{o}c} - h_{кр}), & h_{\bar{o}c} \leq h_{кр}; \end{cases}$$

$$l_4 = \begin{cases} -4 + 0,7\left(\frac{f}{925} - 1\right), & \text{пригород}; \\ -4 + 1,5\left(\frac{f}{925} - 1\right), & \text{большой_город}. \end{cases}$$

Недостатком модели Уолфиша-Икегами является учет только средней высоты зданий, но существует модификация, учитывающая вероятность распределения высот.

Разработке моделей радиоканалов с помехами, адекватных реальным каналам связи, посвящены работы [27 - 34], в которых используются многопараметрические модели, описывающие аддитивные и мультипликативные помехи в виде случайных процессов с заданными статистическими характеристиками. Модель медленных замираний в канале связи предложена в [27, 28]. Моделирование быстрых замираний для сигнала с помехами представлено в [29]. Имитационно-аналитическая модель многолучевого дискретного канала связи с замираниями и помехами предложена в [30]. Канал с имитацией быстрых, медленных и частотно-селективных замираний на основе многоотводной линии задержки с управлением коэффициентами передачи и последующим суммированием описан в [31]. Схема реализации случайных процессов, моделирующих аддитивные и мультипликативные помехи в канале связи, представлена в [32]. Имитационная модель многолучевого радиоканала с

замираниями, основанная на модели Джейкса [33], предназначенная для оценки помехоустойчивости систем связи, и комплекс функций в среде Matlab для моделирования канала с заданными параметрами представлена в [34]. Однако известные модели каналов не универсальны и не могут описать всё многообразие возможных помех, поскольку каждый канал связи обладает своими особенностями.

Статистические модели основаны на анализе одного или нескольких лучей, соединяющих точку источника и точку наблюдения, позволяющем оценить уровень принимаемого сигнала. Для обобщенных моделей потери на трассе внутри помещения характеризуются как средними потерями на трассе, так и связанной с ними статистикой замираний вследствие затенения. Некоторые модели также учитывают ослабление сигнала при его прохождении через стены и/или перекрытия. Основным достоинством статистических моделей является простота использования и быстрота вычислений.

Недостатком всех статистических методов является то, что для расчета используются эмпирические модели, построенные на результатах экспериментальных исследований и не отражающие физических процессов. Оптимальный подбор значений параметров, наиболее точно соответствующих конкретным условиям распространения, представляет собой отдельную задачу. Зачастую для выбора их величины требуется выполнить экспериментальные измерения напряженности поля в некоторых точках, чтобы провести калибровку модели для ее большего соответствия имеющимся условиям [35]. При использовании для соседних участков местности разных статистических моделей может оказаться, что на их общей границе значения электромагнитного поля в одних и тех же точках, полученные с помощью этих моделей будут разными за счет большого числа выбираемых параметров, отличающихся для каждой модели.

Кроме того, статистические модели изначально предназначены для расстояний больше 1 км и, соответственно, могут с уверенностью применяться для расчета зоны покрытия базовых станций сотовой связи, но при

проектировании локальных сетей могут давать погрешность.

Помимо статистических моделей, основанных на расчете по формулам, для расчетов покрытия можно использовать кривые распространения [36], полученные эмпирическим путем и показывающие, как убывает напряженность поля по мере удаления от передающей антенны для разных условий распространения. Данный подход обладает теми же достоинствами и недостатками, как и статистические модели. Имеющиеся в справочниках кривые распространения даны для некоторого набора эффективных высот передающей антенны. Если высота используемой антенны отличается от этих значений, то предполагается интерполировать кривые, соответствующие значениям выше и ниже требуемой высоты, что также может привести к отличию рассчитанных и реальных значений. Экспериментальные данные, приведенные в [37], подтверждают, что при расчете по рекомендации МЭС Р.1546 [36] получается завышенное ослабление в зоне прямой видимости.

Также следует отметить, что упомянутые статистические модели основаны на измерениях, выполненных преимущественно зарубежными специалистами, и соответственно наилучшим образом учитывают особенности климата, рельефа и застройки этих стран. Поэтому можно предположить, что при использовании таких моделей в условиях России и СНГ может возникнуть некоторая дополнительная погрешность.

Детерминистские модели различной степени точности позволяют выполнить расчет распространения электромагнитного поля с учетом особенности местности и ее застройки. К детерминистским методам анализа распространения луча относятся лучевые и численные методы. Лучевые методы (методы лучевой трассировки) основаны на приближении геометрической оптики и учитывают отражения от стен помещения и дифракцию на границах препятствий. Использование этих моделей позволяет максимально полно учесть информацию о планировке здания, поскольку определяются все возможные пути попадания сигнала из передающей антенны в приемную. Для этого в детерминистских

моделях учитываются особенности конкретного места распространения, такие как геометрия помещений, влияние строительных материалов здания на характеристики распространения на рассматриваемой частоте, отражение, дифракцию, и передачу сигнала через стены. Траектории лучей, отраженных от стен и других поверхностей или прошедших сквозь них, рассчитываются с помощью уравнений Френеля [38 – 41]. Для расчета дифрагированных лучей может использоваться геометрическая теория дифракции [42 – 44].

Среди методов лучевой трассировки выделяется два подхода: метод изображений (Image Method, метод зеркального источника) [45 – 54] и метод запуска и отскока луча (SBR, Shooting-and-Bouncing-Ray) [55 – 65]. В методе изображений используются изображения приемника по отношению ко всем отражающим поверхностям окружающей среды. Рассчитываются координаты всех изображений, а затем определяются траектории лучей по направлению к этим изображениям. Метод запуска и отскока луча предполагает равномерное распределение ряда возбужденных лучей в пространстве вокруг передающей антенны. Траектория каждого луча прослеживается до тех пор, пока он не достигнет приемника, или его амплитуда не упадет ниже заданного уровня. Подход с возбуждением луча более гибкий по сравнению с использованием изображений, так как дифрагированные и рассеянные лучи можно рассматривать вместе с зеркально отраженными. Особенности двух этих методов подробнее описаны в разделе 1.2 данной работы.

Недостатком лучевых моделей является их чувствительность к точности исходных данных, таких как параметры материалов и местоположение отражающих поверхностей и препятствий [10]. Кроме того, используя детерминированные модели, всегда приходится соблюдать компромисс между точностью результатов и объемом вычислительных ресурсов, требующихся для их получения.

К точным методам расчета распространения радиоволн внутри помещений относятся численные методы, предназначенные для решения уравнений

Максвелла в дифференциальной или интегральной формах, например, метод конечных разностей во временной области FDTD [66], метод конечных элементов FEM [67], метод моментов МоМ [68] и т. д. Эти методы широко реализованы в существующих компьютерных программах для расчета электромагнитного поля. Однако поскольку методы вычислительной электродинамики основаны на дискретизации дифференциальных или интегральных уравнений, их недостатками являются большие затраты памяти и низкая скорость вычислений, особенно для задач электрически большого размера. Поэтому использование их для случаев, когда размеры расчетной области очень велики по сравнению с длиной волны, нецелесообразно.

Для решения электрически больших задач может также применяться метод параболического уравнения, который ищет решения в «параксиальной» области с помощью аппроксимации [69]. Однако данный метод применяется для расчета областей большой протяженности с узким углом над поверхностью Земли [70, 71].

1.2. Обзор методов лучевой трассировки

Как сказано в разделе 1.1, основными методами лучевой трассировки являются метод **SBR** (*Shooting-and-Bouncing-Ray, метод запуска и отскока луча*) и метод изображений (*Image Method, метод зеркального источника*).

Метод **SBR** изначально был разработан для расчета ЭПР полости произвольной формы [55], но затем стал широко использоваться при моделировании распространения радиоволн. Основная идея SBR состоит в том, чтобы проследить ход каждого луча, запущенного из источника, и определить, достигнет ли он точки приема [56 – 65]. Эта процедура состоит из трех последовательных шагов: запуск луча; лучевая трассировка; прием луча.

На этапе запуска луча обычно требуется, чтобы все лучи, исходящие из точки источника, были распределены насколько возможно равномерно, для того чтобы каждый луч переносил одинаковую мощность для изотропного источника. Для этого нужно выполнить равномерное разбиение сферической поверхности. Известно, что наиболее равномерное разбиение сферы — это представление ее в

виде правильного икосаэдра, состоящего из 20 одинаковых правильных треугольных граней и 12 вершин. Более точное разбиение приведет к тому, что поперечное сечение лучевых трубок будет неравномерным [72]. Однако на практике это не вызывает существенных проблем и результаты расчета потерь методом лучевой трассировки сравнимы по точности с результатами измерений.

Луч, покинувший источник, может непосредственно попасть в точку приема, или быть отраженным и/или дифрагировавшим несколько раз перед тем, как достигнет ее. При выполнении трассировки в городской среде важным шагом является определение того, пересекает ли луч какой-либо объект в исследуемой области, поскольку при столкновении луча с препятствием возникает отраженный или дифракционный луч. Проверка всех случаев возможного взаимодействия луча с объектами может занимать более 90 % времени вычислений [73]. В связи с этим существует множество исследований, направленных на ускорение алгоритмов лучевой трассировки.

На последнем этапе выполняется проверка того, был ли луч принят. Как правило, рассматривается не отдельный бесконечно тонкий луч, а лучевая трубка, то есть, трубка, окружающая центральный луч, внутри которой содержится и распространяется энергия [45]. При распространении луча поперечное сечение лучевой трубки увеличивается, однако при этом плотность энергии в этом сечении уменьшается, так что общая величина энергии, переносимой через поперечное сечение этой трубки, остается постоянной. Таким образом, чтобы определить, был ли принят луч, необходимо проверить, попала ли точка приема внутрь лучевой трубки. Если да, луч считается принятым и может быть вычислено соответствующее электромагнитное поле в точке приема.

Существуют два типа лучевых трубок (рисунок 1.1). Один имеет круглое поперечное сечение, тогда как другой — многоугольное. Вариант с лучевыми трубками круглого сечения проще реализовать, но он может привести к тому, что один луч будет учтен несколько раз за счет того, что круги, образованные сечениями соседних трубок, будут частично перекрываться [74]. Для лучевых

трубок с многоугольным (обычно треугольным) поперечным сечением, такой проблемы не возникает, но в этом случае три или более лучей, задающих границы трубки, должны трассироваться одновременно, что понижает скорость вычислений и повышает сложность программирования.

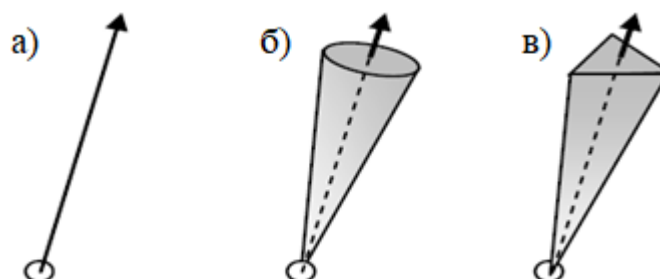


Рисунок 1.1 - Луч (а) и лучевые трубки с круглым (б) и треугольным (в) поперечным сечением

Основным недостатком метода SBR является необходимость учета огромного количества лучей, поскольку даже небольшой угол между исходящими из одной точки лучами приведет к их значительному расхождению на удалении от источника. В связи с этим существует множество модификаций данного метода, направленных на увеличение скорости расчета, либо на сохранение точности расчета при учете меньшего числа лучей. Основные используемые для этого приемы и способы описаны далее [65, 72, 75 – 96].

Одной из первых попыток ускорить выполнение лучевой трассировки было **разбиение окружающих поверхностей на сетку**. Суть данного метода, описанного в [72, 75 – 81], заключается в том, что все окружающие поверхности разбиваются на небольшие ячейки и в базе данных сохраняется информация об их свойствах, а также о том, с какими ячейками они граничат. Затем анализируется последовательное прохождение луча по данным элементам, то есть, когда луч извне попадает в некоторую ячейку, то имеющаяся информация о соседних с ней ячейках позволяет определить, куда дальше пойдет луч. Такой подход позволяет сократить количество объектов, взаимодействие луча с которыми нужно проверить, и таким образом увеличивает скорость вычислений.

Существует несколько методов пространственного разбиения. При

равномерном разбиении все пространство разбивается на сетку, состоящую из одинаковых ячеек, и определяется, к каким ячейкам относятся расположенные в исследуемой области объекты. Например, при расчете в трехмерном пространстве ячейки могут иметь вид прямоугольных параллелепипедов заданного размера. Такой метод особенно эффективен, когда все объекты выравнены по линиям сетки [78].

При разбиении пространства на треугольную сетку каждая треугольная ячейка содержит информацию о трех соседних (имеющих общие с ней стороны), а для каждой вершины создается список треугольников, к которым она относится. При трассировке луча эта информация позволяет легко определить следующую ячейку, в которую войдет луч. Более подробное описание этого способа представлено в [76, 79 – 81].

С точки зрения компромисса между точностью описания исследуемого пространства и затраченным объемом памяти рекомендуется использовать прямоугольную сетку при расчете распространения внутри помещений, а треугольную при анализе больших пустых пространств [75].

Эффективность равномерного разбиения снижается, если объекты в исследуемой области расположены неравномерно. В такой ситуации может применяться способ разбиения пространства, который носит название «иерархия ограничивающего объема» (Bounding Volume Hierarchy, BVH). Метод BVH разбивает пространство на ограничивающие объемы (то есть, объемные ячейки) разного размера. Если в некоторой области расположено мало объектов, ее можно разбить на несколько больших частей. Если же объектов внутри рассматриваемой области много, ее нужно разделить на множество ограничивающих объемов меньшего размера [72, 78].

Одним из способов лучевой трассировки является способ *расщепления луча (ray splitting)*, описываемый в работах [82 – 86]. Электромагнитное поле, излучаемое источником, представляется в виде набора лучевых трубок, каждая из которых переносит некоторую часть общей излучаемой мощности [82]. Лучевая

трубка заканчивается при достижении границ областей, на которые разбито пространство, или при пересечении с объектом, и разделяется на несколько новых трубок. Набор последовательных лучей формирует путь, который заканчивается при выполнении одного из условий: максимальное число пересечения границ достигнуто; максимальное число отражений или прохождений достигнуто; потери превысили заданное значение.

Существует дополнение к способу расщепления луча, с помощью которого можно учесть дифракцию на кромках [83]. Для этого составляется решетка, в узлах которой содержатся геометрические данные (координаты углов стен, концевых точек дифракционных ребер, точек приема), а связи между ними описывают переходы от одного узла к соседним. Если луч попадает в приемник, он считается принятым; если на стену, разделяется на отраженный и прошедший лучи; если на ребро, то в этой точке располагается новый источник дифракционного поля и для него выполняется трассировка.

Описанный метод деления пространства на лучевые трубки находит отражение и в более современных работах. Работы [84 – 86] также основаны на том, что строится некоторый пучок лучей из источника и определяются точки пересечения его «крайних» лучей со стенами, полом и потолком. В случае, когда три луча, обозначающие границы лучевой трубки, попадают на разные поверхности, лучевую трубку должна быть разделена на несколько меньших [84]. Метод формирования лучевых трубок, позволяющий избежать многократного учета луча при пересечении сфер приема, а также избежать случая «пропуска» луча, в случае, когда объект пересекается только с краем лучевой трубки, а не с ее центром, предложен в [86].

Еще одним способом ускорения лучевой трассировки и повышения точности получаемого результата является *метод разложения/декомпозиции волновых фронтов*, описанный в работах [87 – 92]. Метод, основной идеей которого является определение вокруг передатчика направлений, по которым передается энергия в приемник, и затем выполнение трассировки лучей с более

высоким разрешением именно для этих углов, предложен и описан в статье [87]. Реализация данной идеи состоит в следующем: источник окружается икосаэдром, каждая грань которого разбивается на участки, называемые волновыми фронтами. Из этих участков посылаются лучи, которые обрабатываются обычным SBR-методом. Затем выбираются только те участки, лучи из которых достигли приемника. Они разбиваются на более мелкие и из них опять посылаются лучи, затем снова выбираются только те участки, лучи из которых достигли приемника, и т. д.

Поскольку в данных работах выполняется трассировка не отдельных бесконечно тонких лучей, а так называемых лучевых трубок, описываемых тремя лучами, соединяющими точку источника с углами соответствующего треугольника — волнового фронта, то даже при небольшом изначальном угле между лучами площадь поперечного сечения лучевой трубки значительно увеличивается с расстоянием. Как следствие, такой волновой фронт может спроецироваться сразу на несколько по-разному ориентированных отражающих поверхностей, например, на угол препятствия. В этом случае нужно разложить его на 2-3 меньших фронта и для каждого из них выполнять дальнейшую трассировку независимо.

Еще одной проблемой, возникающей вследствие лучевой трассировки лучевых трубок, а не отдельных лучей, является то, что, хотя луч, находящийся внутри лучевой трубки, фронт которой достиг приемника, считается принятым, у него могут быть неправильно вычислены углы преломления и/или отражения, а соответственно амплитуда и фаза. Для предотвращения этого существует способ, позволяющий выразить каждый луч внутри лучевой трубки через векторную сумму (с некоторыми коэффициентами) трех лучей, образующих границы трубки [92].

Существует также похожий метод, отличие которого состоит в том, что на треугольные элементы разбиваются сразу все отражающие поверхности, а не только окружающее передатчик пространство [88]. Падающие лучи запускаются

из передатчика к центральным точкам этих элементов. После вычисления отраженных лучей треугольники разбиваются на несколько меньших частей, из которых запускаются лучи, параллельные изначальным, и т. д. В статье [88] этот подход описан применительно к расчету ЭПР объектов, но он в принципе может быть применен и к расчету распространения радиоволн.

Одним из вариантов лучевой трассировки является метод SBR-polygon, похожий на способ декомпозиции волновых фронтов. Отличие данного метода заключается в том, что запускается не луч, а пучок лучей, представляющих в поперечном сечении многоугольник, который проецируется на поверхность препятствия [65].

Разновидностью лучевой трассировки является **двунаправленная лучевая трассировка (*bidirectional ray-tracing*)** [93 – 96], в основе которой лежит теорема взаимности. В этом случае лучи запускаются как из точки передатчика, так и из точки приемника. Эти лучи попадают на некоторую разделяющую передатчик и приемник поверхность (которая может быть и замкнутой, и незамкнутой). В точках пересечения лучей с поверхностью вычисляются значения поля и рассчитывается интеграл взаимности. Утверждается, что описанный способ позволяет получить более точные результаты, чем обычная лучевая трассировка. Это связано с тем, что при обычной однонаправленной SBR-трассировке могут быть найдены не все возможные пути, либо неправильно рассчитан вклад разных лучей при выборе слишком большой сферы приема (области пространства, при попадании луча в которую считается, что он достиг приемника). Однако в посвященных двунаправленной трассировке работах [93 – 96] не описано, по каким критериям выбираются конкретные параметры разделяющей поверхности (размер, форма, положение в пространстве) и насколько сильно эти параметры влияют на получаемый результат при прочих равных условиях. Кроме того, если разделяющая поверхность является абстракцией, введенной для удобства вычислений (поскольку физически она не существует и соответственно лучи на ней не должны преломляться), то возможен случай, когда с разных сторон в одну

и ту же точку на поверхности попадают два луча, не являющиеся продолжением друг друга и не формирующие единый путь передачи. Данный момент и его влияние на точность результата не описаны в статьях.

Среди подходов к выполнению лучевой трассировки можно выделить также способы, направленные на *поиск преобладающего пути*, то есть пути, по которому в конкретной ситуации передается большая часть энергии. Для этого перед расчетом выполняется анализ окружающей обстановки, удаляются части поверхностей, заведомо находящиеся в тени (задние стены зданий и перекрывающие друг друга части объектов). После этого строится «*дерево видимости*» (*visibility tree*), имеющее следующий вид: передатчик → углы, расположенные в прямой видимости от точки передатчика → стены и углы, видимые из предыдущих точек → ... → приемник. «Лишние», то есть не приводящие к приемнику за заданное число шагов, ветви удаляются из памяти компьютера еще на этапе составления дерева для экономии памяти [96, 97].

Для ускорения вычислений при построении дерева видимости можно использовать следующие три приема [98]. Во-первых, для заданного положения передатчика определяются области, видимые из этой точки. Для каждой видимой области, если она содержит стену/ребро, определяются области отражения/дифракции. Для полученных таким образом новых областей процедура продолжается до тех пор, пока в одной из них не встретится приемник, либо не будет достигнуто максимально заданное число взаимодействий. В итоге определяются несколько возможных путей передачи, для которых выполняется точный расчет методом зеркального источника. Во-вторых, область распространения ограничивается определенным участком. В-третьих, анализируемая область заранее разбивается на участки, для которых строятся деревья видимости, после чего проверяется, к какому из них передатчик расположен наиболее близко, и для него производится расчет.

Метод обработки окружающего пространства, при котором все элементы геометрии разбиваются на плоские ячейки, описываемые координатами центра и

радиусом (расстоянием от центра до самой удаленной вершины), а затем рассчитываются и составляются матрицы, содержащие информацию о том, откуда, куда и под каким углом может попасть луч, предложен в [99]. **Модель преобладающего пути (DPM, Dominant Path Model)**, при которой для определения одного или нескольких основных путей передачи составляется дерево вида: передатчик → все соседние стены → все соседние с ними стены → ... → приемник, описана в работах [100, 101]. Если передатчик и приемник расположены в одном помещении, то в качестве дерева видимости используется последовательность всех выпуклых углов, видимых при перемещении луча от передатчика к приемнику. Затем рассчитываются и сравниваются потери при прохождении полученных путей и в качестве преобладающего выбирается путь с меньшими потерями. Если существует несколько путей, вносящих примерно равный вклад в величину поля в точке приема, то нужно учесть их все. Преимуществом модели DPM по сравнению с SBR является скорость расчета и меньшая чувствительность к точности данных о положении отражающих поверхностей. Такая модель используется в программе WinProp.

Метод изображений основан на том, что строятся изображения приемника (или источника) по отношению ко всем отражающим поверхностям окружающей среды. Рассчитываются координаты всех изображений, а затем определяются траектории лучей по направлению к этим изображениям [44 – 52]. Основным недостатком данного метода является то, что построение зеркального источника относительно каждой отражающей поверхности может быть сложным при детальном моделировании окружающей обстановки, а также то, что этот метод имеет высокую чувствительность к точности описания геометрии пространства. Метод SBR проще в реализации, чем метод изображений, но точность определения траектории луча в методе изображений выше.

Можно выделить также **гибридные подходы**, сочетающие в себе несколько методов, например, метод SBR и метод изображений, либо метод SBR и статистический подход. Детерминированная модель, использующая

модифицированный метод SBR/Image для расчета каналов распространения радиоволн в помещении, предложена в работах [102 – 105]. Сначала выполняется SBR-трассировка лучевых трубок, затем трассировка отраженных лучевых трубок и т. д. Если точка приемника оказывается внутри какой-то из трубок, то луч из этой трубки считается принятым, а точная величина электромагнитного поля вычисляется методом изображений (строится зеркальный источник). В представленных работах учитываются только прямые и отраженные лучи, прохождение сквозь стены не рассматривается.

Еще один гибридный метод, обладающий преимуществами SBR (скорость вычислений) и метода изображений (точное определение пути луча), предложен в [106]. Сначала используется метод SBR для определения достигнувших приемника лучей. Затем только для этих лучей применяется метод изображений для уточнения траектории. Поскольку в этом случае все отражающие поверхности, встретившиеся на пути каждого луча, известны, метод изображений должен только определить изображения передатчика или приемника по отношению к этим поверхностям в нужной последовательности. Поскольку количество принятых лучей обычно гораздо меньше, чем общее число запущенных лучей, то затраты от использования метода изображений для уточнения траектории ничтожны.

Гибридный подход, заключающийся в том, что на ближней дистанции (до 500 м) используется детерминированная лучевая трассировка, а на дальней дистанции — статистическая модель, был предложен в [107]. Однако остается неясным, почему было выбрано именно такое расстояние и насколько точно совпадают результаты, полученные этими двумя моделями, на границе между ближней и дальней областями.

1.3. Программное обеспечение, используемое для анализа зоны покрытия беспроводной локальной сети

Планирование зоны покрытия беспроводной локальной сети часто осуществляется методом тестирования. Одним из методов планирования

беспроводной локальной сети является метод AP-on-a-stick, то есть буквально «точка доступа на палке». При этом в месте предполагаемого размещения точки доступа устанавливается тестовый передатчик, а затем специалист обходит помещение и измеряет уровень сигнала в различных местах. При необходимости процедура многократно повторяется.

В настоящее время на рынке представлены различные программные решения для тестирования локальных сетей, в частности такие программы, как Acrylic Wi Fi Home [108], AirScout Live [109], Homedale [110], Lizard Systems WiFi Scanner [111], Wireless Net View [112]. Программы-сканеры локальных беспроводных сетей позволяют в режиме реального времени анализировать доступные сети и получать информацию об уровне принимаемого сигнала в децибелах и используемых частотных диапазонах. Каждая из перечисленных программ имеет свои особенности, однако в общих чертах они являются аналогами, поскольку направлены на решение одних и тех же задач. Данные программы позволяют оперативно измерить уровень сигнала локальной беспроводной сети, однако их общим недостатком является отсутствие визуализации данных в графическом виде, что усложняет восприятие информации и соотнесение полученных данных о величине сигнала с реальной обстановкой места, где проводятся измерения.

Указанный недостаток преодолен в программах Ekahau Heat Mapper [113] и Net Spot [114]. Данные программы не только представляют информацию в виде цифр, но и позволяют отобразить уровни сигналов в виде цветовой карты. Для этого в программе пользователем создается план или макет объекта, отмечается текущее местоположение, а затем производится обход здания, во время которого уровень сигнала беспроводной сети измеряется и автоматически наносится на карту.

Подводя итог, можно сказать, что все описанные выше программы [108 – 114] обладают сходным функционалом, а выбор одной из них определяется как особенностями конкретной ситуации, так и финансовыми соображениями, а также

в значительной степени субъективным удобством пользователя. Однако следует отметить, что все эти программы предназначены в первую очередь для анализа и устранения неполадок в уже существующей локальной сети, поскольку их работа основана на измерении уровня принимаемого сигнала в конкретных точках. Конечно, эта информация может использоваться и для проектирования новых сетей, но в любом случае сначала требуется выезд специалиста на место развертывания сети, установка приемопередающего оборудования и обход предполагаемой зоны покрытия, что увеличивает временные и финансовые затраты и в некоторых случаях может привести к другим неудобствам, например, если место предполагаемого размещения оборудования является труднодоступным, либо здание представляет историческую или культурную ценность и любое лишнее вмешательство в его конструкцию нежелательно.

В связи с этим представляет интерес программное обеспечение, которое позволило бы выполнить компьютерное моделирование беспроводной сети в помещении без проведения тестовых измерений. Среди программного обеспечения, предназначенного для расчета электромагнитного поля в зданиях на основании различных статистических и детерминированных моделей, можно выделить такие пакеты, как FEKO Altair [115] (и его более специализированный раздел WinProp [12]), Wireless Insite [116] и TamoGraph Site Survey [117].

Основным назначением программы FEKO [115] является проектирование СВЧ устройств и антенн и расчет рассеяния электромагнитных волн на сложных объектах, однако она также позволяет промоделировать распространение радиоволн в городских условиях, позволяя рассчитать поле в произвольной точке пространства с учетом рельефа местности как с помощью точных методов, так и с помощью приближенных методов геометрической оптики и однородной теории дифракции.

При выполнении трассировки в программе FEKO из точки передатчика запускается большое количество тестовых лучей (по умолчанию угол между соседними лучами в горизонтальной и вертикальной плоскостях равен $2,5^\circ$).

Пользователь программы задает количество лучей и их взаимодействий с объектами, а также виды учитываемых эффектов (дифракция на ребре, вершине, двойная дифракция). Поскольку траектория лучей с учетом переотражений определяется вслепую, то расчет требует длительного времени и занимает достаточно большой объем оперативной памяти.

Программа WinProp [12], являющаяся расширением и дополнением к программе FEKO, специально предназначена для случаев, когда геометрические размеры элементов конструкции намного превышают длину волны сигнала. В программе используются такие модели распространения, как COST-231 (расширенная модель Уолфиша-Икегами), эмпирическая модель в вертикальной плоскости с дифракцией на режущей кромке, модель доминирующего пути (DPM) в городских условиях и 3D-модель с трассировкой лучей.

WinProp позволяет выполнять анализ покрытия в помещениях, транспортных средствах и районах с плотной застройкой. Помимо прогнозирования потерь на трассе, могут быть определены различные режимы передачи (включая такие параметры как полоса пропускания, схемы кодирования, требуемое отношение сигнал/шум и сигнал/помеха, пороговое значение принимаемого сигнала, мощность передачи). Для наилучшего учета характеристик используемых антенн можно импортировать результаты их расчета из программы FEKO. На основании полученных результатов вычисляются карты покрытия, отображающие максимальную принимаемую мощность и максимально достижимую скорость передачи данных в каждой точке.

Программа Wireless InSite [116] позволяет осуществлять анализ распространения радиоволн в условиях городской среды и пересеченной местности с учетом влияния строений и ландшафта местности. Программа использует приближенные электродинамические методы расчета (методы геометрической оптики) и обеспечивает точные результаты в диапазоне от 50 МГц до 40 ГГц. По заданному описанию исследуемой местности, координатам приемника и передатчика, параметрам антенн, мощности и диапазону частот

сигнала, максимальному количеству отражений и дифракций можно определить направление всех лучей, потери на трассе распространения и мощность в точках приемника. Также можно проанализировать распространение радиоволн в помещении, задав его план и свойства используемых материалов.

В Wireless InSite [116] реализована как модель свободного пространства (Free Space), так и модели, основанные геометрической теории дифракции и предназначенные для расчета распространения радиоволн внутри помещений (Full 3-D; Urban Canyon; Urban Canyon FDTD, Fast 3-D; Vertical Plane), а также эмпирические модели Neta. Лучевая трассировка выполняется с использованием метода SBR с учетом лучей, идущих от источника, и лучей, отраженных от стен.

Вычисления проводятся по результатам исследования траекторий распространения лучей по начерченной модели городской или горной среды. Луч может отражаться от земли или стены здания, дифрагировать от края здания и проникать через его стену. Количество учитываемых отражений луча не превышает 6; количество дифракций составляет не более 1; угол между двумя соседними лучами, исходящими из одного источника, равен $0,25^\circ$. Мощности всех достигших приемника лучей складываются, чтобы определить уровень суммарного сигнала и такие его характеристики как потери на трассе, задержка сигнала и направление максимального усиления.

Программа TamoGraph Site Survey [117] позволяет выполнить не только инспектирование локальной сети, то есть получение информации о характеристиках точек доступа, уровнях сигнала и наличии помех, но также ее компьютерное моделирование. Пользователь создает в программе модель помещения и указывает положение точек доступа, после чего производится расчет покрытия, результат которого отображается в виде цветовой карты. При этом используется набор заложенных в программу шаблонов препятствий, например, «бетонная стена 20 см», «стеклянная дверь» и т. д., для которых указаны затухание и процент отражаемой мощности на частотах 2,4 ГГц и 5 ГГц.

Возможность лучевой трассировки и расчета зоны покрытия появилась в

последних версиях программы Matlab (начиная с 2019) [118]. При расчете пользователь может выбрать метод трассировки (SBR или Image) и количество отражений (до 10). Однако в настоящий момент в Matlab учитываются только прямые и отраженные лучи, явления прохождения и дифракции не рассматриваются. Кроме того, в этой программе в отличие от WinProp и WirelessInsite отсутствует понятный неподготовленному пользователю интерфейс, то есть для выполнения анализа зоны покрытия необходимо писать код.

Среди наиболее новых разработок в данной области следует упомянуть также программу WiThRay, о разработке которой сообщается в статье [119], вышедшей в 2023 году. Среди отличительных особенностей программы названы возможность учета реконфигурируемых интеллектуальных поверхностей (RIS, reconfigurable intelligent surface) и расчет информации о канале (импульсной характеристики канала и кумулятивной функции распределения). Сведения о коммерческом использовании данной программы в настоящий момент отсутствуют.

Обобщая, можно сказать, что для рассмотренных программ характерно описание пути распространения сигнала в виде набора лучей, идущих между передающей и приемной антеннами, при этом в анализируемой области на пути сигнала располагаются несколько препятствий. Зона покрытия беспроводной локальной сети рассчитывается методом пробного пуска, которому свойственны непроизводительные затраты на анализ хода «холостых» лучей, поскольку отсутствует возможность учесть только те лучи, которые идут непосредственно от передатчика к приемнику.

Несмотря на наличие зарубежных коммерческих программ, в настоящее время возрастает актуальность разработки отечественного программного обеспечения для эффективного решения возникающих задач [120].

В работе [121] описывается программный комплекс RAPAN, предназначенный для планирования и предварительной оценки качества работы систем радиосвязи на базе цифровых карт местности. Система позволяет строить

профили рельефа местности между двумя точками и получать значение относительного просвета прямого луча в любой точке радиотрассы. Эффекты многолучевого распространения и возможность осуществления связи вне зоны прямой видимости не рассматриваются.

В [122] предлагается обобщенная модель лучевого распространения радиосигнала в условиях различной застройки местности, а также описываются основные особенности разработанной программы в среде Microsoft Visual C++. Однако представленные результаты не позволяют убедиться в правильности задекларированных возможностей программы, а о ее дальнейшем развитии ничего не известно.

В качестве примера успешной разработки отечественного программного обеспечения следует упомянуть программу «RadioPlanner» (разработана в ООО «Центр телекоммуникационных технологий», Россия) [123]. В этой программе зоны покрытия рассчитываются в соответствии со следующими моделями распространения радиоволн: модель, основанная на рекомендации ITU-R P.1812-4 «Метод прогнозирования распространения по конкретным путям для наземных служб типа «точка-зона» в диапазонах ОВЧ и УВЧ»; модель, основанная на рекомендации МСЭ-R P.1546-6 «Метод предсказания «точка-зона» для наземных служб в диапазоне частот от 30 МГц до 4000 МГц»; модель Лонгли-Райса; модель на основе кривых распространения ГЦК; комбинированная модель, учитывающая рекомендацию ITU-R P.528-3 «Кривые распространения для воздушных подвижных и радионавигационных служб, использующих диапазоны ОВЧ, УВЧ и СВЧ» и рекомендацию ITU-R P.526-14 «Распространение за счет дифракции» [120]. Однако следует учитывать, что кривые распространения, как и статистические модели, соответствуют некоторым типовым условиям распространения, в то время как реальная обстановка, для которой требуется выполнить расчет, может существенно отличаться.

1.4. Обзор работ, посвященных расчету электромагнитного поля в условиях многолучевого распространения

Рассмотрение существующих методов расчета электромагнитного поля внутри зданий и помещений показывает, что, хотя задача анализа зоны покрытия беспроводной локальной сети представляет большой интерес, строгие методы анализа распространения радиоволн в помещении в настоящее время отсутствуют. В этой связи в отечественной и зарубежной литературе существует множество работ, посвященных проблемам исследования многолучевого распространения сигнала как в условиях тесной городской застройки [23, 124 — 141], так и внутри отдельных зданий и помещений [142 — 161].

В работах [128 — 144] основным подходом к решению поставленной задачи является выделение компоненты электромагнитного поля с преобладающим механизмом распространения в конкретной обстановке. Поскольку описанные в этих статьях разработки привязаны к типовым топологиям планировки зданий, их недостатком является слабая приспособленность к анализу объемного распределения напряженности поля.

Результаты моделирования распространения радиоволн в условиях городской застройки методом пошагового решения параболического уравнения с преобразованием Фурье представлены в [132]. Разработана программа, позволяющая на основе данных о геометрии застройки выполнить моделирование и рассчитать распределение поля на заданной высоте над поверхностью Земли. Однако для верификации предлагаемого способа демонстрируется задача вычисления поля над поверхностью Земли, полагая среду плоской, однородной и без препятствий, что для условий города не соответствует действительности. Кроме того, расчет электромагнитного поля производится в вертикальных сечениях, что не позволяет учесть отражение от соседних зданий, а также не рассматривается возможность расположения передающей антенны не на самой высокой точке местности.

Исследованию точности методов трассировки лучей для городской

застройки посвящены работы [133 - 136]. Проанализирована модель, представленная в [137], и показано, что она позволяет достичь приемлемой точности. Рассматриваемая модель привязана к одному конкретному типу планировки застройки, то есть, фактически описывает частный случай.

Математическая модель для изучения распространения УКВ радиоволн в городских условиях с учетом рельефа подстилающей поверхности на основе метода Гюйгенса-Кирхгофа разработана в [138 – 141]. Модель позволяет выполнить анализ пространственного распределения поля при произвольных параметрах городской застройки и характеристик рельефа, а также учесть однократное отражение излучения от земной поверхности. Однако расчет производится только вдоль направления распространения от передатчика к приемнику и не учитывает влияние расположенных сбоку от трассы объектов.

Упрощенная схема оценки характеристик канала MIMO, основанная на лучевой трассировке, и ее применение для радиосистем, работающих внутри помещений, представлены в статье [151]. Сравнение основных подходов к моделированию, таких как численные методы решения уравнений Максвелла, волноводный или модальный подход, и методы трассировки лучей, применительно к задаче распространения радиоволн в туннелях, выполнено в [152]. Несколько способов учета влияния стен помещения на распространение сигнала WLAN, представлены в [153]. Результаты эмпирического исследования влияния положения двери на распространение сигнала WLAN в помещениях приведены в [154].

Несколько моделей радиотрасс, расположенных как извне, так и внутри объектов, разработаны в [162]. При моделировании распределения поля в городском районе использовалось упрощенное представление зданий в виде параллелепипеда с заданными электрофизическими параметрами. Явления отражения и прохождения описываются с применением геометрической оптики. Также учитывается дифракция на клине. В работе рассмотрены отдельные модельные задачи — комната с окном, прохождение сквозь стену, коридор и т. д.

Особенностью предложенного подхода является то, что вся отражающая поверхность разбивается на элементарные площадки и их поля суммируются, что при большой площади поверхности может быть очень время- и ресурсозатратным процессом.

Задача рассеяния электромагнитного поля произвольно ориентированного элементарного электрического излучателя плоским проводящим экраном прямоугольной формы и импедансной поверхностью конечных размеров рассмотрена в работе [163]. С помощью такой аппроксимации моделируется учет влияния стен помещения. Также предложены электродинамические модели некоторых источников поля. В основе предлагаемого подхода лежит аппроксимация поверхностей сетками проводников с током и решение интегральных уравнений.

Влияние условий города на направленные свойства антенн, расположенных в помещениях, рассмотрено в [164]. При этом экспериментально установлен статистический закон пространственного распределения напряженности электромагнитного поля декаметрового диапазона в городе и разработаны алгоритмы определения коэффициентов прохождения декаметровых волн через различные типы стен. При решении задач прохождения радиоволн через слоистые среды и определении влияния препятствий на пути сигнала применены методы геометрической оптики и геометрической теории дифракции. Рассмотрен частный случай вычисления напряженности поля за стеной с окном.

Некоторые рекомендации по совершенствованию методики экспертизы электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств для повышения эффективности использования радиочастотного спектра разработаны в [165]. Выполнен расчет зоны покрытия различных операторов сотовой связи и сравнение с экспериментальными измерениями, при этом для более точного учета влияния дифракционных эффектов используются данные дистанционного зондирования Земли.

Геометрическая модель распространения радиоволн в помещениях Г-

образной формы, учитывающая многократные отражения волн от стен, предложена в работе [166]. Показано, что уточненные и разработанные модели можно эффективно использовать для прогнозирования распространения радиоволн в диапазоне от 500 до 2500 МГц в помещениях сложной формы, включая многоэтажные конструкции, а также для корректного размещения точек доступа беспроводных сетей связи с учетом зоны покрытия.

Упрощенная модель для расчета коэффициентов отражения радиоволн, параметры которой рассчитываются на основе конфигурации помещений и диэлектрических свойств материалов отражающих поверхностей, предложена в [167]. Модель применима для определенных диапазонов углов. На основе упрощенной модели построена «пятилучевая» модель распространения сигнала в произвольных помещениях сложной формы. С использованием предложенных моделей, а также экспериментальных данных по затуханию сигнала в помещении, построена гибридная модель распространения, которая в некоторых случаях дает более точное совпадение с экспериментом, чем известные модели.

Модифицированный метод трассировки лучей, упрощающий процедуру расчета характеристик распространения сигналов по беспроводным каналам связи и позволяющий сократить время моделирования более, чем в 1,5 раза, предложен в [168 — 170]. Выполнены экспериментальные измерения на частотах 433 МГц, 868 МГц и 2,4 ГГц. Показано, что для современных широкополосных систем с высокими скоростями передачи данных для получения хорошей точности можно не учитывать трех- и более кратно отраженные лучи.

Методики вычисления дальности распространения радиосигнала сети мобильной связи в условиях сложного ландшафта на основе различных статистических моделей рассмотрены в статье [171]. Возможность применения эмпирических моделей распространения радиоволн для диагностики внутрисистемной электромагнитной совместимости и электромагнитной безопасности сетей сотовой связи с микросотовой структурой (менее 1 км) в городской застройке проанализирована в [172]. Приведены сравнительные

результаты оценок уровней принимаемого абонентским устройством сигнала при использовании различных моделей распространения радиоволн. Сравнение осуществлялось с использованием критерия средней ошибки и стандартного отклонения этого параметра.

Вопросы частотно-территориального планирования сетей рассмотрены в [173 — 178]. В [173] с помощью математического моделирования решается задача оптимизации зоны покрытия сети сотовой связи с целью минимизации пересекающихся участков зон покрытия соседних базовых станций на рассматриваемом участке. В качестве входных параметров используются радиусы зон покрытия, описываемых в виде окружностей, и протяженность участков дорог, пересекающих анализируемую область. Влияние геометрических и диэлектрических особенностей местности на возможность/не возможность связи не рассматривается.

Система частотно-территориального планирования сетей подвижной и фиксированной радиосвязи на базе геоинформационных технологий описана в [174]. Недостатком данной системы является то, что в предлагаемых детерминистских моделях строится профиль местности вдоль трассы распространения и расчет производится вдоль него, то есть не учитывается возможное отражение от объектов, расположенных по бокам от трассы.

Прогнозирование уровня сигнала сетей сотовой связи в городе с неравномерной и разновысотной застройкой рассмотрено в [175]. Утверждается о возможности применения модели Fumio Ikegami с учётом только двух лучей для описания энергии сигнала в целом и о необходимости коррекции множителя ослабления сигнала на трассе распространения.

Способ частотного планирования сетей УКВ-радиосвязи с многостанционным доступом и частотным разделением каналов с помощью комбинаторной оптимизационной задачи предложен в [176].

Алгоритм расчета и оптимизации зоны покрытия базовых станций с использованием модифицированного метода взвешенных наименьших квадратов

предложен в статье [177]. Теоретически данный подход позволяет определить местоположение базовых станций (в том числе, с различными радиусами обслуживания) так, чтобы минимизировать площадь участков, где присутствует покрытие сразу нескольких базовых станций, либо отсутствует какое-либо покрытие вообще. Недостатком описанного подхода является представление зоны покрытия базовой станции в виде окружности, тогда как в реальности форма зоны покрытия может существенно отличаться из-за влияния расположенных на данной территории объектов, например, у нее может быть сильно изрезанная граница, либо могут присутствовать «слепые» зоны внутри радиуса обслуживания.

Рассмотрев существующие работы, посвященные исследованию распространения электромагнитного поля в урбанизированной среде, следует отметить, что строгие методы анализа в данный момент отсутствуют. Существует ряд программ для расчета распространения радиоволн, например, [127, 147, 153], основанных на использовании приближенных статистических и детерминистских методов различной степени точности и универсальности, однако используемый в этих программах метод запуска луча ограничивает их применимость.

Программный расчет покрытия в помещении на основании разработанной модели доминирующего пути описан в работах [47, 73, 158]. Суть предлагаемой авторами модели состоит в том, что для заданного помещения определяется один или несколько путей распространения, по которым передается основная энергия сигнала. Выбор доминирующего пути согласно [47] осуществляется следующим образом: моделируемое пространство разбивается на сетку и определяется ослабление при переходе между соседними элементами сетки, затем для каждой клетки выбирается направление прихода наименее ослабленного сигнала, после чего на основании информации, накопленной на предыдущих шагах, строится путь между передатчиком и приемником с наименьшим ослаблением. Наиболее точные результаты, по утверждению авторов [47], получаются при одновременном учете не только пути с наименьшими потерями, но и самого короткого пути и пути, на котором сумма углов между всеми его участками минимальна. Для выбора

доминирующего пути используются такие критерии, как минимальное количество взаимодействий, минимальная длина пути, минимальное количество прохождений и т. д. [73]. Этот метод расчета оказывается значительно быстрее, чем использование лучевой трассировки, тогда как точность получаемых результатов приблизительно одинакова. К недостаткам этого метода можно отнести тот факт, что при накладывании сетки на анализируемое пространство учитываются те области, которые заведомо не будут участвовать в формировании преобладающего пути.

Рассмотрение описанных выше подходов к расчету распространения электромагнитных волн в условиях помещений и городской застройки приводит к заключению, что для анализа зоны покрытия городских локальных систем беспроводной связи наиболее адекватной была бы гибридная модель, учитывающая детерминированные характеристики места расположения конкретной системы связи (например, взаимное расположение зданий, планировку помещения, используемые материалы и т. д.) и вместе с тем принимающая во внимание возможность случайного изменения условий распространения (движение людей и транспортных средств в зоне обслуживания системы) за счет введения в модель статистической компоненты [179].

Поскольку проектирование системы беспроводной связи представляет собой достаточно сложную задачу ввиду необходимости учета влияния множества факторов, то для уменьшения временных и материальных затрат было бы целесообразно на этапе частотно-территориального планирования выполнить предварительное виртуальное моделирование зоны покрытия сети с помощью программного обеспечения. Конечно, нельзя не отметить, что виртуальное моделирование не учитывает всех факторов, которые могут оказать влияние на фактическую производительность локальной системы беспроводной связи. Поэтому после развертывания беспроводной сети на объекте необходимо выполнить измерения и убедиться, что спроектированная сеть удовлетворяет предъявляемым требованиям. Однако использование виртуального моделирования на начальном этапе планирования WLAN позволяет отбросить заведомо

проигрышные варианты и определить наиболее энергетически выгодные места расположения антенн, за счет чего снижаются затраты временных и материальных ресурсов.

В связи с изложенным выше, данная работа посвящена разработке гибридной имитационной модели распространения радиоволн в урбанизированной среде для частотно-территориального планирования зоны покрытия систем беспроводной связи.

1.5. Выводы

Для уменьшения временных и материальных затрат при частотно-территориальном планировании зоны покрытия локальной беспроводной сети целесообразно использовать программное обеспечение, позволяющее предварительно выполнить компьютерное моделирование распространения электромагнитного поля в заданном месте без проведения тестовых измерений.

Существующие программы расчета распространения радиоволн основаны на использовании приближенных статистических и детерминистских методов. Основным достоинством статистических моделей является простота использования и быстрота вычислений, а недостатком – большая погрешность, возникающая из-за возможного несоответствия модели реальным условиям распространения. Детерминистские методы позволяют получить результат на основе полноволнового моделирования, однако требуют времени и вычислительных ресурсов.

Совместное использование детерминированных и статистических методов дает возможность усилить достоинства каждого из подходов при одновременном ослаблении недостатков. Таким образом, наиболее адекватной моделью распространения радиоволн в урбанизированной среде является гибридная модель, учитывающая детерминированные характеристики места функционирования конкретной системы связи и одновременно позволяющая учесть возможность случайного изменения условий распространения с помощью введения в модель статистической компоненты.

Несмотря на наличие ряда коммерческих программ, предназначенных для расчета распространения электромагнитного поля, в последнее время возникла необходимость в импортозамещении, т.е. создании отечественных технологий во всех сферах. В том числе, возросла актуальность разработки программного обеспечения, предназначенного для частотно-территориального планирования зоны покрытия систем беспроводной связи.

Целью данного исследования является разработка гибридной имитационной модели распространения радиоволн в урбанизированной среде для частотно-территориального планирования зоны покрытия систем беспроводной связи.

ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА ГИБРИДНОЙ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН В УРБАНИЗИРОВАННОЙ СРЕДЕ

2.1. Основные методы, положения и алгоритмы, используемые при разработке имитационной модели

Гибридная имитационная модель распространения радиоволн в урбанизированной среде построена на основе методов геометрической оптики и геометрической теории дифракции [38 – 44] и является продолжением и развитием подхода к анализу распространения электромагнитного поля в помещениях, предложенного в [180 — 191], в основе которого лежит алгоритм трехмерной лучевой трассировки.

Находящиеся в зоне покрытия системы объекты заменяются простейшими геометрическими телами, для которых известны решения модельных задач отражения и дифракции. В рассматриваемых в данной работе примерах в качестве модели объекта используется прямоугольный параллелепипед, обладающий некоторыми электрофизическими параметрами.

При моделировании внутреннего пространства здания весь исследуемый объем разделяется на отдельные кластеры. В качестве простейшего кластера выступает полый прямоугольный параллелепипед, моделирующий комнату, холл, коридор, ангар. Более сложные варианты кластеров могут быть образованы на основе базового с помощью других геометрических фигур. Лучевая трассировка радиоволн выполняется отдельно для каждого кластера с учетом его геометрических особенностей.

Объединение кластеров в единое целое производится путем «сшивания» общих граней, для чего существует возможность применения для каждой грани материалов с различными электрофизическими свойствами. Если в реальности граница между рассматриваемыми участками пространства отсутствует, и они были разделены исключительно из геометрических соображений, то для их общей грани следует задать материал, обладающий свойствами вакуума/воздуха.

Каждый рассматриваемый луч обладает рядом идентификационных

признаков, таких как [181]:

- азимутальный и угломестный углы выхода луча из точки расположения передатчика;
- угол падения для каждого отражения; координаты каждой точки отражения, дифракции и прохождения; суммарная длина хода;
- азимутальный и угломестный углы прихода луча в точку расположения приемника;
- вектор поляризации;
- количество отражений;
- количество дифракций;
- количество прохождений сквозь препятствия;
- структура луча: прямой; одно-, дву- и большей кратности отражения; дифракционный на ребре, вершине или гладкой поверхности; прошедший из смежного модуля; комбинированный (отражение – дифракция – прохождение в любом сочетании).

Максимальное количество учитываемых при анализе отражений, дифракций и прохождений задается заранее. Луч, не достигший точки приема, исключается из дальнейшего анализа.

Прошедшие из соседних кластеров лучи также могут быть учтены при выполнении лучевой трассировки. Для этого каждая точка, расположенная на общей грани соседних кластеров, рассматривается как вторичный источник, обладающий такими же амплитудой и поляризацией, как луч в смежном кластере.

На этапе трассировки происходит формирование условий тени для каждого луча внутри кластера, позволяющее исключить из анализа области пространства, в которых луч данной структуры отсутствует, и за счет этого оптимизировать процедуру трассировки лучей.

Схема предлагаемого алгоритма анализа распространения электромагнитного поля изображена на рисунке 2.1. Можно выделить четыре структурных уровня, составляющие алгоритм.

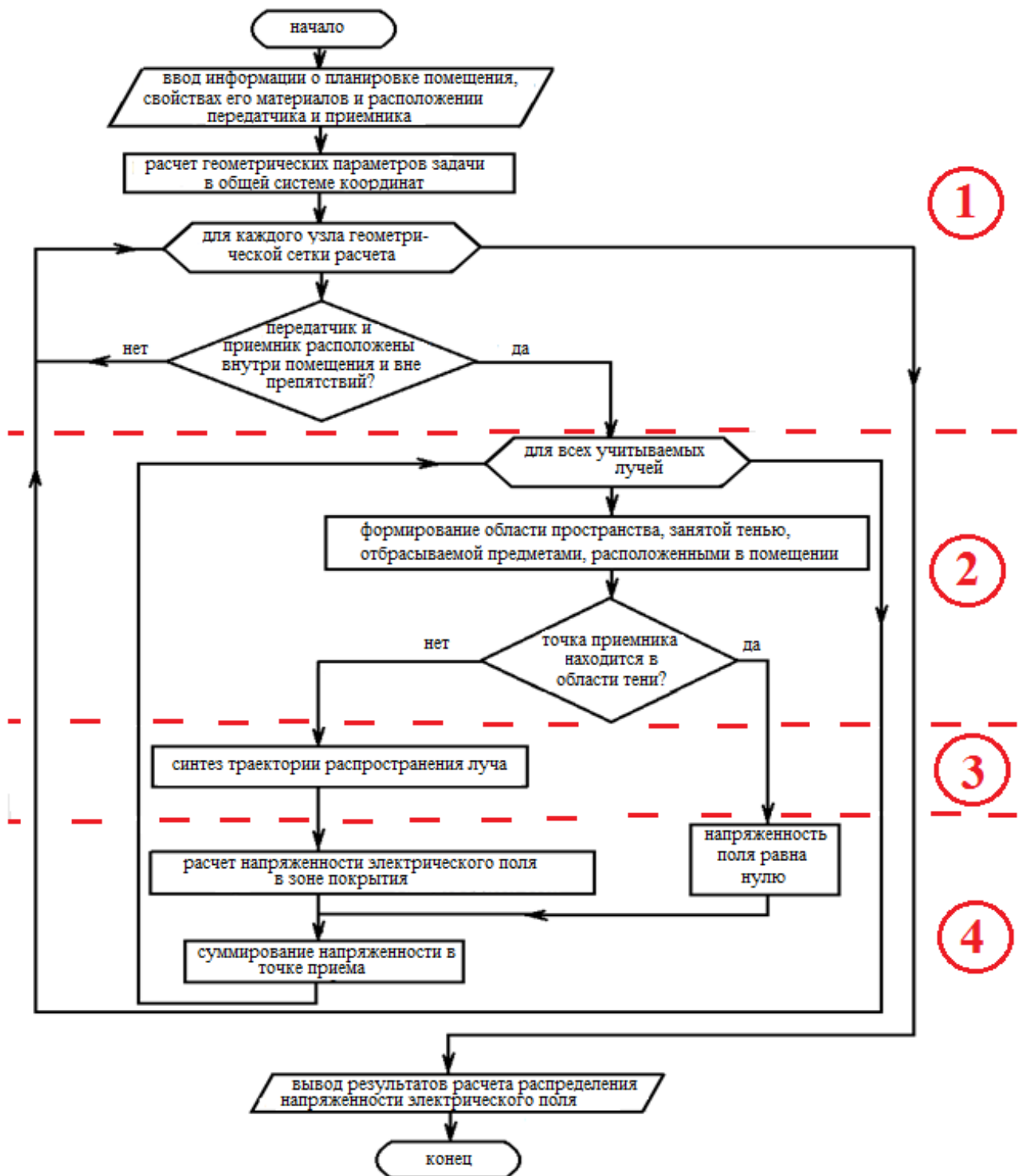


Рисунок 2.1 — Обобщенная схема алгоритма анализа распространения электромагнитного поля

Первый уровень алгоритма включает в себя аналитические соотношения, позволяющие определить необходимые для дальнейшего расчета электромагнитного поля параметры [181]:

- коэффициенты уравнения плоскости, заданной различными способами;
- коэффициенты уравнения линии пересечения двух плоскостей;
- координаты вектора нормали к плоскости;
- координаты точки пересечения прямой и плоскости;
- координаты точки пересечения двух прямых;
- угол пересечения двух плоскостей;
- угол пересечения прямой и плоскости;
- угол пересечения между двумя прямыми;
- нормальную и тангенциальную составляющие вектора относительно плоскости;
- координаты зеркального изображения точки относительно плоскости.

Задача определения координат зеркального изображения точки проиллюстрирована рисунком 2.2, где p^t — точка расположения передатчика, p^r — точка расположения приемника, p^{mirr} — точка зеркального источника, p^{refl} — точка отражения.

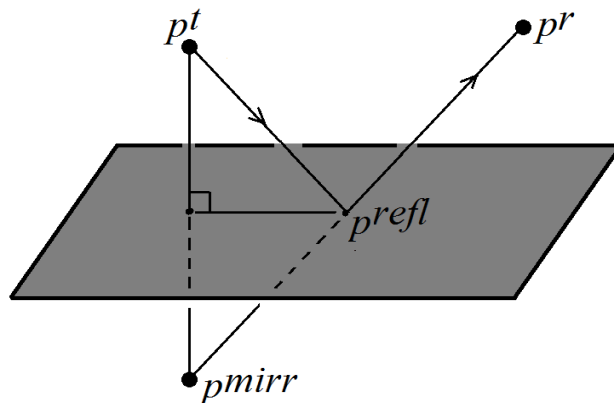


Рисунок 2.2 — Зеркальное изображение точки относительно плоскости

С помощью соотношений аналитической геометрии [192] определяется взаимное расположение точек передатчика/приемника и препятствия. При решении этой задачи выполняются следующие действия [181]:

- 1) вырабатываются координаты вектора внешней или внутренней нормали к поверхности препятствия;
- 2) проверяется условие принадлежности точки поверхности препятствия, то

есть, определяется, лежит ли рассматриваемая точка на грани, ребре или вершине тела;

3) проверяется условие принадлежности точки внутреннему объему препятствия;

4) проверяется условие «освещенности» грани, ребра и вершины препятствия лучами источника радиоволн.

Второй уровень алгоритма состоит в формировании области пространства, занятой тенью, которую отбрасывают расположенные в помещении предметы [181]. Данное действие выполняется для лучей различных механизмов распространения. Основой этого этапа служит процедура построения области тени за некоторой плоской фигурой, аппроксимирующей поверхность препятствия, описанная подробнее в разделе 2.5 данной работы.

На **третьем уровне** алгоритма выполняется трассировка лучей различных механизмов распространения, проникающих из рассматриваемого помещения в смежные с ним, или, напротив, проникающих из соседних помещений в рассматриваемое [180, 193]. Данный уровень включает в себя также синтез траекторий многократно преломленных лучей, отраженных от одной из внутренних границ раздела многослойного препятствия и вернувшихся в одну из внутренних областей между разделяющими пространство поверхностями [194]. На этапе трассировки решается система векторных уравнений, на основании решения рассчитываются траектории преломленных лучей и определяется набор векторов, каждый из которых представляет собой радиус-вектор точки преломления рассчитываемого луча на разграничивающих поверхностях. Таким образом, итогом синтеза траектории многократно преломленного луча внутри здания являются координаты множества точек преломления, позволяющие определить следующие характеристики рассматриваемого луча:

- факт существования или отсутствия преломленного луча в анализируемой точке приема, что является необходимым и достаточным условием для выполнения дальнейшего вычисления комплексного коэффициента передачи

преломленного луча;

- направление выхода луча из точки передатчика, что позволяет учесть направленные свойства передающей антенны;

- направление прихода луча в точку приема, что дает возможность задействовать диаграмму направленности приёмной антенны;

- углы падения на каждую преломляющую поверхность, необходимые для расчета коэффициентов преломления и отражения, а также для количественной оценки поляризационных эффектов;

- длину пути, проходимого лучом в каждой среде, на основании чего рассчитываются основное затухание и фаза волны в конце трассы.

Четвертый уровень алгоритма представляет собой расчет напряженности электромагнитного поля в зоне покрытия беспроводной системы связи с учетом электрофизических свойств объектов и всех геометрических параметров, рассчитанных на предыдущих этапах [186, 187].

При применении описанных выше подходов к задаче анализа зоны покрытия локальных беспроводных систем связи следует учесть, что использование методов геометрической оптики правомерно в тех случаях, когда вблизи луча на расстоянии много большем размера первой зоны Френеля отсутствуют резкие изменения свойств среды распространения электромагнитного поля [39, 41, 42]. В связи с этим при разработке моделей распространения электромагнитных волн в помещении используем следующие допущения:

- 1) Отражающие поверхности полагаются гладкими и находятся в радиусе первой зоны Френеля [40]. Отражение и прохождение описывается с помощью коэффициентов отражения и прохождения Френеля от границы раздела плоских сред.

Для нормальной (горизонтальной) поляризации коэффициент отражения описывается выражением [41]

$$R_{\perp} = \frac{W_1 \cos \theta_0 - W \cos \theta_{np}}{W_1 \cos \theta_0 + W \cos \theta_{np}},$$

а коэффициент прохождения рассчитывается по формуле

$$\chi_{\perp} = 1 + R_{\perp} = \frac{2W_1 \cos \theta_0}{W_1 \cos \theta_0 + W \cos \theta_{np}}.$$

Для параллельной (вертикальной) поляризации коэффициент отражения вычисляется как [41]

$$R_{\parallel} = \frac{W \cos \theta_0 - W_1 \cos \theta_{np}}{W \cos \theta_0 + W_1 \cos \theta_{np}},$$

а соответствующий коэффициент прохождения равен

$$\chi_{\parallel} = 1 + R_{\parallel} = \frac{2W \cos \theta_0}{W \cos \theta_0 + W_1 \cos \theta_{np}}.$$

Здесь W — характеристическое сопротивление первой среды, W_1 — характеристическое сопротивление второй среды, θ_0 — угол падения и отражения, $\theta_{np} = \arcsin\left(\sin \theta_0 \frac{k}{k_1}\right)$ — угол преломления, k и k_1 — волновые числа сред с сопротивлением W и W_1 , соответственно.

2) Величина неровностей отражающих поверхностей h мала по сравнению с длиной волны: $h < \frac{\lambda}{16 \sin \theta_0}$ [195]. Например, для волны с частотой 2,4 ГГц, падающей под углом $\theta_0 = 90^\circ$, поверхности можно считать гладкими, если величина неровностей $h < 0,78$ см.

3) Падающее поле полагается локально плоским [39, 42]. Для выполнения этого условия необходимо, чтобы расстояние r от источника электромагнитного поля до отражающей поверхности было не меньше трех длин волн. Для системы WLAN, работающей в диапазоне 2,4 ГГц, длина волны $\lambda = 12,5$ см, соответственно, $r \geq 3\lambda = 3 \cdot 12,5 = 37,5$ см.

2.2. Учет эффектов отражения и преломления электромагнитных волн

При расчете покрытия беспроводной сети в помещении необходимо определить и учесть изменения в направлении распространения луча, возникающие вследствие одно- и многократных преломлений и отражений при прохождении сигнала через преграды (стены, мебель и т. д.). Для этого необходимо выполнить синтез траекторий многократно преломленных лучей [182, 194]. Программа, реализующая предложенный алгоритм лучевой трассировки, написана в среде Mathcad [196], что объясняется удобством ввода математических формул, однако выбор конкретного языка программирования не является принципиальным для данной задачи. Были разработаны подпрограммы-функции, реализующие необходимые соотношения аналитической геометрии.

2.2.1. Прохождение волны через многослойное препятствие с отражением

Постановка задачи синтеза траектории лучей, отраженных от некоторой из внутренних границ раздела многослойного препятствия и вернувшихся в одну из внутренних областей между разделяющими пространство поверхностями, проиллюстрирована рисунком 2.3 [194].

Исследуемое пространство разделено произвольно расположенными плоскостями $1, 2, \dots, N$, моделирующими поверхности стен, перекрытий, колонн или других конструкций здания, на $N+1$ областей. «Верхняя» область с электрофизическими параметрами ε_1, μ_1 , соответствующими свободному пространству, содержит источник электромагнитного поля, расположенный в точке p^l , которая удалена от плоскости 1 настолько, что падающее поле является локально плоским. В этом же полупространстве расположена точка p^r , в которой анализируется уровень отраженного от плоскости N и прошедшего сквозь все слои преграды сигнала. Параметры «внутренних» областей $\varepsilon_2, \mu_2, \varepsilon_3, \mu_3, \dots, \varepsilon_N, \mu_N$ характеризуют материалы, из которых состоят конструкции здания.

Траектория прохождения луча между заданными позициями начала p^l и конца p^r радиотрассы формируется $N-1$ преломлением на прямом ходу, отражением от последней включенной в рассмотрение поверхности раздела сред и

$N-1$ преломлением на обратном ходу. Следовательно, решение задачи в приближении геометрической оптики состоит в определении координат точек преломления луча $p_1, p_2, \dots, p_{N-1}, p_{N+1}, \dots, p_{2N-2}, p_{2N-1}$ на каждой из поверхностей, через которые последовательно проходит луч, а также координаты точки отражения луча от последней границы раздела слоев препятствия p_N .

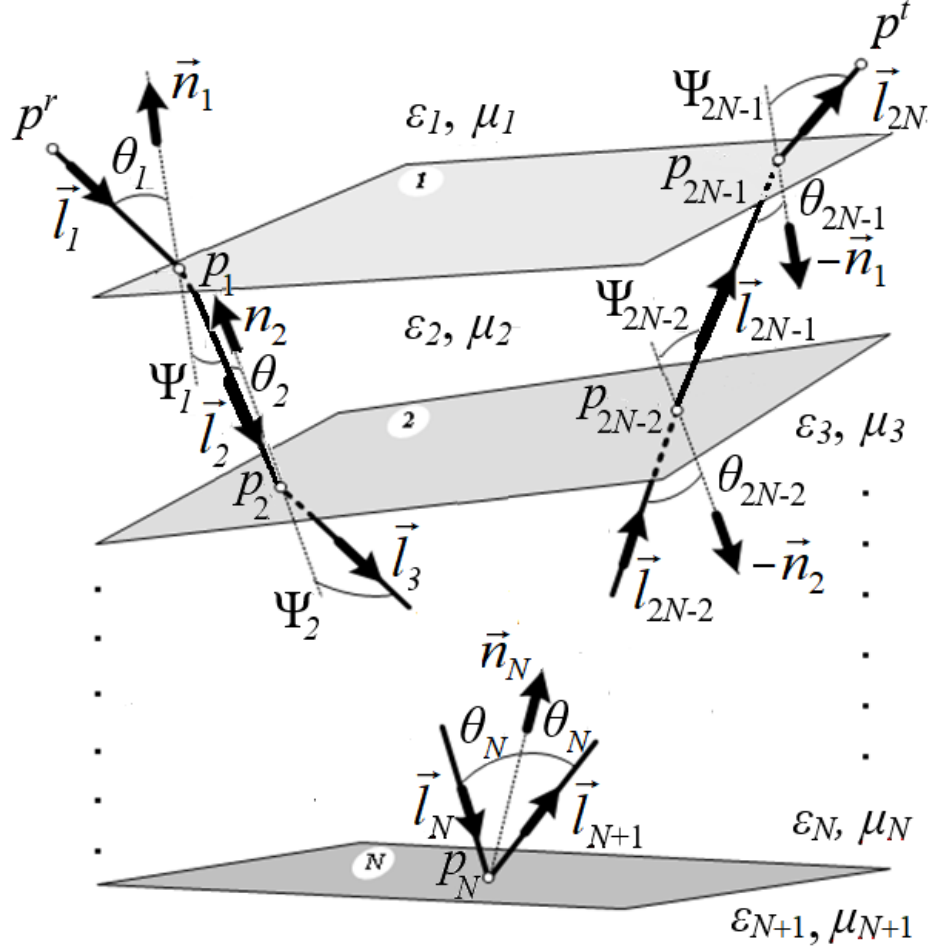


Рисунок 2.3 — Траектория луча, отраженного от многослойного препятствия

Направление падающего и преломленного лучей для каждой границы раздела слоев связаны законом Снеллиуса. Учитывая, что луч, преломленный i -й поверхностью, является падающим на $(i+1)$ -ю поверхность, для многослойной структуры можно записать систему векторных соотношений [194]:

$$\begin{cases} \vec{l}_i - \vec{n}_i(\vec{n}_i, \vec{l}_i) = k_i [\vec{l}_{i+1} - \vec{n}_i(\vec{n}_i, \vec{l}_{i+1})], & i = 1, \dots, N-1; \\ \vec{l}_i + \vec{n}_{2N-i}(-\vec{n}_{2N-i}, \vec{l}_i) = \frac{1}{k_{2N-i}} [\vec{l}_{i+1} + \vec{n}_{2N-i}(-\vec{n}_{2N-i}, \vec{l}_{i+1})], & i = N+1, \dots, 2N-1, \end{cases} \quad (1)$$

где l_i и l_{i+1} — орты падающего и преломленного лучей для i -й поверхности в случае

прямого хода и для $(2N-i)$ -й поверхности в случае обратного хода; n_i – нормаль к i -й плоскости, направленная в сторону падающего луча;

$k_i = \sqrt{\frac{\varepsilon_i \mu_i}{\varepsilon_{i+1} \mu_{i+1}}} = \frac{\sin \theta_i}{\sin \Psi_i}$ – отношение показателей преломления сред, разделяемых i -й плоскостью; θ_i – угол падения луча; Ψ_i – угол преломления луча.

В выражениях (1) учтено, что на прямом ходу луч последовательно преломляется поверхностями в порядке от 1 -й к $(N-1)$ -й, а на обратном ходу в порядке от $(N-1)$ -й до 1 -й, при этом в (1) используется возрастающая нумерация ортов лучей со смещением на $2(N-i)$ относительно нумерации поверхностей (рисунок 2.3).

Направления падающего и отраженного лучей для последней, N -й, плоскости связаны законом зеркального отражения [194]:

$$\vec{l}_{N+1} = \vec{l}_N - 2\vec{n}_N (\vec{n}_N, \vec{l}_N). \quad (2)$$

Орты падающего, преломленных и отраженного лучей могут быть выражены через искомые координаты точек преломления $p_1, p_2, \dots, p_{N-2}, p_{N-1}, p_{N+1}, p_{N+2}, \dots, p_{2N-2}, p_{2N-1}$ и точки отражения p_N , а также известные координаты точек передатчика p^t и приемника p^r , следующим образом [194]:

$$\begin{aligned} \vec{l}_1 &= \frac{\vec{p}_1 - \vec{p}^t}{|\vec{p}_1 - \vec{p}^t|}; \\ \vec{l}_i &= \frac{\vec{p}_{i+1} - \vec{p}_i}{|\vec{p}_{i+1} - \vec{p}_i|}, i = 1, \dots, 2N-1; \\ \vec{l}_{2N} &= \frac{\vec{p}^r - \vec{p}_{2N-1}}{|\vec{p}^r - \vec{p}_{2N-1}|}, \end{aligned} \quad (3)$$

где $p^t, p^r, p_i, i=1, \dots, 2N-1$ – радиус-векторы соответствующих точек.

С учетом (3) выражения (1) и (2) преобразуются в систему $2N-1$ векторных уравнений относительно координат $2(N-1)$ точек преломления и точки отражения луча [194]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{l}_i - \vec{n}_i(\vec{n}_i, \vec{l}_i) - k_i [\vec{l}_{i+1} - \vec{n}_i(\vec{n}_i, \vec{l}_{i+1})] = 0, \quad i = 1, \dots, N-1; \\ \vec{l}_{N+1} - \vec{l}_N + 2\vec{n}_N(\vec{n}_N, \vec{l}_N) = 0; \\ \vec{l}_i + \vec{n}_{2N-i}(-\vec{n}_{2N-i}, \vec{l}_i) - \frac{1}{k_{2N-i}} [\vec{l}_{i+1} + \vec{n}_{2N-i}(-\vec{n}_{2N-i}, \vec{l}_{i+1})] = 0, \quad i = N+1, \dots, 2N-1. \end{array} \right. \quad (4)$$

В случаях, когда точка передатчика либо точка приемника расположены не в «верхней» области, а в одной из «внутренних» областей между двумя преломляющими поверхностями, система (4) содержит меньшее число уравнений. При этом сокращение системы достигается увеличением первого значения индекса i либо уменьшением последнего значения индекса, соответственно. В случае, когда рассматривается отражение от одной из внутренних границ раздела, сокращение системы (4) обусловлено изменением внутренних пределов изменения индекса i .

Решение системы может быть получено с использованием численного метода и представляет собой набор $2N-1$ векторов, каждый из которых является радиус-вектором точки преломления или отражения рассчитываемого луча на разграничивающих поверхностях. В качестве начального приближения для координат точки отражения p_N используется точка отражения, полученная методом зеркального источника, в предположении, что все преломляющие поверхности отсутствуют. Обоснованными приближениями для координат точек преломления $p_1, \dots, p_{N-1}, p_{N+1}, \dots, p_{2N-1}$ являются точки пересечения падающего и отраженного лучей, существующих в рамках предыдущего предположения, с преломляющими поверхностями (рисунок 2.4) [194].

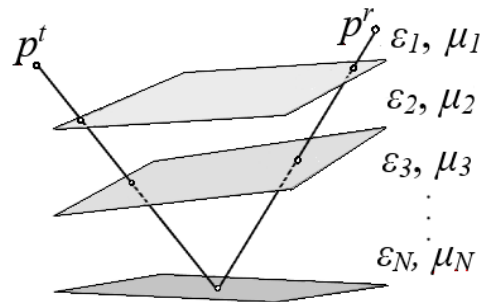


Рисунок 2.4 — Начальные приближения для системы (4)

Отбор корней основывается на следующих соображениях: 1) искомые точки расположены на разграничивающих пространство поверхностях; 2) каждая координата искомой точки отражения принадлежит промежутку между соответствующими координатами точек расположения источника и приемника; 3) каждая координата искомым точек преломления принадлежит промежутку между соответствующими координатами точки передатчика и точки отражения для прямого хода луча и между соответствующими координатами точки отражения и точки приемника для обратного хода луча.

2.2.2. Прохождение волны через многослойное препятствие без отражения

В частном случае, точка приема может быть расположена в «нижней» области (рисунок 2.5), и тогда рассматривается только прохождение луча через многослойную преграду.

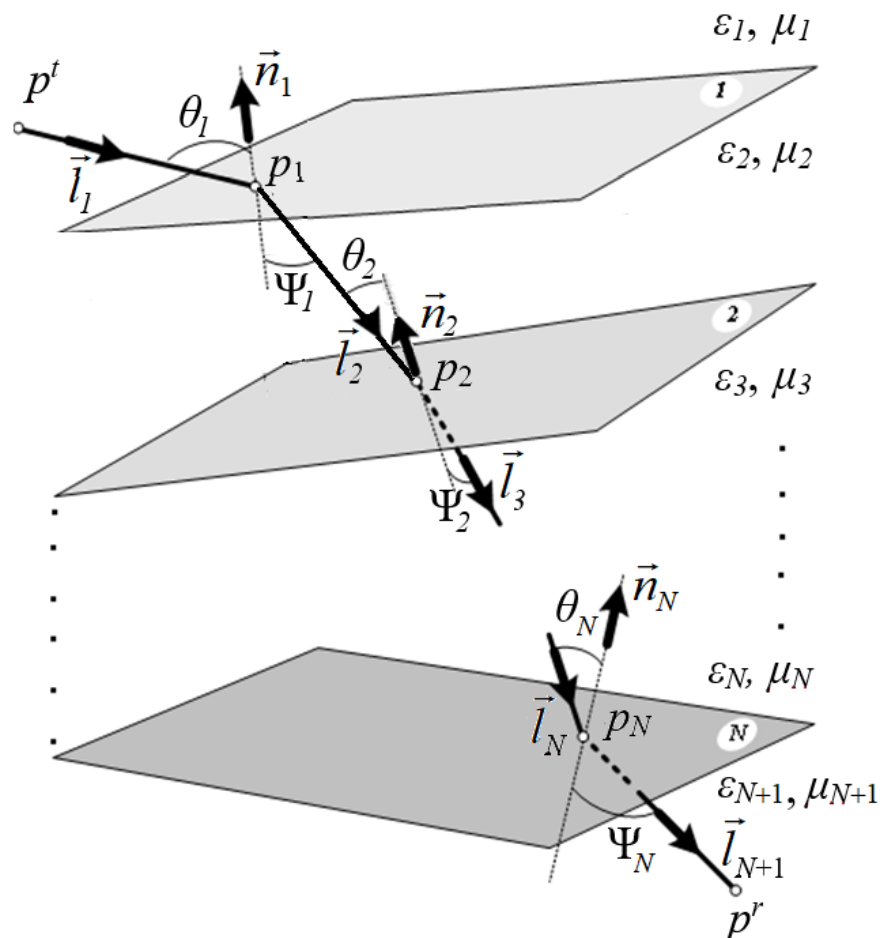


Рисунок 2.5 — Постановка задачи синтеза траектории в частном случае (прохождение без отражения)

Решению такой задачи посвящена работа [193]. В этом случае система уравнений (4) упрощается и приобретает вид

$$\vec{l}_i - m_i \vec{l}_{i+1} - \vec{n}_i \left[(\vec{n}_i, \vec{l}_i) - m_i (\vec{n}_i, \vec{l}_{i+1}) \right] = 0, \quad i = 1, \dots, N. \quad (5)$$

Для решения системы (5) в качестве начального приближения используется вектор, составленный из координат точек пересечения с преломляющими поверхностями прямой, соединяющей точки передатчика и приемника, то есть луча, который существовал бы в отсутствие преломляющих плоскостей (рисунок 2.6) [193]. Условия отбора корней, удовлетворяющих рассматриваемой задаче, следующие: 1) искомая точка расположена на преломляющей поверхности; 2) каждая координата искомой точки принадлежит промежутку между соответствующими координатами точек расположения источника и приемника.

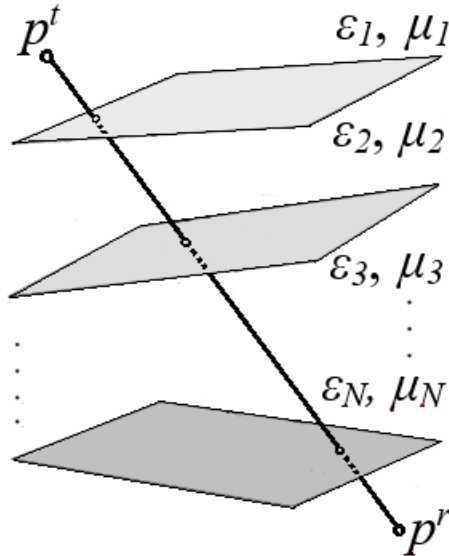


Рисунок 2.6 — Начальные приближения для системы (5)

2.2.3. Пример синтеза лучевой траектории для прохождения без отражения

Тестовые примеры, демонстрирующие работу алгоритма для случая четырех преломляющих поверхностей, представлены на рисунках 2.7 и 2.8. Во всех изображенных случаях электрофизические параметры областей чередуются [182].

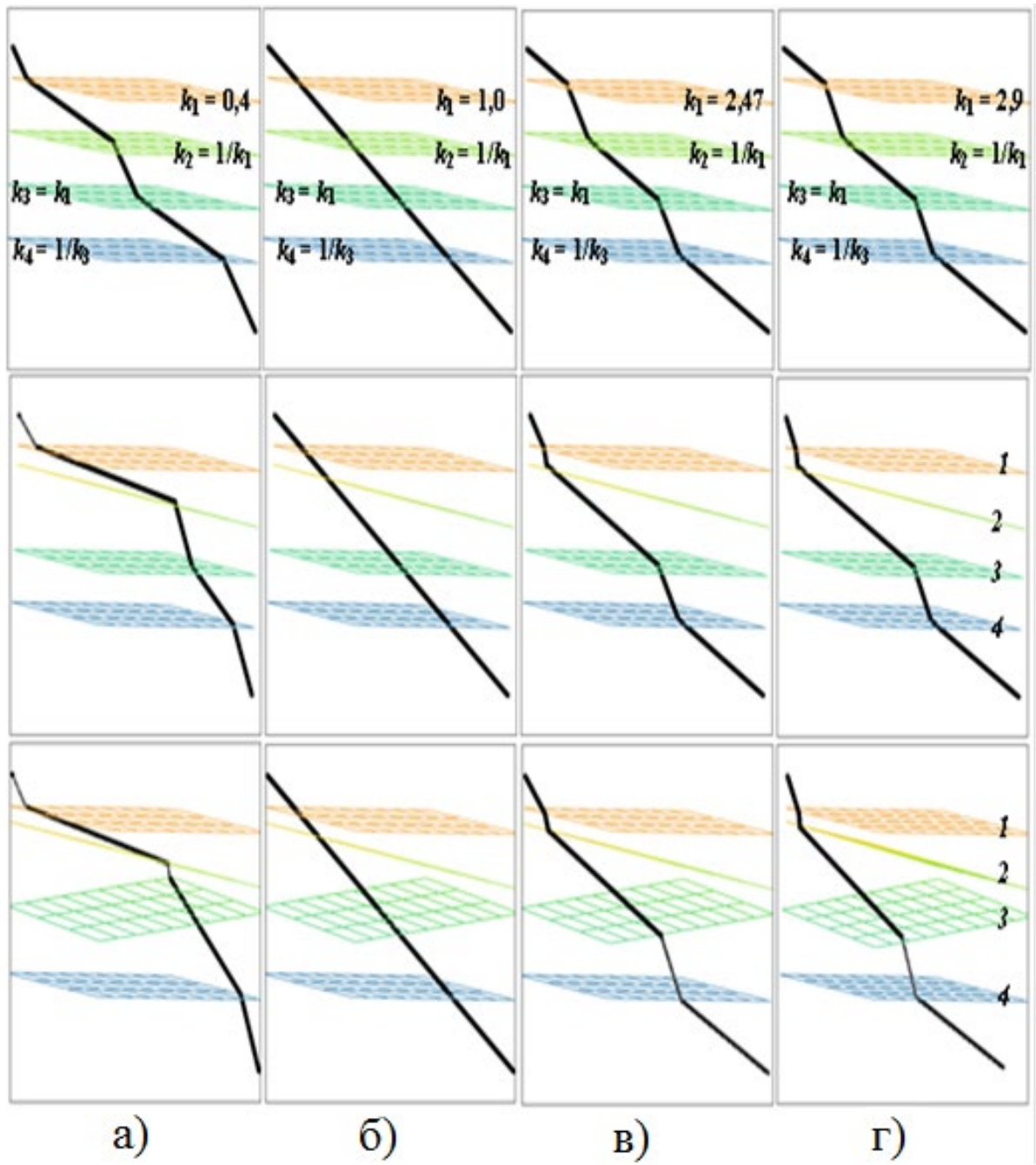


Рисунок 2.7 — Результаты тестирования алгоритма синтеза траектории для случая прохождения без отражения при разных параметрах сред

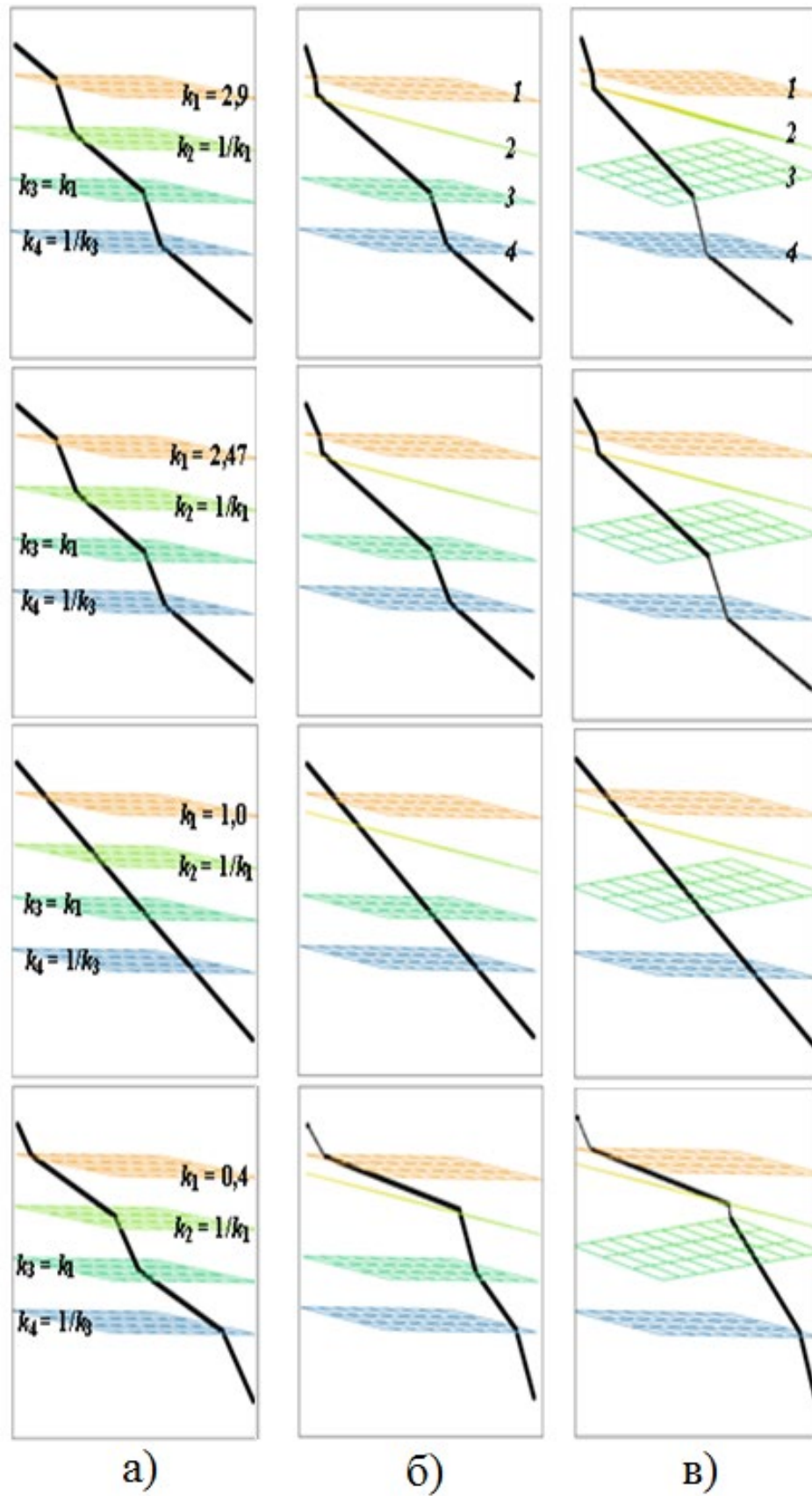


Рисунок 2.8 — Результаты тестирования алгоритма синтеза траектории для случая прохождения без отражения при разном положении плоскостей

На рисунке 2.7, а отношение коэффициентов преломления сред k для плоскостей 1 и 3 меньше единицы, что соответствует прохождению луча через две полости внутри кирпичной стены. Рисунок 2.7, б демонстрирует работу алгоритма, когда отношения коэффициентов преломления соседних областей равно единице, то есть границы раздела сред являются фиктивными и преломления не происходит. Рисунок 2.7, в иллюстрирует прохождение преломленного луча сквозь две кирпичные стены, разделенные воздухом, а рисунок 2.7, г соответствует прохождению через аналогичную бетонную конструкцию.

На рисунке 2.8, а все преломляющие плоскости расположены параллельно. Рисунок 2.8, б соответствует случаю, когда плоскость 2 наклонена относительно трех других. Рисунок 2.8, в иллюстрирует ход луча при наклоне плоскостей 2 и 3 по ортогональным направлениям, при этом плоскости 1 и 4 параллельны друг другу.

Анализ результатов тестирования алгоритма, позволяет отметить несколько моментов. Во-первых, в случае равенства параметров областей луч остается прямолинейным при любом положении разделяющих плоскостей (рисунок 2.7, б). Во-вторых, при параллельном расположении преломляющих поверхностей все участки луча лежат в одной плоскости, и обеспечивается параллельность фрагментов в средах с равными показателями преломления (рисунок 2.8, а). В-третьих, нарушение параллельности преломляющих плоскостей приводит к возникновению пространственного характера хода луча (рисунки 2.8, а, б). Еще одно важное наблюдение состоит в том, что при характерных для строительных конструкций геометрических параметрах и при отношении коэффициентов преломления больше примерно 1,97 ход луча практически совпадает, что заметно при сравнении рисунков 2.7, в и 2.7, г. Все приведенные выводы свидетельствуют о корректности работы предложенного алгоритма.

Рисунок 2.9 изображает траекторию луча, прошедшего через две кирпичные стены, расположенные под углом относительно друг друга [182]. Угол может быть

как прямым, так и острым и тупым. На рисунке представлено четыре характерных варианта взаимного расположения точек передатчика и приемника. Для формирования представления об объемной картине траектории луча приведены три ракурса для каждого варианта. Рисунки 2.9, а и 2.9, б демонстрируют изменение траектории луча при переносе точки приема вдоль стены по горизонтали, при этом в вертикальной плоскости положение точек источника и наблюдения разнесено на несколько метров. Рисунки 2.9, в и 2.9, г соответствуют различным положениям вдоль стены приемника, расположенного с небольшим смещением от передатчика по вертикали.

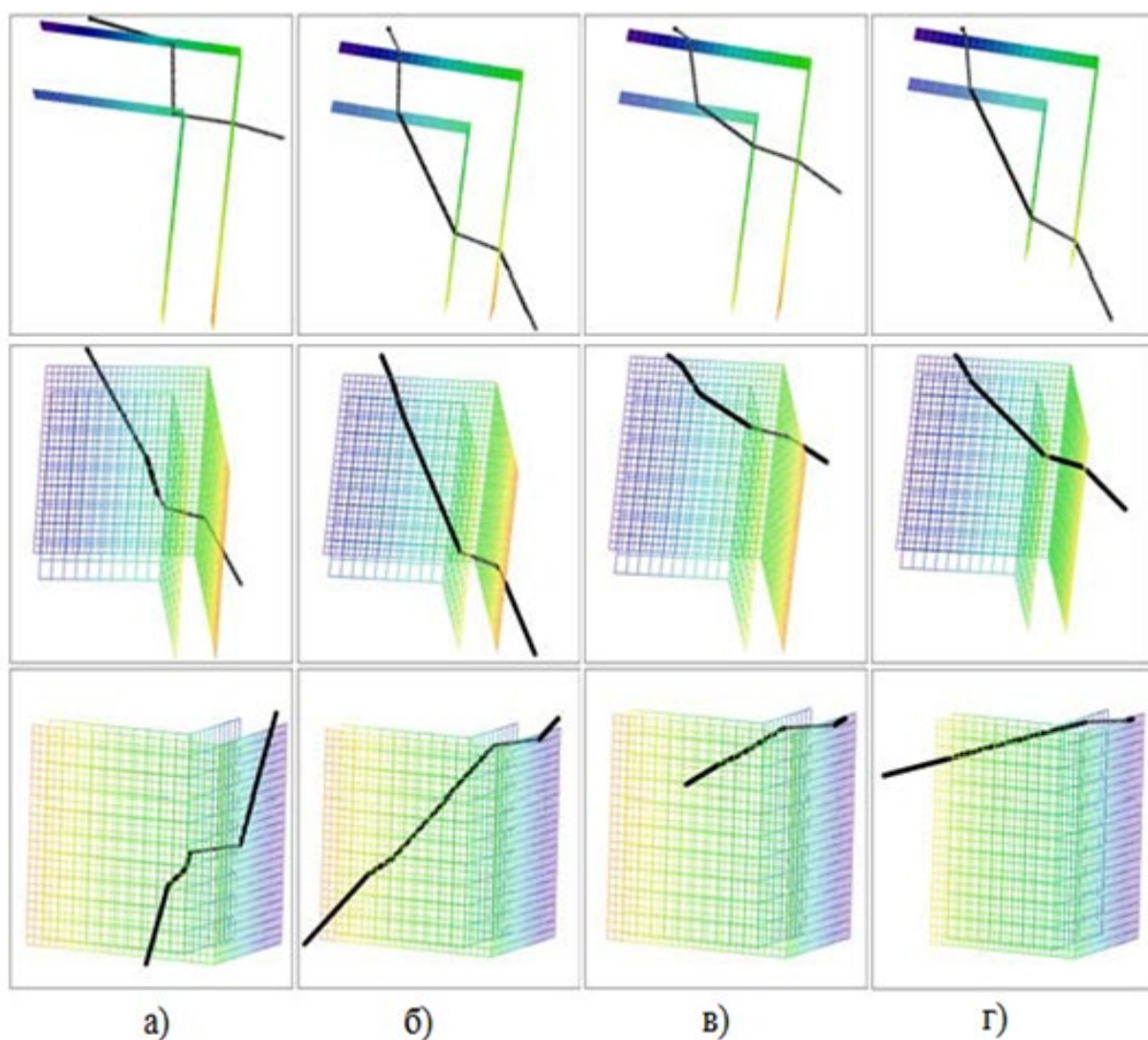


Рисунок 2.9 — Пример траектории прохождения луча через угол

2.2.4. Пример синтеза лучевой траектории для прохождения с отражением

Рассмотрим результаты, полученные для синтеза траектории многократно преломленного луча, отраженного от внутренней границы раздела многослойного препятствия и вернувшегося в одну из внутренних областей между разделяющими пространство поверхностями (рисунок 2.3). В этом случае, ход луча описывается уравнениями (4) [180, 181, 194]. На рисунках 2.10 и 2.11 для демонстрации работы алгоритма представлены примеры, иллюстрирующие прохождение луча через две стены, пространство между которыми заполнено воздухом. При расчете траектории использовались характерные для строительных материалов значения электрофизических параметров (рисунок 2.10, а — древесина, рисунок 2.10, б — кирпич, рисунок 2.10, в — бетон, рисунок 2.10, г — мрамор).

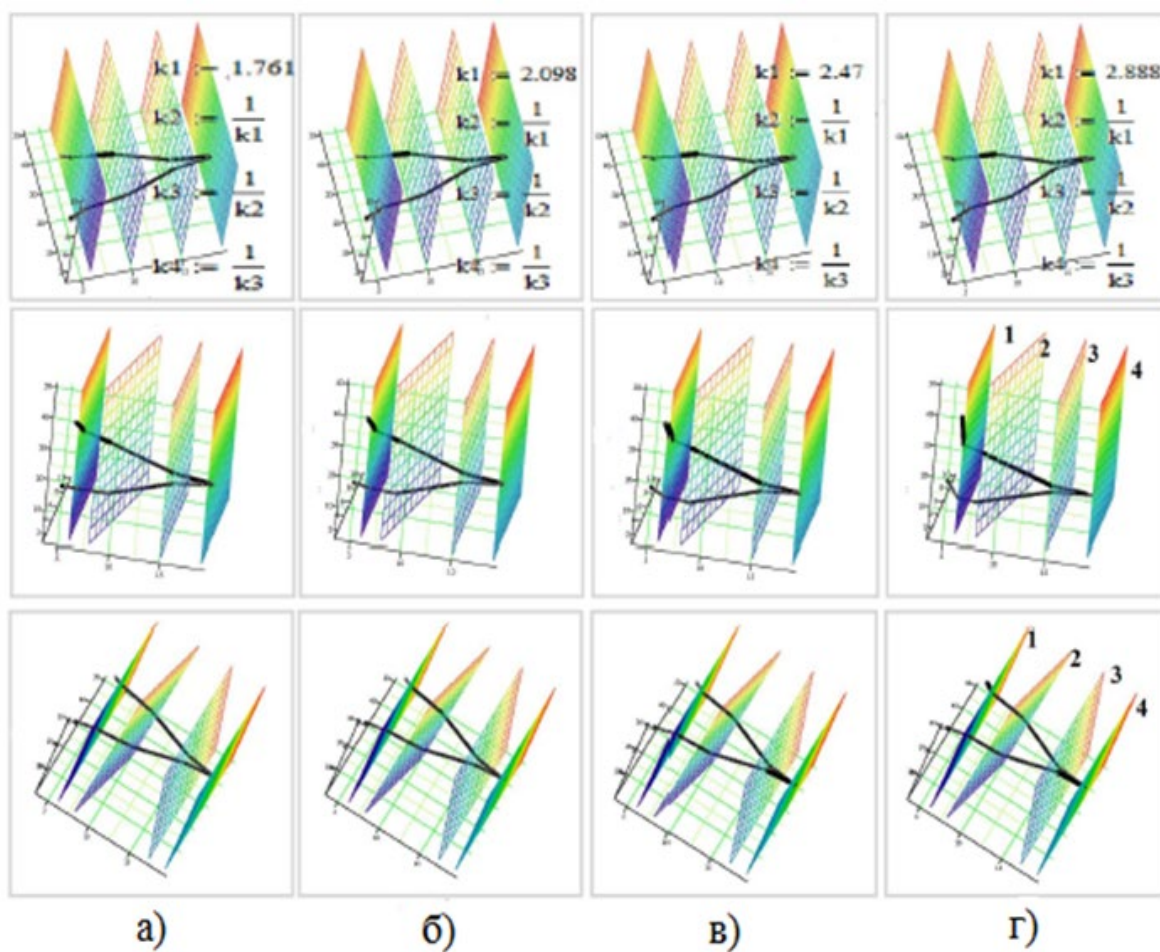


Рисунок 2.10 — Результаты тестирования алгоритма синтеза траектории при разных параметрах сред

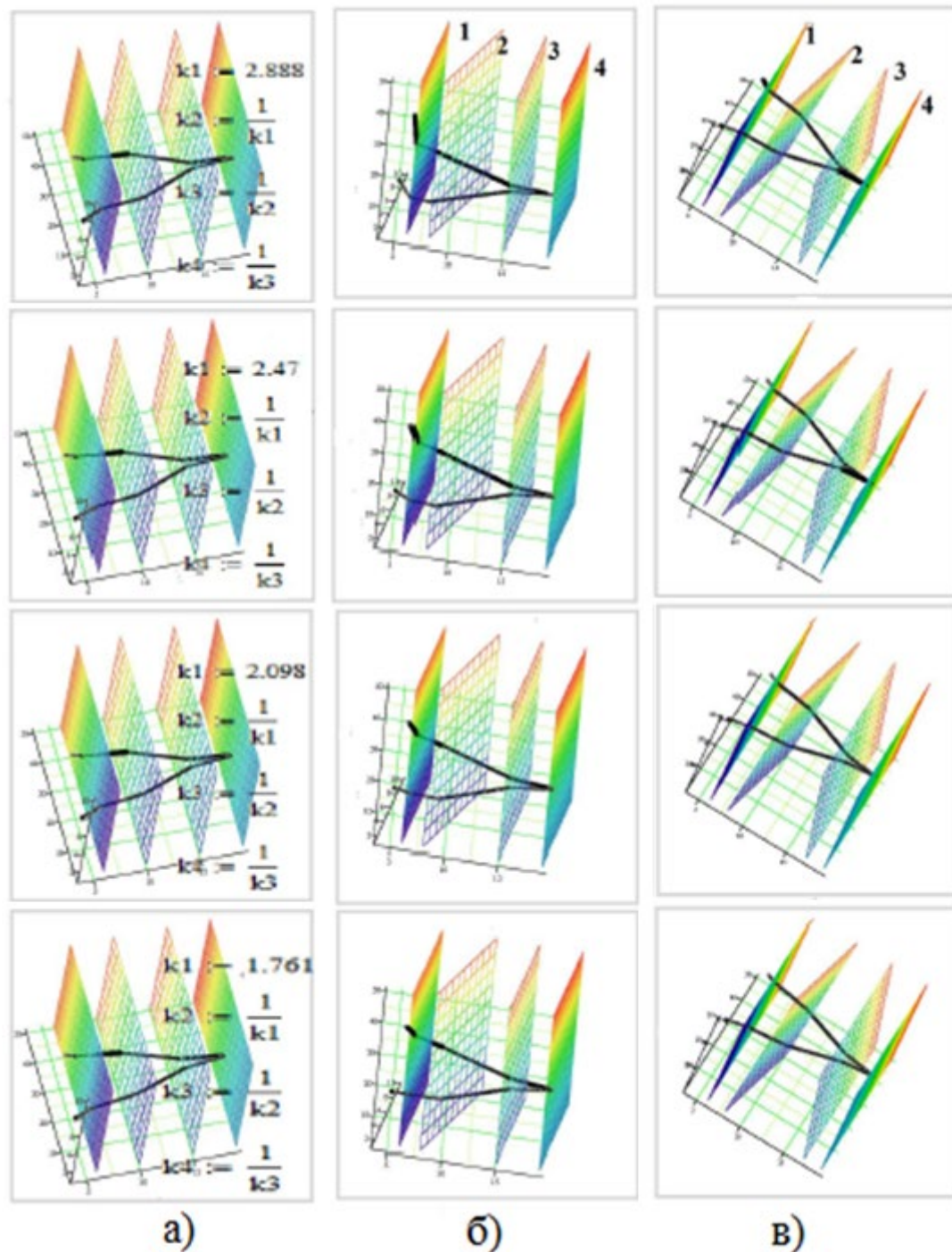


Рисунок 2.11 — Результаты тестирования алгоритма синтеза траектории при разном положении плоскостей

Рисунок 2.11, а соответствует случаю, когда преломляющие поверхности параллельны, и показывает, что при таком расположении преломляющих поверхностей все участки луча лежат в одной плоскости [182]. На рисунке 2.11, б плоскость 2 наклонена относительно трех других. Рисунок 2.11, в иллюстрирует ход луча в случае, когда плоскости 1 и 4 параллельны, а плоскости 2 и 3

расположены под наклоном. Рисунки 2.11, б, в демонстрируют, что нарушение параллельности плоскостей приводит к возникновению пространственного характера хода луча, то есть формирующие его отрезки не лежат в одной плоскости. Анализ рисунков показывает, что в средах с равными показателями преломления фрагменты луча параллельны.

Рисунок 2.12 иллюстрирует применение предложенного алгоритма для синтеза траектории луча, прошедшего сквозь угол, образованный двумя бетонными стенами [182]. Рисунки 2.12, а и 2.12, б демонстрируют изменение траектории луча при переносе точки приема вдоль стены по горизонтали, тогда как рисунки 2.12, в и 2.12, г соответствуют удалению приемника от стены.

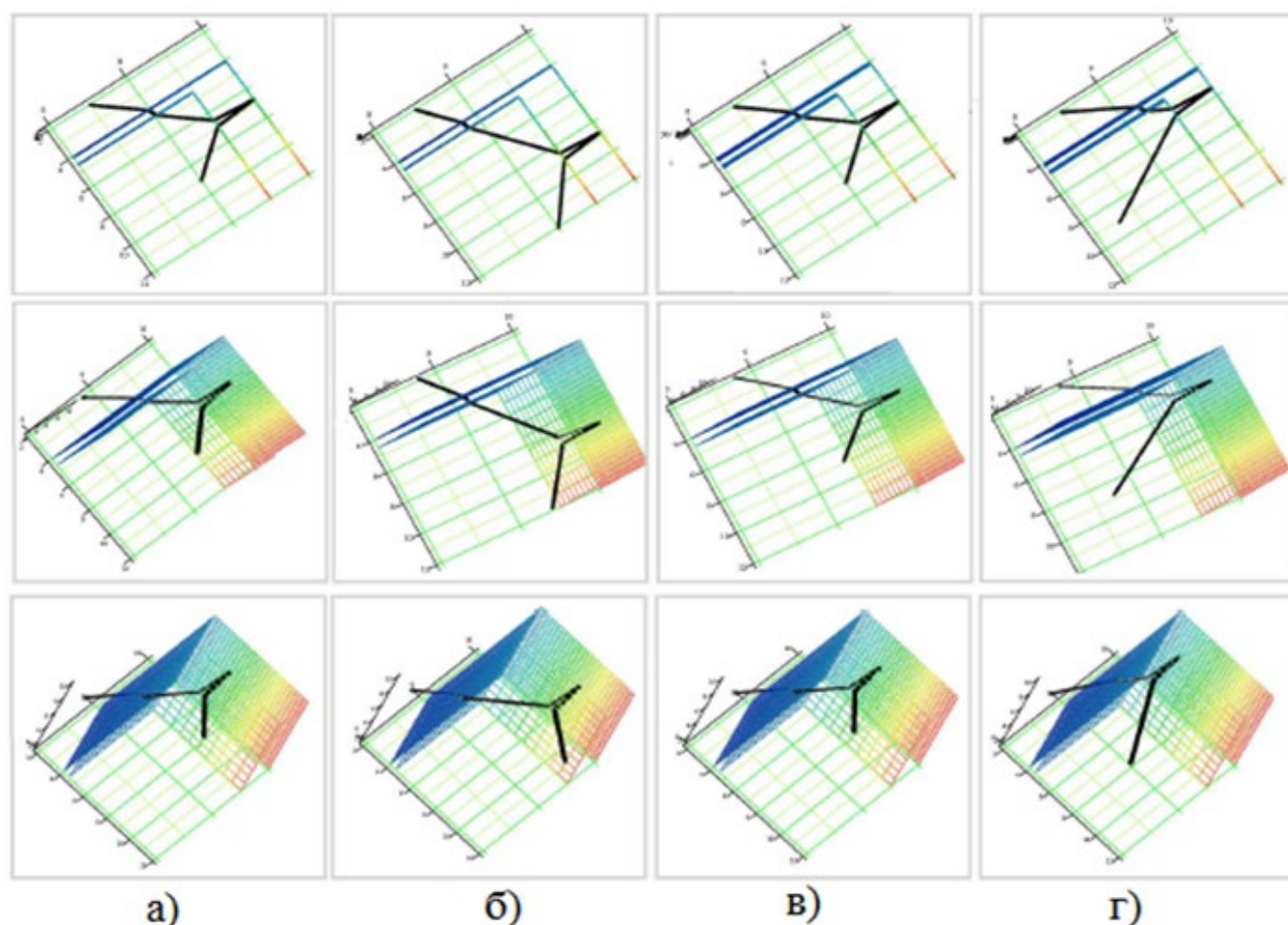


Рисунок 2.12 — Пример синтеза траектории луча внутри задания

2.2.5. Результат применения алгоритма лучевой трассировки

Набор лучей с учетом заданного количества преломлений и отражений, полученный в результате синтеза лучевой траектории, позволяет установить факт

существования многократно преломленного луча в анализируемой точке приема, и определить следующие параметры радиотрассы [194]:

- направление выхода луча из точки источника, что позволяет учесть диаграмму направленности передающей антенны;
- направление прихода луча в точку приема, что дает возможность правильно сориентировать приёмную антенну;
- углы падения на каждую преломляющую и отражающую поверхность, необходимые для расчета коэффициентов преломления и отражения и количественной оценки поляризационных эффектов;
- длину луча в каждой среде, на основании чего рассчитываются затухание и фаза волны в конце трассы.

Применение описанного алгоритма синтеза лучевой траектории многократно преломленной электромагнитной волны лежит в основе последующих расчетов зоны покрытия беспроводной локальной сети внутри здания или зоны покрытия системы связи в условиях городской застройки. При построении лучевой траектории анализируется исследуемая область, в то время как для метода SBR лучи запускаются во всех направлениях. За счет такого подхода уменьшается время построения лучевой траектории.

2.3. Проникновение волны в смежное помещение

Отсутствие прямой видимости между точкой доступа и абонентским устройством является характерным случаем при распространении сигнала внутри зданий. Применим описанный в предыдущем параграфе алгоритм синтеза лучевой траектории к задаче моделирования покрытия в помещении без точки доступа WLAN, в которое проникает сигнал из смежного помещения.

2.3.1. Задача учета проникновения волны в смежное помещение

Рассмотрим помещение, представляющее собой прямоугольный параллелепипед размером 40 x 20 x 10 м, и разделенное кирпичной стеной толщиной 1 м на две части – помещения I и II (рисунок 2.13). В помещении I в

точке $T_x(4; 15; 5)$ расположен передатчик сигнала, работающий на частоте 2,4 ГГц. Необходимо рассчитать создаваемую зону покрытия WLAN, то есть получить объемное распределение напряженности электрического поля, как в помещении I, так и в смежном с ним помещении II [183, 184].

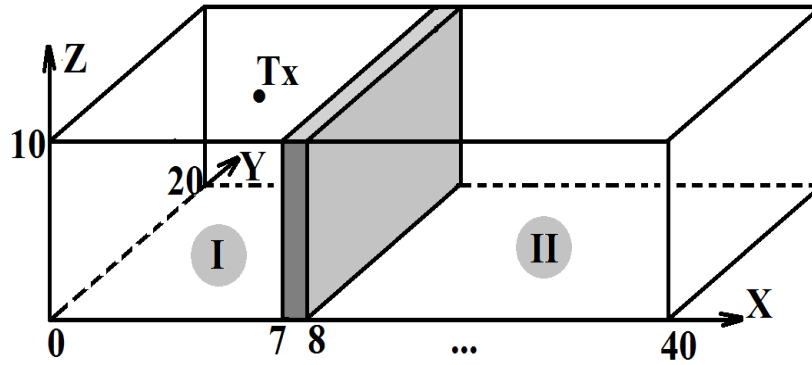


Рисунок 2.13 — Модель исследуемого помещения

Для расчета уровня сигнала в зоне покрытия сети используется выражение для комплексного коэффициента передачи многолучевого канала связи [183, 184, 197], имеющее вид:

$$h = \sqrt{D^t D^r} F^t(\theta_0^t, \varphi_0^t) F^r(\theta_0^r, \varphi_0^r) L_0 L^{pol} L^t L^r V, \quad (6)$$

где индекс «0» относится к прямому лучу; индексы « t » и « r » относятся к параметрам передатчика и приемника, соответственно; все компоненты формулы вычисляются на рабочей длине волны передатчика λ^t ; D^t и D^r – максимальные значения коэффициентов направленного действия; $F^t(\theta_0^t, \varphi_0^t)$ и $F^r(\theta_0^r, \varphi_0^r)$ – нормированные диаграммы направленности в направлении на другую антенну;

$L_0 = \frac{\lambda^t e^{-jkR_0}}{4\pi R_0}$ – множитель, учитывающий основное ослабление сигнала на радиолинии длиной R_0 , которое задается между характерными точками передающего и приемного элементов, например, между фазовыми центрами или центрами излучения, и таково, что сегменты антенн находятся в дальних зонах друг друга; k – коэффициент распространения радиоволн на рабочей частоте; L^{pol} – поляризационный коэффициент передачи, задается как скалярное произведение

векторов поляризации излучающей и приемной антенн и определяет степень рассогласования по поляризации; L^t и L^r – множители, определяющие затухание радиосигнала в передающем и приемном элементах из-за омических потерь и из-за рассогласования антенн с линиями передачи; V – множитель влияния среды, учитывающий многолучевой характер распространения сигнала.

Корень из произведения коэффициентов направленного действия используемых антенн может быть больше единицы в некоторых направлениях. Однако в формуле (6) также выполняется умножение на коэффициенты затухания разной природы L , которые всегда существенно меньше единицы по модулю.

Множитель влияния среды V , входящий в (6), состоит из нескольких компонентов и в общем случае учитывает различные эффекты многолучевого распространения электромагнитных волн, такие как отражение от внутренних поверхностей помещения (V^{refl}), прохождение сигналов сквозь стены и перекрытия (V^{pass}) и дифракцию на изломах конструктивных элементов зданий (V^{difr}) [184, 186, 197]:

$$V_{\parallel, \perp} = 1 + \sum V_{\parallel, \perp}^{refl} + \sum V_{\parallel, \perp}^{pass} + \sum V_{\parallel, \perp}^{difr}. \quad (7)$$

Для локально плоских волн в поле излучающей антенны могут присутствовать обе поперечные составляющие электромагнитного поля, которые формируют параллельно (индекс « $\parallel$ ») и нормально (индекс « $\perp$ ») поляризованные компоненты электромагнитной волны.

Единица относится к прямым лучам. Поскольку множитель V является результатом сложения комплексных чисел, то его модуль может быть как больше, так и меньше или равен единице. Величина V должна рассчитываться с учетом геометрических параметров помещения, для чего может быть использован предложенный алгоритм трехмерной трассировки радиоволн.

Если учитывать только прямые лучи и лучи, отражающиеся от внутренних поверхностей помещения и от препятствия, множитель влияния среды

записывается как [186]

$$\begin{aligned}
 V_{\parallel,\perp} = 1 + \sum V_{\parallel,\perp}^{refl} = 1 + \sum_{s=1}^6 R_{\parallel,\perp s} (\vartheta_s) \xi_s \frac{F^t(\theta_s^t, \varphi_s^t)}{F^t(\theta_0^t, \varphi_0^t)} \frac{R_0}{R_s} e^{-jk \Delta R_s} \frac{F^r(\theta_s^r, \varphi_s^r)}{F^r(\theta_0^r, \varphi_0^r)} + \\
 + \sum_{s=1}^6 \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq s}}^6 R_{\parallel,\perp s} (\vartheta_{sp}) R_{\parallel,\perp p} (\vartheta_{sp}) \xi_{sp} \frac{F^t(\theta_{sp}^t, \varphi_{sp}^t)}{F^t(\theta_0^t, \varphi_0^t)} \frac{R_0}{R_{sp}} e^{-jk \Delta R_{sp}} \frac{F^r(\theta_{sp}^r, \varphi_{sp}^r)}{F^r(\theta_0^r, \varphi_0^r)} + \\
 + \sum_{s=1}^6 \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq s}}^6 \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq p}}^6 R_{\parallel,\perp s} (\vartheta_{spq}) R_{\parallel,\perp p} (\vartheta_{spq}) R_{\parallel,\perp q} (\vartheta_{spq}) \xi_{spq} \frac{F^t(\theta_{spq}^t, \varphi_{spq}^t)}{F^t(\theta_0^t, \varphi_0^t)} \frac{R_0}{R_{spq}} e^{-jk \Delta R_{spq}} \frac{F^r(\theta_{spq}^r, \varphi_{spq}^r)}{F^r(\theta_0^r, \varphi_0^r)} + \dots,
 \end{aligned}$$

где $s, p, q, \dots$ – номера поверхностей, от которых последовательно отражается луч; комбинация $spq \dots$ задает структуру (ход) луча многократного отражения от поверхностей помещения и препятствия; $\theta_{spq}^t, \varphi_{spq}^t$ – углы выхода луча из передающей антенны; $\theta_{spq}^r, \varphi_{spq}^r$ – углы прихода луча к приемной антенне; ξ_{spq} – коэффициент, учитывающий деполяризационные эффекты при отражениях луча; ϑ_{spq} – углы падения луча на соответствующую отражающую поверхность; $\Delta R_{spq} = R_{spq} - R_0$ – разность хода отраженного и прямого лучей.

Описанный подход может быть применен для расчета таких величин, характеризующих электромагнитное поле, как напряженность электрического поля и мощность электрического поля. Теоретически, можно рассчитать также напряженность магнитного поля и также вектор Пойнтинга, однако это не представляется практически целесообразным (во-первых, при организации систем связи используют, как правило, электрические, а не магнитные величины, а во-вторых, необходимо узнать величину поля в анализируемой точке, а не направление его распространения).

2.3.2. Результат моделирования проникновения волны в смежное помещение

Моделирование распределения сигнала WLAN для передатчика с всенаправленным излучением выполнено в работе [184]. В качестве параметра, характеризующего уровень сигнала, используется напряженность электрического поля. В рассматриваемой задаче при расчете зоны покрытия для помещения I учитывается только прямой луч, а для помещения II, только луч, прошедший

сквозь стену, в связи с чем при расчете V учитываются только первое и третье слагаемые, входящие в формулу (7) [183, 184]. Результаты моделирования представлены на рисунке 2.14 [183]. В качестве величины, характеризующей уровень сигнала в исследуемой области, используется напряженность электрического поля E (В/м), результаты расчета которой были для наглядности переведены в децибелы и пронормированы на максимум.

Рисунок 2.14, а соответствует горизонтальному сечению помещения на высоте 2 м, то есть ниже передатчика, рисунок 2.14, б соответствует высоте, на которой расположен передатчик (5 м), отмеченный на рисунке точкой Тх. На рисунках 2.14, в и 2.14, г изображены сечения на высоте 7 и 9 м соответственно.

Область с самым высоким уровнем сигнала, то есть, область, где ослабление сигнала составляет 0 дБ, расположена на высоте 5 м, то есть в том сечении, где расположен передатчик. При удалении от источника как по горизонтали, так и по вертикали происходит ослабление сигнала, в связи с чем на рисунках 2.14, а, в, г, максимальная напряженность на ≈ 10 дБ меньше, чем на рисунке 2.14, б. Минимальная напряженность сигнала в помещении во всех случаях составляет около -50 дБ.

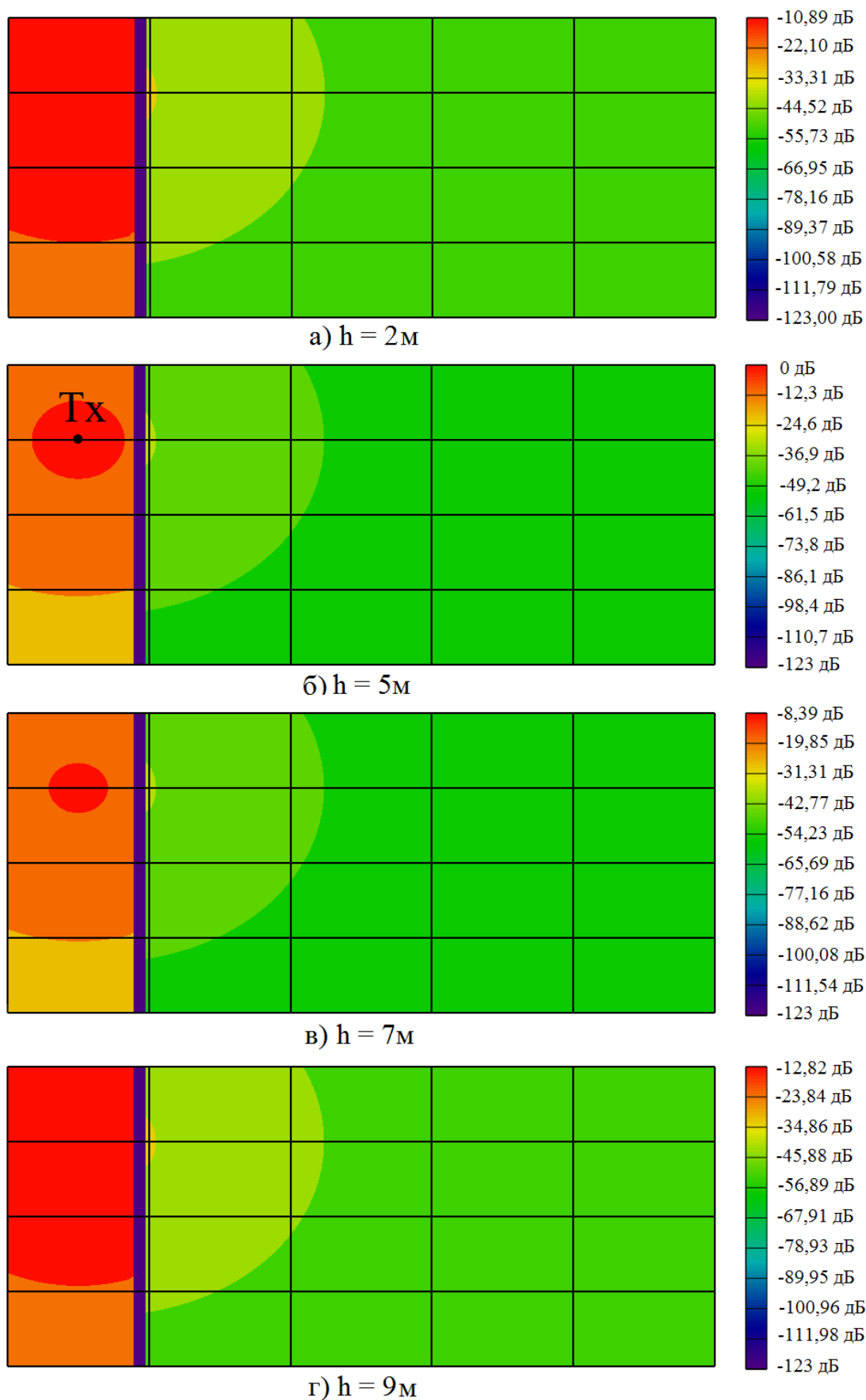


Рисунок 2.14 — Распределение уровня сигнала WLAN в объеме помещения для передатчика с ненаправленной антенной

Моделирование распределения уровня сигнала WLAN в аналогичной ситуации при использовании передатчика с антенной в виде горизонтального симметричного электрического вибратора описано в работе [183]. Рассчитанные распределения напряженности электрического поля в исследуемом помещении на различных высотах показаны на рисунках 2.15 и 2.16. Рисунок 2.15 соответствует расположению вибратора перпендикулярно стене, а рисунок 2.16 – повороту вибратора в горизонтальной плоскости на 45° относительно стены. Во всех представленных случаях приемник имеет ненаправленную антенну.

Рисунки 2.15, а и 2.16, а изображают сечение помещения в горизонтальной плоскости на высоте 2 м, рисунки 2.15, б и 2.16, б соответствуют высоте 5 м, на которой расположен передатчик, отмеченный точкой Тх. На рисунках 2.15, в, г и 2.16, в, г показаны сечения на высоте 7 и 9 м. Полученные картины распределения уровня напряженности электрического поля имеют вид, характерный для симметричного электрического полуволнового вибратора, при этом заметно некоторое искривление траектории сигнала в помещении II вследствие прохождения радиоволны через стену.

Как и при использовании ненаправленного передатчика, область с максимальным уровнем сигнала соответствует сечению, где расположен передатчик (рисунки 2.15, б и 2.16, б). На остальных рисунках максимальная напряженность на ≈ 10 дБ меньше. Ослабление, вызванное прохождением через стену, во всех случаях составило около 27 дБ, что аналогично предыдущему случаю. Минимум напряженности электрического поля расположен в направлении оси вибратора, где ослабление составляет 70 дБ и более.

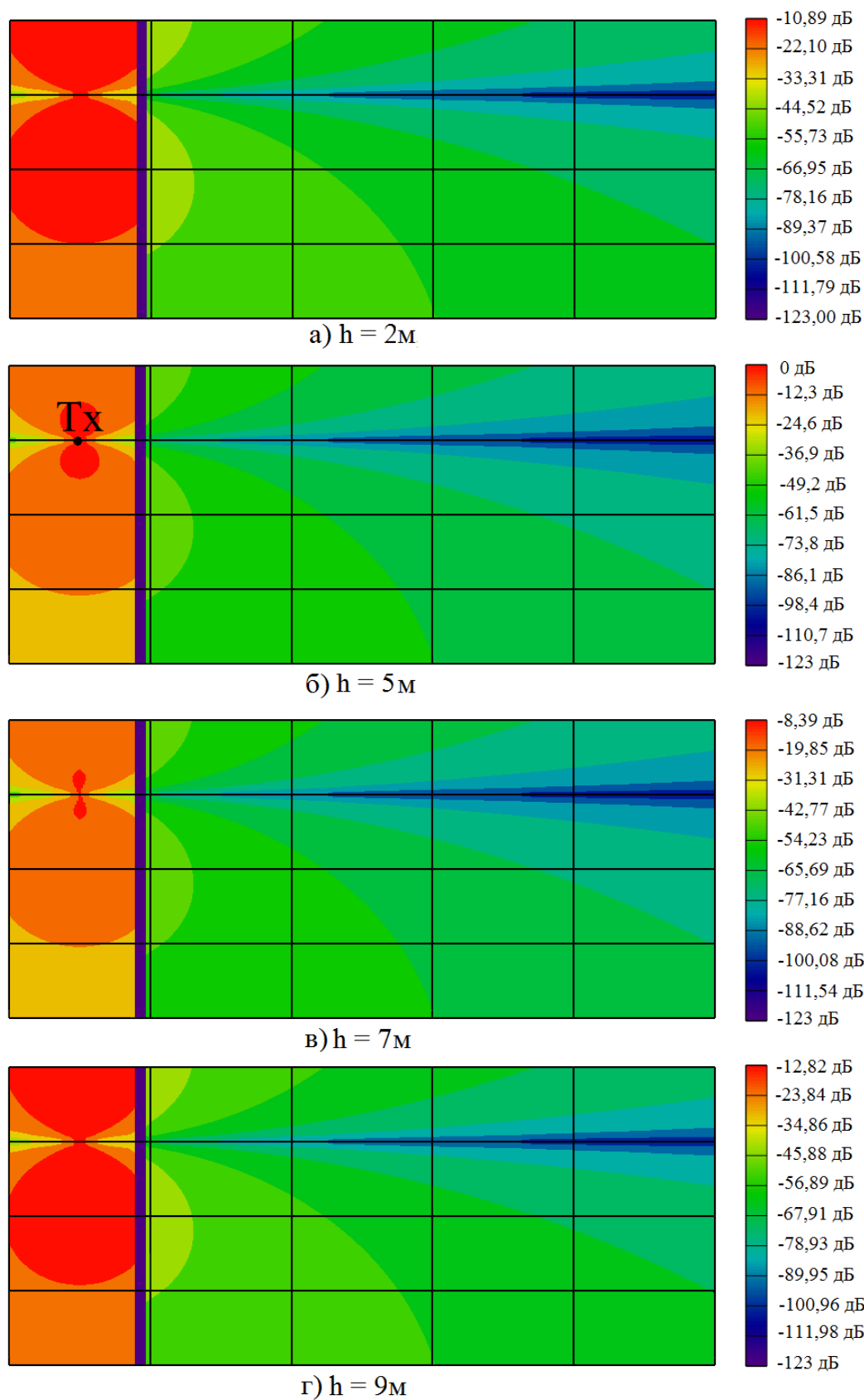


Рисунок 2.15 — Распределение уровня сигнала WLAN в объеме помещения в случае передатчика с антенной в виде полуволнового вибратора, расположенного перпендикулярно стене

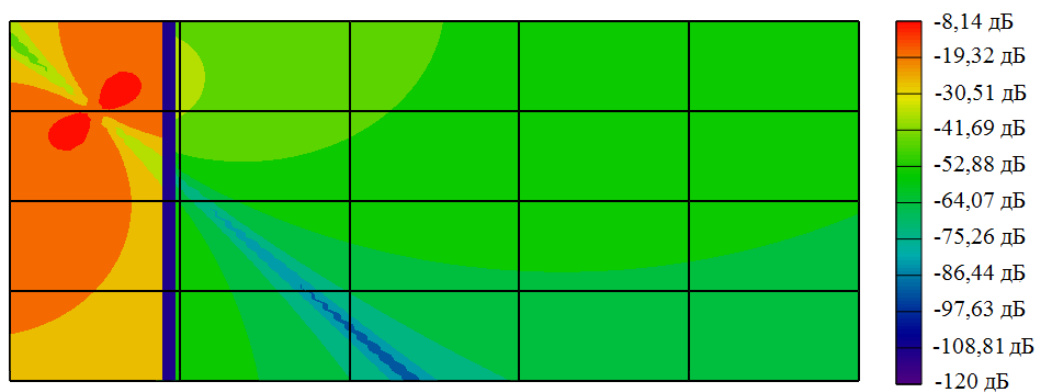
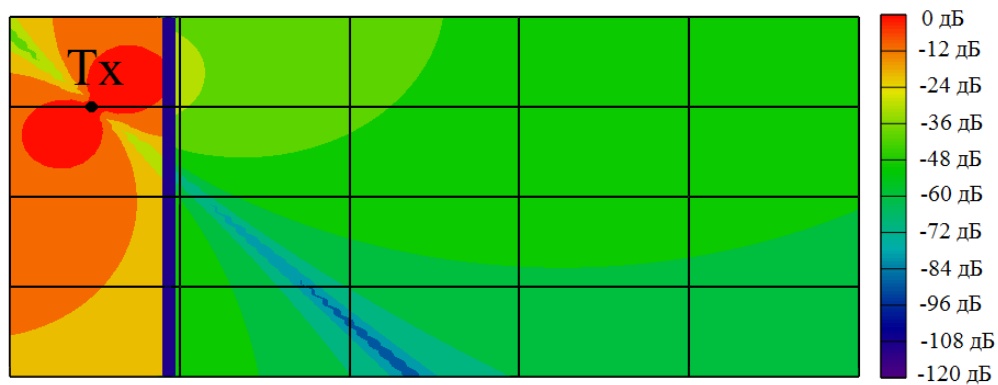
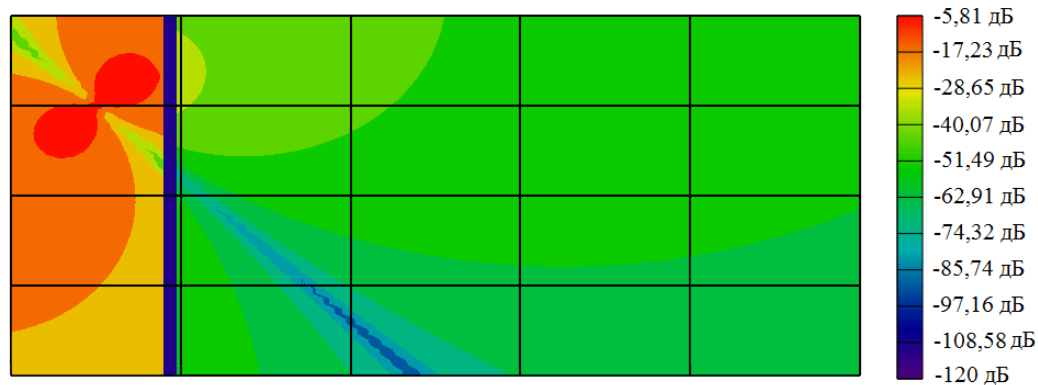
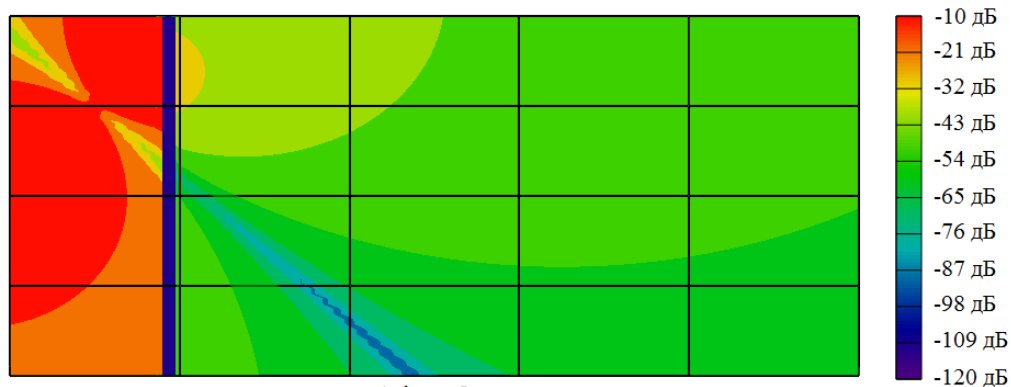
а) $h = 2\text{ м}$ б) $h = 5\text{ м}$ в) $h = 7\text{ м}$ г) $h = 9\text{ м}$

Рисунок 2.16 — Распределение уровня сигнала WLAN в объеме помещения в случае передатчика с антенной в виде полуволнового вибратора, расположенного под углом 45° к стене

На рисунке 2.17 для примера показано распределение электрического поля E вдоль помещения (вдоль координаты x) в вертикальной плоскости при $y = 9$ м для разных высот и разных направленностей антенны.

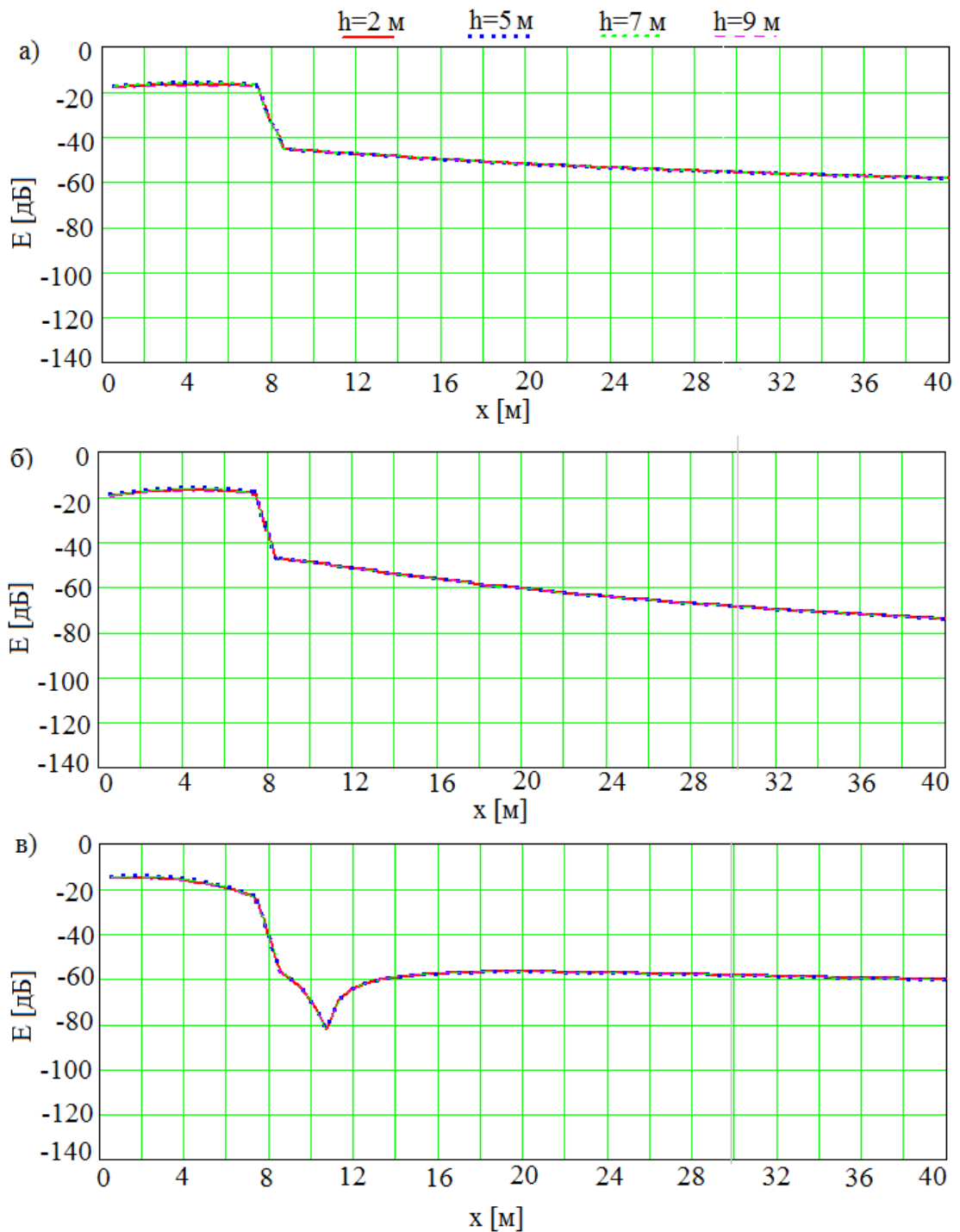


Рисунок 2.17 — Распределение уровня электрического поля вдоль помещения:

а) ненаправленная антенна б) вибратор расположен перпендикулярно стене

в) вибратор расположен под углом 45° к стене

Зависимости напряженности от координаты x для разных высот практически совпадают, что объясняется тем, что разница между высотами невелика, и согласуется с результатами, приведенными на рисунке 2.16. Таким образом, представленные результаты подтверждают возможность учета не только отраженных, но и прошедших волн.

2.4. Учет влияния дифракции на ребрах препятствий

Расчет дифракционных полей является сложной электродинамической задачей [23, 42 – 44, 198 – 202], поэтому приемлемые по точности приближенные формулы дифракционных коэффициентов получены только для ограниченного набора модельных объектов. Дифракционные коэффициенты определяются выражениями, содержащими бесконечные ряды и интегралы в бесконечных пределах, и их использование требует дополнительного математического анализа. Однако, при проектировании зоны покрытия систем беспроводной связи в помещении точность, обеспечиваемая такими методами, является излишней, и было бы желательно упростить расчет дифракции. В связи с этим, в данной работе поставлена и решена задача нахождения алгоритма приближенного учета дифракции радиоволн, позволяющего определить распределение напряженности дифракционного поля, и тем самым уточнить распределение суммарного электромагнитного поля внутри помещения [190].

2.4.1. Задача расчета дифракции на ребрах препятствия

Рассмотрим случай, когда помещение, внутри которого рассчитывается распределение электромагнитного поля, представляет собой прямоугольный параллелепипед, внутри которого расположено некоторое препятствие [190]. Препятствие также имеет форму прямоугольного параллелепипеда, а его поверхность описывается плоскими гранями, обладающими электрофизическими свойствами материалов, используемых в строительстве (кирпич, бетон, дерево и т. д.). Необходимо найти распределение интенсивности лучей, дифрагировавших на ребрах препятствия.

При определении дифракции на ребрах препятствия считаем, что передатчик, приемник и сечение препятствия расположены в одной плоскости, то есть, рассмотрим двумерную задачу. Очевидно, что для двумерной задачи точкой дифракции на каждом из ребер препятствия будет являться точка пересечения этого ребра и рассматриваемой плоскости, то есть при расположении передатчика и приемника на одной высоте каждое из ребер препятствия можно представить в виде эквивалентного клина, образованного сечением препятствия плоскостью xOy , как показано на рисунке 2.18 [190]. При дифракции образуется бесконечное множество лучей, но поскольку они обладают небольшой по сравнению с другими видами лучей мощностью, в рассматриваемом случае ограничимся учетом того из них, который способен непосредственно попасть в точку приема.

Электромагнитное поле с составляющими $[E_i; H_i]$ падает на клин под углом θ_0 к одной из формирующих его плоскостей, после чего дифракционное поле с составляющими $[E_d; H_d]$ распространяется под углом θ . Углы падения θ_0 и наблюдения θ отсчитываются от стороны клина, повернутой к направлению прихода падающего поля.

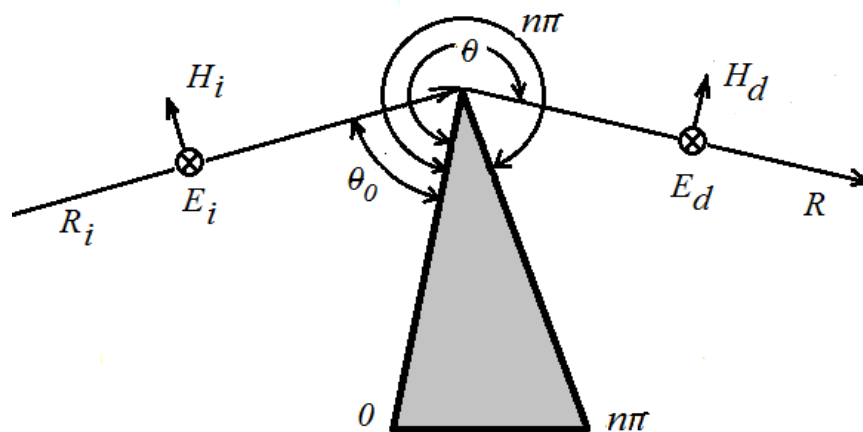


Рисунок 2.18 – Дифракция на клине

Для того, чтобы найти распределение дифракционного поля в рассматриваемом помещении, необходимо вычислить коэффициенты дифракции на ребрах препятствия для луча, падающего под углом θ_0 .

Дифракционное поле определяется как $E_d = DE_i A_d$ [23], где

$E_d = \begin{pmatrix} E_{d\parallel} \\ E_{d\perp} \end{pmatrix}$ - напряженность дифракционного поля, $E_i = \begin{pmatrix} E_{i\parallel} \\ E_{i\perp} \end{pmatrix}$ - напряженность

падающего поля, $D = \begin{pmatrix} D_{\parallel} & 0 \\ 0 & D_{\perp} \end{pmatrix}$ - матрица коэффициентов дифракции. Индексы

$\parallel$ и $\perp$ соответствуют параллельной (вертикальной) и перпендикулярной (горизонтальной) поляризации поля по отношению к плоскости падения, A_d —

фактор распространения, определяемый из соотношений $A_d = \frac{1}{\sqrt{R}}$ для плоской

падающей волны и $A_d = \sqrt{\frac{R_i}{R(R + R_i)}}$ для сферической падающей волны.

В соответствии с [23] коэффициенты дифракции для параллельной и перпендикулярной поляризации определяются следующим образом:

$$D_{\parallel} = \frac{-e^{j\frac{\pi}{4}}}{2n\sqrt{2\pi k}} \left[\cot\left(\frac{\pi + (\theta - \theta_0)}{2n}\right) F(kla_1(\theta - \theta_0)) + \cot\left(\frac{\pi - (\theta - \theta_0)}{2n}\right) F(kla_2(\theta - \theta_0)) + \right. \\ \left. + R_{\parallel n}(n\pi - \theta) \cot\left(\frac{\pi + (\theta + \theta_0)}{2n}\right) F(kla_1(\theta + \theta_0)) + \right. \\ \left. + R_{\parallel 0}(\theta_0) \cot\left(\frac{\pi - (\theta + \theta_0)}{2n}\right) F(kla_2(\theta + \theta_0)) \right],$$

$$D_{\perp} = \frac{-e^{j\frac{\pi}{4}}}{2n\sqrt{2\pi k}} \left[\cot\left(\frac{\pi + (\theta - \theta_0)}{2n}\right) F(kla_1(\theta - \theta_0)) + \cot\left(\frac{\pi - (\theta - \theta_0)}{2n}\right) F(kla_2(\theta - \theta_0)) + \right. \\ \left. + R_{\perp n}(n\pi - \theta) \cot\left(\frac{\pi + (\theta + \theta_0)}{2n}\right) F(kla_1(\theta + \theta_0)) + \right. \\ \left. + R_{\perp 0}(\theta_0) \cot\left(\frac{\pi - (\theta + \theta_0)}{2n}\right) F(kla_2(\theta + \theta_0)) \right],$$

где коэффициенты отражения $R_{\parallel 0}$ и $R_{\parallel n}$ определяются для параллельной

поляризации для углов θ_0 и $n\pi - \theta$ соответственно. Для перпендикулярной поляризации используются соответствующие коэффициенты отражения $R_{\perp 0}$ и $R_{\perp n}$.

Функция

$$F(x) = 2j\sqrt{x}e^{jx} \int_{\sqrt{x}}^{\infty} e^{-jt^2} dt \quad (8)$$

выражается через интеграл Френеля, где $k=2\pi/\lambda$ - волновое число, $l = \frac{RR_i}{R + R_i}$, а элементы подынтегральных функций a_1 и a_2 определяются как

$$a_1(\delta) = 2 \left(\cos \left(\frac{2\pi n N_1(\delta) - \delta}{2} \right) \right)^2, \quad a_2(\delta) = 2 \left(\cos \left(\frac{2\pi n N_2(\delta) - \delta}{2} \right) \right)^2,$$

где

$$N_1(\delta) = \text{trunc} \left(\frac{\delta + \pi}{2\pi n} \right), \quad N_2(\delta) = \text{trunc} \left(\frac{\delta - \pi}{2\pi n} \right).$$

2.4.2. Упрощение вычисления интегралов при расчете коэффициентов дифракции

При расчете коэффициентов дифракции по формуле (8) возникает проблема, связанная с необходимостью вычисления интегралов от быстро осциллирующей функции в бесконечных пределах. Для преодоления этой проблемы предлагается использовать следующие упрощения, позволяющие выполнить интегрирование с приемлемой точностью [190].

Во-первых, для того, чтобы оценить влияние верхнего предела интегрирования в (8) на получаемый результат, была выполнена серия расчетов, при которой предел интегрирования был заменен конечным числом [190]. На рисунке 2.19 изображена зависимость коэффициента дифракции $D_{\perp}$ от угла наблюдения θ при верхнем пределе интегрирования, равном 5, 10, и 20, а на

рисунке 2.20 — при верхнем пределе, равном 20, 50, и 100.

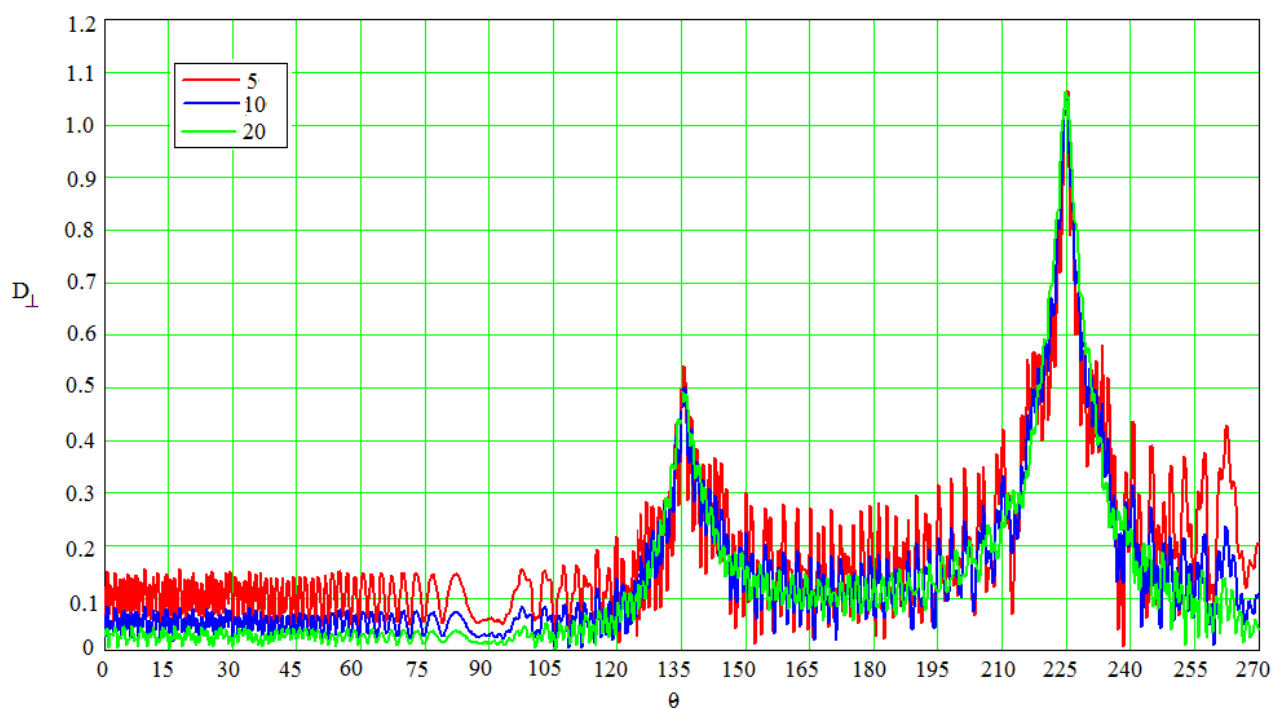


Рисунок 2.19 – Зависимость коэффициента дифракции от угла наблюдения при угле падения 45° и перпендикулярной поляризации при верхнем пределе интегрирования, равном 5, 10, и 20

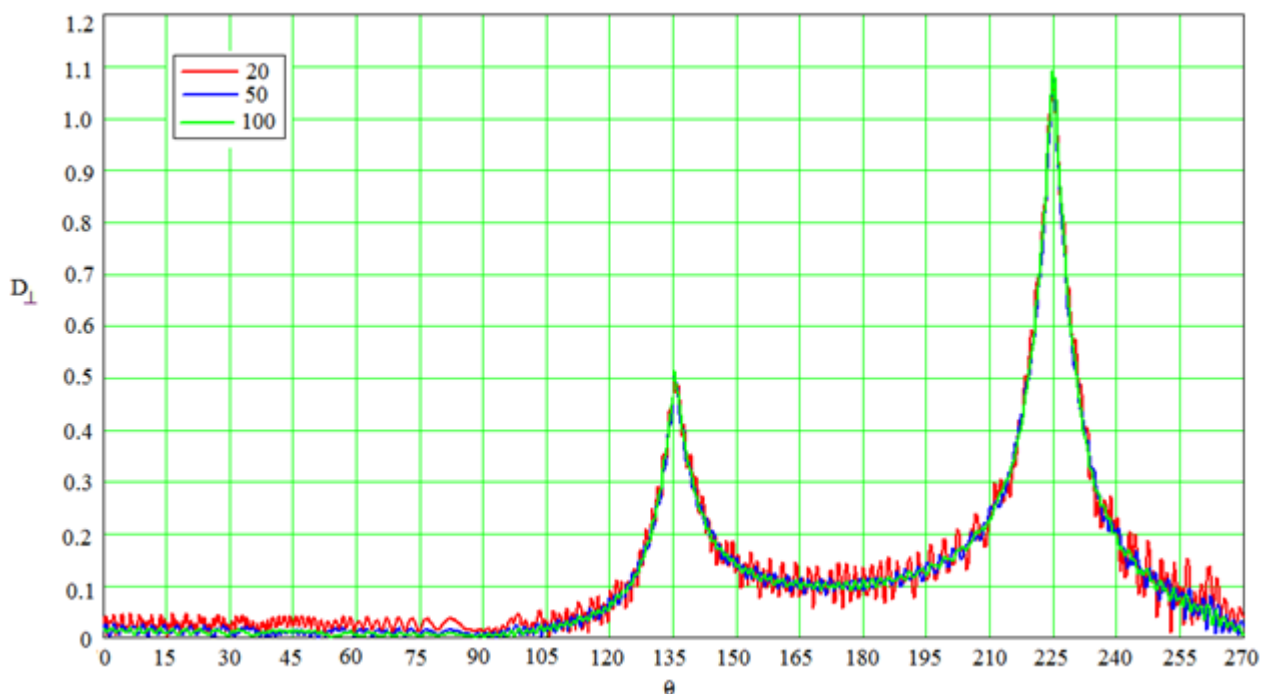


Рисунок 2.20 — Зависимость коэффициента дифракции от угла наблюдения при угле падения 45° и перпендикулярной поляризации при верхнем пределе интегрирования, равном 20, 50, и 100

Представленные результаты свидетельствуют о том, что при увеличении верхнего предела интегрирования, величина осцилляций вычисленной функции уменьшается, однако при этом возрастает время расчета. На графиках видно, что колебания наиболее выражены при тех значениях аргумента, при которых сама функция имеет небольшую величину ($D < 0,2$) и, соответственно, уровень дифракционного поля будет незначительным, тогда как в области, близкой к максимумам функции, результат вычислений для пределов 20, 50 и 100 практически совпадает [190].

Рисунок 2.21 иллюстрирует разность Δ_1 между величиной коэффициентов дифракции, получаемых при пределах интегрирования равных 100 и 5, и разность Δ_2 между величиной коэффициентов дифракции, получаемых, получаемых при пределах интегрирования равных 100 и 20:

$$\Delta_1(\theta) = D(\theta)_{\text{предел}=100} - D(\theta)_{\text{предел}=5},$$

$$\Delta_2(\theta) = D(\theta)_{\text{предел}=100} - D(\theta)_{\text{предел}=20}.$$

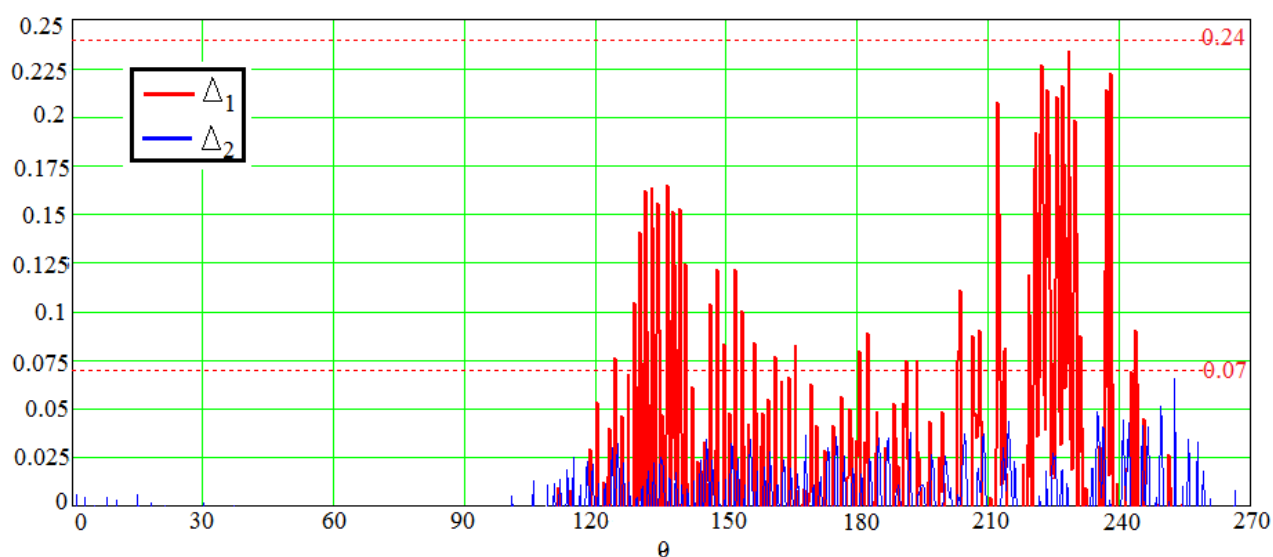


Рисунок 2.21 — Разность между величиной коэффициентов дифракции, получаемых при разных пределах интегрирования

($\Delta_1(\theta)$ — пределы 100 и 5, $\Delta_2(\theta)$ — пределы 100 и 20)

При верхнем пределе интегрирования, равном 5, величина Δ_1 не превышает 0,24, тогда как максимальное значение коэффициента дифракции равно 1,1. При

верхнем пределе интегрирования, равном 20, величина Δ_2 не превышает 0,07, но при этом позволяет существенно (на порядок) ускорить вычисление интеграла. Основываясь на этом, при дальнейшем расчете положим верхний предел интегрирования равным 20 [190].

Во-вторых, рассмотрена возможность упрощения аналитического вычисления интеграла (8). Применяв формулу Эйлера к подынтегральному выражению, получим

$$\begin{aligned} F(x) &= 2j\sqrt{x}e^{jx} \int_{\sqrt{x}}^{\infty} (\cos(-t^2) + j\sin(-t^2))dt = \\ &= 2j\sqrt{x}e^{jx} \int_{\sqrt{x}}^{\infty} \cos(t^2)dt + 2\sqrt{x}e^{jx} \int_{\sqrt{x}}^{\infty} \sin(t^2)dt \end{aligned} \quad (9)$$

Поскольку углы наблюдения могут принимать только положительные значения, то используемые в (8) интегралы могут быть расписаны как

$$\begin{aligned} \int_{\sqrt{x}}^{\infty} \cos(t^2)dt &= \int_0^{\infty} \cos(t^2)dt - \int_0^{\sqrt{x}} \cos(t^2)dt, \\ \int_{\sqrt{x}}^{\infty} \sin(t^2)dt &= \int_0^{\infty} \sin(t^2)dt - \int_0^{\sqrt{x}} \sin(t^2)dt, \end{aligned}$$

то есть, функция (8) может быть выражена через интегралы Френеля вида

$$S(x) = \int_0^x \sin(t^2)dt, \quad C(x) = \int_0^x \cos(t^2)dt.$$

В математике известно [203], что в частном случае, при $x \rightarrow \infty$, предел этих функций равен

$$\int_0^{\infty} \cos(t^2)dt = \int_0^{\infty} \sin(t^2)dt = \frac{\sqrt{2\pi}}{4}.$$

С учетом этого, формула (9) преобразуется к следующему виду:

$$F(x) = 2\sqrt{x}e^{jx} \left(\frac{\sqrt{2\pi}}{4}(j+1) - [jC(\sqrt{x}) + S(\sqrt{x})] \right). \quad (10)$$

Асимптотики интегралов Френеля при $x \rightarrow \infty$ без учета слагаемых четвертой степени малости определяются формулами

$$S(x) = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \left(\frac{\text{sign}(x)}{2} - \frac{\cos(x^2)}{x\sqrt{2\pi}} - \frac{\sin(x^2)}{x^3\sqrt{8\pi}} \right),$$

$$C(x) = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \left(\frac{\text{sign}(x)}{2} + \frac{\sin(x^2)}{x\sqrt{2\pi}} - \frac{\cos(x^2)}{x^3\sqrt{8\pi}} \right).$$

О правомерности применения данной асимптотики свидетельствует диапазон значений, которые может принимать аргумент функции $F(x)$.

Для того, чтобы убедиться в возможности использования описанной асимптотики в рассматриваемой задаче, рассмотрим подробнее выражения $F(kla_{1,2}(\theta + \theta_0))$ и $F(kla_{1,2}(\theta - \theta_0))$, входящие в формулы для расчета коэффициентов дифракции. Очевидно, что множители $a_{1,2}$ могут принимать значения $0 \leq a_{1,2} \leq 2$. Переменная l имеет смысл расстояния, соответственно, при анализе распространения электромагнитного поля в помещении значение l не превышает длину диагонали исследуемого помещения. Поскольку беспроводные локальные сети связи функционируют в соответствии со стандартом IEEE 802.11, то волновое число k для сигнала с частотой 2,4 ГГц, распространяющегося в воздухе, равно 50. При других допустимых данным стандартом частотах и других возможных значениях электрофизических параметров ε и μ величина k может достигать нескольких сотен. Следовательно, аргумент функции (9) может принимать значения от нуля до нескольких тысяч, что позволяет использовать указанную асимптотику [190].

Результат вычисления интеграла (8) по формуле (10) с применением указанной асимптотики изображен на рисунке 2.22 пунктирной линией. Видно,

что функция стремится к единице при $x > 10$. Для сравнения на этом же рисунке сплошной линией изображен интеграл, вычисляемый непосредственно по формуле (8). Во втором случае функция имеет осциллирующий характер, причем амплитуда колебаний с увеличением аргумента растет достаточно медленно и при значениях аргумента функции порядка нескольких сотен ее величина составляет лишь несколько десятых от среднего значения, равного единице.

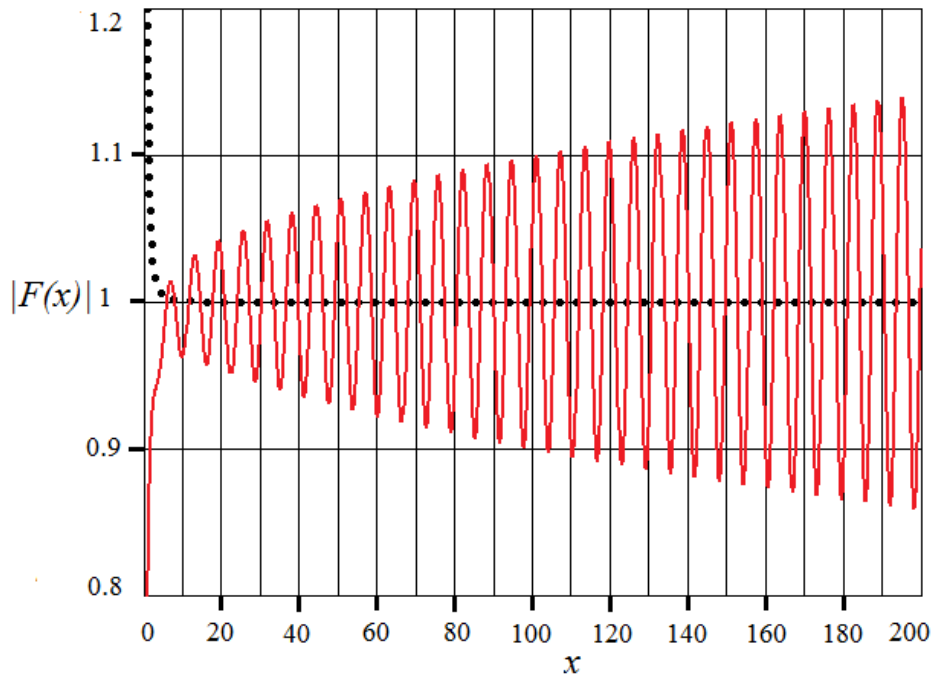


Рисунок 2.22 — Зависимость значения интеграла $F(x)$ от величины аргумента

Таким образом, приведенные выше соображения позволяют при расчетах распределения электромагнитного поля в условиях многолучевого распространения определить значение интеграла (8) как [190]

$$F(x) = \begin{cases} 2\sqrt{x}e^{jx} \left(\frac{\sqrt{2\pi}}{4}(j+1) - [jC(\sqrt{x}) + S(\sqrt{x})] \right), & 0 \leq x \leq 10, \\ 1, & x > 10. \end{cases}$$

2.4.3. Ограничение области расчета дифракционного поля

Рассмотрим задачу определения дифракционного поля в прямоугольном помещении размерами 40 x 20 x 8 м, в котором находится препятствие в виде прямоугольной колонны [190]. Пусть передатчик сигнала T_x и приемник R_x

расположены на высоте 5 м от пола. Проведем на этой высоте плоскость, параллельную полу и перпендикулярную боковым граням препятствия, в которой необходимо рассчитать дифракционное поле. Сечение препятствия данной плоскостью представляет собой прямоугольник с координатами углов (10; 5; 5), (10; 10; 5), (20; 10; 5) и (20; 5; 5), поэтому при расчетах рассматривается клин с углом раствора 90° .

В соответствии с изложенными выше соображениями, рассчитана зависимость коэффициентов дифракции от угла наблюдения при углах падения 30° , 45° , 60° , 75° , 90° при параллельной поляризации, показанная на рисунке 2.23. На рисунке 2.24 представлены аналогичные результаты для перпендикулярной поляризации.

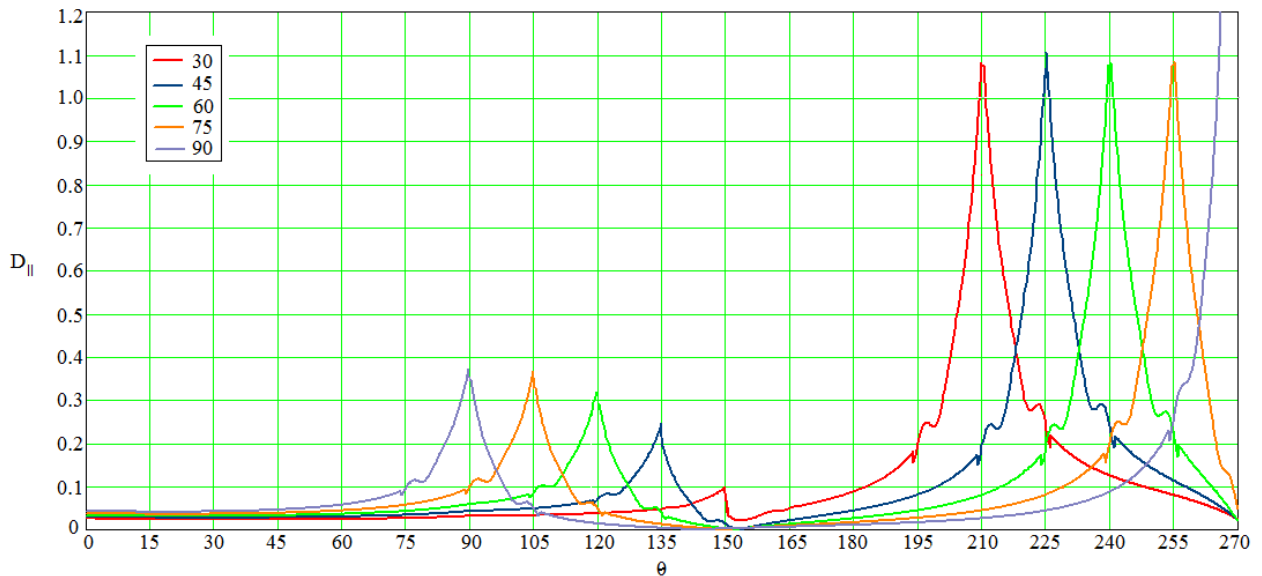


Рисунок 2.23 — Зависимость коэффициентов дифракции от угла наблюдения при углах падения 30° , 45° , 60° , 75° , 90° при параллельной поляризации

Анализ полученных результатов позволяет установить, что коэффициенты дифракции имеют отдельные резко обозначенные максимумы, расположенные в направлениях $\theta = 180 \pm \theta_0$, где θ_0 — угол падения, и небольшую величину во всем остальном секторе углов, причем это утверждение справедливо при любом угле раствора клина [190]. Зависимость направления дифракционных максимумов от угла падения отражена в таблице 2.1.

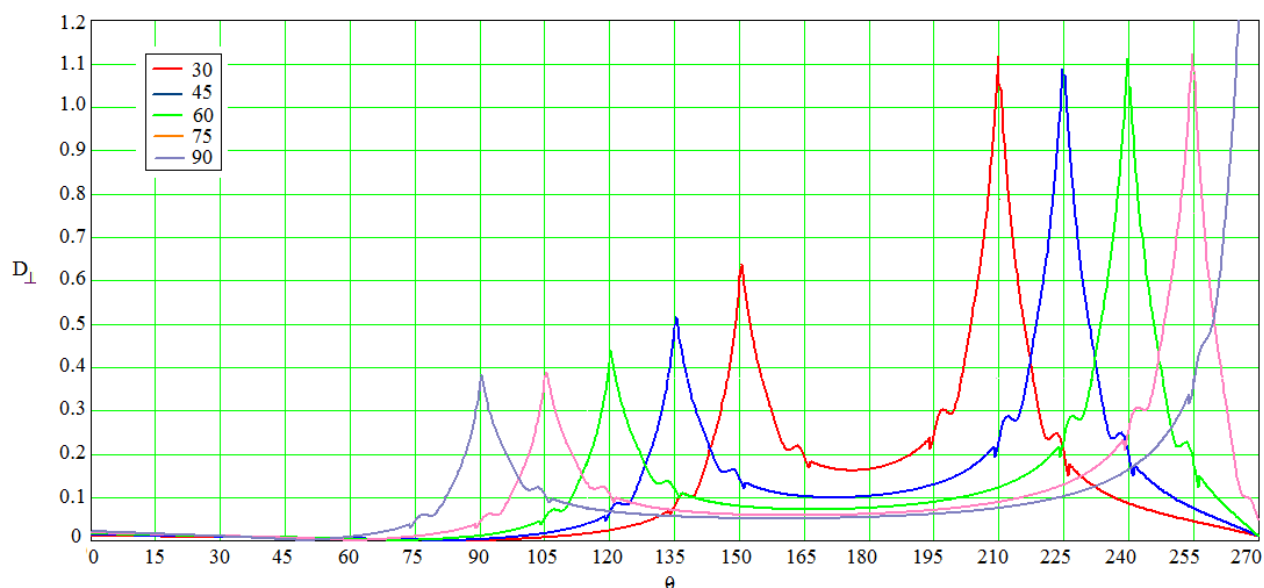


Рисунок 2.24 — Зависимость коэффициентов дифракции от угла наблюдения при углах падения 30° , 45° , 60° , 75° , 90° при перпендикулярной поляризации

Таблица 2.1

Зависимость направления дифракционных максимумов от угла падения

Угол падения	Угол наблюдения, при котором наблюдается максимум	
	Параллельная поляризация	Перпендикулярная поляризация
30°	150° и 210°	150° и 210°
45°	135° и 225°	135° и 225°
60°	120° и 240°	120° и 240°
75°	105° и 255°	105° и 255°
90°	90° и 270°	90° и 270°

Полученные результаты дают возможность при расчете дифракционного поля ограничиться диапазоном $\pm 15^\circ$ от направления максимума коэффициента дифракции, поскольку на этом участке дифракционные лучи вносят заметный вклад в общую величину электромагнитного поля. Таким образом, для луча, падающего под углом θ_0 , достаточно рассчитать дифракционное поле в секторах

$180^\circ - \theta_0 - 15^\circ < \theta < 180^\circ - \theta_0 + 15^\circ$ и $180^\circ + \theta_0 - 15^\circ < \theta < 180^\circ + \theta_0 + 15^\circ$, то есть, $(165^\circ - \theta_0; 195^\circ - \theta_0)$ и $(165^\circ + \theta_0; 195^\circ + \theta_0)$, соответственно [204]. Значение коэффициента дифракции во всем остальном диапазоне углов не превышает 0,2 при максимальном значении 1,1, что позволяет пренебречь им при дальнейших расчетах, приравняв его к нулю.

Таким образом, учет дифракционных лучей при расчете зоны покрытия следует выполнять только в узких секторах углов [190]. Для рассматриваемой модельной задачи эти сектора показаны на рисунке 2.25.

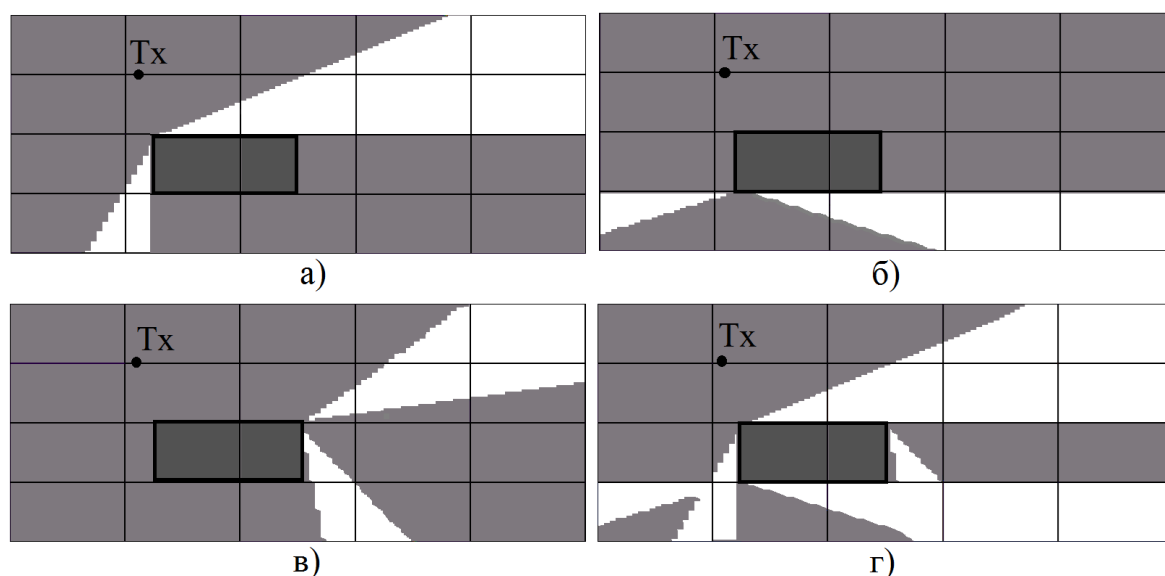


Рисунок 2.25 — Области учета дифракционных лучей

На рисунке 2.25, а белым цветом выделены области, где будет производиться расчет интенсивности лучей, дифрагировавших на втором ребре препятствия, соответствующем левому верхнему углу прямоугольника, образованного сечением препятствия плоскостью расчета. Рисунок 2.25, б показывает области расчета лучей, дифрагировавших на четвертом ребре (левый нижний угол), а рисунок 2.25, в — на шестом (правый верхний угол). Ребро с номером 8 (правый нижний угол прямоугольника) при данном расположении передатчика по отношению к препятствию находится в тени, поэтому на нем дифракция не происходит. На рисунке 2.25, г изображены все участки помещения, где требуется определить напряженность дифракционных лучей. Видно, что значительная часть площади исследуемого помещения относится к области с

заведомо низким уровнем дифракционного поля, и соответственно, может быть исключена из рассмотрения, что позволит существенно уменьшить затраты вычислительных ресурсов при расчете зоны покрытия [190].

2.4.4. Сравнение результатов расчета дифракционного поля двумя способами

Рисунок 2.26 демонстрирует результаты расчета в горизонтальной плоскости напряженности электрического поля для дифракционных лучей, полученные двумя способами — при вычислении коэффициентов дифракции непосредственно по формуле (рисунок 2.26, а) и при вычислении с использованием предложенных упрощений (рисунок 2.26, б) [190, 191]. Результаты получены при напряженности электрического поля источника равной 1 В/м.

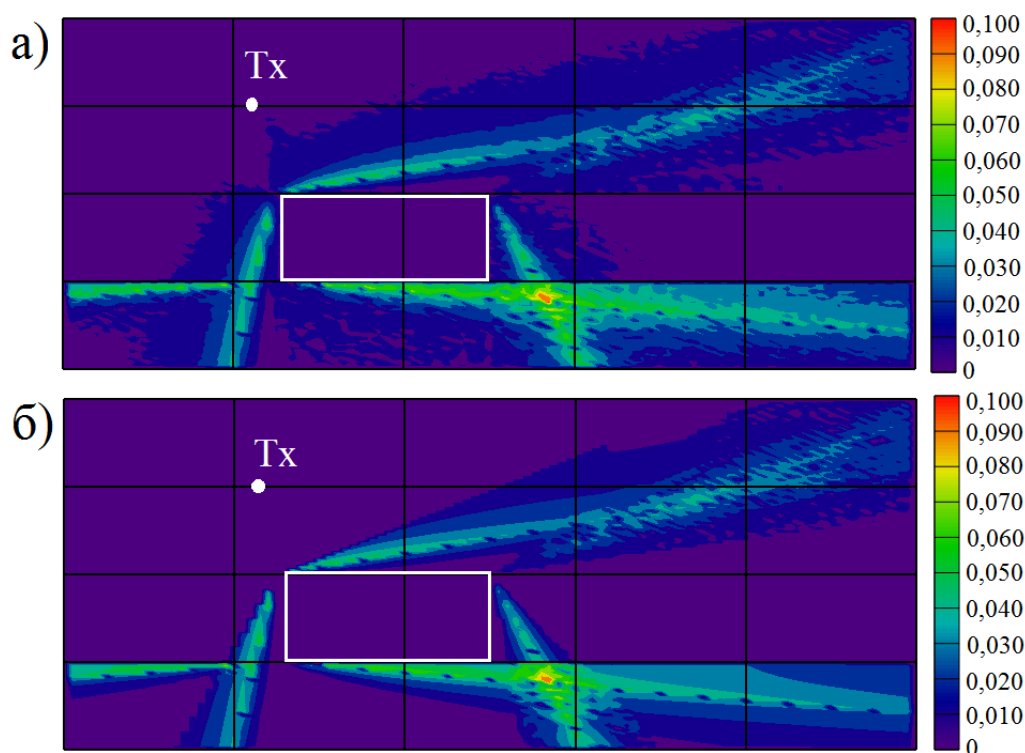


Рисунок 2.26 — Сравнение результатов расчета напряженности поля (В/м), полученных без упрощения (а) и с упрощением (б)

Распределение величины поля по координате x , то есть вдоль помещения ($x = 0 \dots 40$ м; $y = 15$ м; $z = 5$ м) представлено на рисунке 2.27, а. Распределение величины поля по координате y , то есть поперек помещения ($x = 24$ м; $y = 0 \dots 20$ м; $z = 5$ м) представлено на рисунке 2.27, б. На этом рисунке синяя линия

соответствует значениям, рассчитанным без использования упрощений, а красная — значениям, рассчитанным по упрощенному алгоритму. Сравнение результатов расчета дифракционного поля, показывает, что они практически совпадают, а отличие точного и приближенного расчета наиболее заметно лишь в областях, где уровень дифракционных лучей минимален [190].

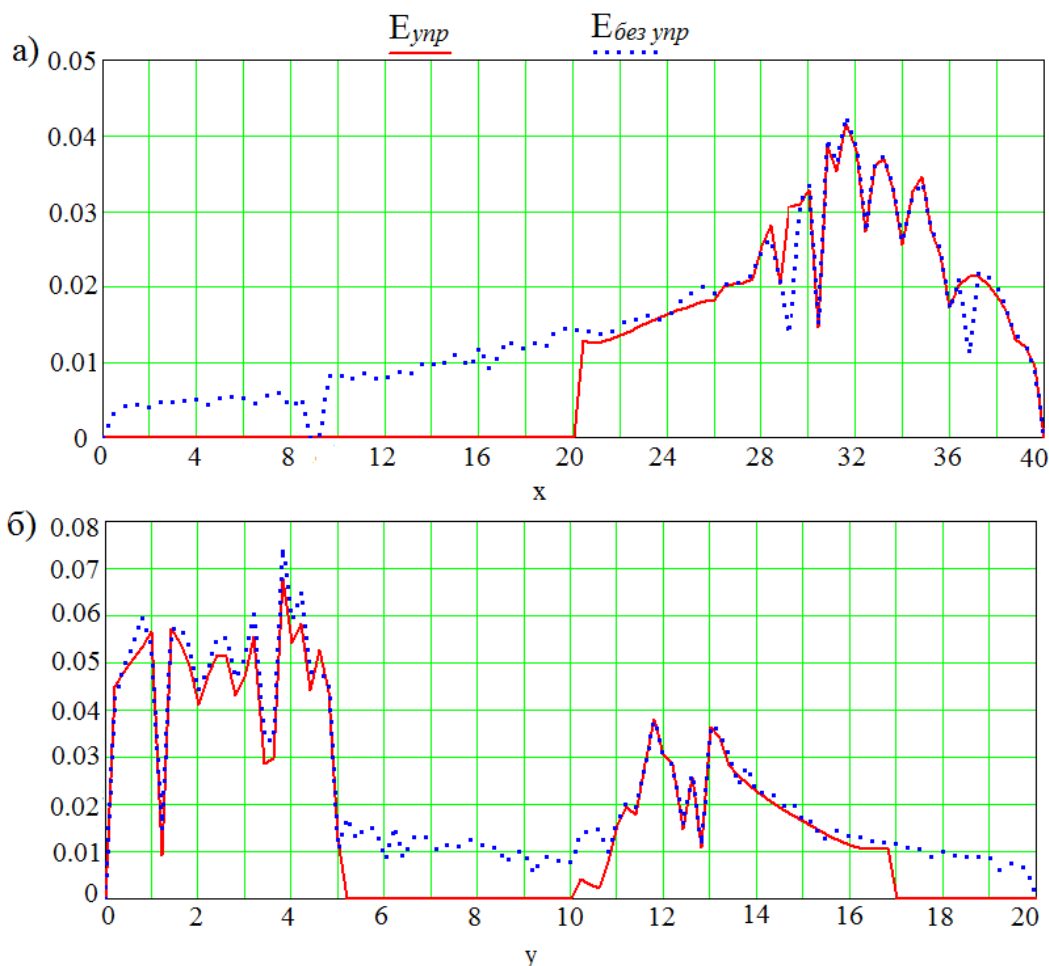


Рисунок 2.27 — Распределение величины поля (В/м) по одной координате

а) вдоль помещения ($x = 0 \dots 40$ м; $y = 15$ м; $z = 5$ м);

б) поперек помещения ($x = 24$ м; $y = 0 \dots 20$ м; $z = 5$ м)

Для более точной оценки предлагаемого алгоритма упрощения выполнена обработка массивов полученных значений напряженности электрического поля дифракционных лучей. Установлено, что в рассматриваемой задаче разность Δ_{abs} значений поля, полученных в одной и той же точке с использованием упрощения и без него, не превышает 3,6 мВ/м:

$$\max \Delta_{abs}(x, y, z) = \max |E_{без_упр}(x, y, z) - E_{упр}(x, y, z)| = 0,036.$$

При этом на одном и том же компьютере вычисления с использованием предложенных упрощений оказались примерно в 80 раз быстрее, чем вычисление без этих упрощений. Следовательно, использование предложенного алгоритма расчета является целесообразным по совокупности точности получаемого результата и требуемых затрат вычислительных ресурсов [190].

2.4.5. Результаты расчета распределения дифракционного поля

Результаты моделирования распределения дифракционного поля, выполненного с использованием всех разработанных приемов отражены на рисунке 2.28 [190], на котором показаны как распределения напряженности лучей, дифрагировавших на каждом из рассматриваемых ребер (рисунок 2.28, а — на втором, рисунок 2.28, б — на четвертом, рисунок 2.28, в — на шестом), так и суммарная напряженность дифракционного поля (рисунок 2.28, г).

Рассчитанные распределения напряженности дифракционных лучей при разных положениях передатчика показаны на рисунке 2.29 [190]. Видно, что область значительной величины дифракционных лучей больше в том случае, когда положение передатчика позволяет осветить две грани препятствия одновременно.

Таким образом, при анализе зоны покрытия беспроводной сети внутри помещения, вклад дифракционных лучей может быть учтен путем упрощенного расчета коэффициентов дифракции на бесконечном клине. Предложенный алгоритм упрощенного расчета коэффициентов дифракции является комбинацией аналитических и вычислительных приемов. Упрощение в аналитической части состоит в использовании асимптотик интеграла Френеля при значениях аргумента, характерных для геометрических размеров помещения. Упрощение в вычислительной части состоит в том, что предварительно отсекается область, в которой коэффициенты дифракции имеют величину первого и меньшего порядка малости. Результаты вычислений подтверждают, что использование предложенного алгоритма приближенного расчета является целесообразным по

совокупности точности получаемого результата и требуемых затрат вычислительных ресурсов [190].

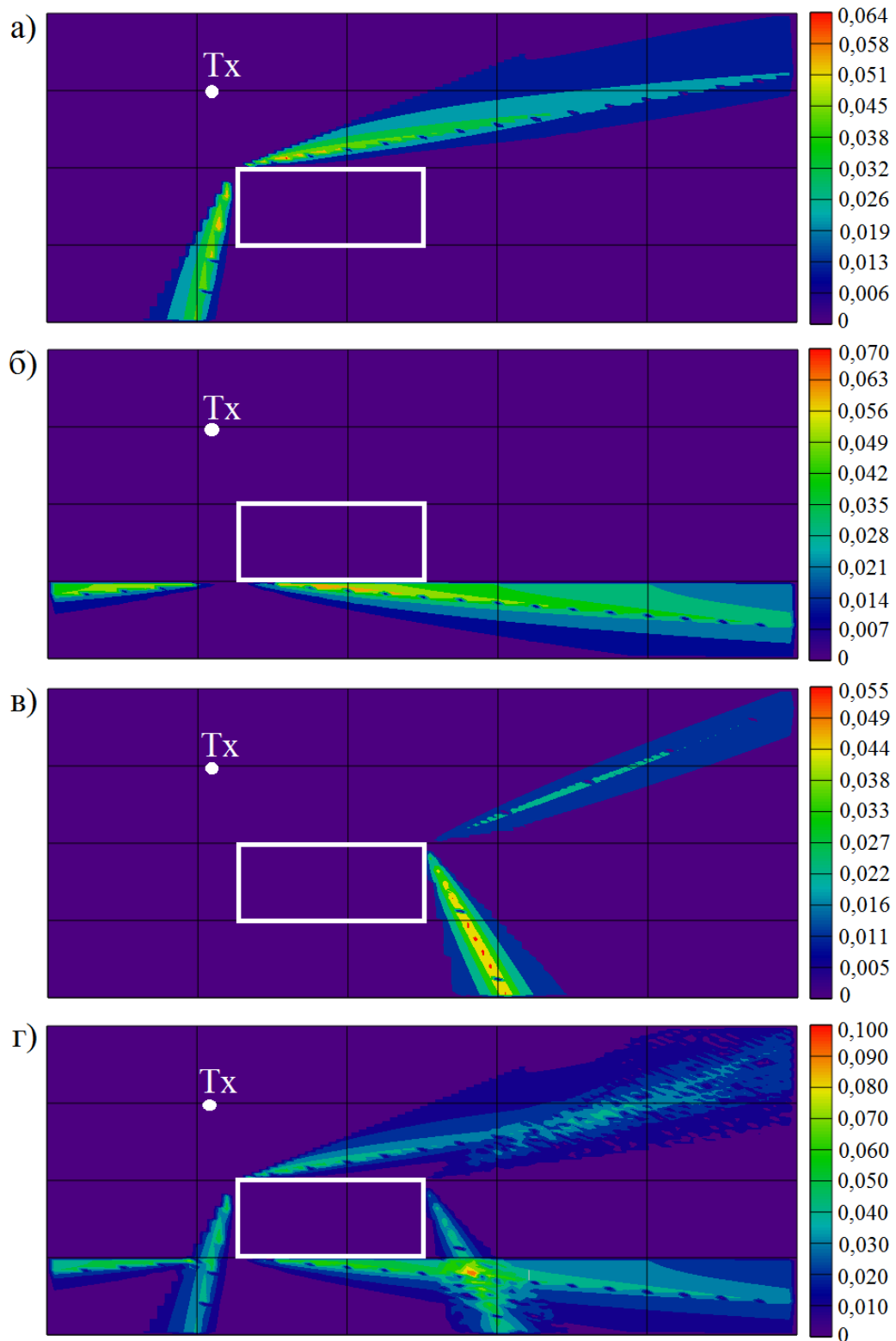


Рисунок 2.28 — Напряженность дифракционных лучей, формируемых на отдельных ребрах и суммарная напряженность дифракционного поля (В/м)

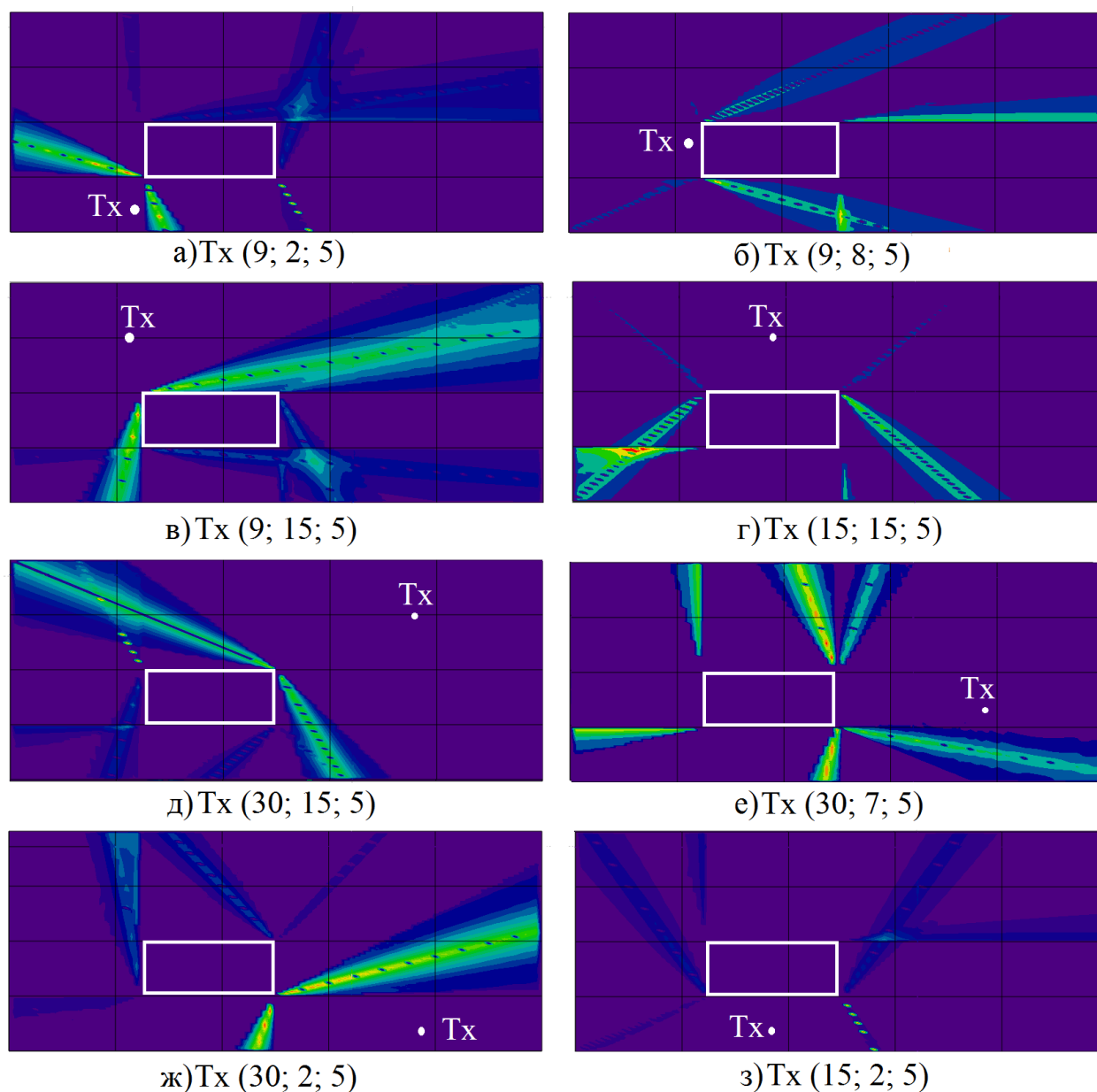


Рисунок 2.29 — Напряженность дифракционных лучей
при разных положениях передатчика

2.5. Определение областей тени для лучей различной структуры

Характерной особенностью беспроводных локальных сетей является наличие многочисленных препятствий на пути сигнала, таких как стены, перекрытия, мебель и т. д. Это приводит к возникновению областей глубокой тени, то есть участков помещения, где сигнал существовать вообще не может, причем эти области тени могут занимать значительную часть помещения. В связи с этим, при планировании беспроводной локальной сети полезной является

возможность предварительно оценить зоны затенения, формируемые находящимися в помещении препятствиями, с целью исключения этих областей из дальнейшего расчета зоны покрытия.

В общем случае, рассматриваемая модель помещения имеет форму произвольного выпуклого шестигранника, внутри которого произвольно расположены несколько препятствий такой же формы [181]. В данной работе исследуется П-образное помещение, внутри которого находятся две колонны, являющиеся препятствиями для распространения сигнала передатчика, расположенного внутри помещения в точке T_x (рисунок 2.30) (пол и потолок помещения не показаны на рисунке, но учитываются при расчетах). При моделировании полагаем, что исследуемое помещение имеет форму прямоугольного параллелепипеда, а углубление в стенах помещения («середина» буквы «П») и обе колонны моделируются с помощью препятствий, также имеющих форму прямоугольных параллелепипедов.

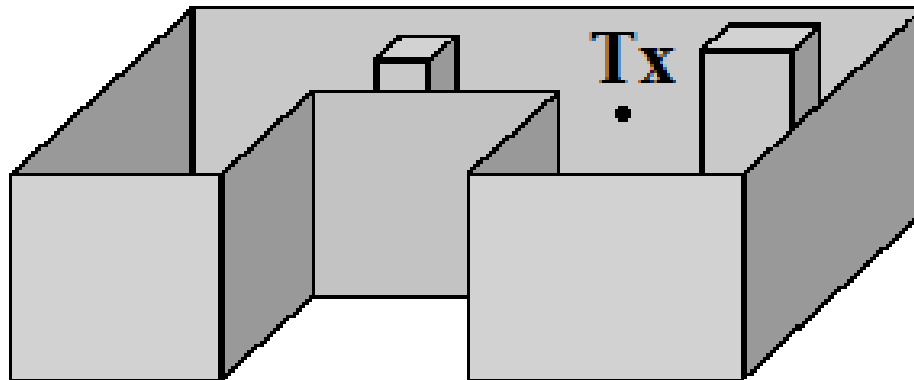


Рисунок 2.30 — Модель помещения с группой препятствий

На рисунке 2.31 приведено поясняющее компоновку препятствий сечение помещения с расположенными внутри объектами в горизонтальной плоскости и указаны размеры помещения и препятствий, использованные при расчетах, а также координаты расположения передатчика. Высота помещения принята равной 8 м, колонны достигают потолка, передатчик находится на высоте 3 м.

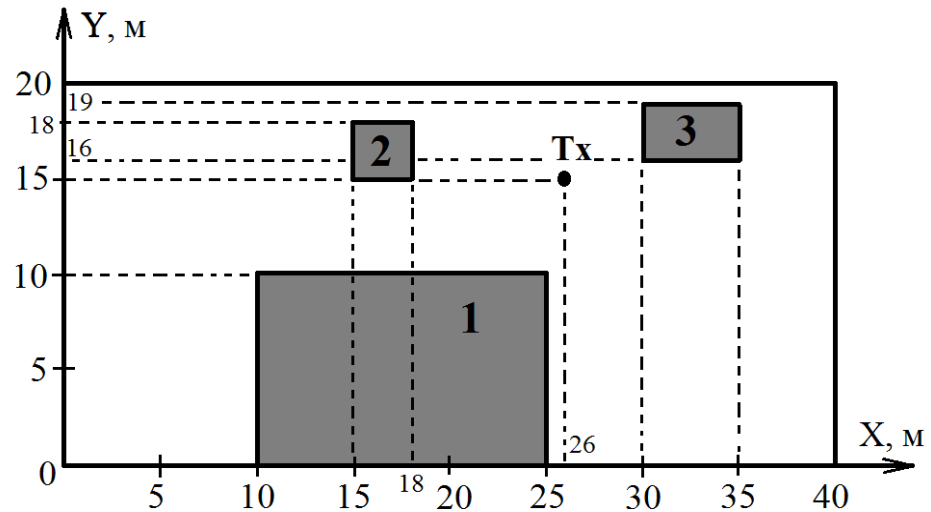


Рисунок 2.31 — Сечение помещения с препятствиями

При реализации алгоритма в Mathcad форма и размеры помещения задаются координатами (x, y, z) его вершин. Поскольку помещение имеет форму прямоугольного параллелепипеда, то все его вершины могут быть описаны с помощью различных комбинаций шести чисел – максимального и минимального значений координат x , y и z соответственно.

Количество препятствий задается произвольным целым положительным числом N . Каждое из препятствий описывается координатами своих вершин так же, как и помещение. Для этого создается шесть массивов координат размерностью $1 \times N$. Первый массив содержит начальные координаты всех препятствий по оси Ox , то есть минимально возможное для каждого из препятствий значение координаты x , второй массив содержит конечные координаты всех препятствий по оси Ox , то есть максимальные значения x . Аналогичным образом создаются массивы для координат по оси Oy (третий массив содержит минимальное значение y для каждого препятствия, четвертый – максимальное) и по оси Oz (пятый и шестой массивы). Затем в цикле производится компоновка заданных координат таким образом, чтобы сформировать N препятствий, вершины которых описываются этими координатами [181].

Оценка области пространства, занятой тенью, отбрасываемой препятствием, основывается на построении области тени за некоторой плоской фигурой, аппроксимирующей поверхность препятствия [181, 191]. В случае, когда препятствие моделируется многогранником, гранью поверхности является плоский многоугольник, описываемый координатами соответствующих вершин (рисунок 2.32).

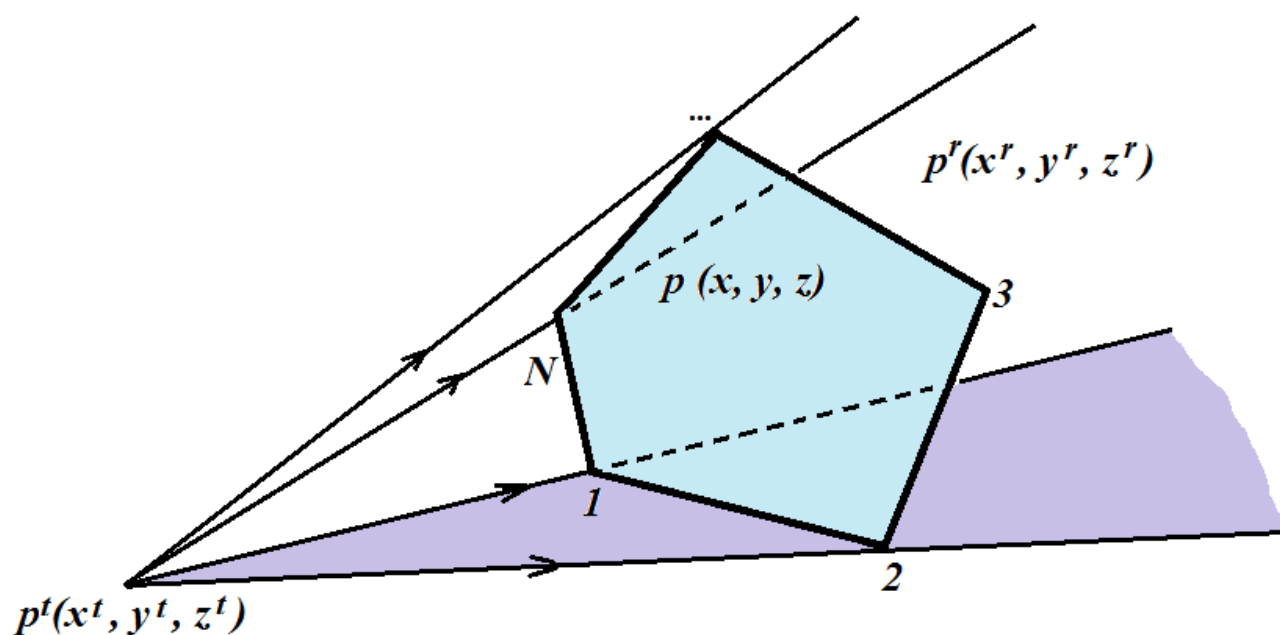


Рисунок 2.32 — Формирование тени, образуемой плоским многоугольником

На этом рисунке:

$p^t=(x^t, y^t, z^t)$ — координаты точки расположения источника радиоволн;

$p^r=(x^r, y^r, z^r)$ — координаты точки расположения приемника, для которой проверяется принадлежность области тени;

$1, 2, 3, \dots, N$ — вершины многоугольника, определяющие его положение в пространстве.

В начале для заданных точек расположения передатчика p^t и приемника p^r выполняется проверка того, находятся ли они по одну сторону от плоскости многоугольника. Если это условие выполняется, то вырабатывается решение, что точка p^r не принадлежит области тени и соответственно, для нее должен производиться расчет напряженности электромагнитного поля, в противном случае

проверка продолжается. Для этого выбирается произвольная точка $p(x, y, z)$, принадлежащая рассматриваемому многоугольнику, а затем проверяется, находятся ли точки p и p' по одну сторону от плоскости, определяемой тремя точками – источником p' и двумя соседними вершинами многоугольника (на рисунке 2.32 изображен случай, когда плоскость проходит через вершины 1 и 2). Такая проверка последовательно выполняется для всех сторон многоугольника. Если хотя бы для одной пары соседних вершин будет выявлено, что точки p и p' расположены разные стороны от плоскости, значит, точка p' не принадлежит области тени и процедура прекращается. Исходя из сказанного, минимальное количество сравнений, используемых в алгоритме, равно единице, а максимальное составляет $N+1$ раз.

Описанным способом формируется область тени, отбрасываемой каждой из освещенных граней препятствия. После этого происходит формирование тени, образуемой объемной фигурой на плоском экране, как показано на рисунке 2.33.

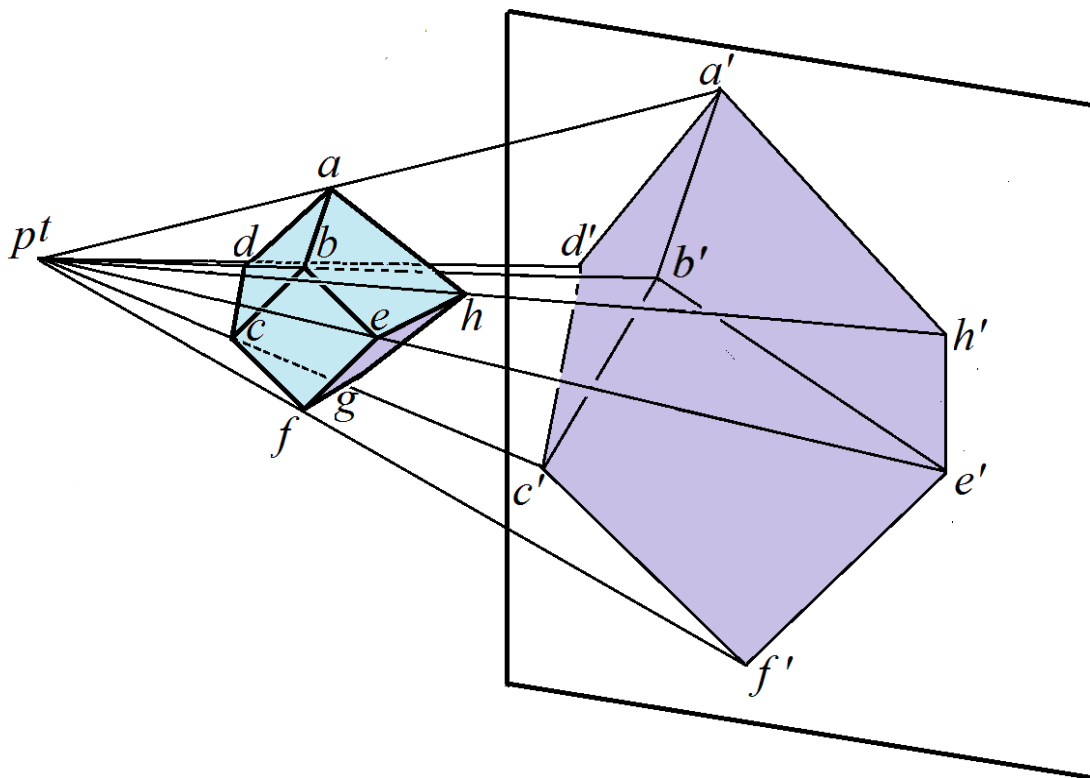


Рисунок 2.33 — Формирование тени, образуемой многогранником на плоском экране

Здесь грань $abcd$ образует тень $a'b'c'd'$, грань $bcfe$ образует тень $b'c'f'e'$, грань $abeh$ – тень $a'b'e'h'$, а грань $efgh$ и другие грани фигуры не освещаются источником, следовательно, для них области тени не строятся. Затем области тени, образуемые отдельными гранями, суммируются и формируется тень $a'd'c'f'e'h'$, образуемая многогранником - препятствием.

Таким образом для помещения с группой препятствий формирование теней происходит в несколько этапов. Сначала с помощью цикла для каждого препятствия проверяется, лежит ли точка, в которой оценивается уровень поля, вне этого препятствия (оставаясь при этом внутри рассматриваемого помещения). Если точка оказывается расположенной внутри хотя бы одного из препятствий, то она автоматически попадает в область тени и для нее расчет окончен, в противном случае расчет продолжается [181].

На следующем этапе формирования занятых тенями областей пространства, происходит проверка условия существования тени для лучей выбранной структуры (прямых, отраженных от стен, отраженных от препятствий, дифракционных). Суть этой процедуры состоит в том, что сначала в цикле определяются области тени, создаваемые каждым из препятствий по отдельности, а затем они суммируются, формируя общую картину затенения в помещении [181].

Несмотря на многолучевой характер распространения, наибольший вклад в интенсивность поля в помещении вносит прямой луч. Картина затенения помещения для прямого луча представлена на рисунке 2.34.

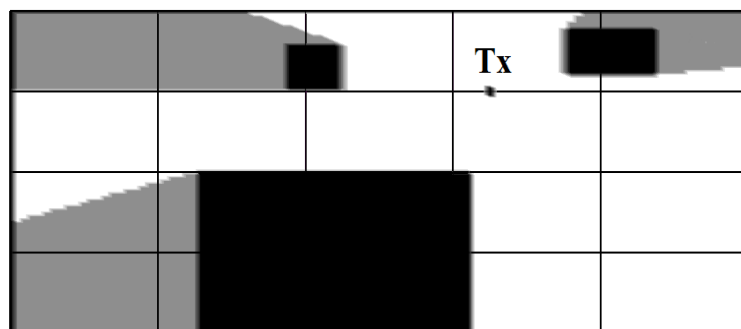


Рисунок 2.34 — Области тени для прямого луча

Как видно по рисунку, при заданном расположении источника и препятствий примерно четверть свободной площади помещения недостижима для прямого луча (области, выделенные серым).

Тем не менее, осуществление связи в этих областях может оказаться возможным за счет многолучевого характера распространения сигнала, поэтому необходимо учесть также влияние отраженных и дифракционных лучей.

В качестве отражающих поверхностей в рассматриваемой задаче выступают стены, пол и потолок помещения, а также боковые грани препятствий.

Результат определения областей тени для отраженных от стен лучей показан на рисунке 2.35 [181]. На рисунках 2.35, а – е изображены области тени, формируемые препятствиями для лучей, отраженных от одной из стен, на высоте, равной высоте расположения передатчика. Рассмотрение отражения от каждой стены по отдельности способствует наглядному представлению о формировании общей картины затенения от стен в помещении, изображенной на рисунке 2.35, ж и позволяет сделать выводы о корректности работы предложенного алгоритма.

Общая картина затенения показывает, что уровень сигнала выше в тех областях, куда могут попасть лучи, отраженные от нескольких стен. Самый низкий уровень сигнала, то есть область глубокой тени, наблюдается в левом нижнем углу рисунка 2.35, ж, куда согласно рисункам 2.35, а – е не могут попасть лучи, отраженные ни от одной стены помещения.

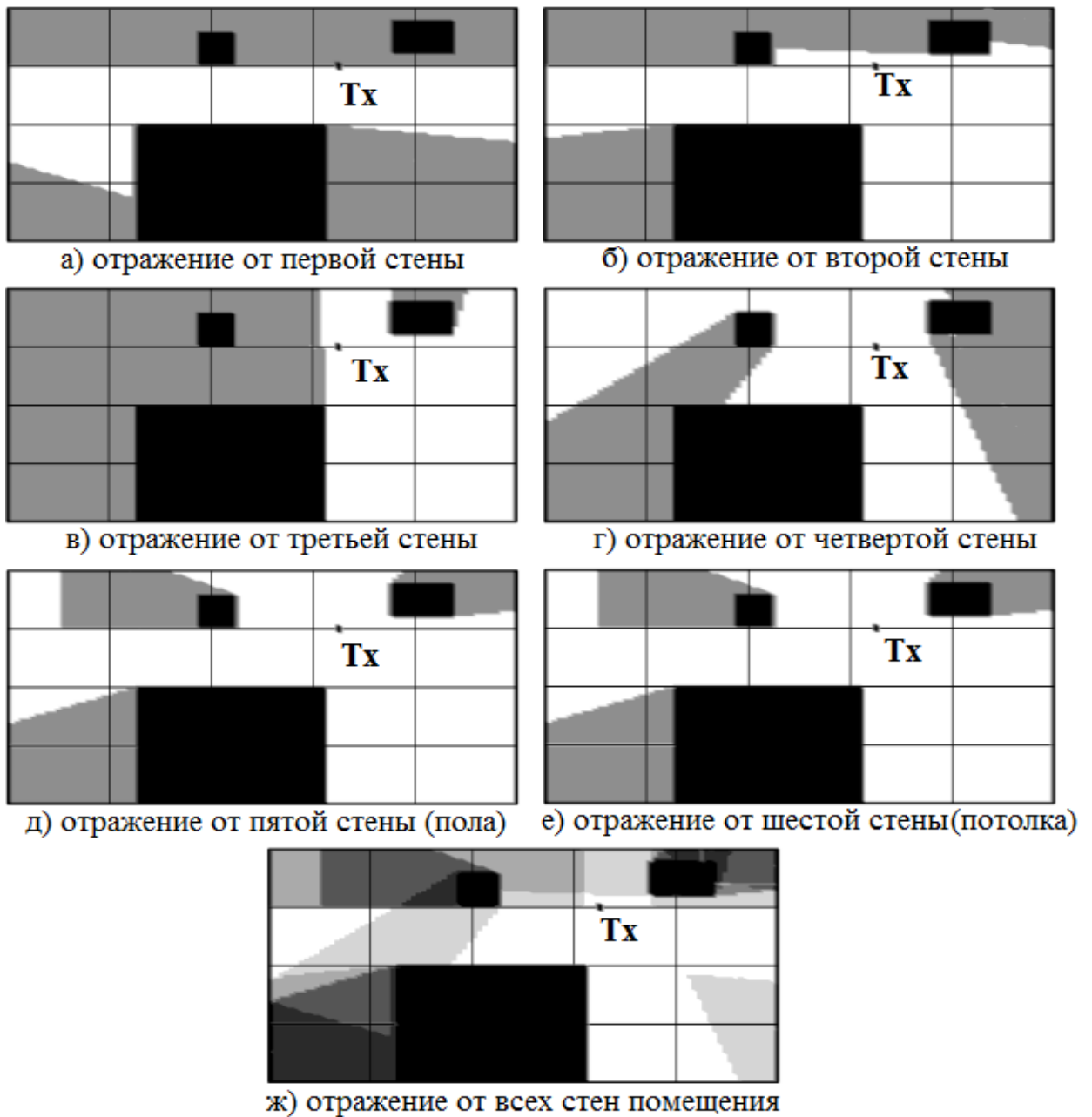


Рисунок 2.35 — Области тени для отраженного от стен луча

На рисунках 2.36, а – в изображены области тени, формируемые для отраженных от каждого из препятствий лучей, на высоте, равной высоте расположения передатчика. Общая картина затенения в помещении, создаваемого препятствиями, изображена на рисунке 2.36, г [181]. Видно, что область глубокой тени находится там, куда не могут попасть отраженные лучи ни от одного из препятствий, а максимальный уровень сигнала достигается в области, где присутствуют отраженные от всех препятствий лучи.

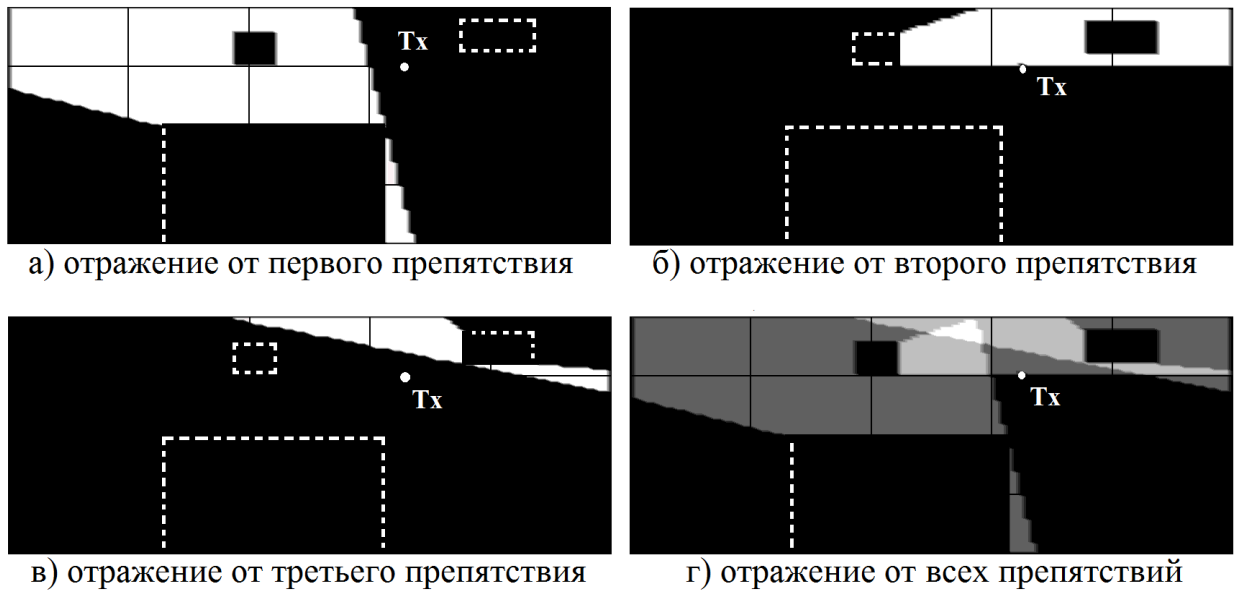


Рисунок 2.36 — Области тени для отраженного от препятствий луча

Аналогично на рисунке 2.37 показано формирование областей тени для лучей, дифрагировавших на ребрах препятствий [181]. Уровень напряженности поля анализируется на высоте, где расположен передатчик.

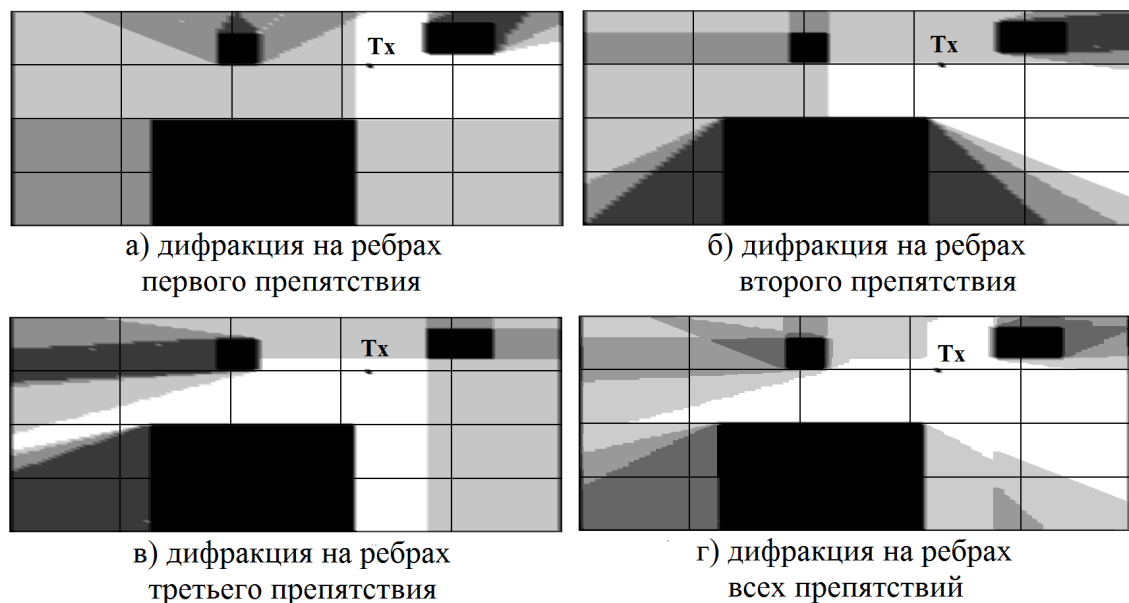


Рисунок 2.37 — Дифракция на ребрах

Поскольку в рассматриваемой задаче все препятствия имеют высоту от пола до потолка помещения, то рассматривается только дифракция на ребрах, перпендикулярных полу и потолку помещения. Таким образом, на рисунке 2.37 точкам дифракции соответствуют углы прямоугольников, получившихся при

сечении препятствий горизонтальной плоскостью.

Для каждой точки, лежащей внутри помещения и вне препятствий, в цикле перебираются все препятствия и для каждого из препятствий проверяется, могут ли попасть в эту точку дифракционные лучи от каждого из ребер рассматриваемого препятствия. При этом учитывается наличие других препятствий на пути сигнала. Если дифракционные лучи хотя бы от одного ребра достигают рассматриваемой точки, то напряженность электрического поля в ней увеличивается на некоторое условное значение. В итоге максимальный уровень поля достигается в точках, куда попадает наибольшее количество дифракционных лучей.

Представленная на рисунке 2.38 общая картина затенения в помещении, учитывающая прямые, отраженные и дифракционные лучи, позволяет определить области с максимальным и минимальным уровнем сигнала.

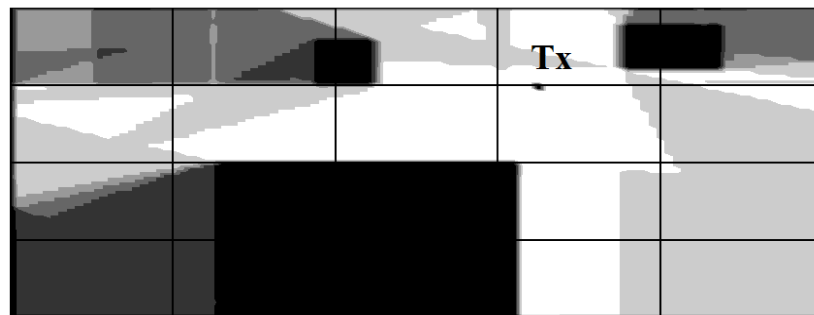


Рисунок 2.38 — Области тени в помещении

Следует отметить, что на данном этапе алгоритма выбор величины, на которую увеличивается напряженность электрического поля, является произвольным и не учитывает коэффициенты отражения от стен и препятствий, а также затухание сигнала и набег фазы при распространении. Таким образом, показанное на рисунках 2.34 — 2.38 распределение поля является условным и позволяет говорить лишь об относительно высоком/низком уровне сигнала в той или иной области помещения.

Приведенные результаты показывают, что область тени занимает значительную часть как внутреннего пространства, так и ограничивающих поверхностей (стен помещения и граней препятствий). По рисунку 2.38 видно, что

при заданном расположении передатчика относительно высокий уровень сигнала достигается только в половине рассматриваемого помещения [205].

При расчете зоны покрытия на следующем этапе для каждой компоненты электромагнитного поля (прямые, отраженные и дифракционные лучи) будут исключаться из расчета области тени, то есть области, в которых лучи выбранной структуры отсутствуют. Таким образом, будет достигнуто существенное упрощение расчета и, как следствие, уменьшение используемых вычислительных ресурсов, тем более значительное, чем большая часть исследуемого помещения находится в тени [181].

2.6. Статистическая оценка изменения условий распространения электромагнитных волн при расчете зоны покрытия

Рассмотрим задачу статистической оценки изменения условий распространения электромагнитных волн на примере проектирования системы локальной беспроводной связи, состоящей из нескольких передатчиков (Tx) и нескольких приемников (Rx) и расположенной внутри помещения (рисунок 2.39) [179].

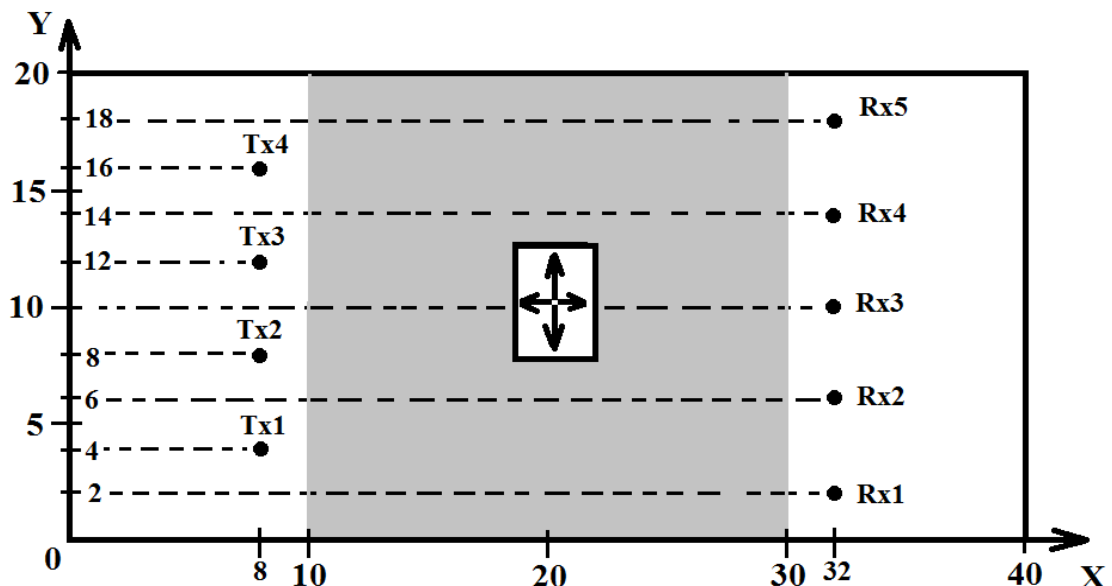


Рисунок 2.39 – Модель исследуемого помещения

Для того, чтобы промоделировать случайное изменение условий распространения сигнала в рассматриваемом помещении, возникающее

вследствие перемещения групп людей, транспортных средств, движущихся частей механизмов и т. д., в выделенной серым цветом области между передающей и приемной частями системы помещено препятствие. В общем случае это препятствие может иметь различные размеры и форму и обладать различными электрофизическими параметрами, в зависимости от того, влияние какого объекта необходимо симитировать таким образом.

Для того, чтобы учесть случайное перемещение препятствия в рассматриваемой области, его положение задается с использованием некоторого статистического закона распределения [179]. Выбор этого закона для наилучшего соответствия рассматриваемому сценарию представляет собой отдельную задачу. Факт того, что препятствие все время будет находиться в пределах рассматриваемой области, обеспечивается подбором соответствующих параметров закона распределения, при этом необходимо учесть размеры и форму препятствия. Так для нормального закона распределения целесообразно полагать математическое ожидание равным середине области, в которой может перемещаться препятствие (например, для показанного на рисунке 2.39 случая это будет точка с координатами $x=20$ м; $y=10$ м, при учете возможного перемещения препятствия по высоте добавится третья координата). Среднеквадратическое отклонение при этом выбирается в соответствии с правилом трех сигм и для указанных на рисунке 2.39 размеров допустимой области оно равно 3,33 м. При выборе равномерного закона распределения для описания положений препятствия параметры распределения выбираются равными границам допустимой области перемещения.

Предлагается модель статистической оценки изменения условий распространения, позволяющая учесть ситуацию, когда отражающие поверхности помещения не являются абсолютно плоскими и могут иметь выступы или ниши, размер которых не превышает длину волны. Для того, чтобы учесть влияние таких поверхностей, на каждой рассматриваемой поверхности случайным образом выбирается некоторая четырехугольная область, например, $a\ l\ b\ l\ c\ l\ d\ l$

(рисунок 2.40, а). Затем координаты трех вершин этой области изменяются случайным образом. В результате этого, выбранный участок стены становится либо углубленным в нее, либо выдвинутым наружу, либо принимает наклонное положение относительно поверхности стены (рисунок 2.40). Параметры закона распределения, описывающего изменение положения участка стены, должны выбираться так, чтобы этот участок при любом возможном изменении находился в пределах исходной стены, а также, чтобы его максимальное отклонение не превышало длину волны (т. е. для сигнала с частотой 2,4 ГГц максимально допустимая величина отклонения равна 12 см).

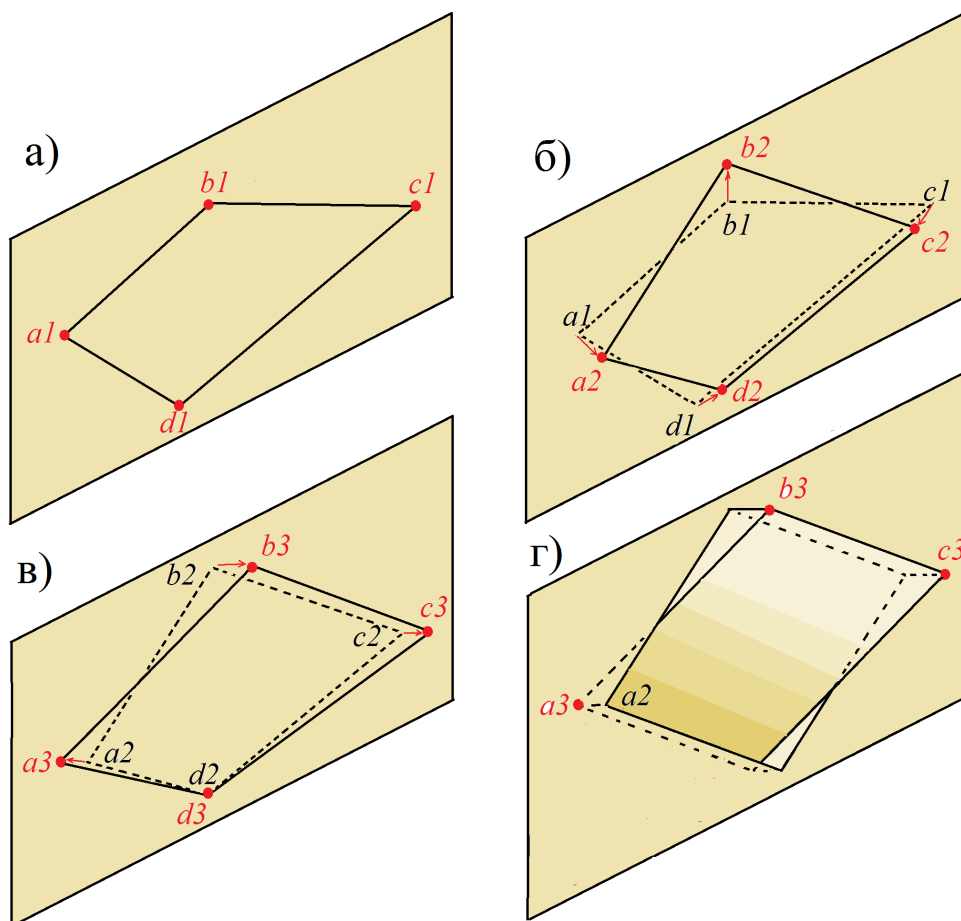


Рисунок 2.40 – Формирование наклонного участка стены

Для оценки уровня сигнала в зоне покрытия системы используется выражение для коэффициента передачи по мощности (11), предложенное в [179, 191, 197, 206] и полученное на основе метода геометрической оптики с использованием модели радиолинии при наличии плоской отражающей

поверхности:

$$h_{mn} = \sqrt{D_m^t} \sqrt{D_n^r} F_m^t(\theta_{0mn}^t, \varphi_{0mn}^t) F_n^r(\theta_{0mn}^r, \varphi_{0mn}^r) \Gamma_{mn} V_{mn}. \quad (11)$$

В этом выражении индексы « t », « m » и « r », « n » относятся к m -му передатчику и n -му приемнику соответственно, а индекс « 0 » относится к прямому лучу. D_m^t и D_n^r - максимальные значения коэффициентов направленного действия m -го передатчика и n -го приемника. $F_m^t(\theta_{0mn}^t, \varphi_{0mn}^t)$ и $F_n^r(\theta_{0mn}^r, \varphi_{0mn}^r)$

представляют собой выборки из нормированных амплитудных диаграмм направленности m -го передатчика и n -го приемника в направлении друг на друга. Множитель Γ_{mn} учитывает ослабление сигнала при распространении, степень рассогласования по поляризации, а также затухание, вызванное омическими потерями в линиях передачи и рассогласованием антенных элементов и линий передачи. Все компоненты формулы должны быть вычислены на рабочей длине волны m -го передатчика λ_m^t .

V_{mn} - множитель влияния среды [179]. Для локально плоских волн в поле излучающего элемента могут присутствовать обе поперечные составляющие электромагнитного поля, формирующие параллельно (индекс « $\parallel$ ») и нормально (индекс « $\perp$ ») поляризованные компоненты электромагнитной волны. В этом случае множитель влияния среды, входящий в формулу (11), равен

$$|V_{mn}(R_{mn}, \lambda_m^t)|^2 = |V_{\parallel mn}(R_{mn}, \lambda_m^t)|^2 + |V_{\perp mn}(R_{mn}, \lambda_m^t)|^2.$$

С учетом явлений отражения от поверхностей, прохождения сквозь конструкции помещения и из соседних помещений и дифракции на изломах поверхностей, величину множителя влияния среды V_{mn} можно получить в соответствии с выражением [179]

$$V_{\parallel, \perp mn} = 1 + \sum V_{\parallel, \perp mn}^{refr} + \sum V_{\parallel, \perp mn}^{pass} + \sum V_{\parallel, \perp mn}^{difr},$$

где единица относится к прямому лучу. На основании полученного значения V_{mn}

рассчитывается оценочное значение величины коэффициента передачи мощности h_{mn} , соответствующее уровню сигнала беспроводной сети в точке помещения, обозначенной R_{x1} при расположении передатчика в точке, обозначенной T_{xm} .

2.7. Разработка алгоритма определения преобладающего пути распространения радиолучей

Существующие в настоящее время коммерческие программы расчета электромагнитного поля наряду с методами лучевой трассировки и пробного пуска используют модель преобладающего пути (DPM), позволяющую для заданного рельефа местности или конкретного помещения отыскать один или несколько путей распространения, по которым передается основная часть излучаемой энергии [47, 158]. При этом выбор преобладающего пути может основываться на различных критериях, таких как минимальное количество взаимодействий, минимальная длина пути, минимальное количество прохождений и т. д. Однако поскольку использование существующего иностранного коммерческого программного обеспечения не всегда представляется возможным в силу различных причин, то становится актуальной задача разработки собственного алгоритма определения и оценки преобладающего пути распространения между интересующими точками пространства [207].

В данной работе предложен алгоритм и реализована программа нахождения и оценки путей распространения между произвольными точками исследуемого помещения [207]. Для решения этой задачи используется математический аппарат структурного анализа [208, 209].

Исследуемое помещение представлено в виде графа, то есть его внутреннее пространство разбито на некоторые ячейки, которым поставлены в соответствие вершины графа. Чтобы определить дуги графа, составляется матрица смежности вершин, то есть квадратная матрица U размерностью $N \times N$, каждой строке и каждому столбцу которой соответствует одна из вершин графа, соответственно. Элементы этой матрицы u_{ij} ($i, j = 1, 2, \dots, N$) равны 1, если граф имеет дугу, исходящую из вершины i и входящую в вершину j , и равны 0, если такой дуги нет. Таким образом, эта матрица отражает наличие в рассматриваемом объеме хотя бы

одного пути между ячейками с номерами i и j .

Матрица смежности составляется на основе формализации топологии и конструктивных особенностей исследуемого помещения. Применительно к задаче анализа распространения электромагнитных волн матрицу смежности можно составлять, преследуя различные цели. Так, если её элементы отражают факт наличия или отсутствия пути между ячейками разбиения пространства, то методом структурного анализа удастся сформировать множество возможных путей и геометрическую длину прохождения радиосигнала по ним. Если дополнительно к первой задана матрица смежности, содержащая коэффициенты передачи между ячейками разбиения пространства, то возможно решение задачи выбора пути с минимальным затуханием радиоволн.

Таким образом, задача определения и оценки преобладающего пути распространения между интересующими точками пространства становится эквивалентной математической задаче нахождения числа и состава путей между любыми двумя вершинами графа [207]. Один из возможных способов решения, основанный на использовании алгебры квазиминоров, описан в [209, 210]. Сущность рассматриваемого способа состоит в том, что на основе матрицы смежности вершин графа определяется полная матрица путей, то есть, квадратная матрица A , размерностью $N \times N$, строки и столбцы которой соответствуют вершинам графа, а значения элементов a_{ij} , ($i, j = 1, 2, \dots, N$), равны количеству всех элементарных (проходящих через каждую вершину не более одного раза) путей из i -й в j -ю вершины.

Алгоритм определения путей между двумя выбранными вершинами графа был реализован в программе Mathcad [207]. Для примера, на рисунке 2.41 изображен граф некоторой системы и его матрица смежности, а на рисунке 2.42 — рассчитанная на основе этого алгоритма матрица полных путей A для этого графа (количество возможных путей из каждой вершины в каждую) и все возможные пути между парой выбранных вершин (последовательность вершин, через которые можно попасть из точки 2 в точку 3). Сравнение и анализ рисунка 2.41 и

рисунка 2.42 свидетельствует о правильности работы программы.

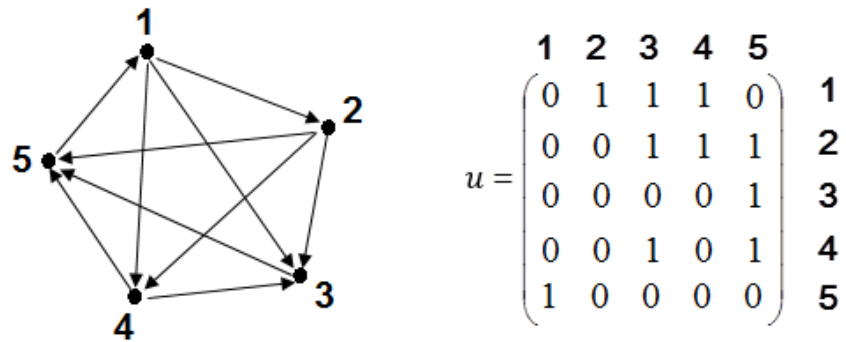


Рисунок 2.41 — Исходный граф и его матрица смежности

$$A = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \end{matrix} & \begin{pmatrix} 7 & 1 & 4 & 2 & 7 \\ 4 & 4 & 5 & 3 & 4 \\ 1 & 1 & 4 & 2 & 1 \\ 2 & 2 & 3 & 4 & 2 \\ 1 & 1 & 4 & 2 & 7 \end{pmatrix} \end{matrix}$$

$$\begin{aligned} a_{23_1} &= (2 \quad 3) \\ a_{23_2} &= (2 \quad 4 \quad 3) \\ a_{23_3} &= (2 \quad 4 \quad 5 \quad 1 \quad 2) \\ a_{23_4} &= (2 \quad 5 \quad 1 \quad 3) \\ a_{23_5} &= (2 \quad 5 \quad 1 \quad 4 \quad 3) \end{aligned}$$

Рисунок 2.42 — Матрица полных путей

и все возможные пути между вершинами 2 и 3

Кроме того, разработанная программа позволяет определить самый длинный/короткий путь и путь с наименьшим/наибольшим затуханием.

Однако, следует отметить, что составление и обработка матрицы смежности, максимально корректно отражающей физические свойства исследуемого объекта, а также вопрос о выборе размера ячейки, оптимального по совокупности точности и скорости расчета, представляют собой сложные задачи, требующие отдельного рассмотрения [207].

Методы и алгоритмы обработки данных являются предметом изучения теории информационных систем. В настоящий момент существует множество способов выполнения таких операций, как включение новых данных в уже имеющуюся совокупность, удаление данных из этой совокупности, поиск данных по какому-либо критерию, упорядочение их в каком-либо смысле, различные соединения, слияния, разбиения и др. Например, для упорядочивания одномерных

структур данных известно более десятка алгоритмов сортировки. Одной из наиболее хорошо изученных операций является поиск элемента в линейном массиве.

Как правило, операции, связанные с обработкой информации, содержащейся внутри массива, выполняются для каждой его строки отдельно (последовательно или параллельно). Однако если данные в строках имеют какую-либо взаимосвязь или обладают некоторым дополнительным свойством, например, упорядоченностью, их обработка может содержать избыточные операции. Для того, чтобы повысить эффективность обработки массивов за счет сокращения лишних операций можно рассмотреть несколько векторов данных как единое целое и учесть наличие зависимостей между элементами. В частности, в случае упорядоченных множеств можно использовать аппарат непрерывной логики [210].

Непрерывная логика представляет собой естественное обобщение дискретной логики. Однако, несмотря на то, что большинство законов дискретной логики остается в силе и для непрерывной, структурно непрерывная логика существенно отличается от двузначной дискретной логики.

Первоначально основные законы непрерывной логики для частного случая указал Р. Мак-Нотон [211]. В общем виде законы непрерывной логики изучали С.А. Гинзбург [212], Е.И. Беркович [213] и В.И. Левин [210, 214, 215].

В настоящее время непрерывная логика сложилась как самостоятельная научная дисциплина, имеющая множество приложений: аппроксимация функций, теория множеств, теория чисел, интервальный анализ, расчет электрических цепей; синтез функциональных генераторов и аналого-цифровых преобразователей, расчет аналоговых и цифровых устройств, надежность, диагностика и техническое обслуживание, распознавание образов, принятие решений, обработка информации, синхронизация, моделирование экономических систем и др.

Во всех вышеперечисленных областях применение непрерывной логики позволило либо впервые получить аналитическое решение задачи, либо

разработать существенно менее трудоемкий метод решения, чем ранее известные. Этот факт приводит к мысли о дальнейшем расширении областей применения непрерывной логики, в частности, о возможности сочетания ее методов с методами электродинамики. В данной работе впервые рассматривается возможность применения аппарата непрерывной логики к решению задачи распространения электромагнитных волн в помещении с помощью компьютера.

Для составления и обработки матрицы смежности, отражающей физические свойства исследуемого объекта, предполагается использовать описанный в статье [216] подход к реализации операций над данными в информационных системах, основанный на применении теории порядковых логических определителей.

Порядковым логическим определителем r -го ранга квазиматрицы A , состоящей из q строк (используется приставка «квази-», так как в общем случае, строки матрицы могут иметь разную длину) называется функция, определяющая r -й по величине элемент исходной квазиматрицы [210].

Достоинством описанного подхода является возможность выполнения операций по фактическому порядковому номеру элемента среди всех элементов полилинейной структуры, в то время как существующие способы применимы к одномерным линейным структурам (списки, строки и. т. д.). К недостаткам можно отнести достаточно большую сложность вычислений логического определителя A_q^r при большом значении r . Таким образом, этот метод не может применяться для обработки матрицы смежности напрямую, но может служить основой для разработки собственного алгоритма.

Теоретически применение данного подхода позволяет ускорить вычисление распределения электромагнитного поля в заданном районе, за счет вычисления только пути с самой большой долей энергии.

2.8. Выводы

Гибридная имитационная модель, реализованная в виде программы в среде Mathcad, позволяет выполнить анализ распространения электромагнитного поля в условиях помещений и городской застройки с учетом эффектов многолучевого

распространения и комплексных характеристик направленности антенн и снизить материальные затраты при частотно-территориальном планировании зоны покрытия городской локальной системы связи.

Предлагаемая модель предназначена для расчета распределения напряженности электрического поля в характерном для локальных систем беспроводной связи частотном диапазоне (единицы и десятки ГГц). Анализируемая область пространства имеет размеры от нескольких метров до нескольких сотен метров.

Применение предложенного алгоритма к задаче синтеза лучевой траектории многократно преломленной электромагнитной волны показало, что все полученные траектории преломленных лучей полностью согласуются с постулатами геометрической оптики и законом преломления Снеллиуса, что свидетельствует о корректности разработанного алгоритма.

Предложенный алгоритм позволяет выполнить оценку зоны покрытия WLAN, в том числе, в случае проникновения сигнала из смежных помещений, используя в качестве величины, характеризующей уровень сигнала в исследуемой области, напряженность электрического поля E (В/м), рассчитываемую с учетом комплексного коэффициента передачи многолучевого канала связи.

Алгоритм обладает такими отличительными особенностями, как:

- предварительная автоматизированная оценка областей затенения, создаваемых расположенными в зоне покрытия сети препятствиями, используется с целью исключения этих областей из рассмотрения при последующем расчете уровня сигнала в помещении. За счет этого достигается упрощение и ускорение расчета, тем большее, чем большую часть исследуемого пространства занимает область тени. В рассмотренном в данной главе примере область, заведомо недостижимая для прямого луча, составляет около четверти свободного пространства, соответственно, при исключении ее из расчета, уровень поля, создаваемого прямым лучом, будет вычислен на 25% быстрее. Для каждого вида

лучей (прямые, отраженные от стен, отраженные от препятствий, дифракционные) области затенения следует определять по-отдельности;

- новый алгоритм упрощенного расчета коэффициентов дифракции радиоволн на ребрах препятствия, представляющий собой комбинацию аналитических и вычислительных приемов, позволяет сократить время расчета примерно в 80 раз по сравнению с точным расчетом на том же компьютере при практически идентичных результатах (разность значений поля, полученных в одной и той же точке разными способами, не превышает 0,5 %);

- предложенный автором алгоритм статистической оценки изменения условий распространения электромагнитных волн позволяет учесть влияние случайного перемещения препятствий в зоне покрытия системы беспроводной связи, а также влияние неравномерностей отражающих поверхностей, описав положение препятствия и/или неравномерности некоторым статистическим законом распределения. Это может быть полезным при планировании беспроводных систем связи в местах с высокой вероятностью изменения условий распространения;

- предложенный алгоритм трассировки путей распространения между произвольными точками исследуемого помещения с использованием математического аппарата структурного анализа и непрерывной логики, теоретически позволяет ускорить вычисление распределения электромагнитного поля в заданном районе, за счет вычисления только пути с самой большой долей энергии.

ГЛАВА 3. МОДЕЛИРОВАНИЕ ЗОНЫ ПОКРЫТИЯ СИСТЕМ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ ПРЕДЛОЖЕННОГО АЛГОРИТМА

В главе 2 был предложен и описан алгоритм расчета электрического поля в условиях многолучевого распространения, а в данной главе рассмотрено применение предложенного алгоритма для решения демонстрационных модельных задач.

3.1. Моделирование распределения электрического поля в помещении сложной формы с препятствиями

С помощью предлагаемой методики выполнено моделирование распределения электрического поля в помещении П-образной формы, показанном на рисунке 3.1 [191]. Внутри помещения находятся две колонны прямоугольного сечения, являющиеся препятствиями на пути распространения волны. Передатчик с частотой 2,4 ГГц расположен в точке Тх.

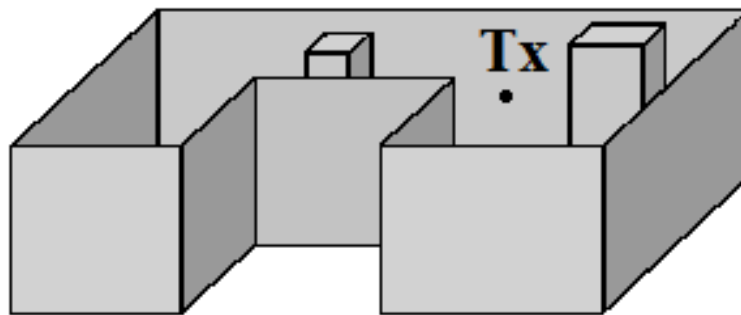


Рисунок 3.1 — Модель помещения с группой препятствий

При моделировании исследуемое помещение было задано в форме одного большого прямоугольного параллелепипеда, а углубление в стенах помещения («середина» буквы «П») и обе колонны воспринимаются как три препятствия, также имеющие форму прямоугольных параллелепипедов. На рисунке 3.2 изображено сечение помещения в горизонтальной плоскости и указаны размеры объектов, использованные при расчетах. Высота помещения принята равной 8 м, все препятствия достигают потолка. Для всех поверхностей используется материал с параметрами $\varepsilon = 4,4 - j 0,18$, $\mu = 1$.

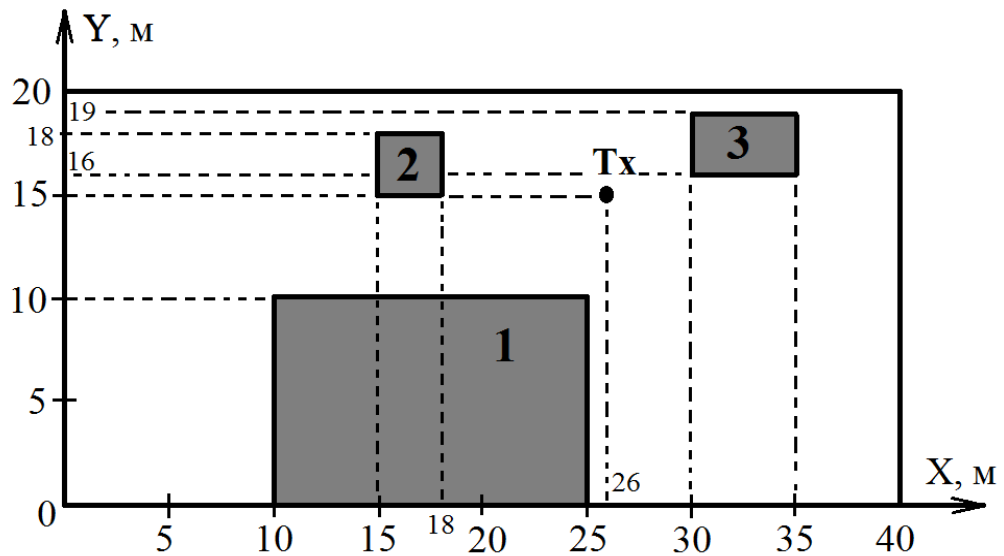


Рисунок 3.2 — Сечение помещения в горизонтальной плоскости

Моделирование распределения поля локальной сети в помещении выполнено в среде MathCad с использованием всех предложенных в данной работе приемов и методов расчета зоны покрытия. Результаты представлены для горизонтального сечения помещения на высоте расположения передатчика, равной 3 м [181]. Каждый из рисунков 3.3 — 3.6 иллюстрирует распределение напряженности электрического поля для лучей определенной структуры. На рисунке 3.3 изображено распределение напряженности электрического поля для прямых лучей, на рисунке 3.4 — для лучей, отраженных от стен помещения, на рисунке 3.5 — для лучей, отраженных от препятствий, на рисунке 3.6 — для дифракционных лучей.

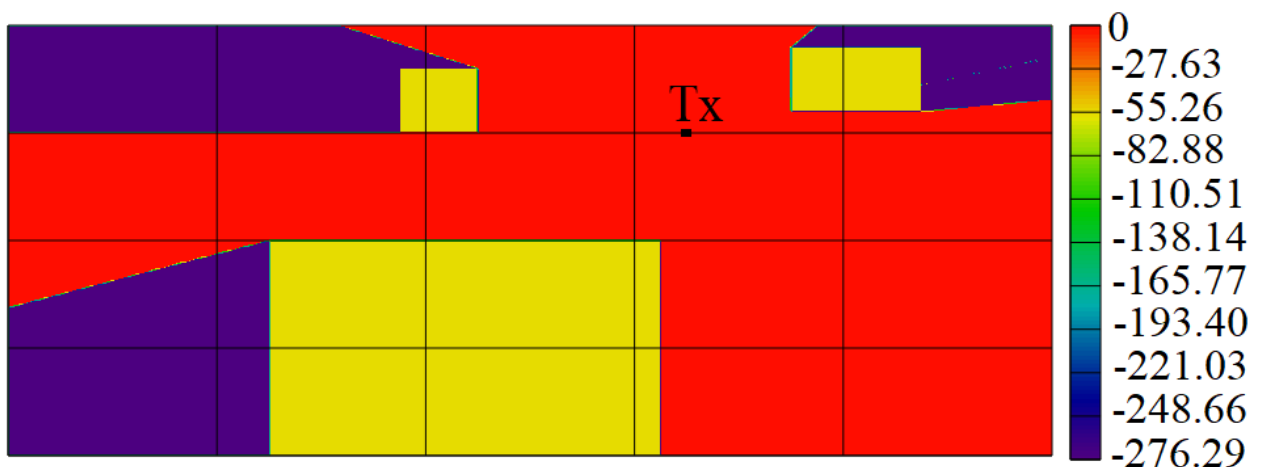


Рисунок 3.3 — Распределение напряженности электрического поля (дБ)
для прямых лучей в горизонтальном сечении помещения

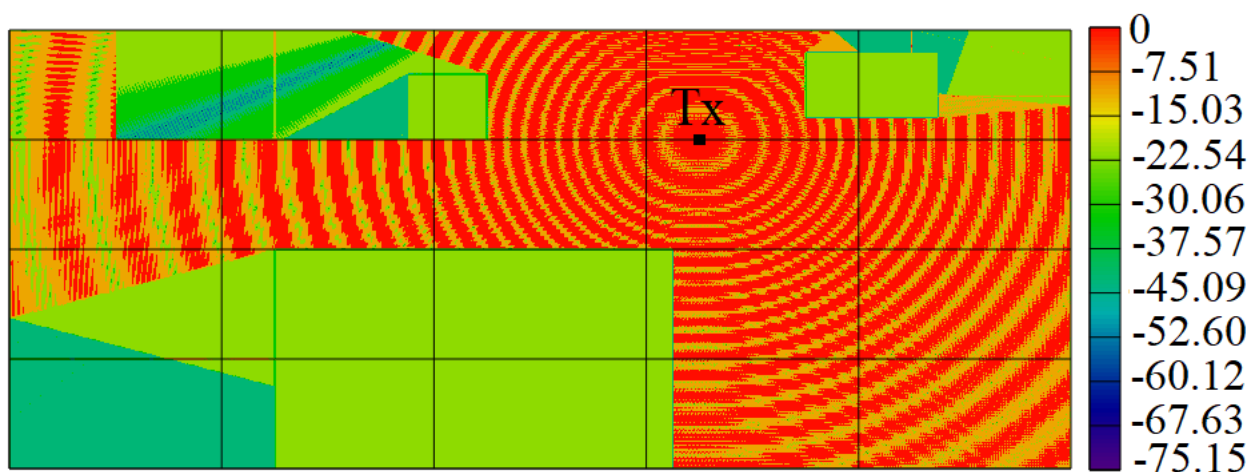


Рисунок 3.4 — Распределение напряженности электрического поля (дБ)
для отраженных от стен лучей в горизонтальном сечении помещения

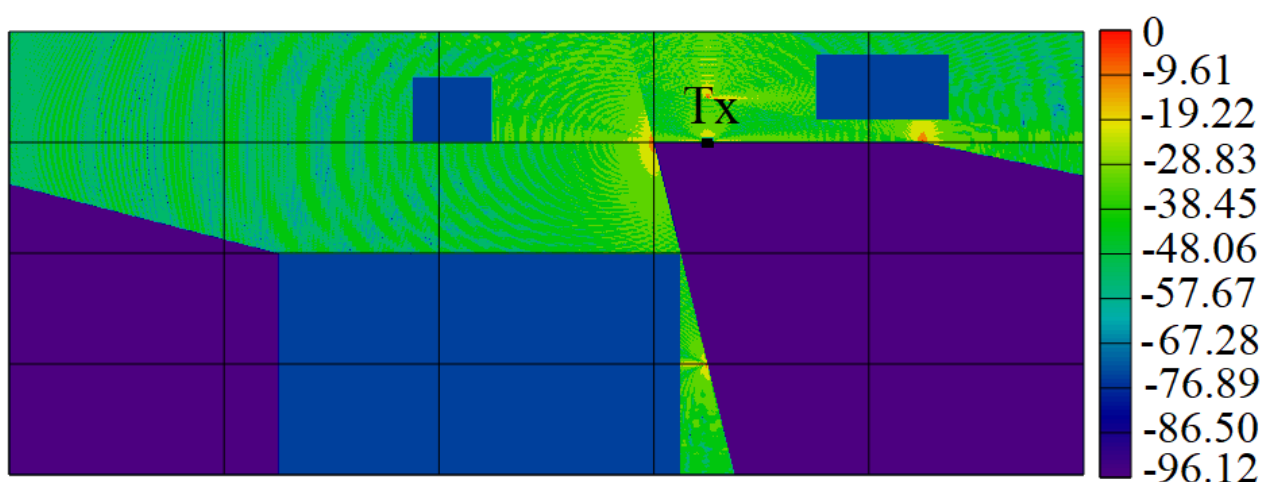


Рисунок 3.5 — Распределение напряженности электрического поля (дБ)
для лучей, отраженных от препятствий, в горизонтальном сечении помещения

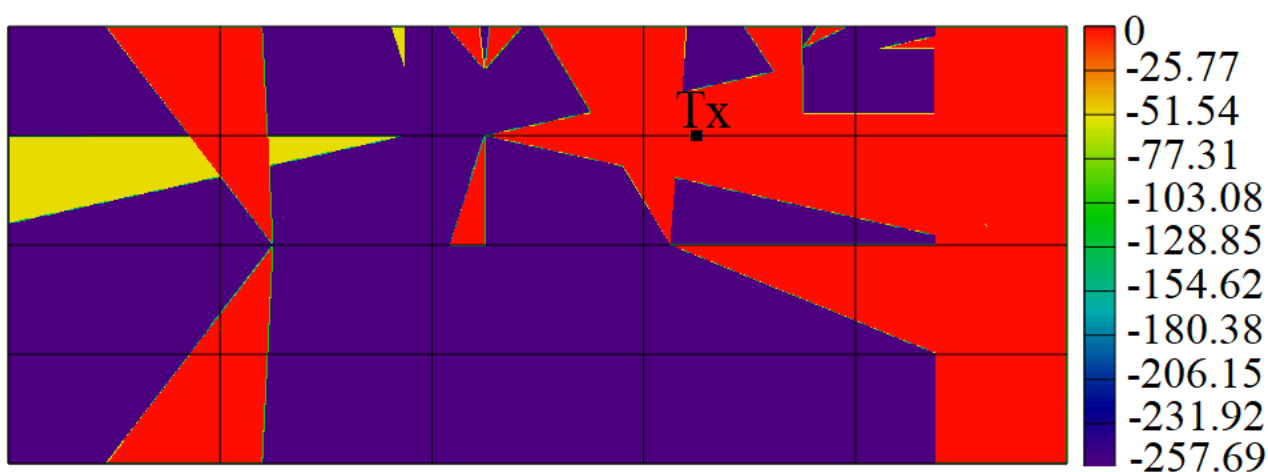


Рисунок 3.6 — Распределение напряженности электрического поля (дБ)
для дифракционных лучей в горизонтальном сечении помещения

На данных рисунках шкала данных всегда начинается с нуля, поскольку каждый раз перед выводом графика результаты были пронормированы на максимум. Это сделано для того, чтобы нагляднее показать распределение лучей каждой структуры. В действительности каждая компонента поля имеет разную величину (так, согласно полученным результатам, максимальные значения напряженности для прямых и дифракционных лучей отличаются на 3 порядка), что будет учтено далее.

Для того, чтобы вычислить общую напряженность электрического поля, произведено суммирование напряженностей лучей различных видов [120, 181]. Рисунок 3.7 показывает распределение электрического поля, получаемое на каждом этапе суммирования, что дает представление о поэтапном формировании поля в помещении описанным способом. Так изображенное на рисунке 3.7, а распределение напряженности электрического поля получено с учетом только прямых лучей и лучей, отраженных от стен помещения, на рисунке 3.7, б кроме прямых и отраженных от стен лучей учтено также отражение от препятствий, а на рисунке 3.7, в к предыдущей картине добавляются еще и дифракционные лучи.

Анализ приведенных рисунков показывает, что область с достаточно высоким уровнем поля оказывается больше, чем зона досягаемости прямого луча. Это объясняется, тем, что несмотря на то, что прямой луч имеет гораздо большую величину по сравнению с остальными, существенный вклад в формирование электромагнитного поля в помещении вносят лучи, отраженные от стен и находящихся в помещении предметов.

В рассматриваемом случае (и далее) нормировка на максимум проводилась уже после суммирования напряженностей соответствующих компонент поля, поэтому вклад лучей каждой структуры в общую величину электрического поля учтен корректно. Сравнивая рисунки 3.7, б и 3.7, в можно отметить, что отличия между ними минимальны визуально, и составляют сотые доли по шкале. Иначе говоря, в области с наибольшим уровнем напряженности учет дифракционного поля не оказывает значительного влияния на суммарную картину распределения электрического поля, поскольку напряженность дифракционных лучей невелика.

Однако дифракционные лучи все же вносят свой вклад в общую картину поля, что заметно в области глубокой тени (левый нижний угол рисунков 3.7, б и 3.7, в).

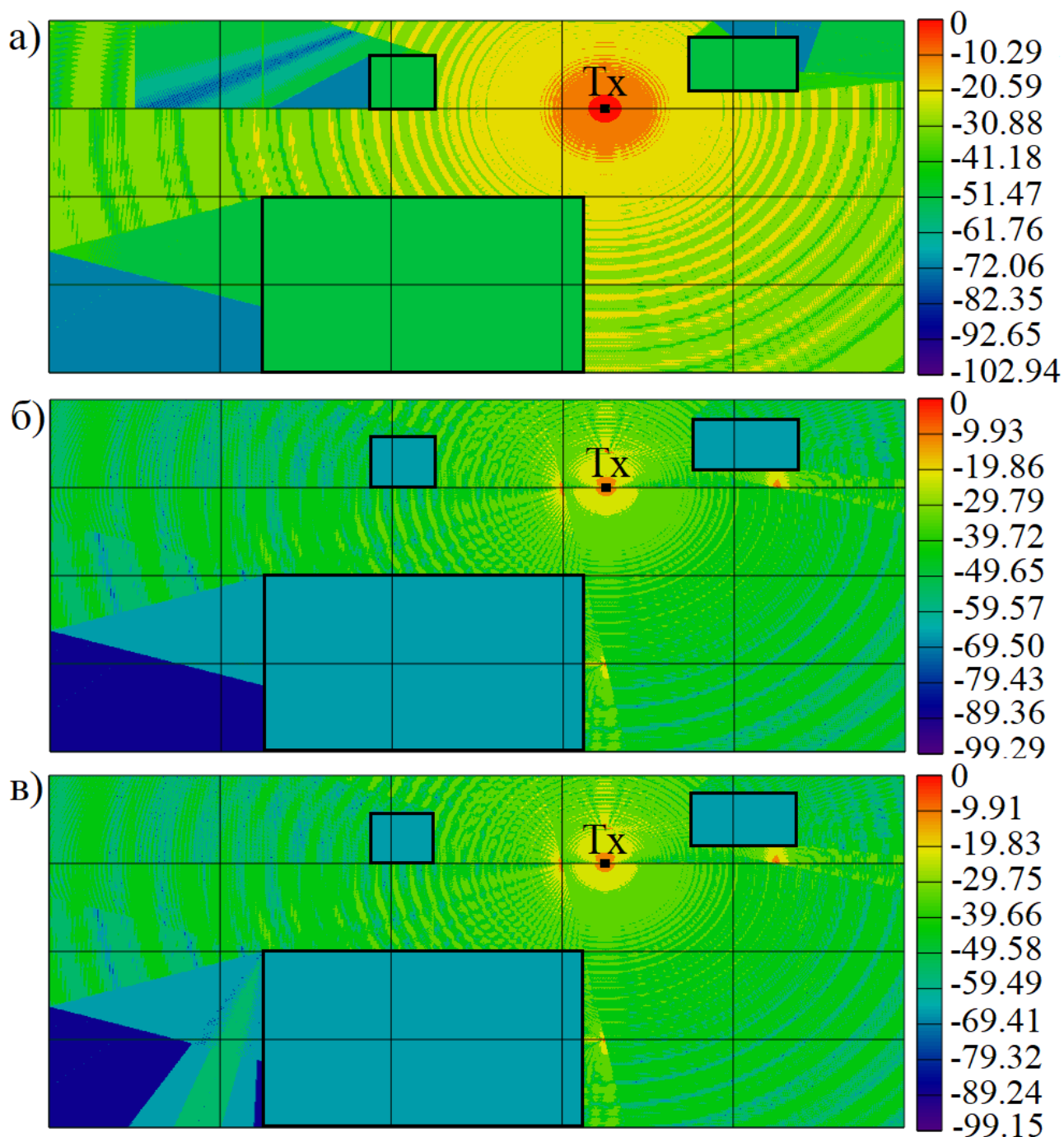


Рисунок 3.7 — Распределение напряженности электрического поля (дБ)
в помещении

При расчете зоны покрытия беспроводной системы связи с применением предлагаемого алгоритма можно также учесть влияние направленных свойств используемых антенн на распределение электромагнитного поля в помещении

[120]. Результаты, представленные на рисунке 3.7, были получены, предполагая использование передатчика и приемника с ненаправленными антеннами, в качестве которых могут выступать, например, симметричные вибраторы, направленные перпендикулярно полу. Чтобы продемонстрировать возможность учета направленности антенн, на рисунках 3.8 — 3.12 показаны результаты моделирования распределения поля при использовании в качестве антенн тех же вибраторов, но расположенных в горизонтальной плоскости [120].

На рисунке 3.8 изображено распределение напряженности электрического поля, полученное в случае, когда передающий вибратор ориентирован параллельно оси Ox , на рисунке 3.9 передающий вибратор параллелен оси Oy , а на рисунке 3.10 наклонен на 45° . При этом во всех трех случаях приемная антенна полагалась ненаправленной. При расчете учитывалось то, что в случае расположения вибратора в вертикальной плоскости перпендикулярно полу вектор поляризации перпендикулярен стенам помещения и боковым граням препятствий, и параллелен полу и потолку. Для вибратора, расположенного в горизонтальной плоскости, вектор поляризации направлен перпендикулярно полу и потолку, а также стенам, которым вибратор параллелен, и параллельно стенам, которым вибратор перпендикулярен.

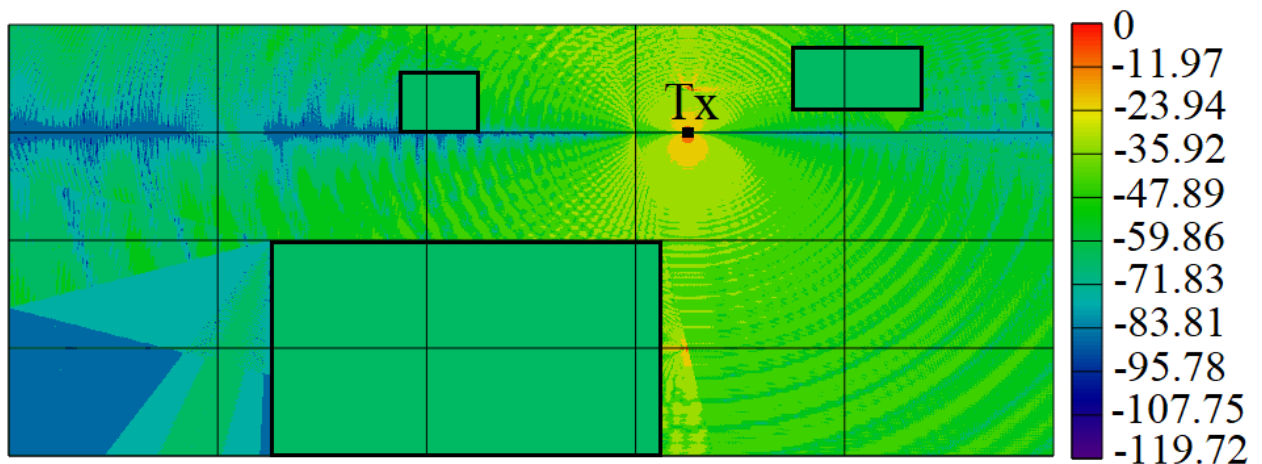


Рисунок 3.8 — Распределение напряженности электрического поля (дБ)
в случае, когда передающий вибратор параллелен оси Ox

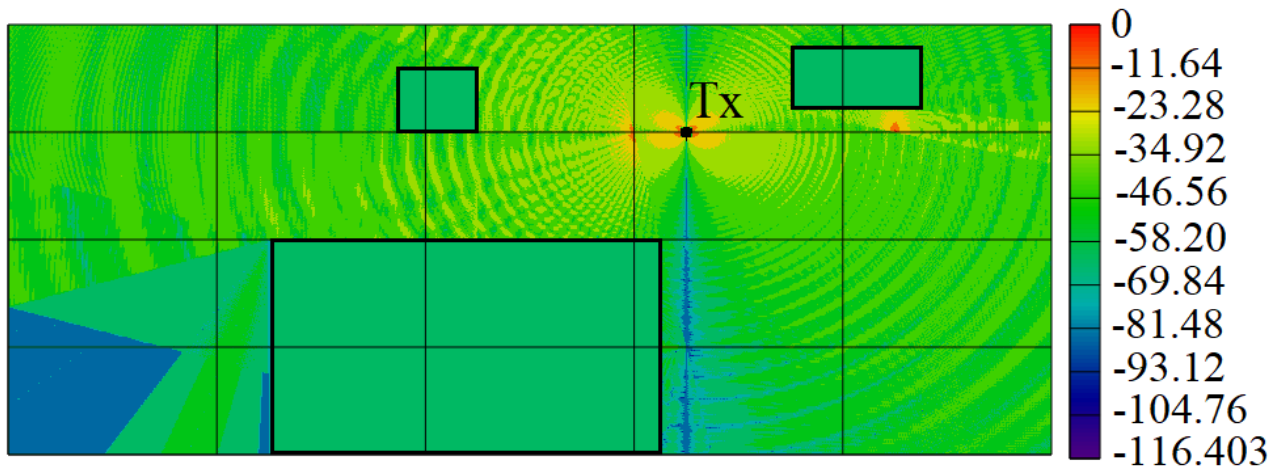


Рисунок 3.9 — Распределение напряженности электрического поля (дБ)
в случае, когда передающий вибратор параллелен оси Oy

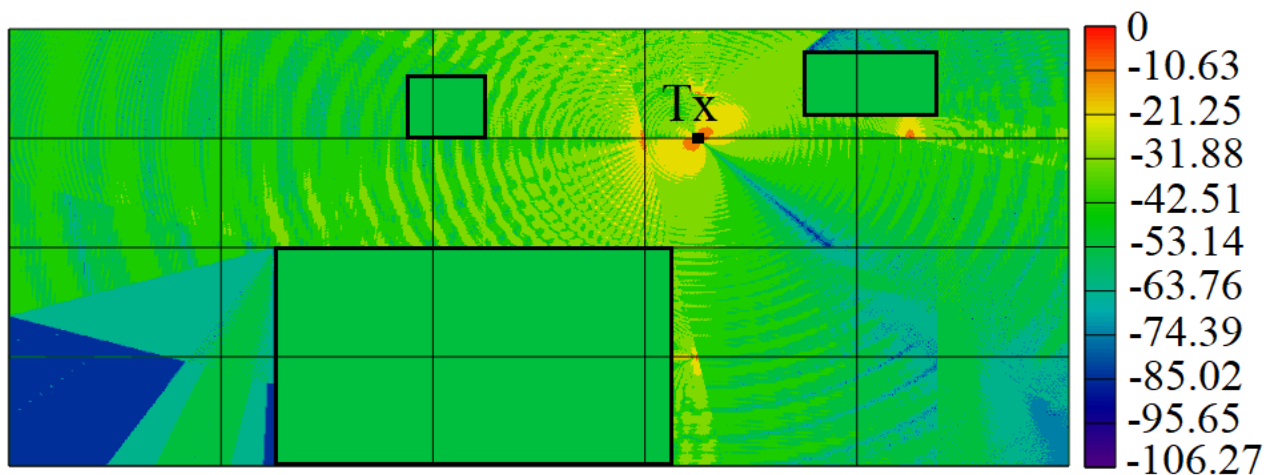


Рисунок 3.10 — Распределение напряженности электрического поля (дБ)
в случае, когда передающий вибратор наклонен на 45°

По приведенным результатам моделирования видно, что распределение напряженности поля соответствует характеристике направленности симметричного вибратора в продольной плоскости, а минимальный уровень напряженности наблюдается в точках, расположенных на оси вибратора. Таким образом, полученное распределение полностью согласуется с теоретическими сведениями.

Картина электрического поля, представленная на рисунке 3.11, соответствует случаю, когда как передающий, так и приемный вибратор ориентированы параллельно оси Ox.

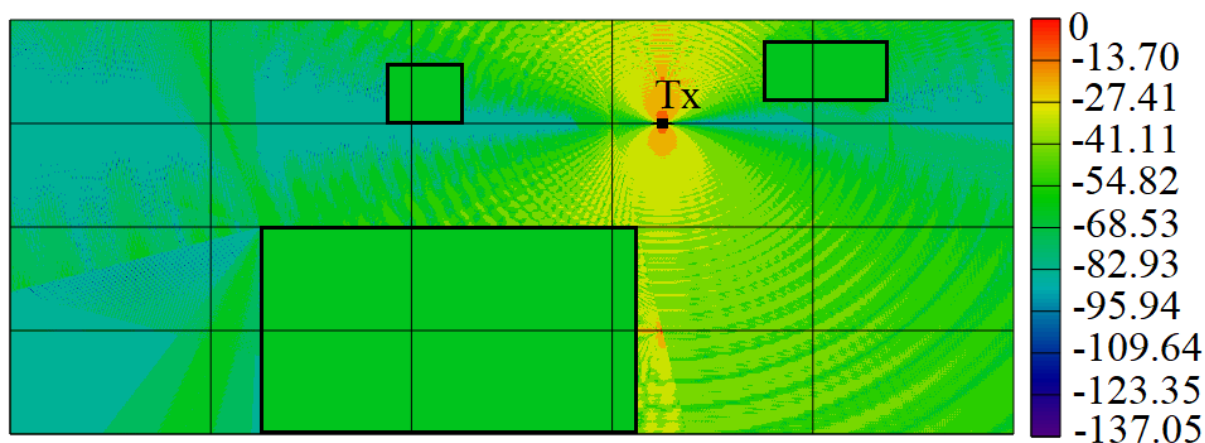


Рисунок 3.11 — Распределение напряженности электрического поля (дБ) в случае, когда передающий и приемный вибраторы параллельны оси Ox

Рисунок 3.12 иллюстрирует случай, когда вибраторы расположены взаимно перпендикулярно, причем на рисунке 3.12, а передающий вибратор параллелен оси Ox , а приемный вибратор параллелен оси Oy , а на рисунке 3.12, б оба вибратора наклонены.

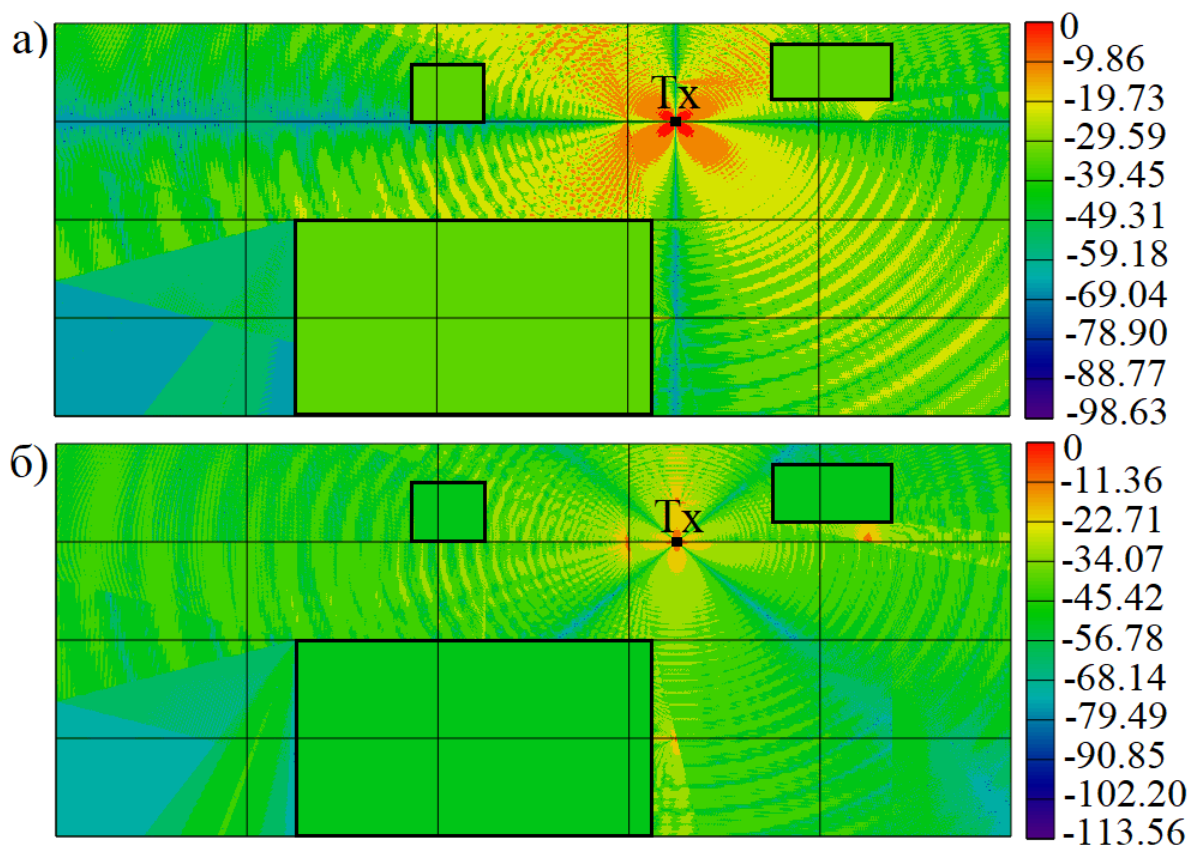


Рисунок 3.12 — Распределение напряженности электрического поля (дБ) в случае, когда передающий и приемный вибраторы взаимно перпендикулярны

Во всех рассмотренных примерах (рисунки 3.8 – 3.12) диаграмма направленности антенн была задана внутри используемого алгоритма в программе Mathcad как формула, описывающая зависимость излучения от угла. В реальности могут быть использованы антенны с любой формой диаграммы направленности. В таком случае можно рассчитать диаграмму направленности антенны в другой предназначенной для этого программе, например, FEKO или HFSS, и использовать эти результаты в Mathcad для расчета распределения электромагнитного поля по предложенному алгоритму [217]. На рисунке 3.13 изображена диаграмма направленности полуволнового вибратора, построенная в программе FEKO. Соответствующие данные были сохранены в виде текстового файла и загружены в Mathcad. Затем по точкам с помощью интерполяции была восстановлена диаграмма направленности, показанная на рисунке 3.14.

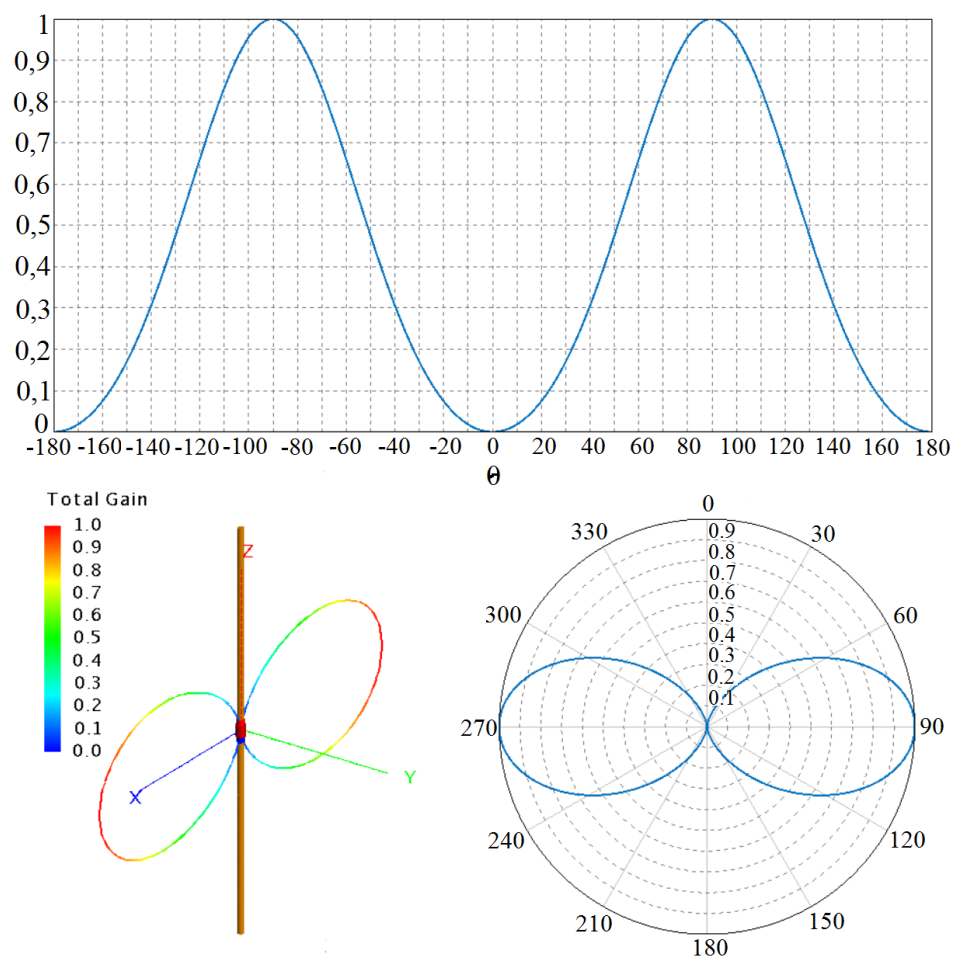


Рисунок 3.13 – Модель полуволнового вибратора и его диаграмма направленности, полученные в программе FEKO

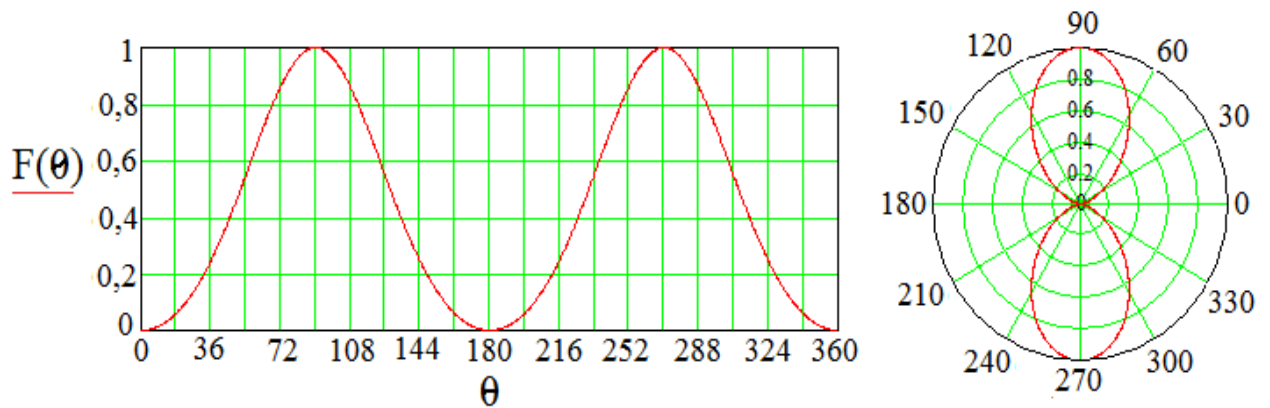


Рисунок 3.14 – Восстановление диаграммы направленности в Mathcad

С помощью рассчитанного распределения напряженности электрического поля можно также построить более грубую карту покрытия, позволяющую отобразить зоны, соответствующие заданным уровням поля. Стоит отметить, что оценка качества связи носит в значительной степени субъективный характер и зависит от выполняемых пользователем задач (разговор, отправка сообщений, просмотр сайтов, видео, онлайн-конференции и т.д.). При планировании беспроводной сети согласно предложенному алгоритму пользователь может задать нужные ему значения и вывести график для них.

Для примера зададимся следующими значениями: 0 ... -30 дБ – хорошая связь, -30 ... -50 дБ – удовлетворительная связь, <-50 дБ – плохая связь или ее отсутствие. На рисунке 3.15 показано, как будет в этом случае выглядеть карта покрытия для рассматриваемого помещения [217]. Представлено ослабление поля, то есть 0 дБ соответствует максимальному значению. В данном случае видно, что всенаправленная антенна обеспечивает лучшее покрытие. Также видно, что в левом нижнем углу существует область с очень низким уровнем поля. Соответственно, для решения этой проблемы необходимо либо использование дополнительной антенны в этой области, либо увеличение мощности первого передатчика (до значения, при котором ослабление на 50 дБ не будет играть большой роли).

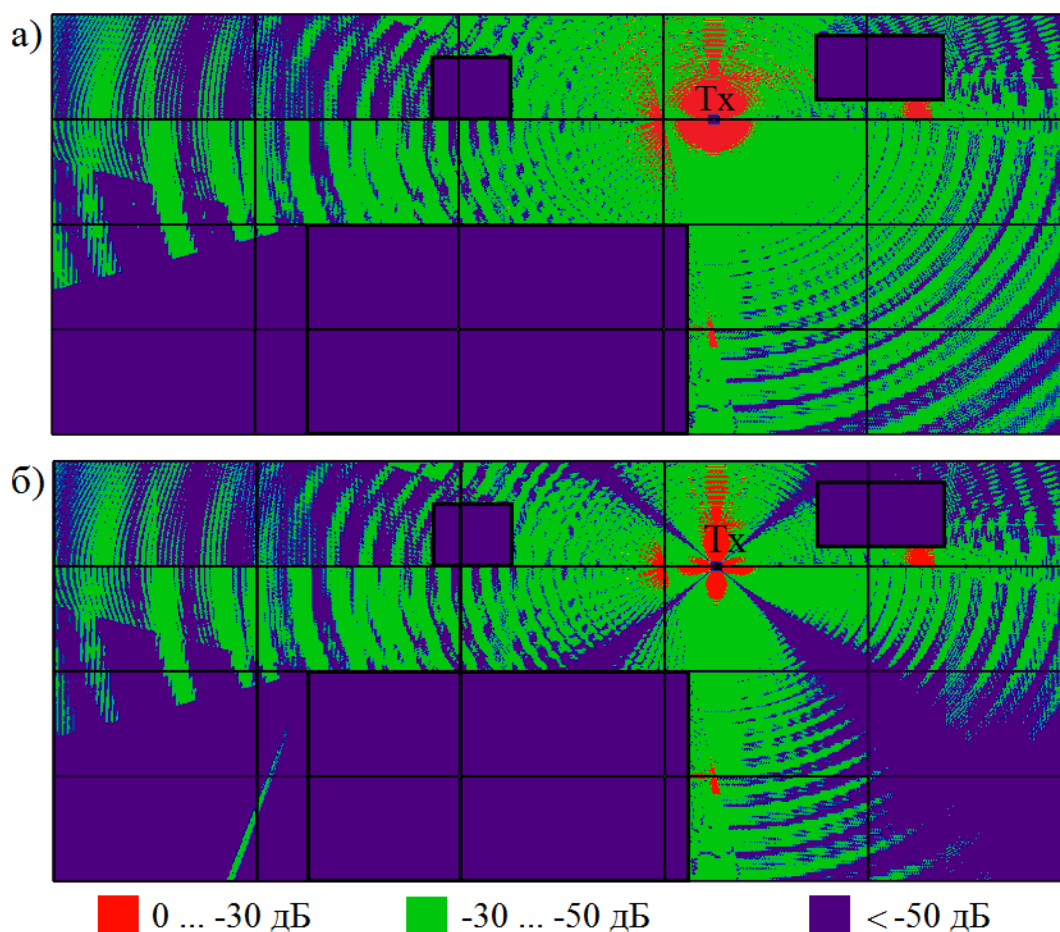


Рисунок 3.15 — Карта покрытия (дБ) в помещении: а) всенаправленная антенна
б) передающий и приемный вибраторы взаимно перпендикулярны

3.2. Статистическая оценка элементов канальной матрицы системы ММО

Рассмотрим применение предлагаемого алгоритма для анализа влияния изменения условий распространения на величину канальной матрицы ММО системы [179, 218, 219]. На рисунке 3.16 показана исследуемая система, состоящая из 4 передатчиков (Tx) и 5 приемников (Rx) и расположенная внутри помещения размерами 40 x 20 x 8 м. Между передающей и приемной системой находится препятствие, имеющее форму прямоугольного параллелепипеда. В зависимости от заданных размеров и электрофизических свойств препятствия можно имитировать влияние различных объектов, таких как элементы конструкций здания, предметы мебели, группы людей, транспортные средства и т.п. Пусть данное препятствие может перемещаться в горизонтальной плоскости в пределах области, выделенной на рисунке 3.16 серым цветом.

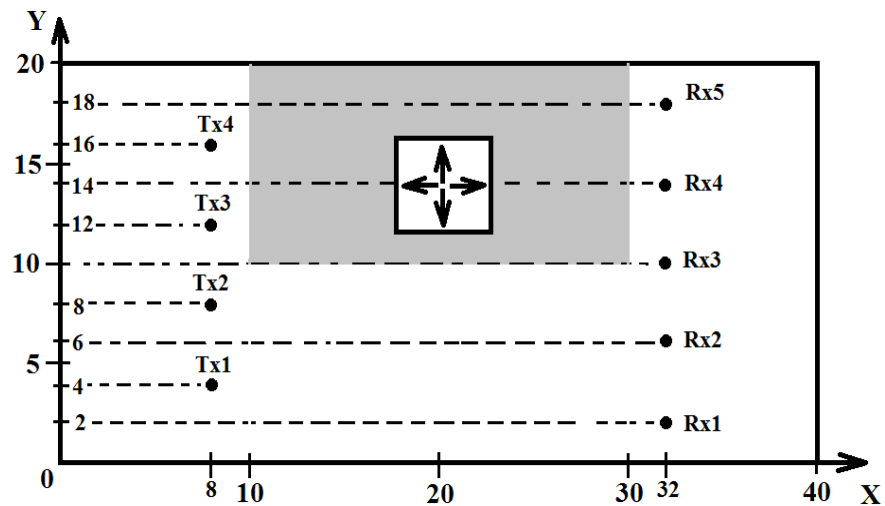


Рисунок 3.16 – Модель исследуемого помещения в горизонтальной плоскости

Поскольку область, в которой может находиться препятствие, ограничена ($10 < x < 30$; $10 < y < 20$), то очевидно, что при любом возможном положении препятствия некоторые каналы системы связи (в рассматриваемом случае, каналы Tx1 – Rx1, Tx1 – Rx2, Tx1 – Rx3, Tx2 – Rx1, Tx2 – Rx2, Tx2 – Rx3) позволяют осуществить передачу с помощью прямого луча. Возможность связи посредством прямого луча по остальным каналам существует не всегда, поскольку они могут быть перекрыты препятствием. В таком случае передача информации по таким каналам возможна только за счет лучей, отраженных от окружающих предметов. Таким образом перемещение препятствия в области между передающей и приемной частями системы позволяет промоделировать различное состояние каналов передачи [179]. Необходимо количественно оценить влияние случайного положения препятствия на величину элементов канальной матрицы MIMO системы. При моделировании все поверхности помещения и препятствия полагались состоящими из кирпича с относительной диэлектрической проницаемостью $4,4 - j 0,18$. Размеры препятствия приняты равными 5 x 3 x 8 м.

В результате выполнения расчета многолучевого распространения в помещении с использованием алгоритма трехмерной трассировки получены реализации распределения напряженности поля, излученного каждым из элементов системы, в горизонтальной плоскости на высоте расположения передатчика (рисунок 3.17) [179]. Результаты, полученные при использовании

передатчика Tx1, изображены в первой строке, передатчика Tx2 — во второй, Tx3 — в третьей и Tx4 — в четвертой. В каждом столбце приведены результаты для одного из случайных положений препятствия. Полученные распределения напряженности электромагнитного поля показывают, что положение препятствия существенным образом сказывается на формировании областей с различным затуханием сигнала.

Для того, чтобы оценить степень влияния положения препятствия на величину элементов канальной матрицы системы, рассчитана амплитуда излученного каждым передатчиком поля в точках расположения каждого из приемников. Расчет выполнен при 100 случайных положениях препятствия как для нормального, так и для равномерного законов изменения положения препятствия. Координаты, соответствующие положению передатчиков и приемников в горизонтальной плоскости, показаны на рисунке 3.16, высота всех передатчиков и приемников была принята равной 3 м.

На рисунке 3.18 приведены реализации изменения амплитуды поля в точках расположения каждого из приемников при 100 случайных положениях препятствия в случае, когда положение препятствия в рассматриваемой области изменяется в соответствии с нормальным законом распределения [179]. Реализации амплитуды принятого поля при изменении положения препятствия по равномерному закону имеют аналогичный характер.

На основании результатов вычисления амплитуд полей всех передатчиков в точках расположения всех приемников при 100 случайных положениях препятствия построены гистограммы для нормального (рисунок 3.19) и равномерного (рисунок 3.20) законов изменения положения препятствия [179]. На данных рисунках гистограммы скомпонованы таким образом, что каждый столбец соответствует одному из передатчиков, а каждая строка — одному из приемников.

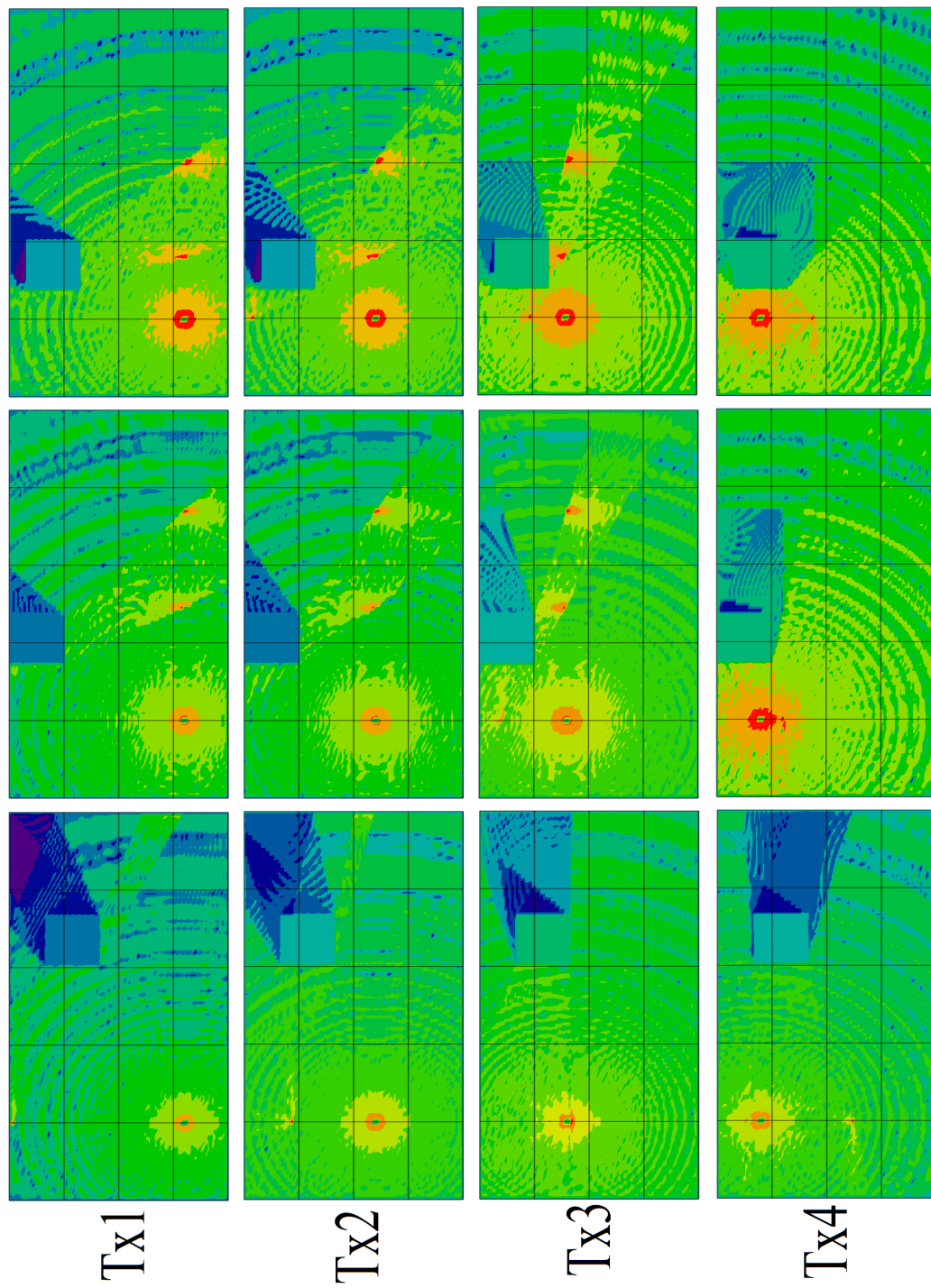


Рисунок 3.17 – Распределения напряженности поля, излученного каждым из элементов системы, в горизонтальном сечении помещения

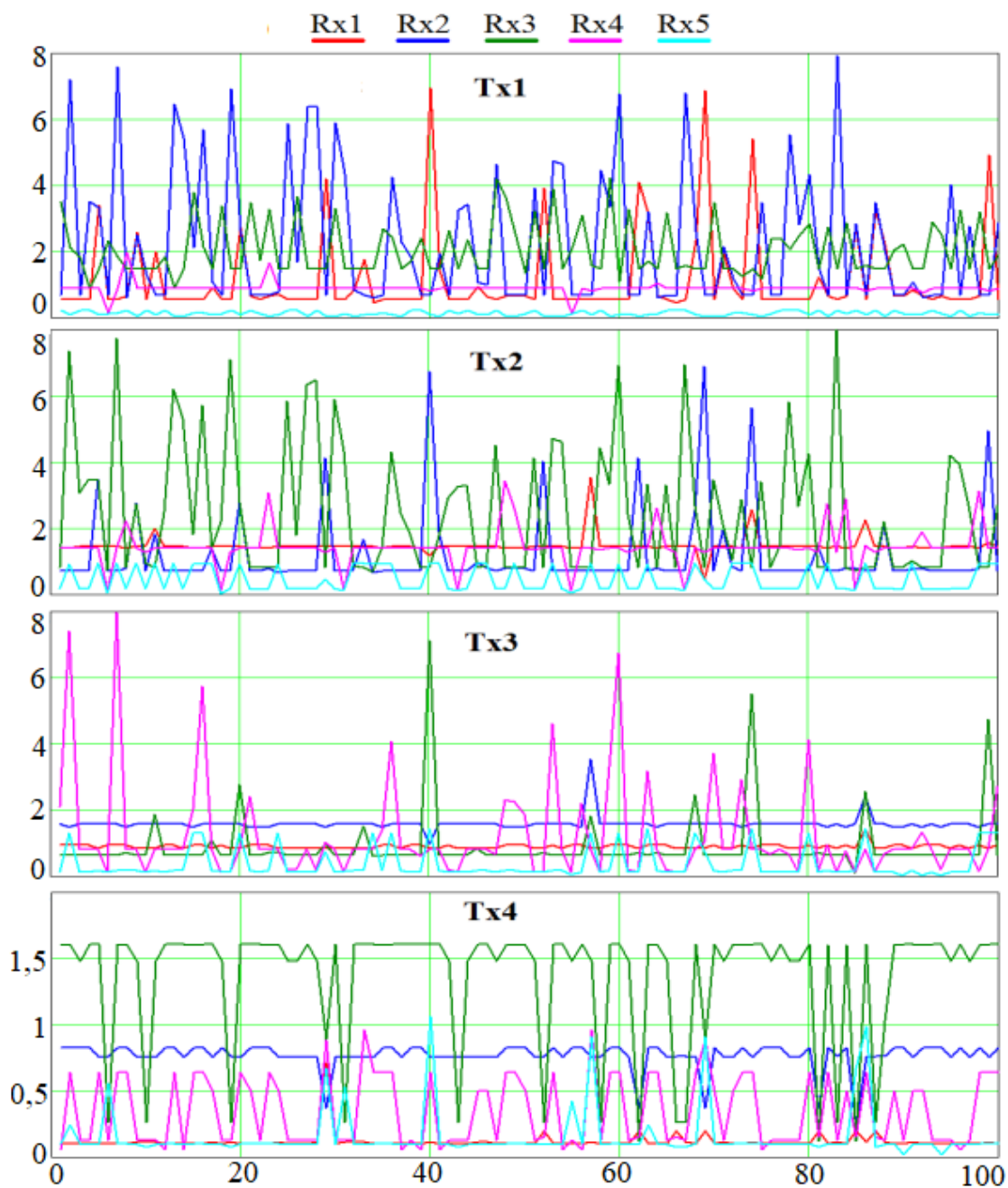


Рисунок 3.18 – Значения амплитуды электрического поля (мВ/м) в точках расположения приемников при изменении положения препятствия по нормальному закону

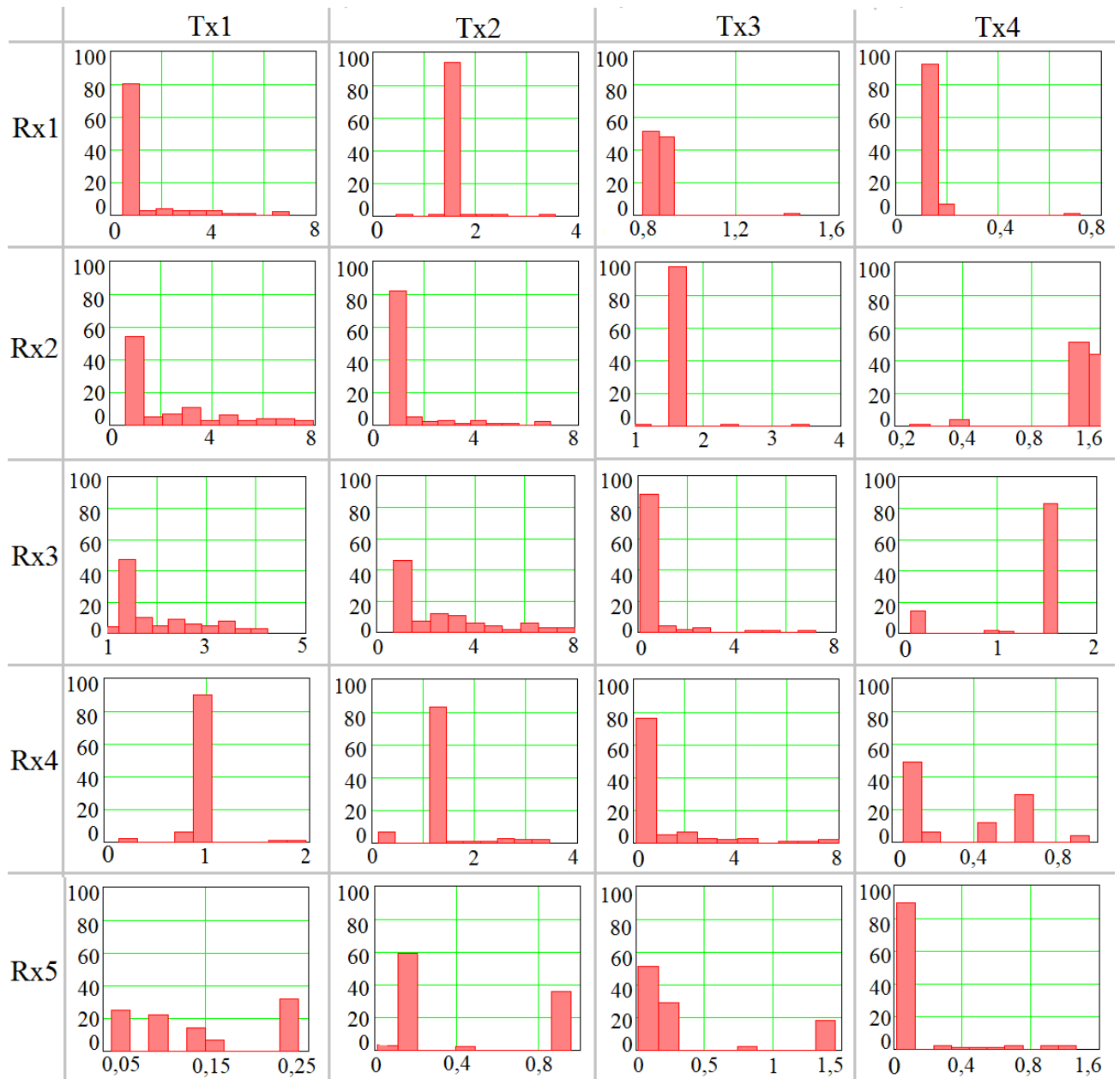


Рисунок 3.19 – Гистограммы значений электрического поля (мВ/м) в точках расположения приемников при изменении положения препятствия по нормальному закону

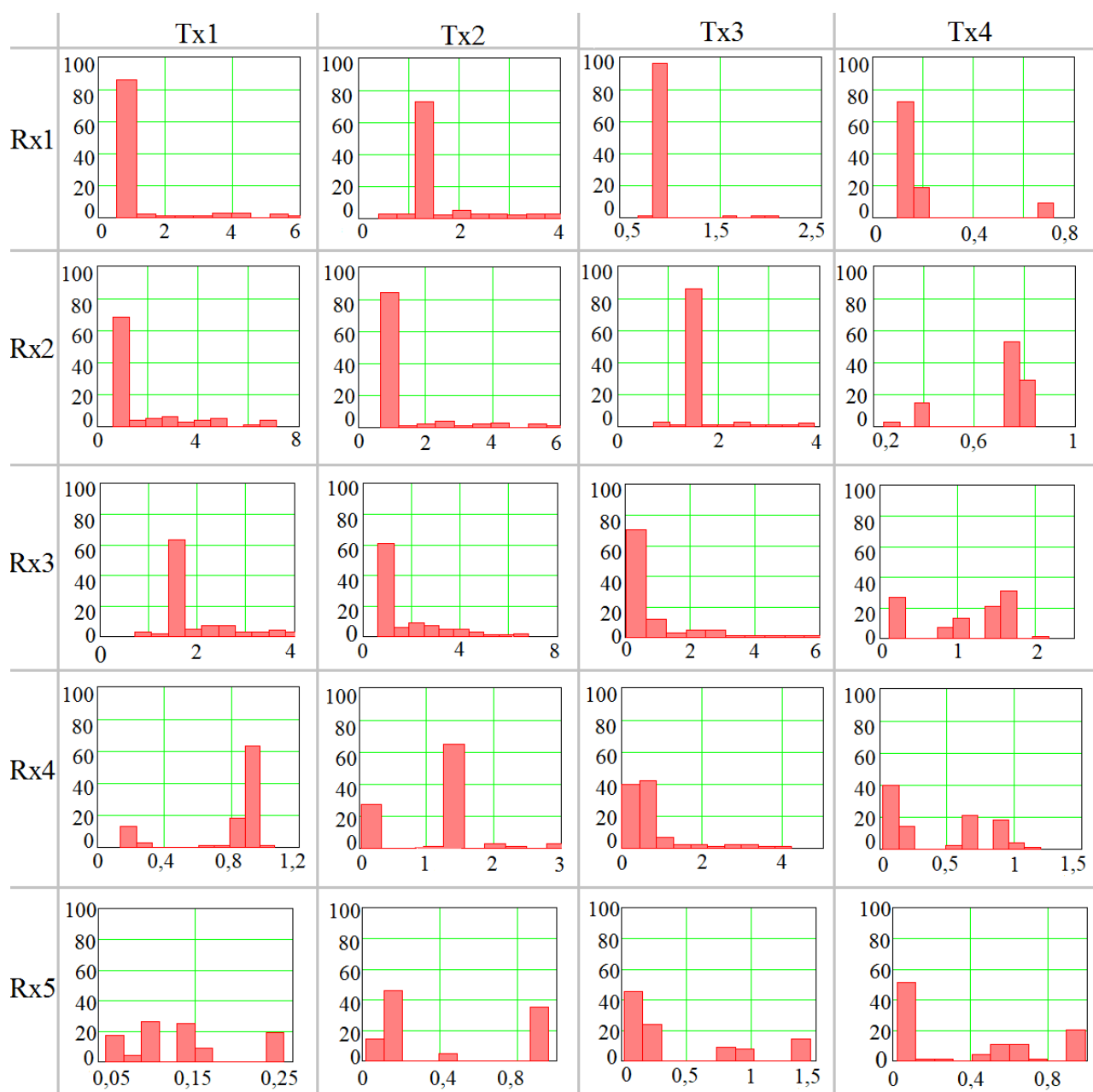


Рисунок 3.20 – Гистограммы значений амплитуды электрического поля (мВ/м) в точках расположения приемников при изменении положения препятствия по равномерному закону

Показанные на рисунке 3.19 и рисунке 3.20 гистограммы позволяют определить значение, которое наиболее часто принимает амплитуда сигнала, принятого по каждому из каналов ММО системы. Поскольку при расчете изначальная величина излучаемого каждым передатчиком поля была принята равной 1 В/м, то полученные значения амплитуд в точках приема фактически равны величинам коэффициентов передачи соответствующих каналов. Однако

анализ полученных гистограмм не позволяет сделать обоснованный вывод о соответствии вычисленных значений коэффициентов передачи каким-либо известным законам распределения.

В связи с этим выполнена статистическая обработка результатов расчета полей, соответствующих величинам коэффициентов передачи различных каналов [179]. Математическое ожидание коэффициентов передачи с каждого передающего элемента на каждый приемный элемент приведено в таблице 3.1, строки которой соответствуют всем передатчикам рассматриваемой системы, а столбцы — всем приемникам. В заголовках строк и столбцов указаны координаты, описывающие положение передающих и приемных элементов. Для сравнения в таблице также приведены амплитудные значения коэффициентов передачи по каждому каналу в случае отсутствия препятствий на пути сигнала (данные строки выделены серым цветом).

Таблица 3.1

Математическое ожидание величины элементов канальной матрицы при изменении положения препятствия по нормальному закону

	Rx1 (32; 2; 3)	Rx2 (32; 6; 3)	Rx3 (32; 10; 3)	Rx4 (32; 14; 3)	Rx5 (32; 18; 3)
Tx1 (8; 4; 3)	$1,144 \cdot 10^{-3}$	$2,319 \cdot 10^{-3}$	$2,133 \cdot 10^{-3}$	$8,681 \cdot 10^{-4}$	$1,45 \cdot 10^{-4}$
	$6,734 \cdot 10^{-4}$	$6,083 \cdot 10^{-4}$	$1,601 \cdot 10^{-3}$	$8,18 \cdot 10^{-4}$	$1,123 \cdot 10^{-4}$
Tx2 (8; 8; 3)	$1,51 \cdot 10^{-3}$	$1,186 \cdot 10^{-3}$	$2,574 \cdot 10^{-3}$	$1,369 \cdot 10^{-3}$	$3,984 \cdot 10^{-4}$
	$1,415 \cdot 10^{-3}$	$7,892 \cdot 10^{-4}$	$7,117 \cdot 10^{-4}$	$1,491 \cdot 10^{-3}$	$9,405 \cdot 10^{-4}$
Tx3 (8; 12; 3)	$8,909 \cdot 10^{-4}$	$1,61 \cdot 10^{-3}$	$8,473 \cdot 10^{-4}$	$1,222 \cdot 10^{-3}$	$3,086 \cdot 10^{-4}$
	$9,405 \cdot 10^{-4}$	$1,491 \cdot 10^{-3}$	$7,117 \cdot 10^{-4}$	$7,892 \cdot 10^{-4}$	$1,415 \cdot 10^{-3}$
Tx4 (8; 16; 3)	$1,129 \cdot 10^{-4}$	$7,755 \cdot 10^{-4}$	$1,342 \cdot 10^{-3}$	$3,089 \cdot 10^{-4}$	$1,615 \cdot 10^{-4}$
	$1,123 \cdot 10^{-4}$	$8,18 \cdot 10^{-4}$	$1,601 \cdot 10^{-3}$	$6,083 \cdot 10^{-4}$	$6,734 \cdot 10^{-4}$

Также были рассчитаны среднеквадратическое отклонение значения коэффициента передачи по каждому каналу (таблица 3.2) и степень асимметрии полученных значений (таблица 3.3). Все приведенные в таблицах 3.1 — 3.3 результаты соответствуют изменению положения препятствия по нормальному закону. Аналогичные результаты для равномерного закона изменения положения препятствия приведены в таблицах 3.4 — 3.6 [179].

Таблица 3.2

Среднеквадратическое отклонение величины элементов канальной матрицы при изменении положения препятствия по нормальному закону

	Rx1 (32; 2; 3)	Rx2 (32; 6; 3)	Rx3 (32; 10; 3)	Rx4 (32; 14; 3)	Rx5 (32; 18; 3)
Tx1 (8; 4; 3)	$1,327 \cdot 10^{-3}$	$2,122 \cdot 10^{-3}$	$8,346 \cdot 10^{-4}$	$1,351 \cdot 10^{-4}$	$7,683 \cdot 10^{-5}$
Tx2 (8; 8; 3)	$3,525 \cdot 10^{-4}$	$1,252 \cdot 10^{-3}$	$2,043 \cdot 10^{-3}$	$4,373 \cdot 10^{-4}$	$3,514 \cdot 10^{-4}$
Tx3 (8; 12; 3)	$5,434 \cdot 10^{-5}$	$2,69 \cdot 10^{-4}$	$9,816 \cdot 10^{-4}$	$1,499 \cdot 10^{-3}$	$4,16 \cdot 10^{-4}$
Tx4 (8; 16; 3)	$2,257 \cdot 10^{-5}$	$8,539 \cdot 10^{-5}$	$4,739 \cdot 10^{-4}$	$2,574 \cdot 10^{-4}$	$2,009 \cdot 10^{-4}$

Таблица 3.3

Асимметрия величины коэффициента передачи при изменении положения препятствия по нормальному закону

	Rx1 (32; 2; 3)	Rx2 (32; 6; 3)	Rx3 (32; 10; 3)	Rx4 (32; 14; 3)	Rx5 (32; 18; 3)
Tx1 (8; 4; 3)	2,783	1,121	0,901	-4,562	0,187
Tx2 (8; 8; 3)	5,185	3,08	1,021	0,946	0,914
Tx3 (8; 12; 3)	0,041	8,472	5,303	2,527	2,049
Tx4 (8; 16; 3)	3,359	-4,48	-1,75	0,816	3,143

Таблица 3.4

Математическое ожидание величины элементов канальной матрицы
при изменении положения препятствия по равномерному закону

	Rx1 (32; 2; 3)	Rx2 (32; 6; 3)	Rx3 (32; 10; 3)	Rx4 (32; 14; 3)	Rx5 (32; 18; 3)
Tx1 (8; 4; 3)	$1,47 \cdot 10^{-3}$	$1,535 \cdot 10^{-3}$	$1,857 \cdot 10^{-3}$	$7,868 \cdot 10^{-4}$	$1,388 \cdot 10^{-4}$
	$6,734 \cdot 10^{-4}$	$6,083 \cdot 10^{-4}$	$1,601 \cdot 10^{-3}$	$8,18 \cdot 10^{-4}$	$1,123 \cdot 10^{-4}$
Tx2 (8; 8; 3)	$1,593 \cdot 10^{-3}$	$1,525 \cdot 10^{-3}$	$1,397 \cdot 10^{-3}$	$1,15 \cdot 10^{-3}$	$4,395 \cdot 10^{-4}$
	$1,415 \cdot 10^{-3}$	$7,892 \cdot 10^{-4}$	$7,117 \cdot 10^{-4}$	$1,491 \cdot 10^{-3}$	$9,405 \cdot 10^{-4}$
Tx3 (8; 12; 3)	$8,92 \cdot 10^{-4}$	$1,623 \cdot 10^{-3}$	$1,141 \cdot 10^{-3}$	$6,703 \cdot 10^{-4}$	$4,363 \cdot 10^{-4}$
	$9,405 \cdot 10^{-4}$	$1,491 \cdot 10^{-3}$	$7,117 \cdot 10^{-4}$	$7,892 \cdot 10^{-4}$	$1,415 \cdot 10^{-3}$
Tx4 (8; 16; 3)	$1,921 \cdot 10^{-4}$	$6,902 \cdot 10^{-4}$	$1,127 \cdot 10^{-3}$	$3,927 \cdot 10^{-4}$	$3,574 \cdot 10^{-4}$
	$1,123 \cdot 10^{-4}$	$8,18 \cdot 10^{-4}$	$1,601 \cdot 10^{-3}$	$6,083 \cdot 10^{-4}$	$6,734 \cdot 10^{-4}$

Таблица 3.5

Среднеквадратическое отклонение величины элементов канальной матрицы
при изменении положения препятствия по равномерному закону

	Rx1 (32; 2; 3)	Rx2 (32; 6; 3)	Rx3 (32; 10; 3)	Rx4 (32; 14; 3)	Rx5 (32; 18; 3)
Tx1 (8; 4; 3)	$1,724 \cdot 10^{-3}$	$1,607 \cdot 10^{-3}$	$6,717 \cdot 10^{-4}$	$2,749 \cdot 10^{-4}$	$7,839 \cdot 10^{-5}$
Tx2 (8; 8; 3)	$6,521 \cdot 10^{-4}$	$1,673 \cdot 10^{-3}$	$1,233 \cdot 10^{-3}$	$6,242 \cdot 10^{-4}$	$3,784 \cdot 10^{-4}$
Tx3 (8; 12; 3)	$1,069 \cdot 10^{-4}$	$3,468 \cdot 10^{-4}$	$1,482 \cdot 10^{-3}$	$5,14 \cdot 10^{-4}$	$4,723 \cdot 10^{-4}$
Tx4 (8; 16; 3)	$1,837 \cdot 10^{-4}$	$1,796 \cdot 10^{-4}$	$5,332 \cdot 10^{-4}$	$3,308 \cdot 10^{-4}$	$3,534 \cdot 10^{-4}$

Таблица 3.6

Асимметрия величины коэффициента передачи
при изменении положения препятствия по равномерному закону

	Rx1 (32; 2; 3)	Rx2 (32; 6; 3)	Rx3 (32; 10; 3)	Rx4 (32; 14; 3)	Rx5 (32; 18; 3)
Tx1 (8; 4; 3)	2,115	1,972	1,417	-1,524	2,911
Tx2 (8; 8; 3)	2,344	2,288	2,302	-0,076	0,502
Tx3 (8; 12; 3)	2,126	3,365	3,165	1,273	1,066
Tx4 (8; 16; 3)	2,359	-1,344	-0,827	0,545	0,763

Полученные результаты показывают, что в случае, когда препятствие на пути сигнала отсутствует, канальная матрица исследуемой системы симметрична относительно диагонали, что характерно для рассматриваемого в данной задаче расположения передатчиков и приемников. При появлении препятствия в некотором месте допустимой области между передающей и приемной частями системы условия распространения сигнала изменяются случайным образом, в результате чего изменяется величина математического ожидания каждого элемента канальной матрицы. Однако полученные результаты не позволяют установить однозначную взаимосвязь между положением препятствия и величиной коэффициента передачи по конкретному каналу, поскольку из данных, представленных в таблицах 3.1 и 3.4, следует, что амплитуда элементов канальной матрицы может как увеличиваться, так и уменьшаться по сравнению с детерминированным случаем. Это свидетельствует о том, что интерференция сигналов, распространяющихся по разным путям, оказывает более существенное влияние на уровень сигнала в конкретной точке помещения, чем просто факт нахождения этой точки приема внутри или вне зоны прямой видимости передатчика [179].

Сравнение таблиц 3.1 и 3.2 показывает, что примерно в половине случаев (9

из 20) среднеквадратическое отклонение амплитуды коэффициента передачи на порядок меньше его математического ожидания, тогда как в остальных случаях эти параметры являются величинами одного порядка. По таблицам 3.4 и 3.5 видно, что для равномерного закона изменения положения препятствия результат отличается незначительно (6 из 20). Следовательно, представленные результаты позволяют сделать вывод, что значения элементов канальной матрицы имеют существенный разброс, соизмеримый с величиной математического ожидания [179].

3.3. Моделирование зоны покрытия сети в районе с городской застройкой

Разработанный алгоритм может быть применен не только для анализа распространения электромагнитного поля внутри помещений, но и для моделирования зоны покрытия сети связи в районе с городской застройкой [191, 220, 221]. План исследуемого района изображен на рисунке 3.21 (вид сверху) [220]. Рассматривается участок размерами 100 x 80 м, на котором расположены четыре здания. Положение и размеры зданий указаны на рисунке, высота обозначена буквой h .

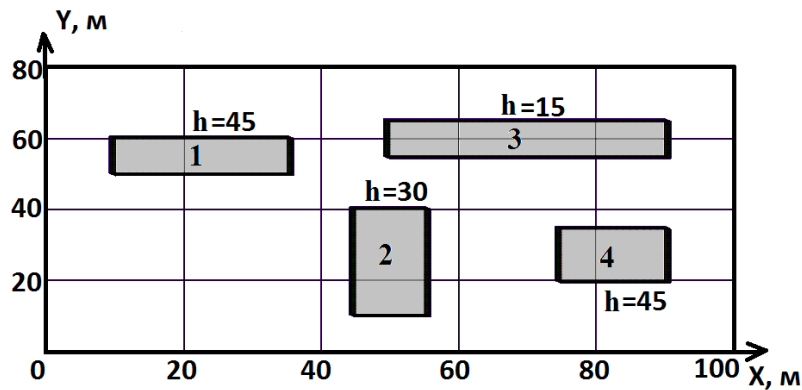


Рисунок 3.21 — План района с высотной застройкой

Объемное изображение исследуемой области (носящее качественный характер) показано на рисунке 3.22. Голубым цветом изображены вертикальные плоскости $y = 0$ м и $y = 80$ м, ограничивающие исследуемую область с двух сторон. Этим плоскостям задана диэлектрическая проницаемость кирпича, и отражение от них учитывается при расчете. Таким образом имитируется влияние

зданий, расположенных непосредственно рядом с исследуемым районом. Кроме того, отражающими поверхностями являются стены и крыши зданий, а также земля. Отражение от боковых плоскостей $x = 0$ м и $x = 80$ м не учитывается, поскольку в данной модельной задаче предполагается, что в этих направлениях какие-либо препятствия отсутствуют (точнее, расположены настолько далеко, что часть энергии электромагнитного поля, достигающая их, пренебрежимо мала). Аналогичным образом, плоскость, ограничивающая расчетную область сверху и соответствующая небу, также не считается отражающей.

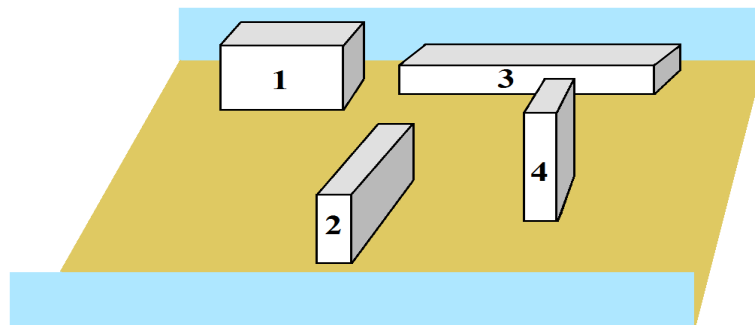


Рисунок 3.22 — Объемное изображение исследуемого района

Расчет покрытия выполнен для двух значений частоты передаваемого сигнала — 4,7 ГГц и 26 ГГц, которые соответствуют выделенным для работы систем 5G частотным диапазонам (4,4 — 4,99 ГГц и 24,25 — 27,5 ГГц) [4]. Распределение напряженности электрического поля рассчитано для двух положений передающей антенны, обозначенной как Тх [220]. Первому из них соответствуют рисунки 3.23 и 3.25, на которых передающая антенна располагается на крыше второго здания в точке с координатами (50 м; 25 м; 30 м), а второму — рисунки 3.24 и 3.26, где передающая антенна располагается на крыше третьего здания в точке с координатами (70 м; 60 м; 15 м).

Рисунки 3.23 и 3.24 изображают рассчитанное распределение напряженности электрического поля в зоне покрытия (нормированное на максимум) при использовании частоты 4,7 ГГц. Результаты приведены для нескольких сечений исследуемой области в горизонтальной плоскости. Так, рисунки 3.23, г и 3.24, в соответствуют распределению электромагнитного поля на высоте расположения передатчика, а остальные сечения расположены ниже либо

выше. Аналогичные результаты для 26 ГГц изображены на рисунках 3.25 и 3.26.

Ситуации, изображенные на рисунках 3.23 и 3.24, отличаются координатами расположения передающей антенны. На рисунке 3.23 показано распределение напряженности электромагнитного поля в случае, когда антенна расположена на крыше второго здания, высота которого равна 30 м [220]. По представленным результатам видно, что приблизительно на высоте человеческого роста (рисунок 3.23, а) за всеми соседними зданиями формируется глубокая тень, благодаря полному отсутствию прямых и отраженных лучей в этой области. В центральной части зоны покрытия и вокруг здания с передатчиком видно равномерное распределение поля, сформированное наложением прямых лучей и лучей, отраженных от зданий и границ исследуемой области. Минимальное затенение наблюдается на средних высотах (рисунок 3.23, б, в), поскольку количество прямых и отраженных лучей в этой области максимально. На высотах, равных местоположению передатчика и выше, степень затенения увеличивается, что связано с отсутствием в этой области отраженных лучей.

В случае, изображенном на рисунке 3.24 [220], когда передающая антенна расположена на крыше наиболее низкого здания (высота равна 15 м), области тени четко выражены на всех анализируемых высотах, что может объясняться преобладанием прямых лучей, поскольку при таком положении здания слева и справа от исследуемой области нет препятствий, вследствие чего количество отраженных лучей уменьшается. На высоте, равной высоте расположения передатчика (рисунок 3.24, в), получено наиболее равномерное распределение поскольку состав лучей в этой области наиболее полный. При моделировании зоны покрытия для того же варианта застройки, но в более высоком частотном диапазоне (рисунки 3.25 и 3.26) было получено более равномерное распределение поля, что свидетельствует о перспективности использования этой полосы частот в условиях города.

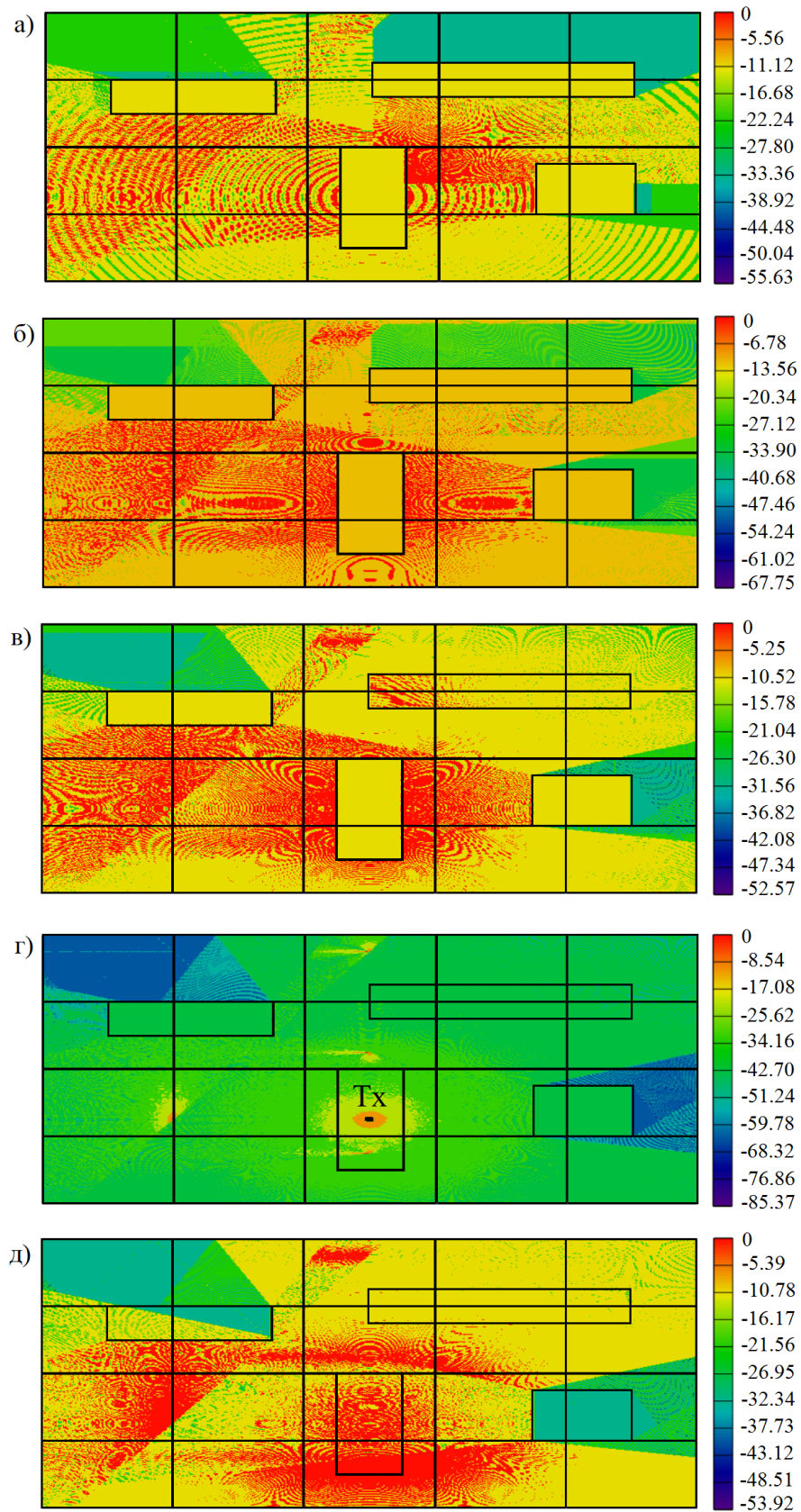


Рисунок 3.23 — Распределение напряженности электрического поля (дБ) в зоне покрытия для частоты 4,7 ГГц при координатах передатчика Тх (50 м; 25 м; 30 м). Высота а) 2 м; б) 10 м; в) 15 м; г) 30 м; д) 45 м

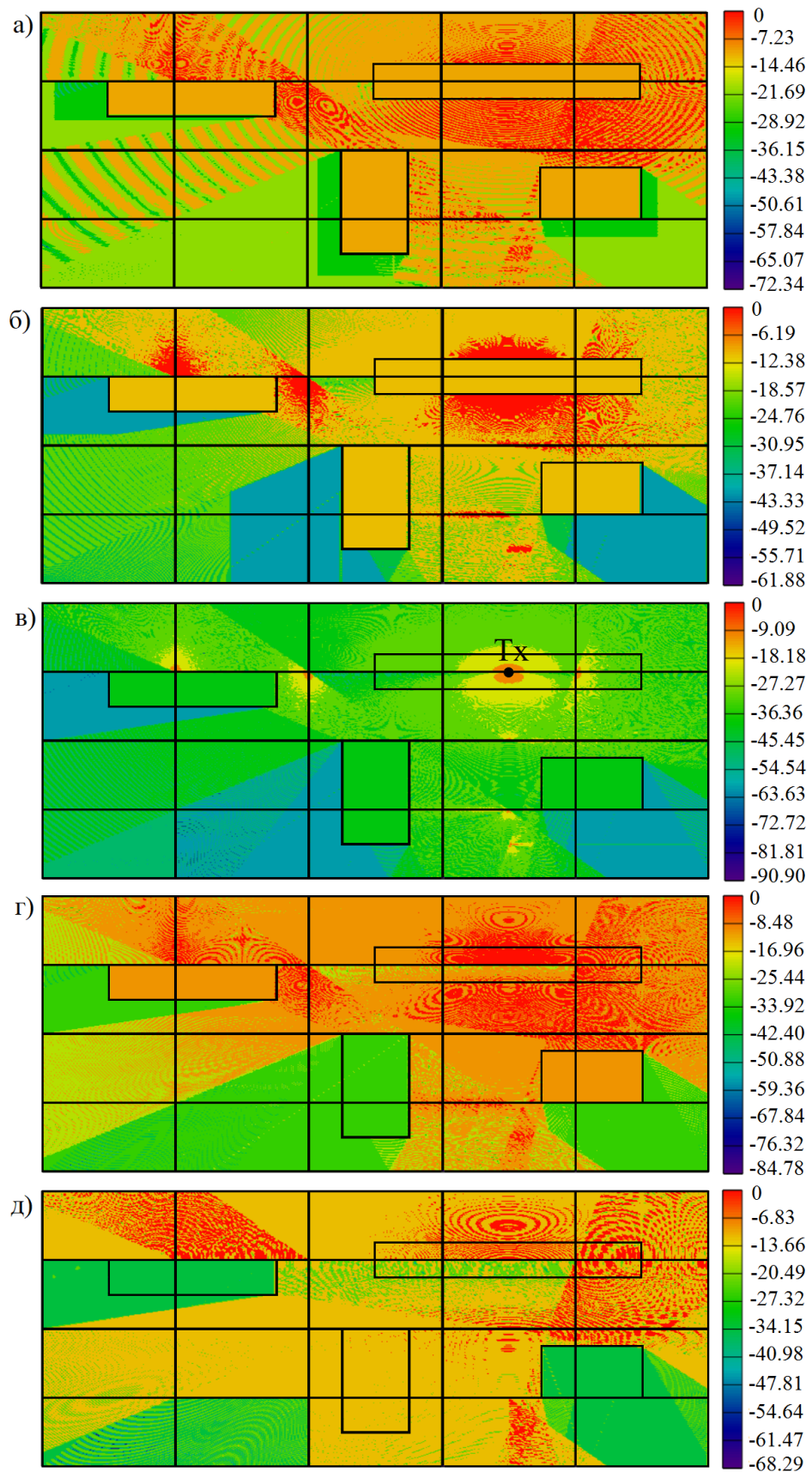


Рисунок 3.24 — Распределение напряженности электрического поля (дБ) в зоне покрытия для частоты 4,7 ГГц при координатах передатчика Тх (70 м; 60 м; 15 м). Высота а) 2 м; б) 10 м; в) 15 м; г) 30 м; д) 45 м

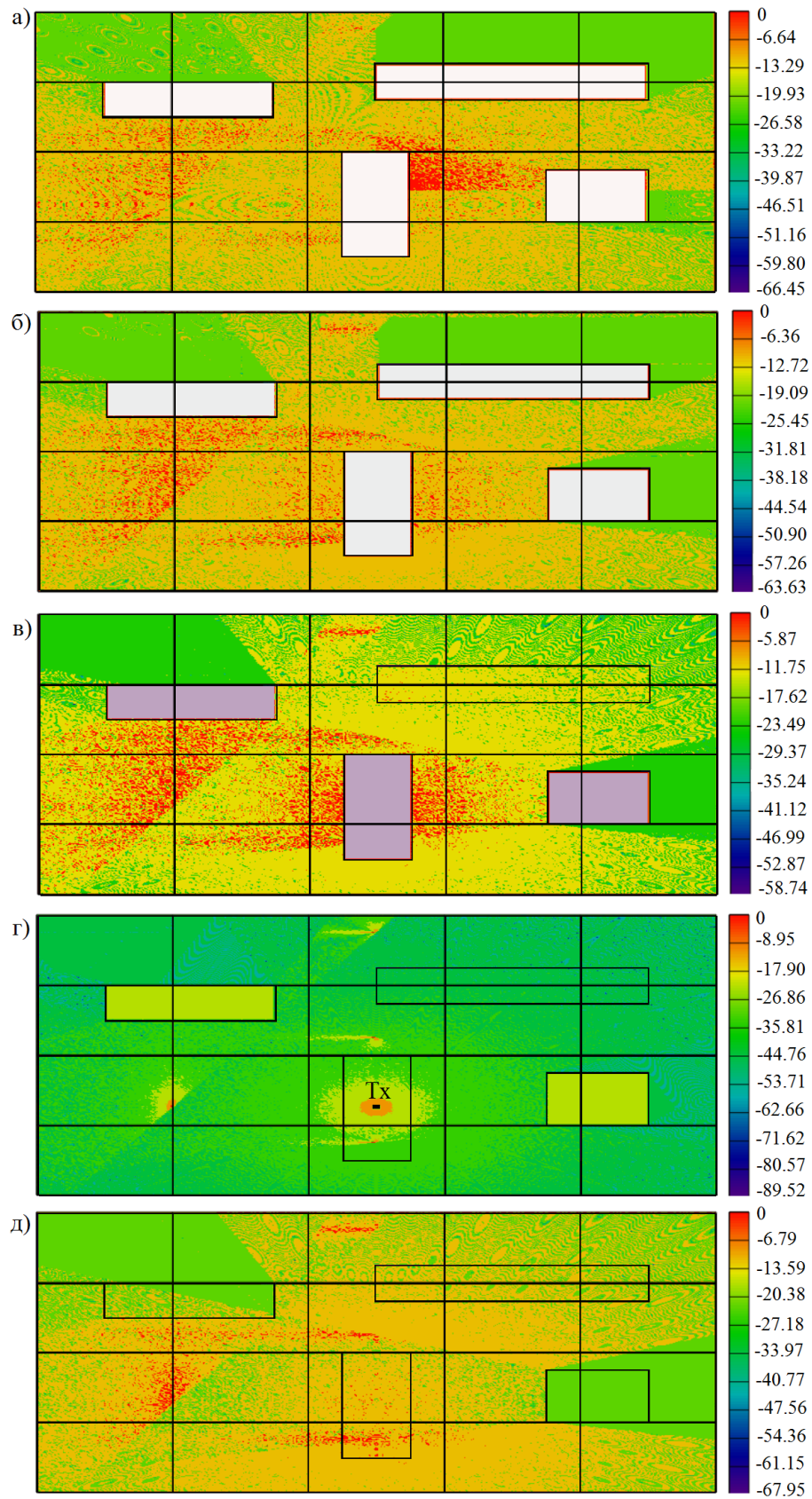


Рисунок 3.25 — Распределение напряженности электрического поля (дБ) в зоне покрытия для частоты 26 ГГц при координатах передатчика Тх (50 м; 25 м; 30 м). Высота а) 2 м; б) 10 м; в) 20 м; г) 30 м; д) 45 м

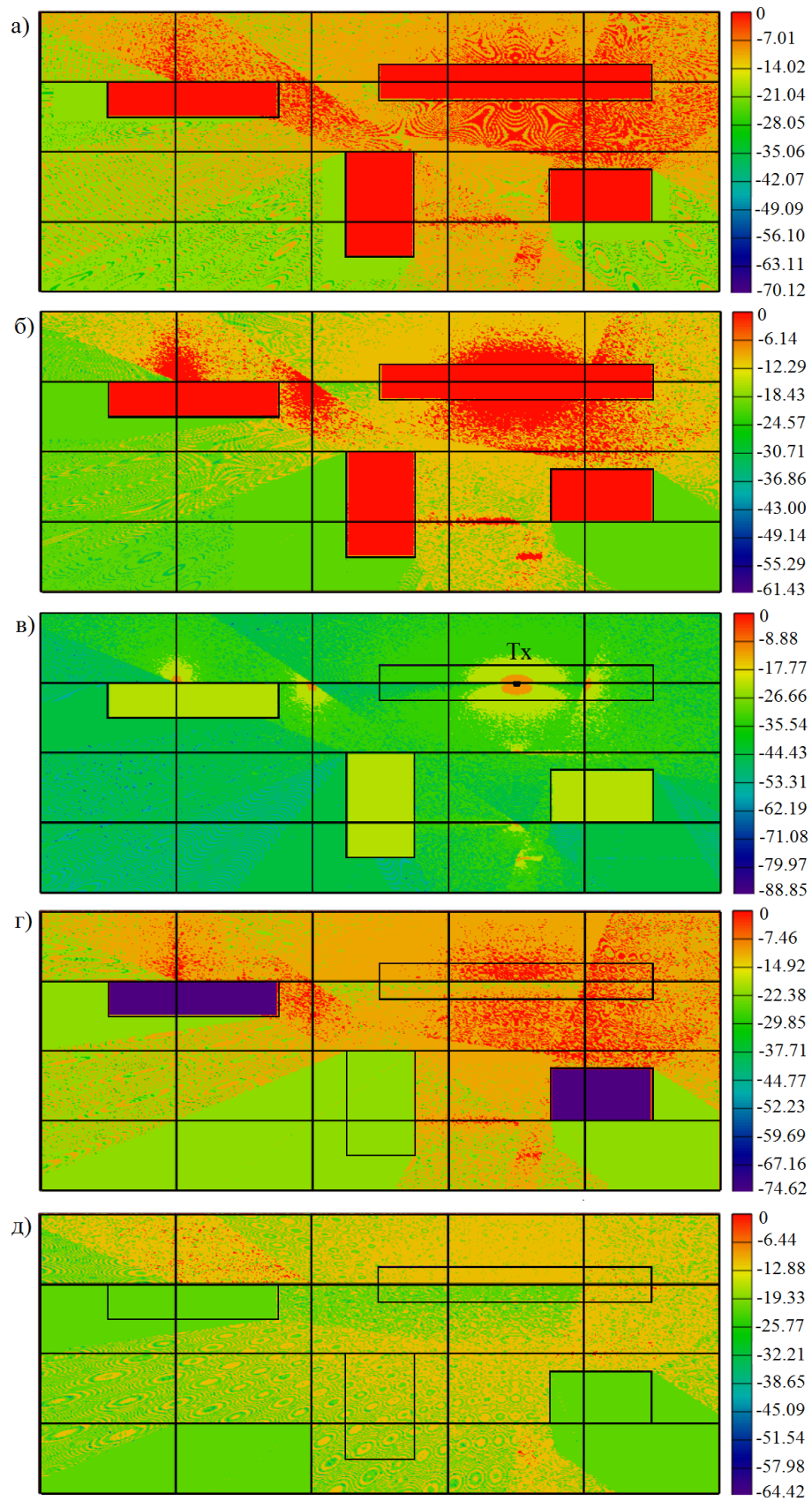


Рисунок 3.26 — Распределение напряженности электрического поля (дБ) в зоне покрытия для частоты 26 ГГц при координатах передатчика Тх (70 м; 60 м; 15 м). Высота а) 2 м; б) 10 м; в) 15 м; г) 30 м; д) 45 м

Карта покрытия в рассматриваемом городском районе на высоте 15 м показана на рисунке 3.27. Расчет на частоте 4,7 ГГц выполнен в Mathcad [196] по предложенному алгоритму. Здесь были приняты значения: 0 ... -30 дБ – хорошая связь, -30 ... -50 дБ – удовлетворительная связь, < -50 дБ – плохая связь или ее отсутствие. Видно, что расположение передатчика на крыше второго здания (рисунок 3.27, б) позволяет обеспечить практически идеальное покрытие в рассматриваемой области [217].

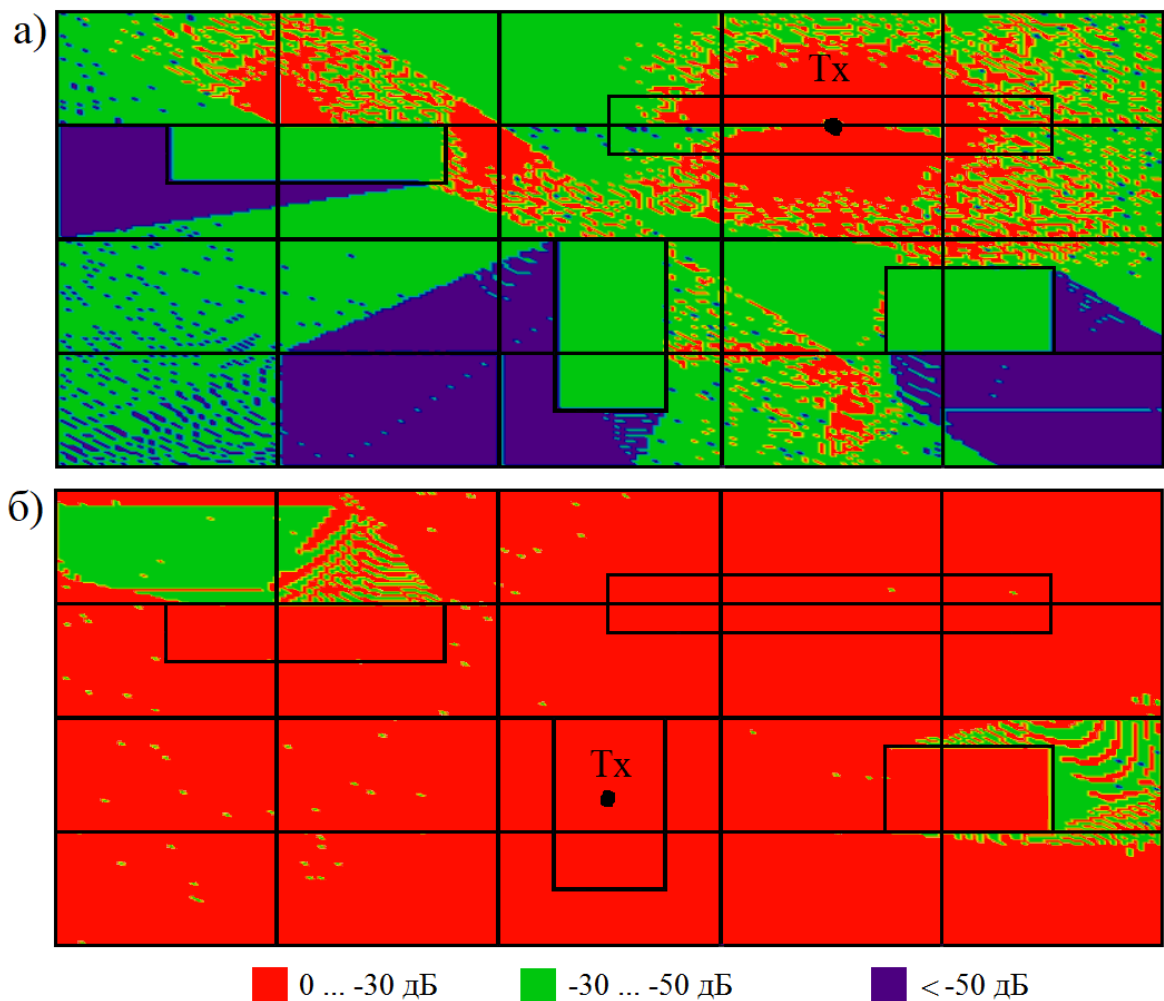


Рисунок 3.27 — Карта покрытия (дБ) в городском районе для двух положений передающей антенны: а) Тх (70; 60; 15) б) Тх (50; 25; 30)

3.4. Сравнение результатов моделирования с известным ПО

3.4.1. Расчет электрического поля в помещении с препятствиями

С целью сравнения предлагаемого алгоритма с известным коммерческим

программным обеспечением WinProp [12] рассмотрим результаты решения аналогичных задач в обеих программах [120, 221]. Получим распространение электромагнитного поля в помещении, модель которого изображена на рисунке 3.28. Размеры помещения 20 x 10 x 3 м. Высота всех препятствий от пола до потолка. Все отражающие поверхности выполнены из бетона с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 4,4 - 0,18j$. Передатчик с ненаправленной антенной расположен в точке с координатами (13; 7,5; 1,5). Частота излучаемых волн равна 2,4 ГГц. Выполняется расчет напряженности электрического поля в горизонтальной плоскости на высоте 1,5 м.

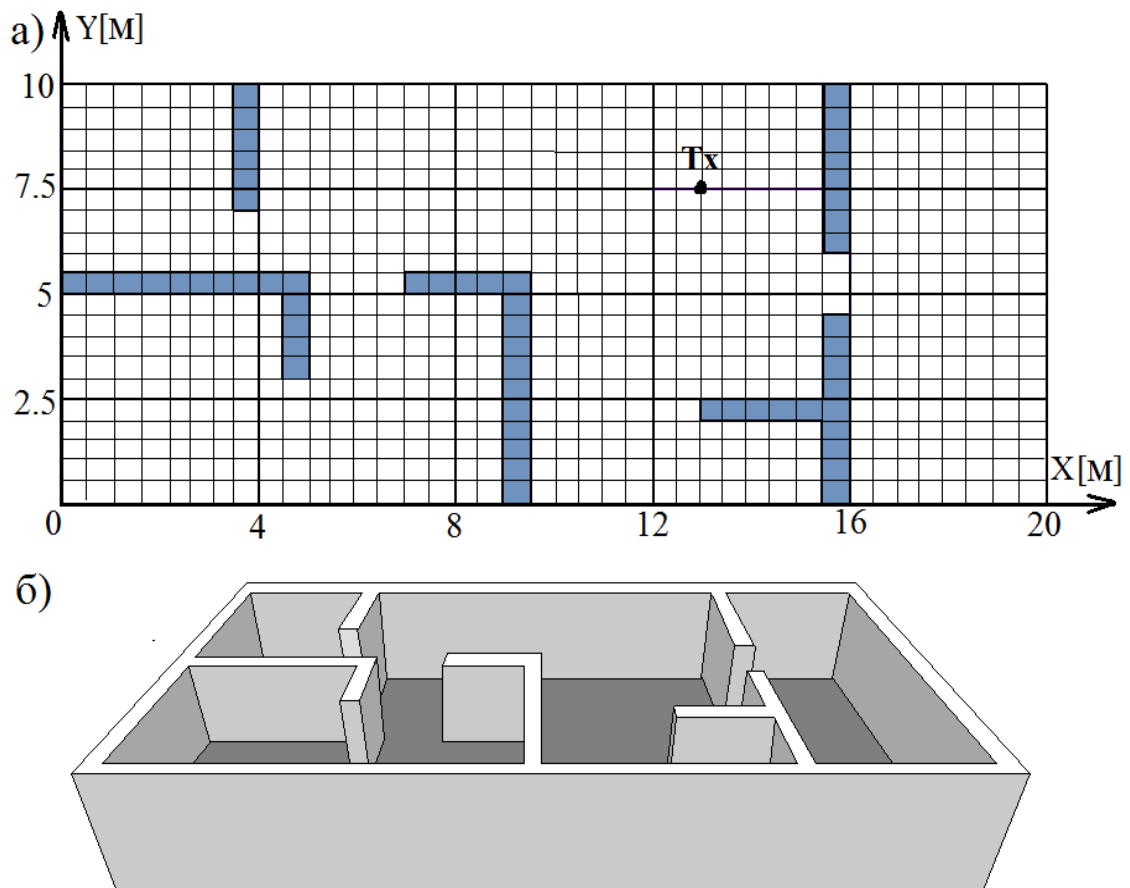


Рисунок 3.28 — Модель исследуемого помещения:

а) в горизонтальной плоскости; б) трехмерная

На рисунке 3.29, а) показан результат расчета в программе Mathcad [196] с применением предложенного алгоритма [120]. На рисунках 3.29, б – г приведены результаты расчета в программе WinProp. Стены, показанные в WinProp голубым

цветом, имеют параметры воздуха, то есть в реальности отсутствуют, за счет чего модель помещения эквивалентна используемой в Mathcad. Распределение напряженности электрического поля, показанное на рисунке 3.29, б получено при использовании встроенной в программу модели лучевой трассировки (3D Ray Tracing, SRT) с учетом одного отражения, одного прохождения и одной дифракции, а для расчета уровня сигнала на пути распространения используются коэффициенты Френеля и метод геометрической теории дифракции. Такие настройки позволяют максимально приблизить модель WinProp к используемой в нашем алгоритме. Рисунок 3.29, в получен также с применением лучевой трассировки, но в этом случае учитывалось максимально возможное для WinProp количество эффектов многолучевого распространения (3 прохождения, 3 отражения и 2 дифракции). В этом случае время расчета увеличилось по сравнению с предлагаемым алгоритмом (рисунок 3.29, а), однако видно, что результат изменился незначительно, что позволяет сделать вывод о том, что учитываемых эффектов было достаточно и в первом случае. На рисунке 3.29, г представлен результат расчета с использованием модели Multi-Wall Model (COST 231), которая используется в WinProp по умолчанию. По рисункам видно, что во всех случаях получены практически одинаковые результаты. Различие в цифрах на шкале объясняется тем, что в предложенной программе применяется нормировка на максимум. Однако, динамический диапазон результатов, то есть разница между максимальным и минимальным значениями, практически совпадает.

Поскольку предлагаемый алгоритм позволяет учесть направленность антенны, то для этого случая также выполнено сравнение результатов моделирования [120]. В разработанном алгоритме диаграмма направленности описывается математическим выражением (которое можно ввести напрямую в Mathcad, либо восстановить путем аппроксимации точек из файла, содержащего результат расчета диаграммы направленности в другой программе). В WinProp использована диаграмма направленности, созданная во встроенном редакторе.

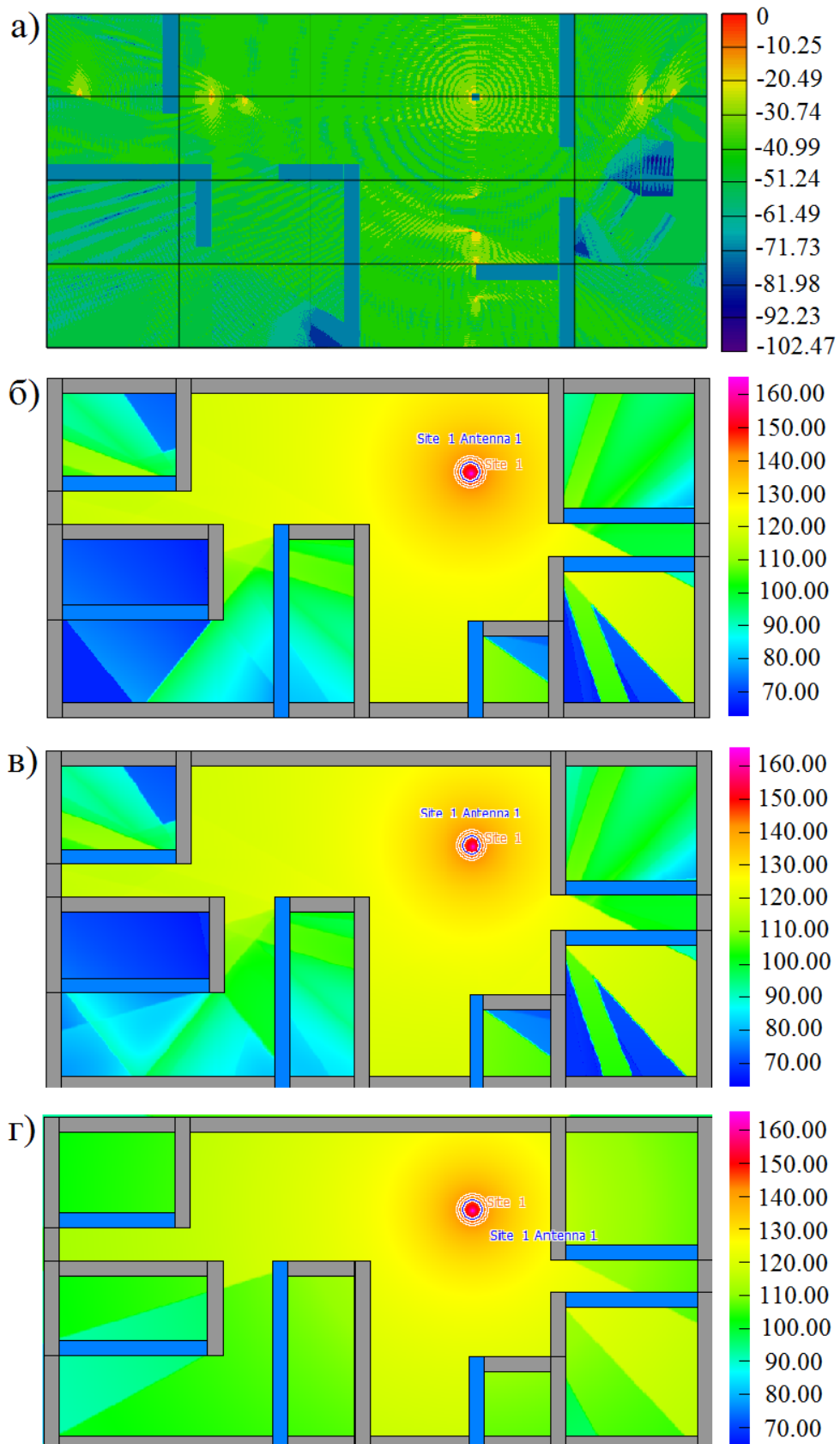


Рисунок 3.29 — Напряженность электрического поля (дБ) в помещении

На рисунках 3.30 и 3.31 показаны результаты расчета напряженности электрического поля в исследуемом помещении при использовании в качестве

антенны передатчика электрического вибратора, имеющего различную ориентацию в пространстве [120]. Рисунок 3.30 соответствует расчету согласно предложенному алгоритму в программе Mathcad, рисунок 3.31 – расчету в WinProp. По рисункам видно, что результаты расчета очень близки.

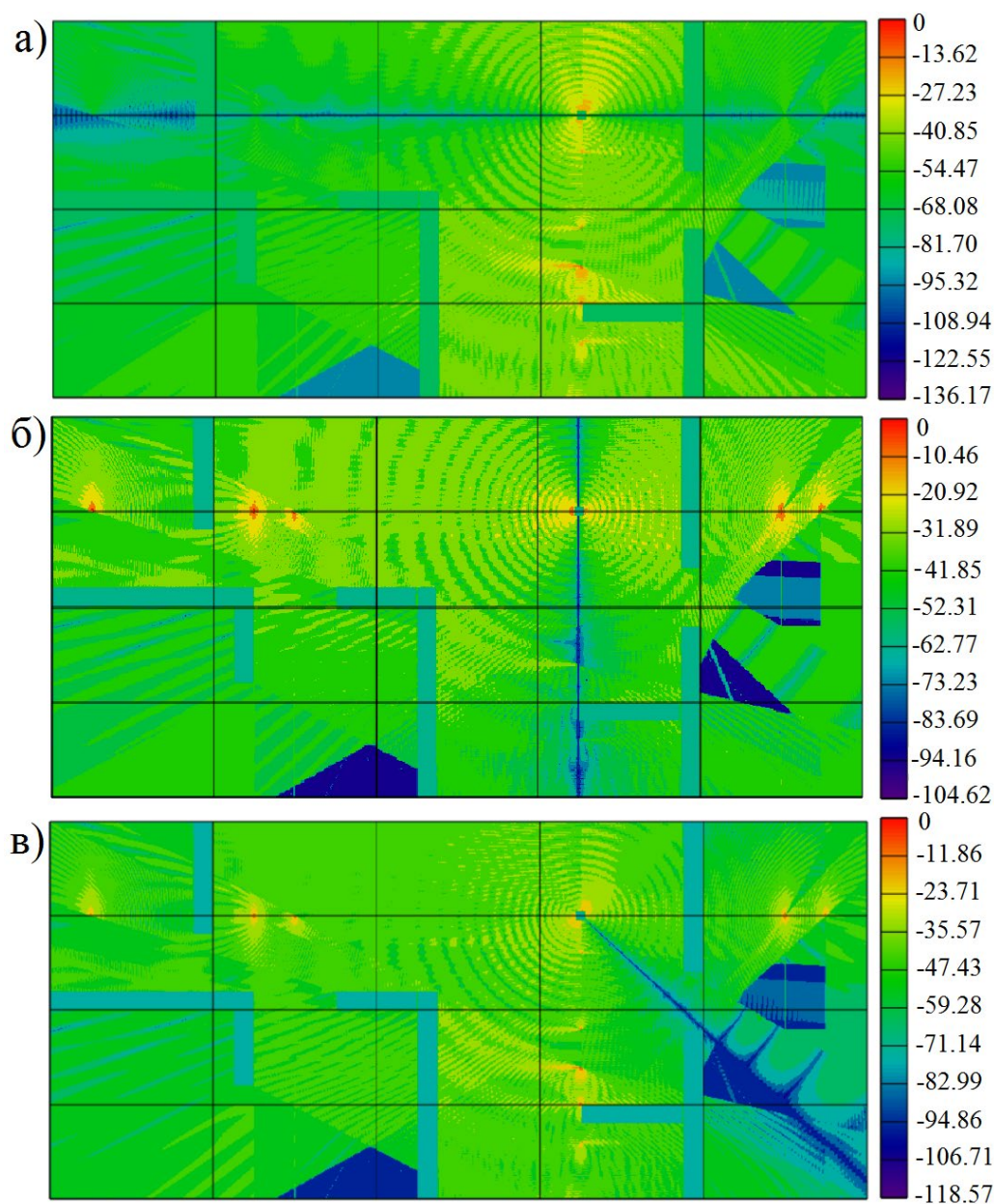


Рисунок 3.30 — Напряженность электрического поля (дБ) при использовании направленной антенны (расчет по разработанному алгоритму): а) вибратор параллелен оси Ox ; б) вибратор параллелен оси Oy ; в) вибратор наклонен на 45°

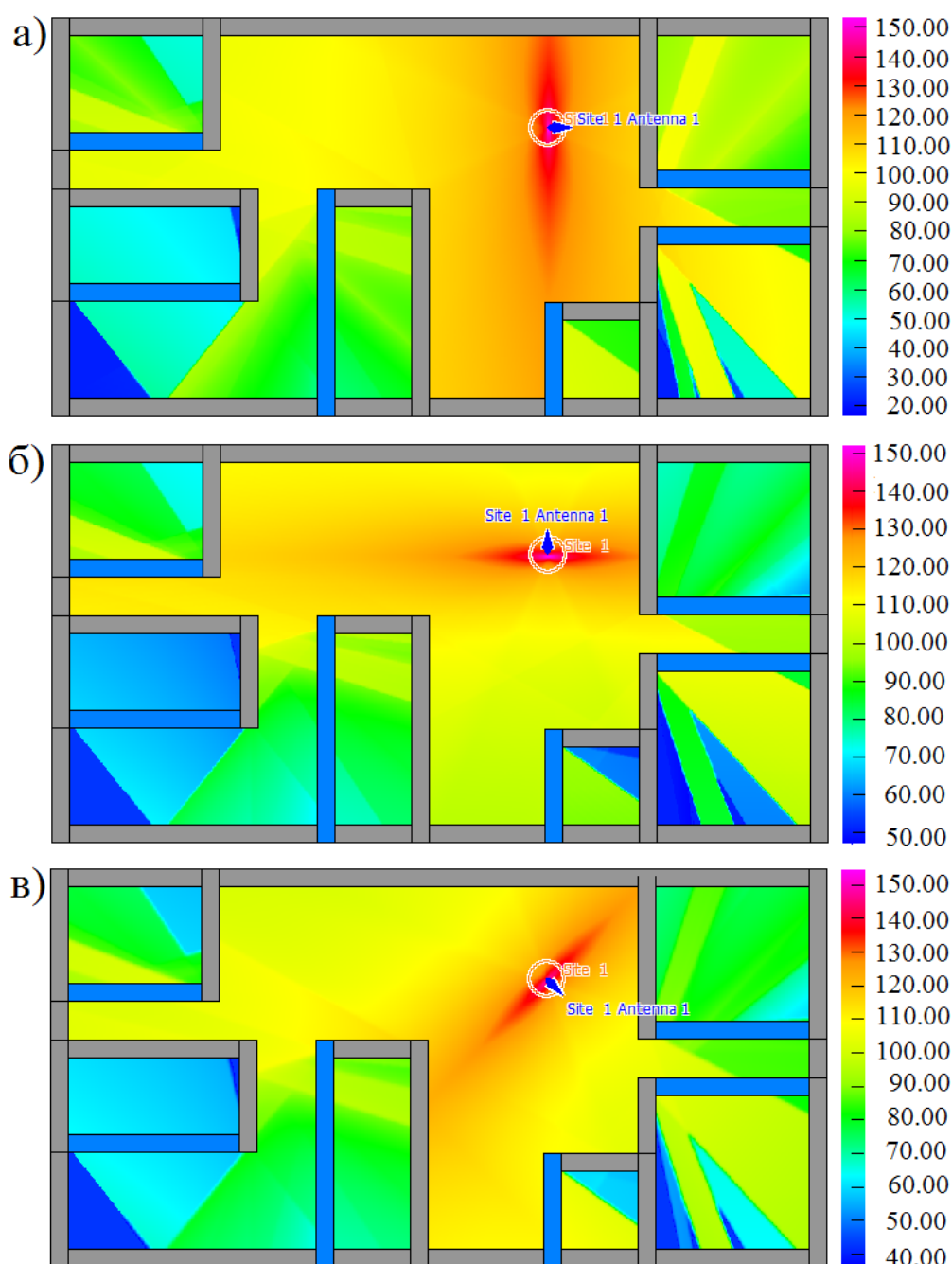


Рисунок 3.31 — Напряженность электрического поля (дБ) при использовании направленной антенны (расчет в WinProp): а) вибратор параллелен оси Ox ; б) вибратор параллелен оси Oy ; в) вибратор наклонен на 45°

На рисунке 3.32 показана рассчитанная в Mathcad по предложенному алгоритму карта покрытия для рассматриваемого помещения [217]. Здесь приняты значения: $0 \dots -30$ дБ – хорошая связь, $-30 \dots -50$ дБ – удовлетворительная связь, < -50 дБ – плохая связь или ее отсутствие. В данном случае расчет покрытия показывает, что для обеспечения надежной связи в таком помещении было бы

лучше использовать несколько передатчиков, так как при использовании только одного остается много пространства с чрезмерно низким уровнем поля. Однако следует отметить, что цифры, характеризующие качество связи, сильно зависят от конкретной задачи, а также от субъективной оценки пользователя, так что возможно для какой-то цели и такое покрытие будет удовлетворительным.

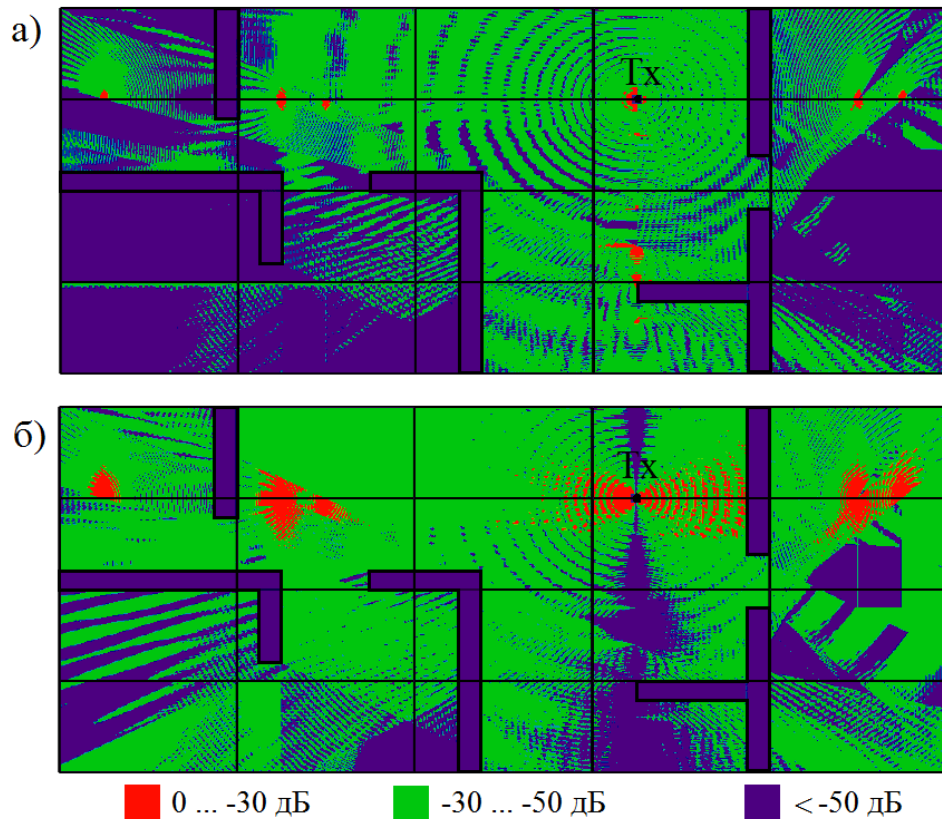
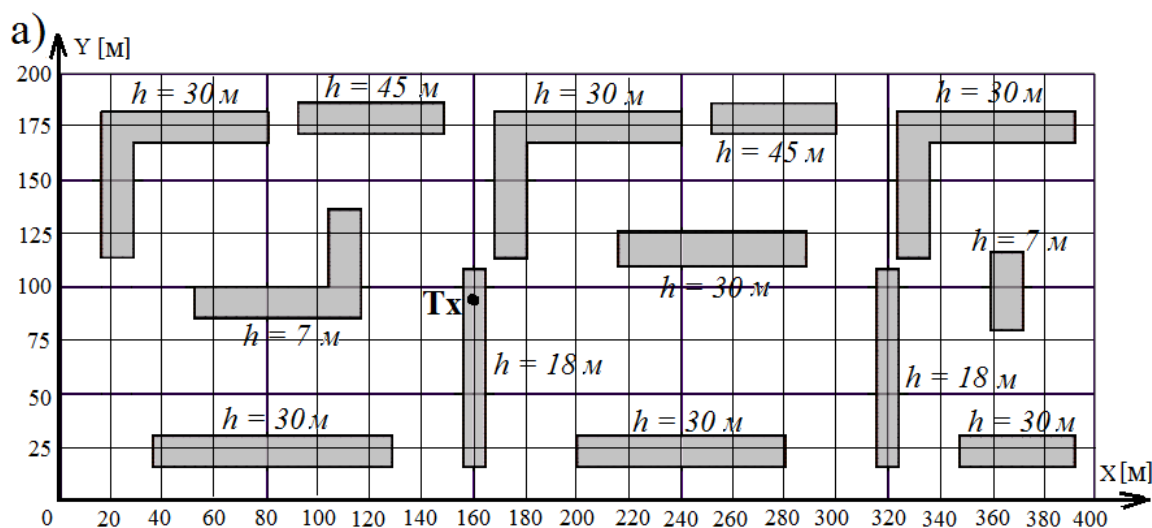


Рисунок 3.32 — Карта покрытия (дБ) в помещении: а) всенаправленная антенна
б) передающий вибратор параллелен оси OX

3.4.2. Расчет электрического поля в городском районе

Рассматривается распространение электромагнитного поля в городском районе. Модель исследуемого участка изображена на рисунке 3.33 [120]. Рассматривается участок размером 400 x 200 x 50 м, на котором расположены 13 зданий. Используется та же модель, что и для закрытого помещения, с тем отличием, что левая и правая стенки моделируемого параллелепипеда отсутствуют, так же, как и потолок. Задняя и передняя стены учитываются, что имитирует отражение от зданий, расположенных в соседних районах. Передатчик расположен в точке с координатами (161; 93; 18). Частота равна 4,7 ГГц.



б)

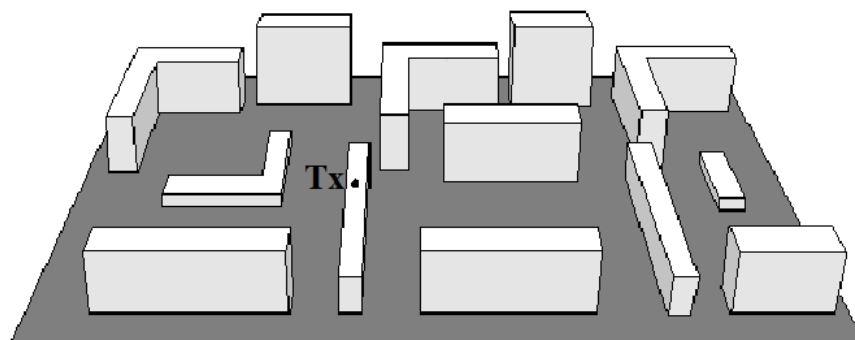


Рисунок 3.33 — Модель городского района:

а) в горизонтальной плоскости; б) трехмерная

На рисунках 3.34 и 3.35 представлены результаты расчета напряженности электрического поля на разной высоте [120]. На рисунке 3.34 показано распределение поля, рассчитанное в программе Mathcad с применением предложенного алгоритма, а на рисунке 3.35 – аналогичные результаты, полученные в программе WinProp. Сравнение результатов решения аналогичных модельных задач, полученных с применением предложенной программы и зарубежного коммерческого ПО WinProp показывает достаточно точное совпадение результатов, что свидетельствует о том, что предложенный алгоритм является корректным и может в дальнейшем служить основой для создания полноценного отечественного программного обеспечения для пространственно-территориального планирования зоны радиопокрытия систем мобильной связи и сетей на основе беспроводных технологий [217].

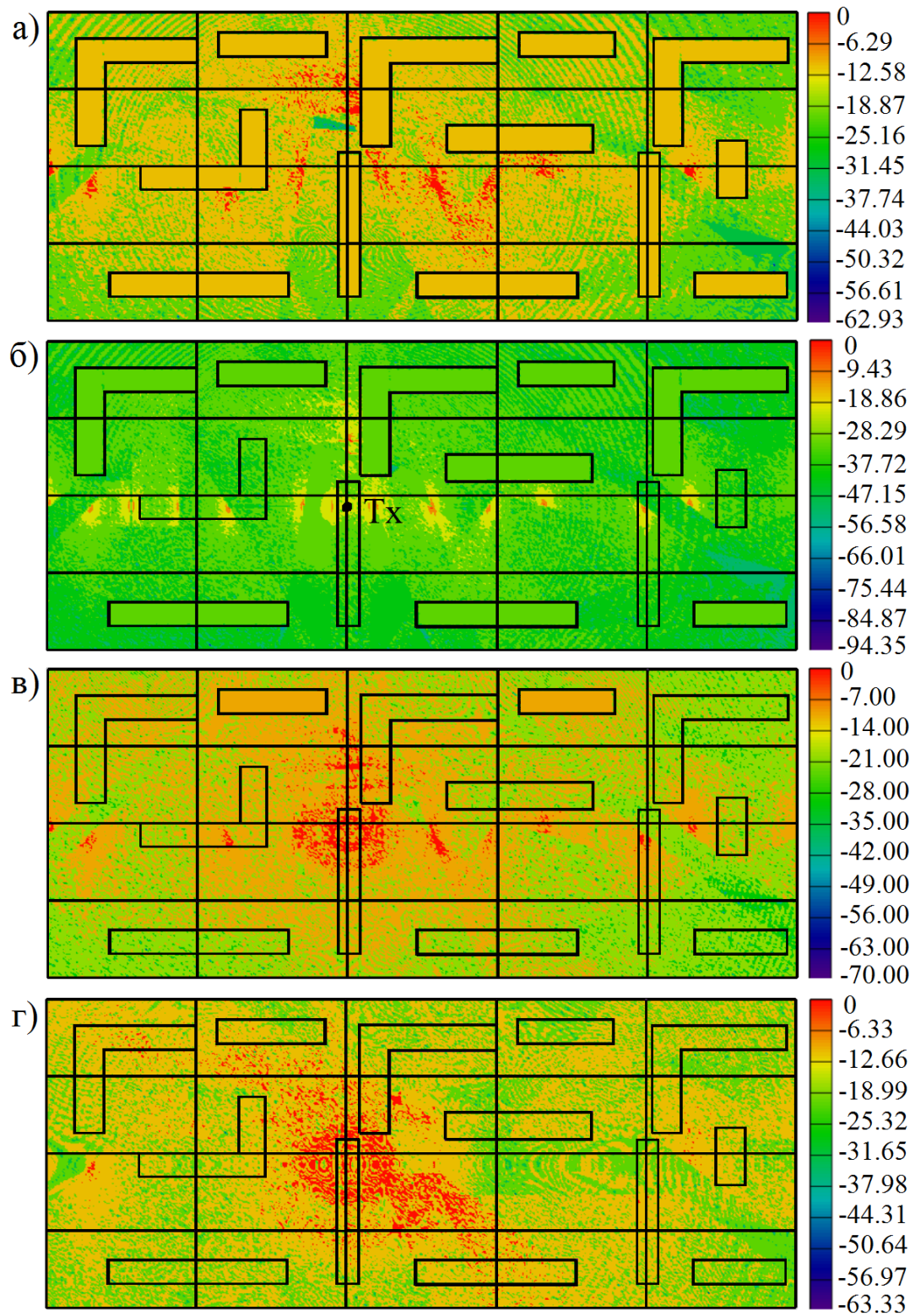


Рисунок 3.34 Распределение напряженности электрического поля в городском районе (дБ) на различных высотах (расчет по разработанному алгоритму):

а) 6 м; б) 18 м; в) 30 м; г) 45 м

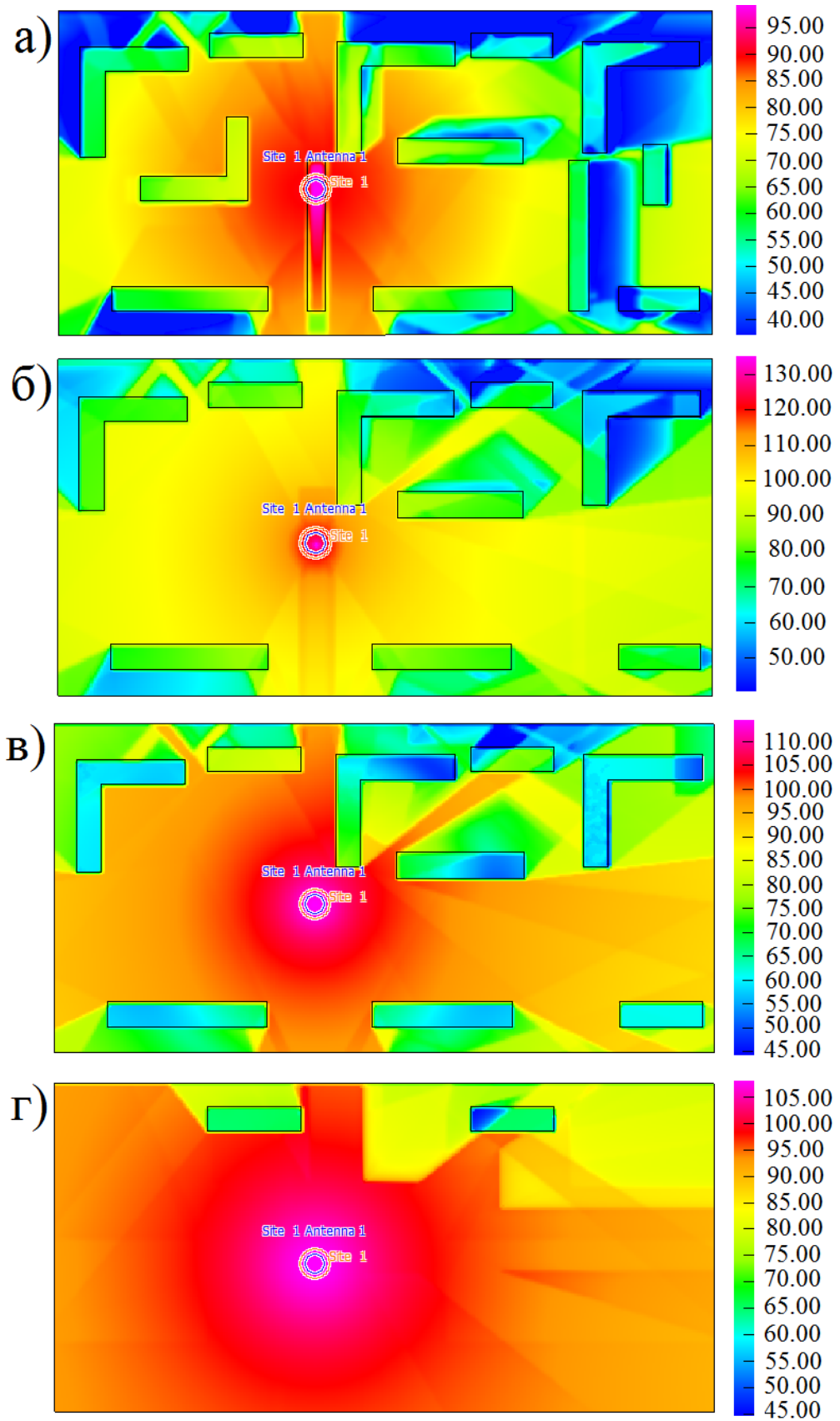


Рисунок 3.35 — Распределение напряженности электрического поля в городском районе (дБ) на различных высотах (расчет в WinProp):

а) 6 м; б) 18 м; в) 30 м; г) 45 м

Карта покрытия в рассматриваемом городском районе на частоте 4,7 ГГц показана на рисунке 3.36 [217]. Расчет выполнен в Mathcad по предложенному алгоритму. Здесь приняты значения: 0 ... -25 дБ – хорошая связь, -25 ... -35 дБ – удовлетворительная связь, < -35 дБ – плохая связь или ее отсутствие. По рисункам видно, что второй вариант расположения антенны обеспечивает большую область с хорошим качеством связи.

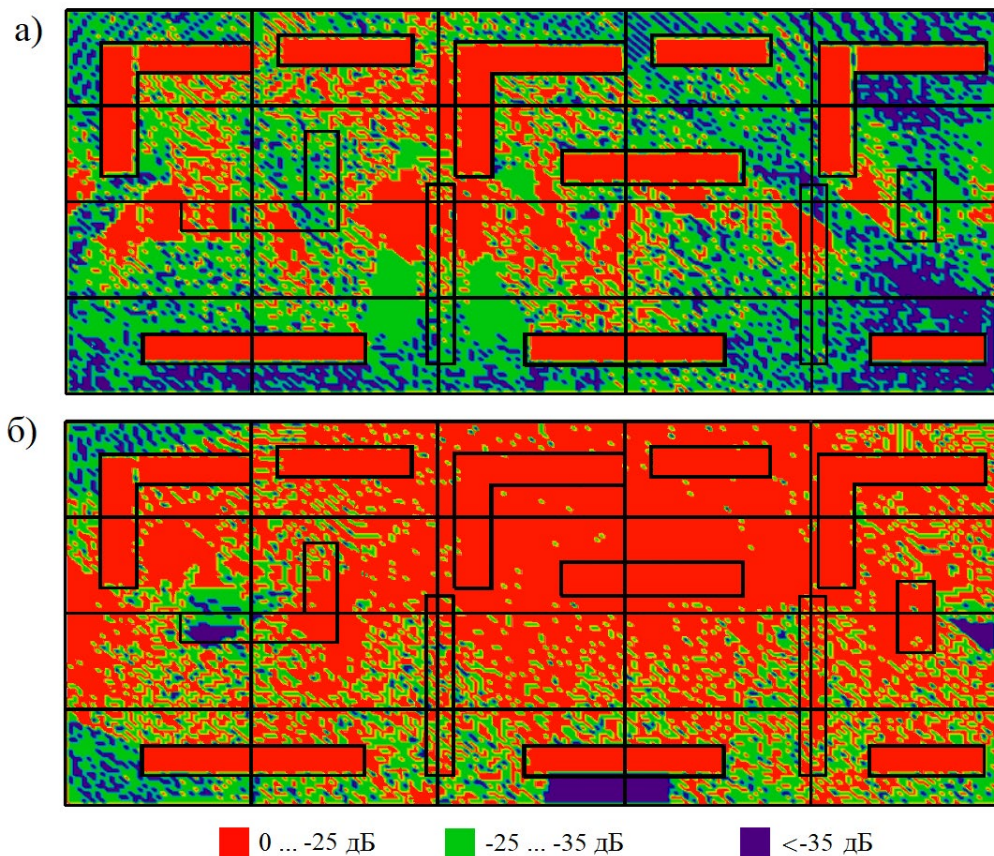


Рисунок 3.36 — Карта покрытия (дБ) в городском районе для двух положений передающей антенны: а) Тх (161; 93; 18) б) Тх(250; 120; 30)

3.5. Выводы

Приемы и методы расчета зоны покрытия систем беспроводной связи, предложенные в данной работе, позволяют осуществить моделирование распределения уровня электромагнитного поля в помещении сложной формы при наличии препятствий. Результаты расчета, полученные в программе Mathcad, показывают, что объемная область с достаточно высоким уровнем сигнала оказывается больше, чем зона досягаемости прямого луча, что говорит о

существенном вкладе многолучевого распространения в формирование электромагнитного поля в помещении.

Дифракционное поле не оказывает значительного влияния на суммарное распределение интенсивности в области с высоким уровнем сигнала, что объясняется тем, что интенсивность дифракционных лучей на три порядка меньше, чем прямых. Однако в области глубокой тени дифракционные лучи также вносят заметный вклад в общую картину поля.

Предлагаемая гибридная имитационная модель позволяет учесть характеристики направленности передающей и приемной антенн. В рамках алгоритма возможно описание характеристик антенн, таких как диаграммы направленности и поляризационные диаграммы, или на основе известных математических формул непосредственно в Mathcad, или на основе результатов расчета в специализированной программе (FEKO, HFSS и т.д.) в случае применения антенн со сложной формой диаграммы направленности.

Предлагаемая методика позволяет выполнить оценку элементов канальной матрицы системы из нескольких приемо-передающих элементов, в частности оценить влияние положения препятствия, случайным образом расположенного между передающей и приемной частями системы, на величину коэффициента передачи по конкретному каналу. Однако полученные результаты не позволяют установить однозначную взаимосвязь, поскольку интерференция сигналов, распространяющихся по разным путям, оказывает более существенное влияние на уровень сигнала в конкретной точке, чем просто факт нахождения этой точки приема внутри или вне зоны прямой видимости передатчика [179].

Разработанный алгоритм позволяет построить карту зоны покрытия в рассматриваемой области, задав нужные пользователю значения уровня сигнала (например, 0 ... - 30 дБ – хорошая связь, - 30 ... - 50 дБ – удовлетворительная связь, < - 50 дБ – плохая связь или ее отсутствие) [217]. Стоит отметить, что оценка качества связи носит в значительной степени субъективный характер и зависит от решаемых пользователем задач.

Применение предлагаемой модели на этапе предварительного частотно-

территориального планирования системы позволяет выбрать оптимальное местоположение передатчика, обеспечивающее максимальную зону покрытия в выбранном месте с учетом расположения и размеров зданий и других объектов, что показано на примере моделирования зоны покрытия сети 5G в районе с городской застройкой [220]. Кроме того, при заданном местоположении передатчика и зданий анализ распределения поля в зоне покрытия позволяет выбрать оптимальные места установки внешних абонентских антенн.

Сравнение предлагаемого алгоритма с известным коммерческим программным обеспечением WinProp на примере решения аналогичных задач в обеих программах показало, что для разработанной программы и для трех моделей, используемых в WinProp получены практически одинаковые результаты. Различие в цифрах на шкале объясняется тем, что в предложенной программе применяется нормировка на максимум. Однако, динамический диапазон результатов, то есть разница между максимальным и минимальным значениями, практически совпадает [120].

В настоящий момент разработанный алгоритм позволяет учесть одно отражение, одно прохождение и одну дифракцию (теоретически, можно учесть большее количество эффектов). WinProp позволяет учесть большее количество эффектов многолучевого распространения (3 прохождения, 3 отражения и 2 дифракции), однако время расчета увеличивается по сравнению с предлагаемым алгоритмом, а результат меняется незначительно [120]. Это позволяет сделать вывод о том, что учитываемых в предлагаемом алгоритме эффектов достаточно.

Корректность предлагаемого алгоритма подтверждается результатами решения аналогичных модельных задач, полученными с применением разработанного алгоритма и зарубежного коммерческого ПО WinProp [217] и свидетельствующими о возможности использования алгоритма в качестве основы для создания полноценного отечественного программного обеспечения для пространственно-территориального планирования зоны покрытия беспроводных систем связи.

ГЛАВА 4. УЧЕТ НАПРАВЛЕННЫХ СВОЙСТВ АНТЕННЫ В ГИБРИДНОЙ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН

4.1. Постановка задачи разработки реконфигурируемой антенны

Одним из перспективных вариантов повышения качества связи в условиях многолучевого распространения является использование реконфигурируемых антенн, то есть, антенн, параметры которых могут изменяться в соответствии с требованиями, предъявляемыми конкретной ситуацией. Изменяемыми параметрами могут быть диапазон частот с наилучшим согласованием, диаграмма направленности, поляризация, а также различные комбинации этих параметров. Наиболее распространенным способом построения реконфигурируемой антенны является соединение различных частей ее конструкции с помощью радиочастотных переключателей, включение и выключение которых направляет ток по требуемому пути, за счет чего меняются характеристики антенны [222]. При этом в качестве переключателей используются либо полупроводниковые элементы (pin-диоды, варакторы, полевые транзисторы), либо MEMS (микроэлектромеханические системы). Выбор конкретной элементной базы и топологии зависит от решаемой проблемы, но в общем случае при выборе переключателя следует учитывать такие характеристики, как импеданс, нормальное состояние (включен или выключен), полосу частот, допустимую мощность и время срабатывания [223]. В настоящее время наиболее часто используется реконфигурирование с целью настройки по частоте [224 — 236]. Реконфигурируемые антенны с переключаемой поляризацией описаны в работах [237 — 247].

При проектировании антенны в общем случае необходимо определить условия ее функционирования, сформулировать требования к ее характеристикам и создать конструкцию, позволяющую осуществить реконфигурацию в соответствии с этими требованиями. В рассматриваемом случае необходимо выполнить моделирование антенны для устройств беспроводной связи, способной перестраиваться по частоте в диапазоне 2 — 7 ГГц, причем на каждой из рабочих

частот предельное значение КСВ не должно превышать 2, имеющей малые габариты (порядка нескольких сантиметров) и способной перестраиваться по поляризации (эллиптическая поляризация правого и левого вращения, а также линейная) [222]. Использование такой антенны повысит эффективность приема сигнала в условиях множественных переотражений, поскольку обеспечит возможность выбора оптимальных для конкретной ситуации частотных и поляризационных свойств антенны. При этом выбор варианта функционирования антенны может быть выполнен как экспериментально, так и на основании предварительной оценки условий распространения и расчета зоны покрытия в месте развертывания сети беспроводной связи с помощью компьютерного моделирования, в том числе, в соответствии с предложенной в данной работе методикой анализа зоны покрытия.

4.2. Разработка конструкции и расчет параметров антенны

Предлагаемая конструкция микрополосковой реконфигурируемой антенны [222] разработана на основе результатов, приведенных в статье [236], где описана антенна, перестраиваемая по частоте, и способная работать в трех значительно отдаленных друг от друга частотных диапазонах беспроводной связи, и в статье [242], где рассмотрена антенна, перестраиваемая по поляризации. Выбор указанных антенн в качестве основы проектирования обусловлен их конструктивными и геометрическими параметрами, позволяющими создать на их основе единую конструкцию, а также возможностью работы в интересующем частотном диапазоне.

Модель антенны создана в САПР FEKO. В результате выполнения конструкционной оптимизации линии питания и геометрии излучающего элемента базового эскизного проекта, составленного на основе приведенных в работах [236, 242] рекомендаций, разработана конструкция антенны, показанная на рисунке 4.1 (геометрические размеры даны в миллиметрах) [222].

Антенна расположена на подложке из диэлектрика FR4 с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 4,7$ и тангенсом угла потерь $\text{tg}\delta = 0,018$. В результате

оптимизации конструктивных параметров антенны ее общий размер равен $20 \times 29 \times 1,6$ мм. Излучающая часть антенны (рис. 4.1, а) представляет собой ромб, к которому с двух сторон может поступать сигнал из общего порта. В обе ветви, по которым может передаваться сигнал, встроены рpn-диоды, обозначенные на рисунке D1 и D2. В зависимости от режима работы диодов, каждый из которых может находиться во включенном либо выключенном состоянии, симметрия конструкции антенны может быть нарушена, за счет чего можно реализовать эллиптическую поляризацию левого и правого вращения, а также линейную.

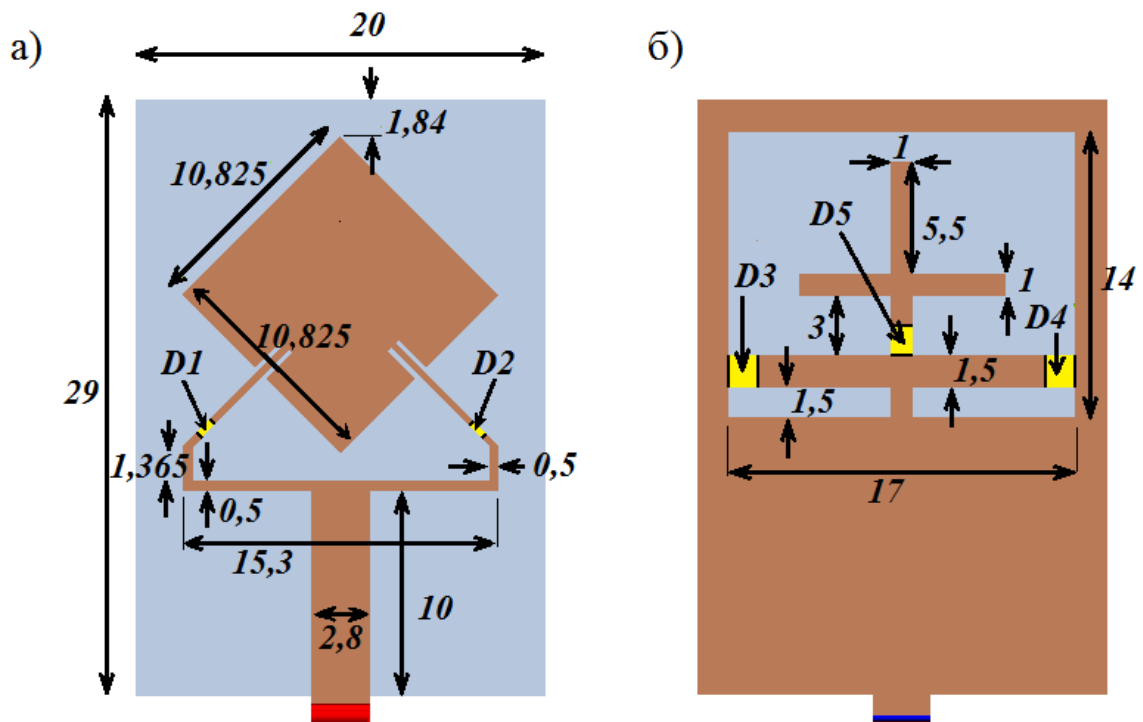


Рисунок 4.1 – Конструкция антенны:

а) излучающая сторона б) заземляющая плоскость

Система управляющего питания диодов предполагает использование трехслойной подложки антенны. Постоянное питание подается на диоды с помощью тонких проводников, расположенных в среднем слое внутри платы, с переходами на внешние слои в точках подключения диодов и блокировочных безкорпусных конденсаторов (на рисунках эти элементы не показаны). Предполагается, что размещение внутренних питающих проводников в соответствии с топологией излучающих элементов с обеих сторон не приведет к существенному изменению характера излучения антенны.

Заземляющая плоскость предлагаемой антенны показана на рисунке 4.1, б. Конструкция заземляющей плоскости может изменяться путем переключения трех pin-диодов D3, D4 и D5, что дает возможность скачкообразно изменять резонансную частоту антенны в диапазоне от 2 до 7 ГГц за счет изменения геометрии заземляющей плоскости [222, 236].

При моделировании использована схема замещения pin-диодов [248], изображенная на рисунке 4.2.

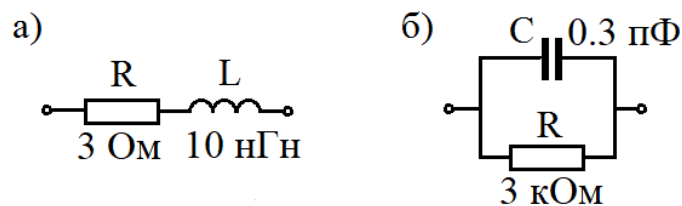


Рисунок 4.2 – Схема замещения pin-диода:

а) в прямом направлении б) в обратном направлении

Рисунок 4.3 отображает изменение геометрии антенны в зависимости от подключения тех или иных pin-диодов [222]. Поскольку pin-диоды могут находиться в одном из двух состояний, на рисунке они заменены плоскими металлическими элементами, наличие которых создает электрический контакт в рассматриваемом участке антенны и соответствует включению диода в прямом направлении (обозначено как «1»), а отсутствие разывает электрическую цепь в этом месте и соответствует диоду в обратном направлении («0»). Таким образом, варианты конструкции антенны, показанные на данном рисунке, соответствуют различным режимам ее функционирования, которые будут проанализированы далее.

4.3. Расчет и анализ характеристик антенны

Расчет и анализ характеристик разработанной антенны выполнен в САПР FEKO. Для различных вариантов переключения диодов, показанных на рисунке 4.3, построены зависимости коэффициента стоячей волны и параметра S11 от частоты, а также характеристики направленности и графики коэффициента поляризации [222].

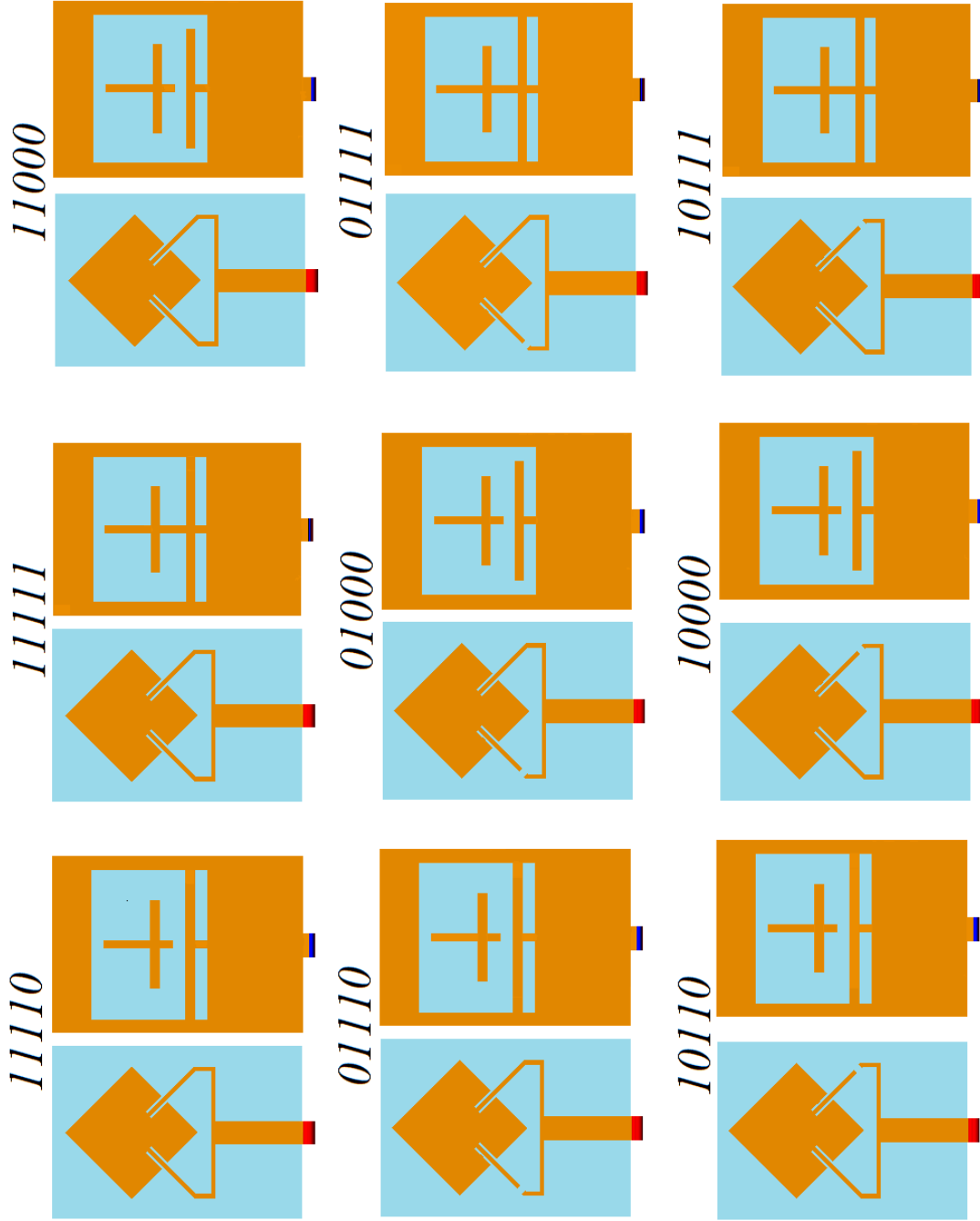


Рисунок 4.3 – Варианты конструкции антенны, соответствующие разным вариантам переключения диодов

4.3.1. Коэффициент стоячей волны и S11 параметр антенны

Графики зависимости S11 параметра от частоты показаны на рисунке 4.4 [222]. Видно, что резонансная частота антенны меняется в пределах от 2 ГГц до 7 ГГц в зависимости от включения либо выключения различных диодов.

Сравнение полученных результатов [222, 249] с данными, приведенными в статьях [236] и [242], показывает, что при использовании предлагаемой конструкции антенны точные значения резонансных частот меняются, однако все полученные при расчете значения по-прежнему лежат в диапазоне, используемом для беспроводной связи, что является достаточным результатом в рассматриваемом случае [222]. Оптимизация конструкции антенны с целью получения значений частот, соответствующих какому-либо конкретному стандарту беспроводной связи, представляется принципиально возможной, но является задачей отдельного исследования.

На рисунке 4.5 показана зависимость величины коэффициента стоячей волны (КСВ) по напряжению от частоты для различных режимов работы антенны [222]. Видно, что для каждого варианта подключения достигаются минимальные значения КСВ (см. также таблицу 4.1), однако ширина полосы частот, в которой величина КСВ не превышает 3, существенно различается и в зависимости от выбранного режима работы достигает от ± 50 МГц до ± 600 МГц от резонансной частоты.

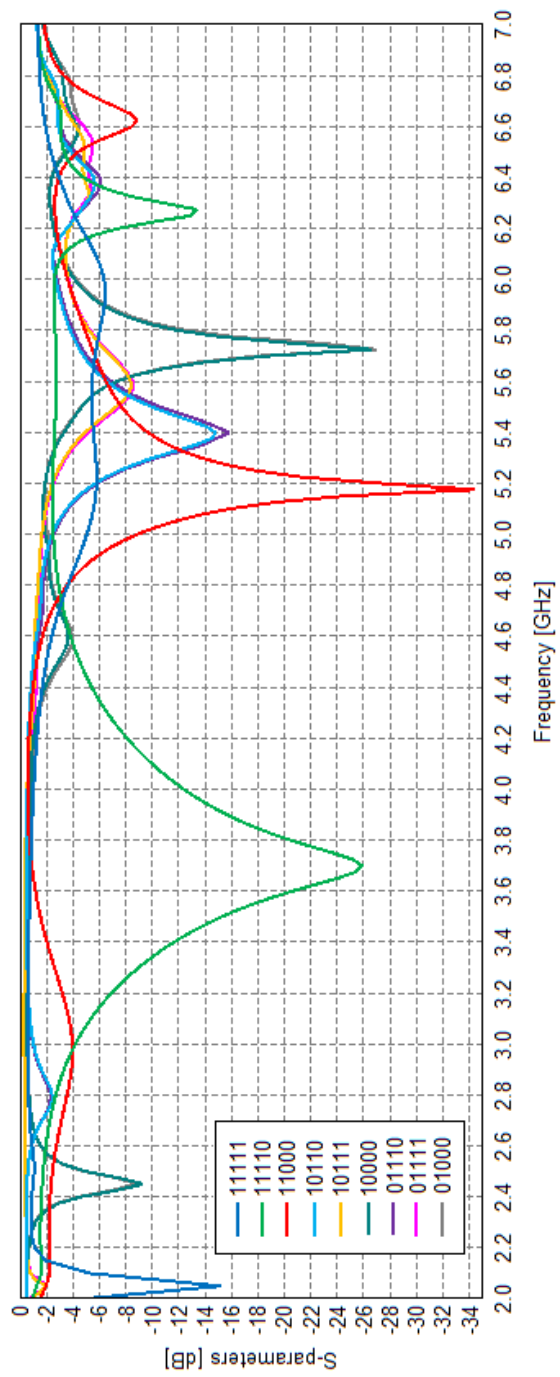


Рисунок 4.4 — Зависимость параметра S11 от частоты

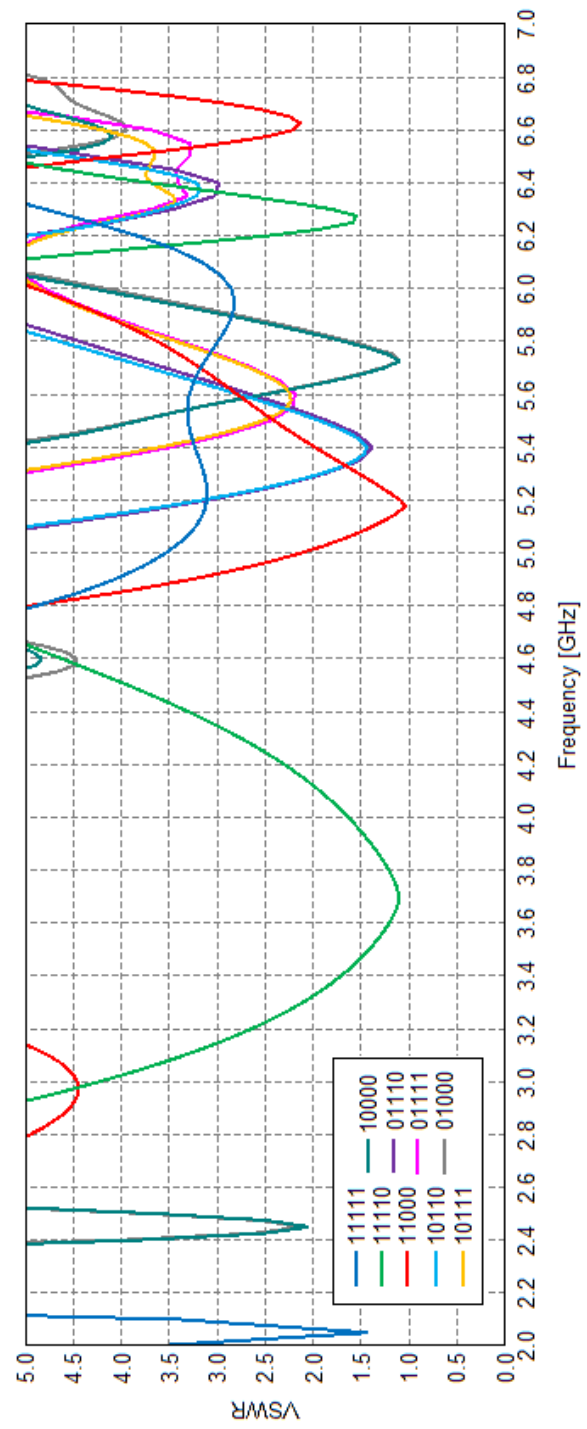


Рисунок 4.5 — Зависимость KСВН от частоты

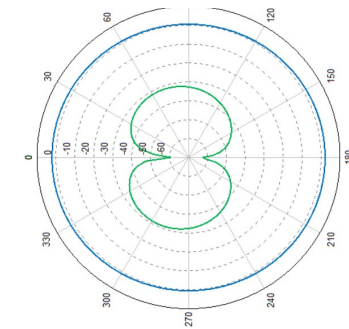
4.3.2. Характеристики направленности и коэффициент поляризации антенны

При подключении одновременно двух pin-диодов D1 и D2 излучающая часть антенны является симметричной и антенна имеет линейную поляризацию. Резонансная частота антенны зависит от состояния остальных диодов (D3 — D5) [222]. На рисунке 4.6 приведены диаграммы направленности в двух перпендикулярных вертикальных плоскостях ($\varphi = 0^\circ$ и $\varphi = 90^\circ$) для соответствующих вариантов подключений (считаем, что антенна расположена горизонтально и центр сферической системы координат совмещен с геометрическим центром подложки). Величина электрического поля основной поляризации (C_o) существенно выше, чем величина поля ортогональной поляризации (C_{cross}), что свидетельствует о том, что в данных режимах поляризация антенны линейна. Кроме того, в двух случаях – 11110 (рисунок 4.6 а, б, е, ж) и 11000 (рисунок 4.6 г, д, и, к) – антенна способна работать и на более высокой частоте, но в этом случае ее поляризация почти линейна, то есть, компоненты основной и ортогональной поляризации приблизительно равны.

На рисунке 4.7 показаны объемные диаграммы направленности антенны. Рисунки 4.7 а, г соответствуют случаю, когда включены все диоды, кроме D5, излучающая часть антенны симметрична. Диаграммы приведены для двух частот (3,7 ГГц и 6,25 ГГц), на которых при таком варианте подключения диодов достигается минимальное значение параметра S11.

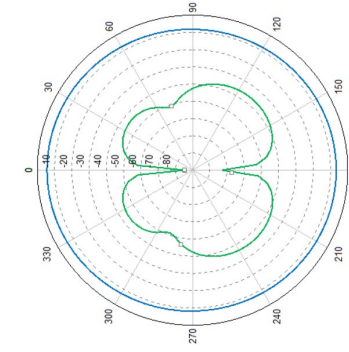
На рисунке 4.8 изображен график коэффициента эллиптичности антенны (*Axial ratio*) в режиме 11110. Взято отношение максимального радиуса эллипса поляризации к минимальному, то есть коэффициент эллиптичности равен 0 дБ при идеально круговой поляризации и стремится к бесконечности при идеально линейной поляризации. Рисунок 4.8 подтверждает, что при использовании данной комбинации диодов на частоте 3,7 ГГц поляризацию антенны можно считать практически линейной (*Axial ratio* = 40 дБ) во всем диапазоне углов. КСВ антенны имеет приемлемое значение также на частоте 6,25 ГГц, но в этом случае величина коэффициента поляризации существенно изменяется в разных направлениях, что позволяет говорить в общем об эллиптической поляризации [222].

11110

 $f = 3,7 \text{ ГГц}$  $\varphi = 0^\circ$

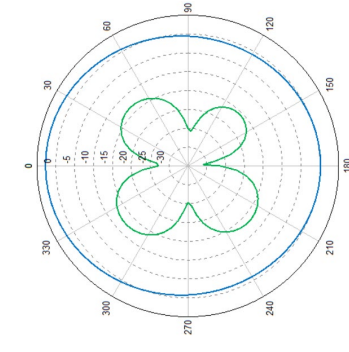
а)

11111

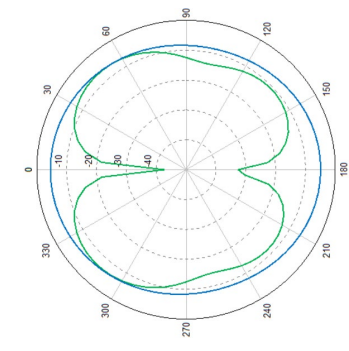
 $f = 2,05 \text{ ГГц}$ 

б)

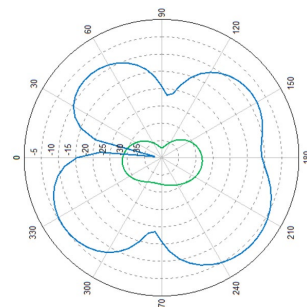
11000

 $f = 5,2 \text{ ГГц}$ 

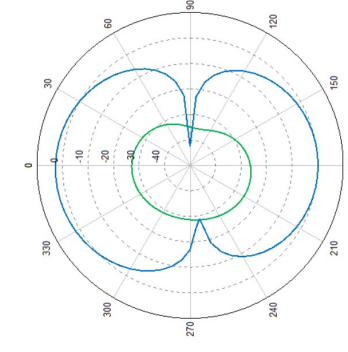
г)

 $f = 6,65 \text{ ГГц}$ 

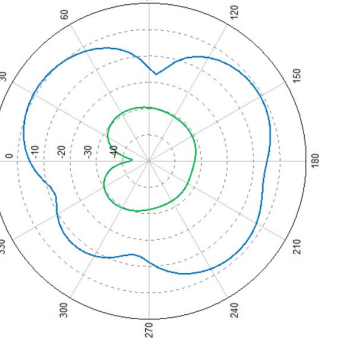
д)



в)



з)



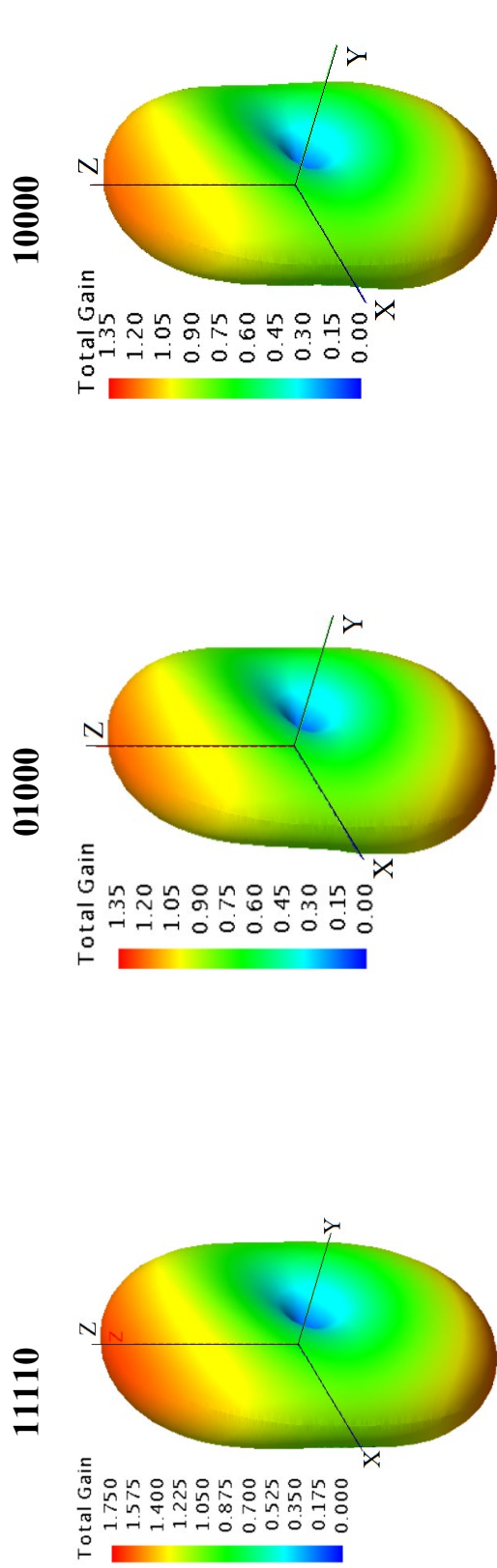
к)

ж)

и)

е)

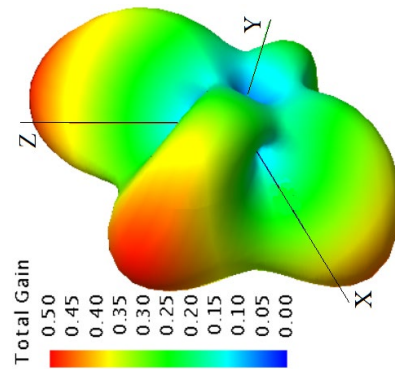
Рисунок 4.6 – Диаграмма направленности (дБ) в случае, когда излучающая часть антенны является симметричной: синяя линия – основная поляризация (Co), зеленая линия – ортогональная поляризация (Cross)



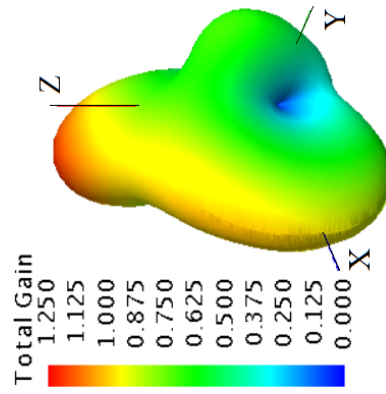
а) $f = 3,7$ ГГц

б) $f = 2,45$ ГГц

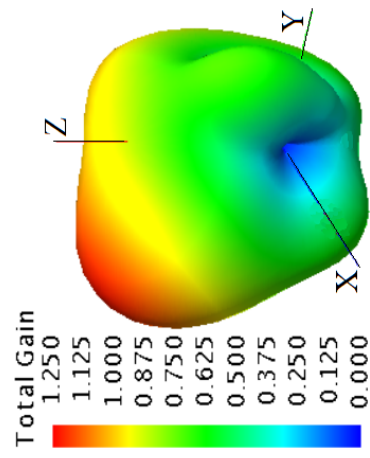
в) $f = 2,45$ ГГц



г) $f = 6,25$ ГГц



д) $f = 5,75$ ГГц



е) $f = 5,75$ ГГц

Рисунок 4.7 – Объемные диаграммы направленности (*Total Gain*)

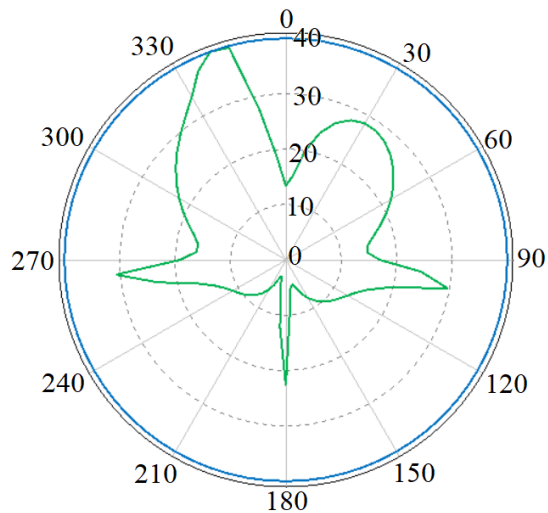


Рисунок 4.8 – Коэффициент эллиптичности (*Axial Ratio: major/minor*) (дБ) в режиме 11110 на частоте 3,7 ГГц (синяя линия) и 6,25 ГГц (зеленая линия)

При подключении только одного из диодов D1 или D2 симметрия излучающей части нарушается. При этом резонансная частота по-прежнему определяется комбинацией диодов D3 — D5, а поляризация меняется на ортогональную в зависимости от того, какой из диодов (D1 или D2) подключен [222]. На рисунке 4.7 (б, в, д, е) и на рисунке 4.9 показаны объемные диаграммы направленности антенн, а на рисунке 4.10 — диаграммы направленности для компонент поля с основной и ортогональной поляризацией. Анализ приведенных диаграмм направленности показывает, что компоненты электрического поля с основной (*Co*) и ортогональной (*Cross*) поляризацией имеют сопоставимую величину, что позволяет говорить о круговой поляризации.

Рисунок 4.11 демонстрирует соответствующие графики коэффициента эллиптичности. Полученные графики подтверждают, что в частотном диапазоне 5 - 6 ГГц, антенна имеет преимущественно круговую поляризацию везде, кроме узких секторов углов [222]. Также на рисунке 4.11 б показан случай, где антенна при той же комбинации диодов может работать и на более низкой частоте 2,45 ГГц, но здесь обеспечивается практически линейная поляризация во всем диапазоне углов (коэффициент поляризации лежит в пределах 30 – 40 дБ).

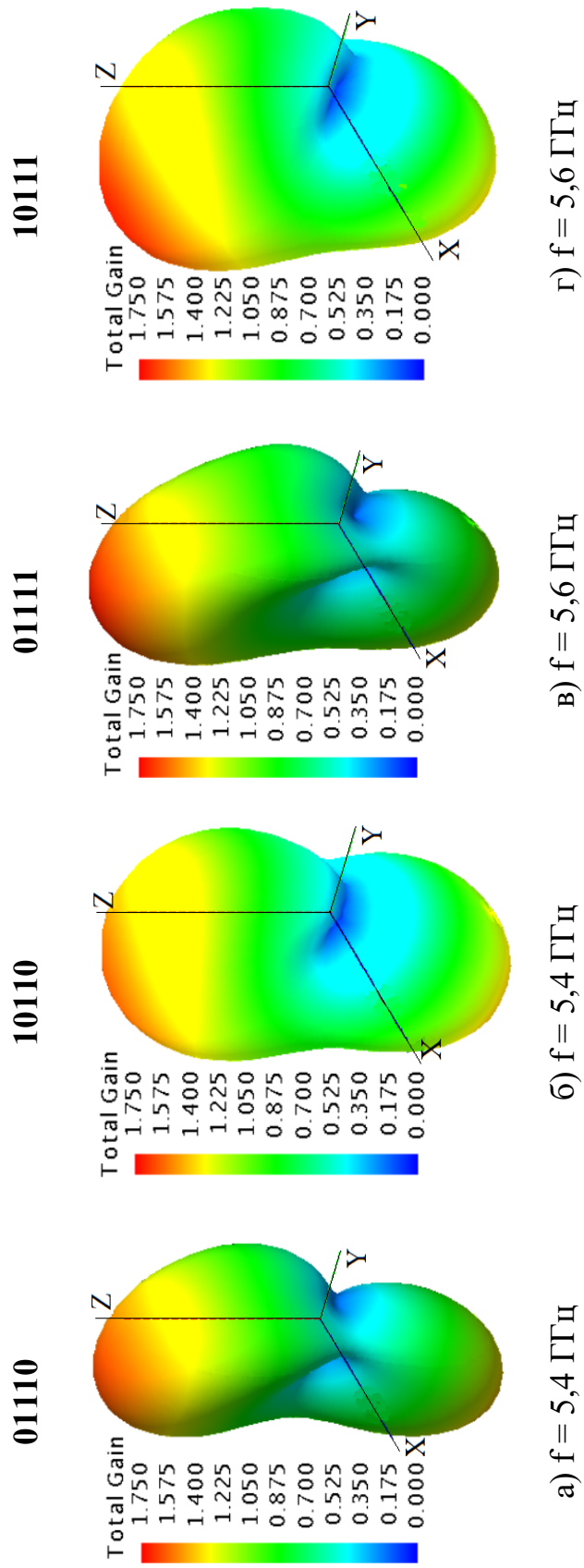
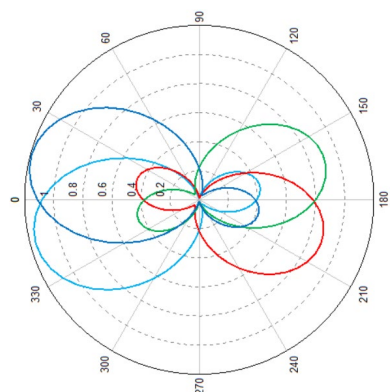


Рисунок 4.9 – Объемные диаграммы направленности (*Total Gain*)
в случае, когда излучающая часть антенны несимметрична

**01110 (синяя и зеленая
линии), 10110 (красная и
голубая линии)**

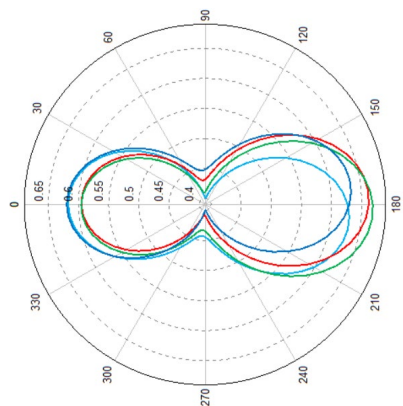
$f = 5, 4 \text{ ГГц}$



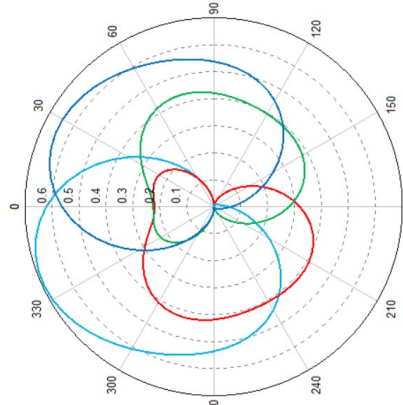
$\varphi = 0^\circ$

**01000 (синяя и зеленая линии),
10000 (красная и голубая линии)**

$f = 2, 45 \text{ ГГц}$

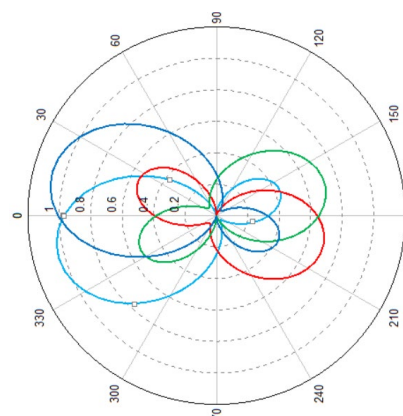


$f = 5, 75 \text{ ГГц}$

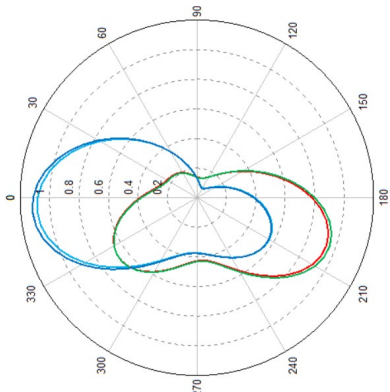


**01111 (синяя и зеленая
линии), 10111 (красная и
голубая линии)**

$f = 5, 6 \text{ ГГц}$

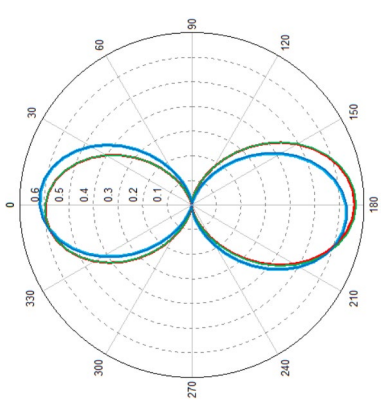


а)

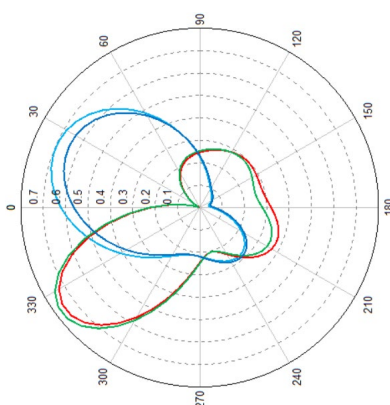


$\varphi = 90^\circ$

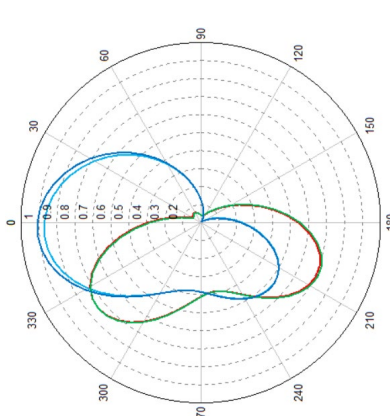
б)



в)



г)



д)

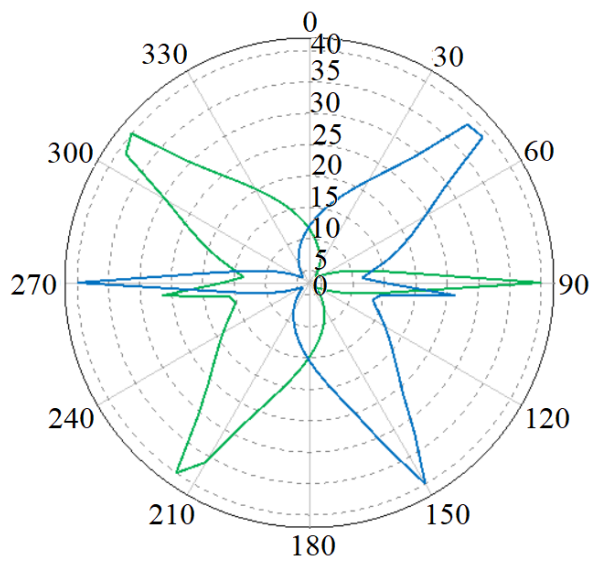
е)

ж)

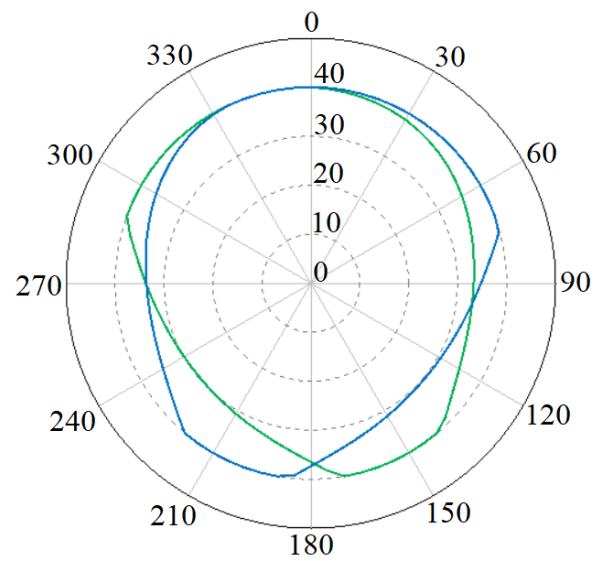
з)

Рисунок 4.10 – Диаграмма направленности в случае, когда излучающая часть антенны несимметрична:

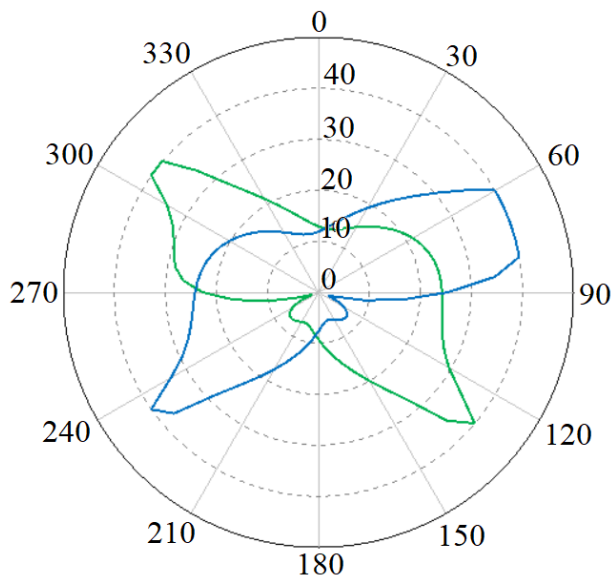
LHC – красная и синяя линии, RHC – зеленая и голубая линии

а) $f = 5,4$ ГГц

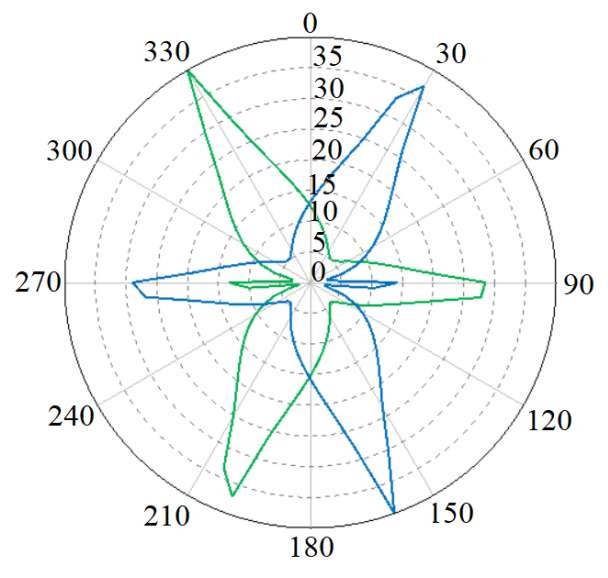
10110 – синяя линия,
01110 – зеленая линия

б) $f = 2,45$ ГГц

10000 – синяя линия,
01000 – зеленая линия

в) $f = 5,7$ ГГц

10000 – синяя линия,
01000 – зеленая линия

г) $f = 5,6$ ГГц

10111 – синяя линия,
01111 – зеленая линия

Рисунок 4.11 – Коэффициент эллиптичности (*Axial Ratio: major/minor*) (дБ)

в случае, когда излучающая часть антенны несимметрична

Анализ диаграмм направленности показал, что для каждой рассматриваемой пары режимов компоненты поля правого вращения одного режима равны компонентам поля левого вращения другого режима и наоборот, то есть поляризация меняется с правой на левую. Об этом также свидетельствует то, что для каждой рассматриваемой пары режимов графики коэффициента

эллиптичности одинаковы по форме, но противоположно ориентированы, что говорит о противоположном направлении вращения вектора поляризации. Таким образом видно, что выбор включения одного из диодов D1 или D2 позволяет изменить поляризацию антенны на одной частоте с правой на левую [222].

Полученные при моделировании параметры антенны для комбинаций pin-диодов, обеспечивающих минимальный КСВ, приведены в таблице 4.1 [222].

Таблица 4.1

Параметры антенны в различных режимах работы

Комбинация pin-диодов D1 D2 D3 D4 D5	Резонансная частота	КСВ	S11	Поляризация
11110	3,7 ГГц	1,1	-26 дБ	Линейная
	6,25 ГГц	1,6	-13 дБ	Эллиптическая
11111	2,05 ГГц	1,5	-15 дБ	Линейная
11000	5,2 ГГц	1,1	-27 дБ	Эллиптическая
	6,65 ГГц	2,2	-9 дБ	Эллиптическая
01110	5,4 ГГц	1,5	-16 дБ	Левая круговая
10110			-15 дБ	Правая круговая
01000	2,45 ГГц	2	-9 дБ	Линейная
10000				
01000	5,75 ГГц	1,2	-27 дБ	Левая круговая
10000				Правая круговая
01111	5,6 ГГц	2,2	-9 дБ	Левая круговая
10111				Правая круговая

4.4. Создание и исследование макета антенны

Для проверки работоспособности предложенной антенны был изготовлен макет антенны, изображенный на рисунке 4.12. При его изготовлении использовался имеющийся в наличии материал с $\varepsilon = 3,7$. Таким образом было

проверено два случая – открыты диоды D1, D3 и D4 (10110) и открыты диоды D1, D2, D3 и D4 (11110). Измерения выполнены с помощью анализатора цепей Agilent E8361A (рисунок 4.13) и загружены в файл для использования в FEKO.

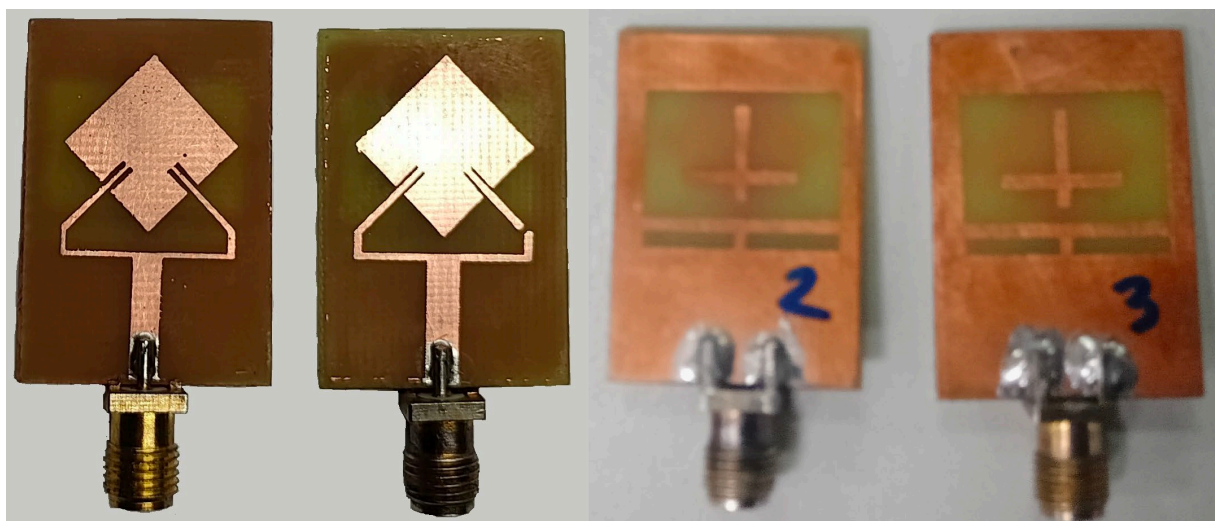


Рисунок 4.12 – Макет антенны

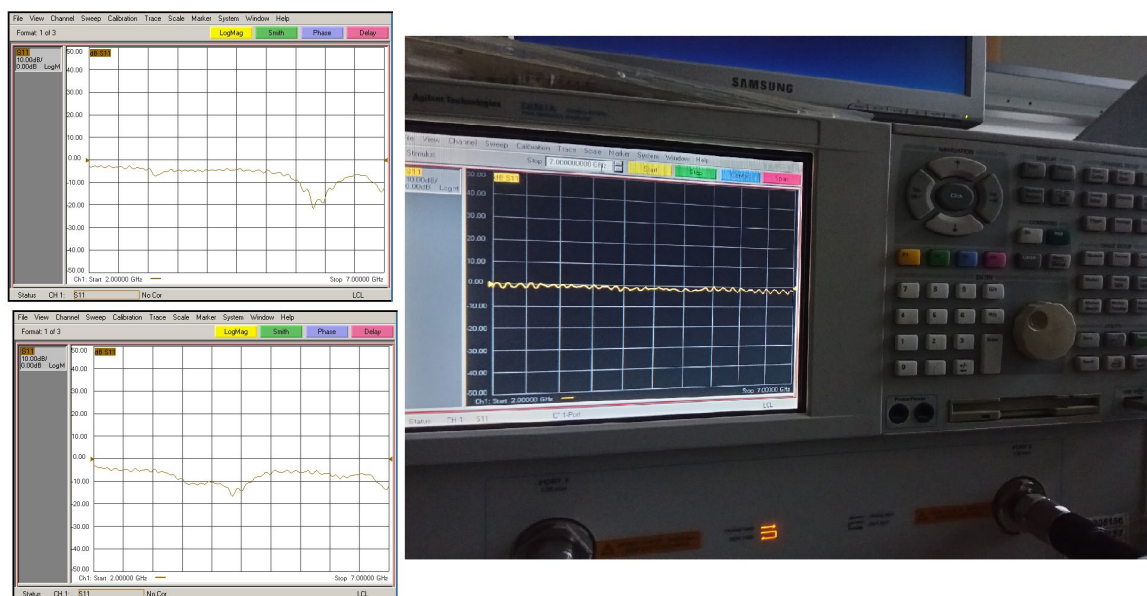


Рисунок 4.13 – Измерения с помощью Agilent E8361A

На рисунках 4.14 – 4.17 приведены частотные зависимости S_{11} и KSV макета антенн, полученные при расчете в FEKO и при измерениях.

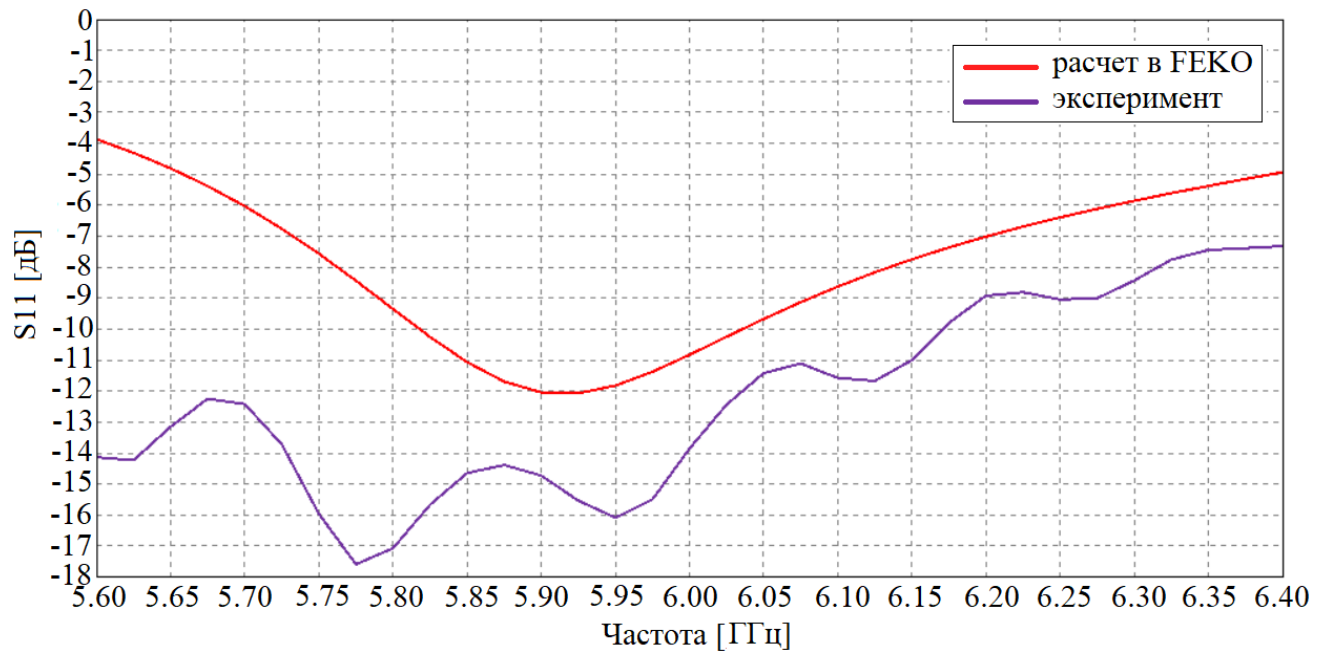
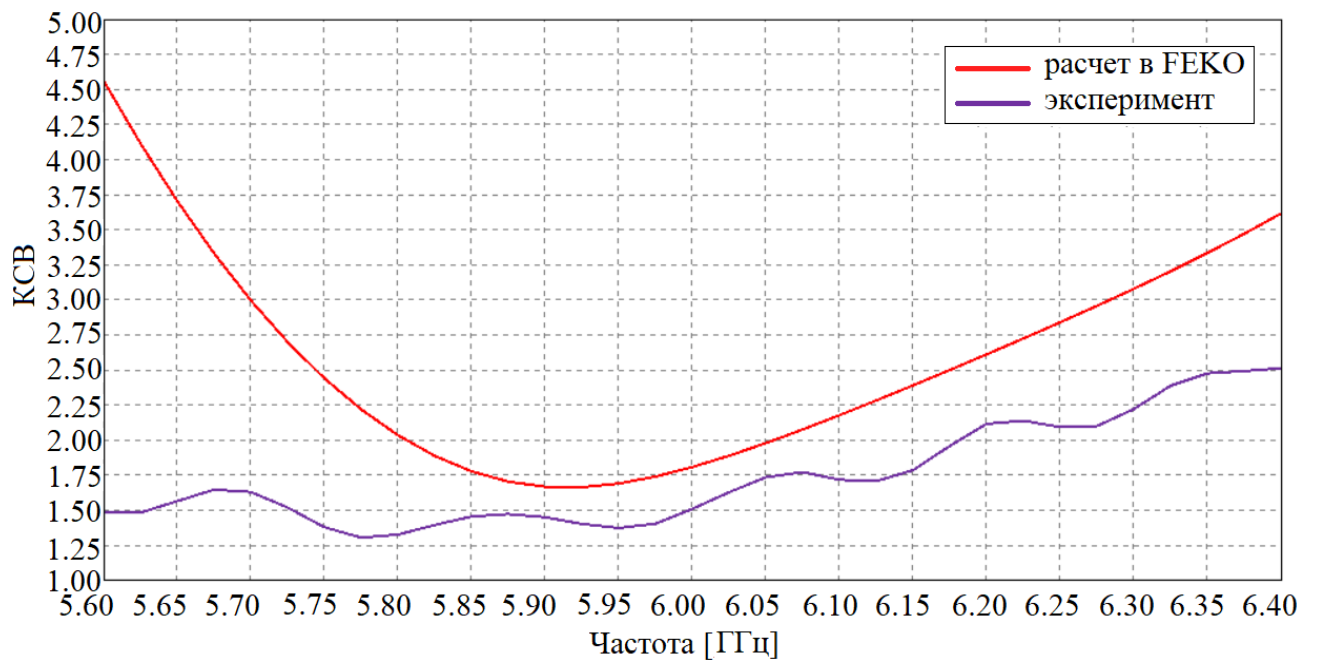
Рисунок 4.14 – Зависимость S_{11} от частоты в режиме 10110

Рисунок 4.15 – Зависимость KCB от частоты в режиме 10110

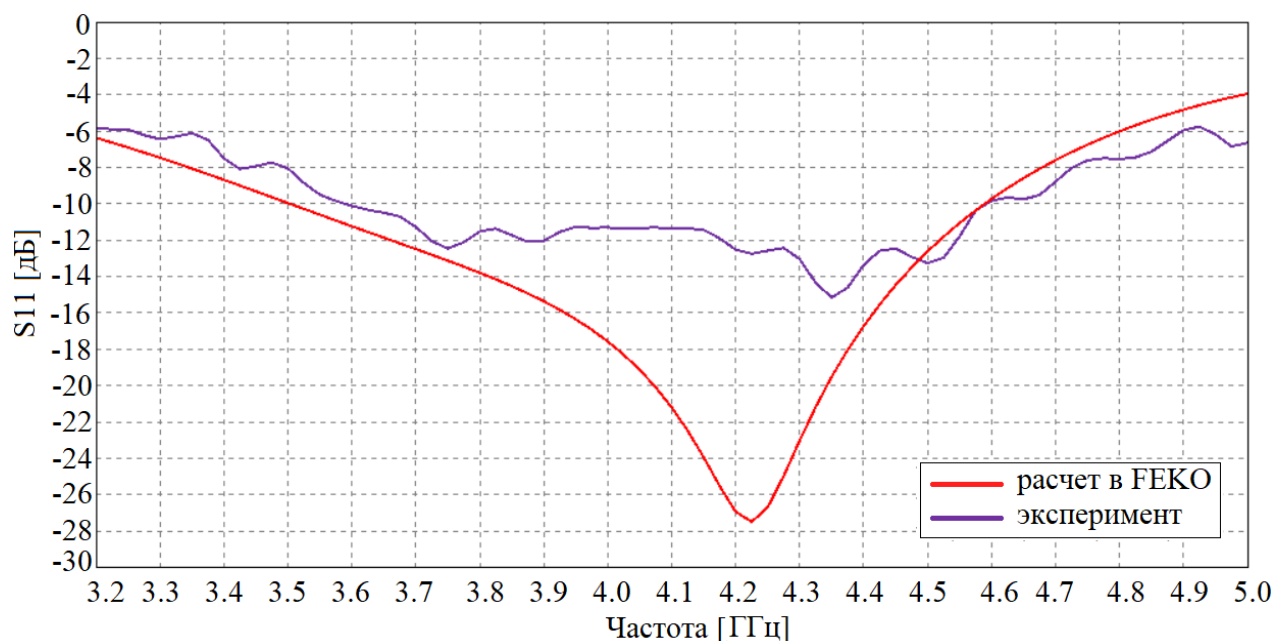


Рисунок 4.16 – Зависимость S_{11} от частоты в режиме 11110

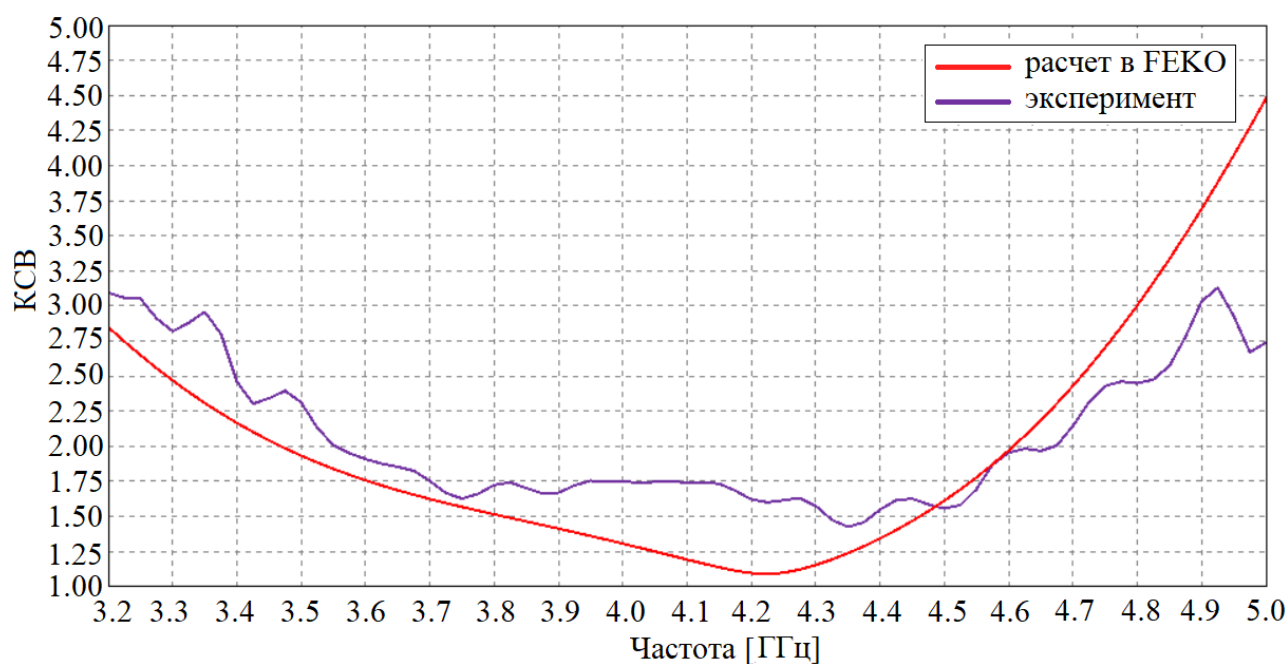


Рисунок 4.17 – Зависимость KCB от частоты в режиме 11110

При расчете в FEKO режима 10110 (рисунки 4.14 и 4.15, красная линия) минимум S_{11} получился равным -12 дБ, а минимум KCB равен 1,7. Эти значения достигаются на частоте 5,9 ГГц. Рассчитанный $KCB < 2$ в полосе от 5,8 до 6,05 ГГц. При измерении параметров соответствующего этому режиму макета (рисунки 4.14 и 4.15, фиолетовая линия) на частоте 5,9 ГГц получены значения $S_{11} = -15$ дБ и $KCB = 1,4$, что даже лучше рассчитанных значений. Кроме того при измерениях $KCB < 2$ достигается в более широкой полосе (5,4 – 6,17 ГГц).

Для режима 11110 (рисунки 4.16 и 4.17, красная линия) минимальное рассчитанное значение S_{11} равно -27,5 дБ, а минимальное значение КСВ составляет 1,1. Эти значения достигаются на частоте 4,22 ГГц. Рассчитанный $КСВ < 2$ в полосе от 3,45 до 4,6 ГГц. Измеренные параметры макета (рисунки 4.16 и 4.17, фиолетовая линия) в этом случае оказались несколько хуже, однако антенна работоспособна. На частоте 4,22 ГГц $S_{11} = -12,5$ дБ и $КСВ = 1,6$, минимальные же значения $S_{11} = -15$ дБ и $КСВ = 1,4$ достигаются на частоте 4,35 ГГц. Полоса, в которой измеренный $КСВ < 2$, составляет от 3,55 до 4,65 ГГц.

Для сравнения данные, полученные при моделировании в FEKO и при экспериментальном измерении параметров антенны, приведены в таблице 4.2.

Таблица 4.2

Параметры антенны в различных режимах работы

Параметр	10110		11110	
	<i>FEKO</i>	<i>Эксперим.</i>	<i>FEKO</i>	<i>Эксперим.</i>
Резонансная частота	5,9 ГГц	5,9 ГГц	4,22 ГГц	4,22 ГГц
S_{11}	-12 дБ	-15 дБ	-27,5 дБ	-12,5 дБ
КСВ	1,7	1,4	1,1	1,6
Полоса $КСВ < 2$	0,25 ГГц	0,77 ГГц	1,15 ГГц	1,1 ГГц

Анализ результатов показывает, что значения S_{11} и КСВ на резонансной частоте, полученные путем моделирования в FEKO и путем экспериментального измерения, достаточно близки. Полученные различия могут объясняться недостаточной точностью изготовления макета, а также тем, что вместо pin-диодов использовались металлические перемычки. Основываясь на результатах проведенного эксперимента можно заключить, что рассчитанные с помощью FEKO в разделе 4.3 параметры антенны также достаточно близки к тому, как она будет работать в реальности. Таким образом, подтверждена правильность моделирования и возможность использования антенны данной конструкции в диапазоне 2 - 7 ГГц.

4.5. Учет характеристик антенны при использовании разработанного алгоритма

Для демонстрации возможности применения разработанного алгоритма с учетом характеристик предлагаемой антенны выполнен следующий расчет распределения напряженности электромагнитного поля в городском районе. Условия моделирования аналогичны описанным в главе 3 (отсутствует потолок, левая и правая стены, так как полагаем, что там находится свободное пространство). План рассматриваемого участка представлен на рисунке 4.18. Высота всех зданий равна высоте рассматриваемой области и составляет 15 м.

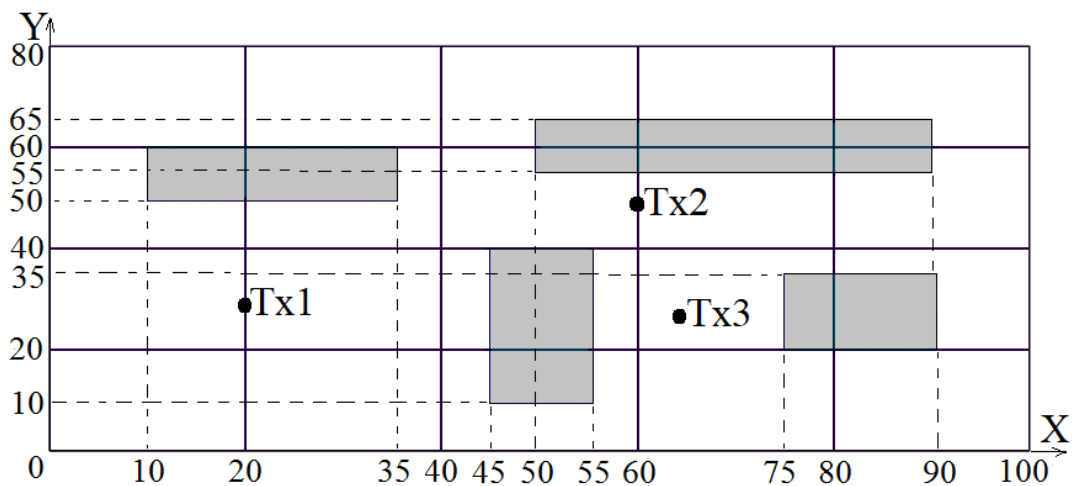


Рисунок 4.18 – План городского района

Передатчик поочередно располагался в трех точках, обозначенных на рисунке Tx1, Tx2 и Tx3. Расчет распределения напряженности выполнен в горизонтальной плоскости на высоте, равной высоте расположения передатчика.

На рисунке 4.19 представлены используемые при расчете диаграммы направленности антенны (*Total Gain*) в различных режимах работы (выполнена нормировка на максимум). Форма диаграмм восстановлена по данным расчета антенны в FEKO, а поворот по углу может изменяться пользователем исходя из конкретного расположения препятствий.

Результаты представлены на рисунках 4.20 – 4.22. Для каждой точки размещения передатчика выполнен расчет с учетом различных режимов работы его антенны. Видно, что выбор частоты и диаграммы направленности позволяет для каждого случая подобрать вариант, обеспечивающий наилучшее покрытие.

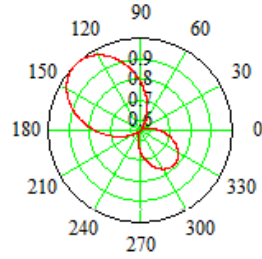
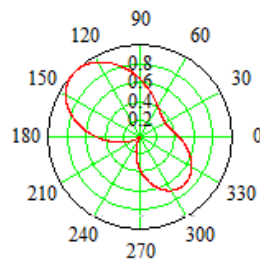
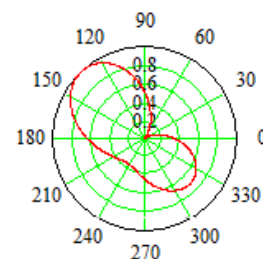
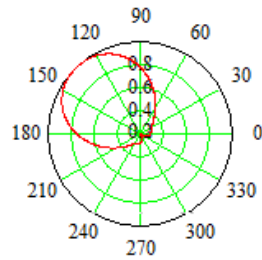
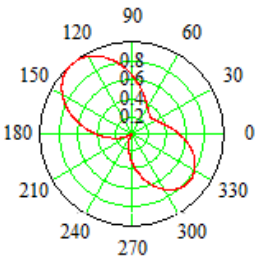
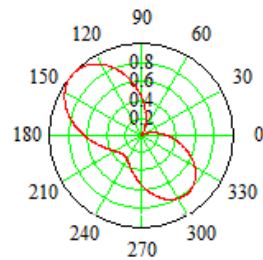
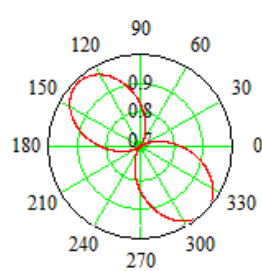
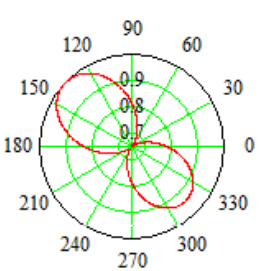
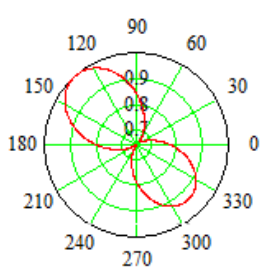
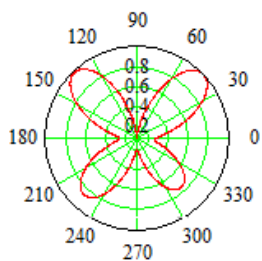
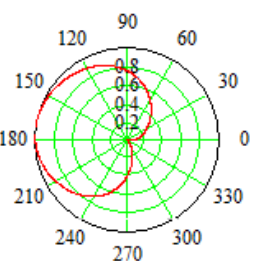
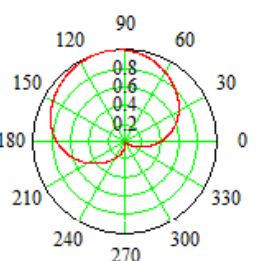
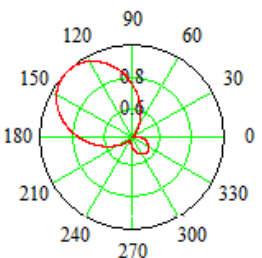
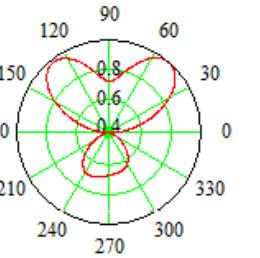
11111, $f=2,05$ ГГц10111, $f=5,6$ ГГц01111, $f=5,6$ ГГц11111, $f=5,9$ ГГц10110, $f=5,4$ ГГц01110, $f=5,4$ ГГц11110, $f=3,7$ ГГц10000, $f=2,45$ ГГц01000, $f=2,45$ ГГц11110, $f=6,25$ ГГц10000, $f=5,7$ ГГц01000, $f=5,7$ ГГц11000, $f=5,2$ ГГц11000, $f=6,6$ ГГц

Рисунок 4.19 – Диаграммы направленности антенны в различных режимах (*Total Gain*), используемые при расчете в Mathcad

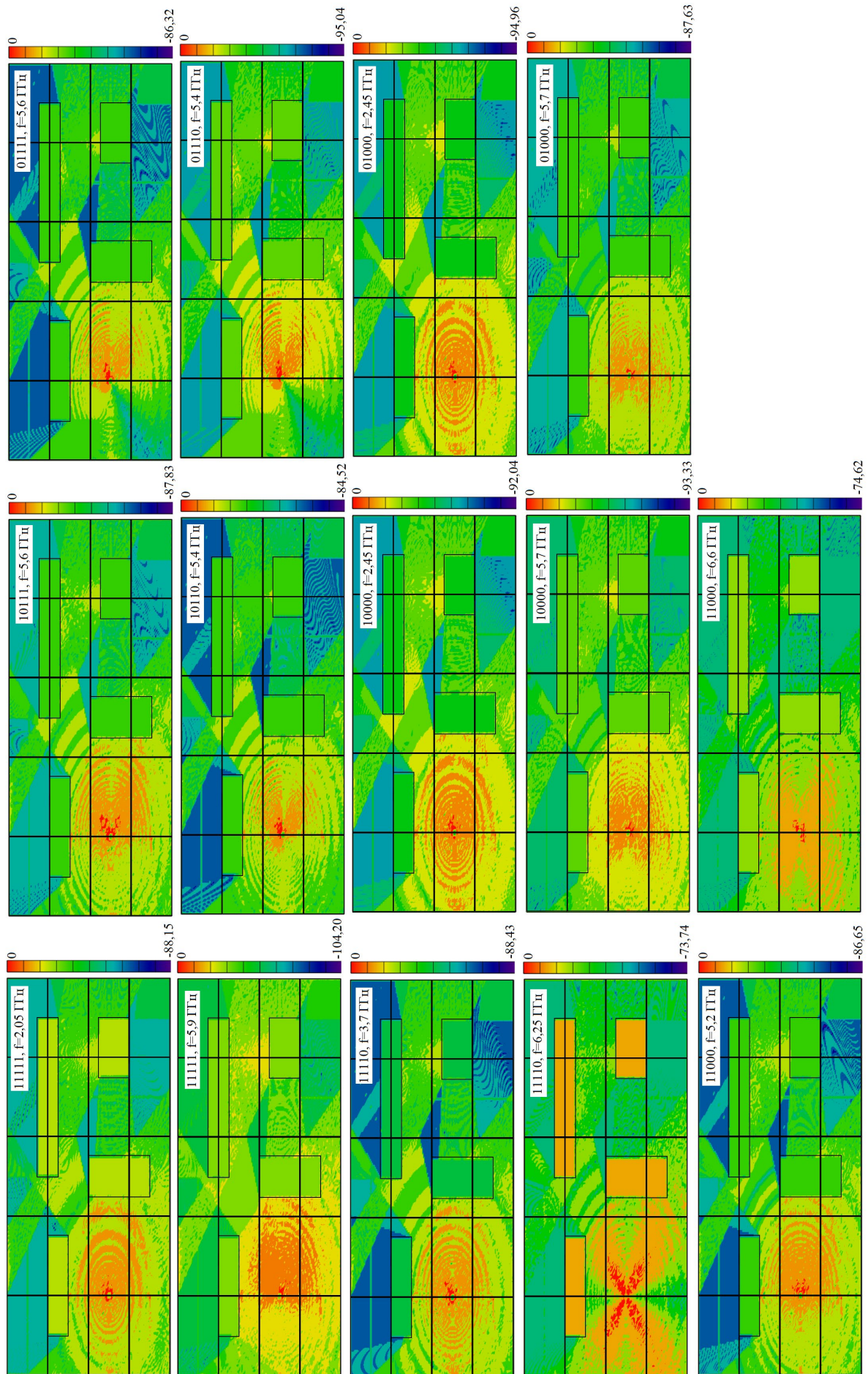


Рисунок 4.20 – Напряженность электрического поля (дБ) при расположении передающей антенны в точке Tx1

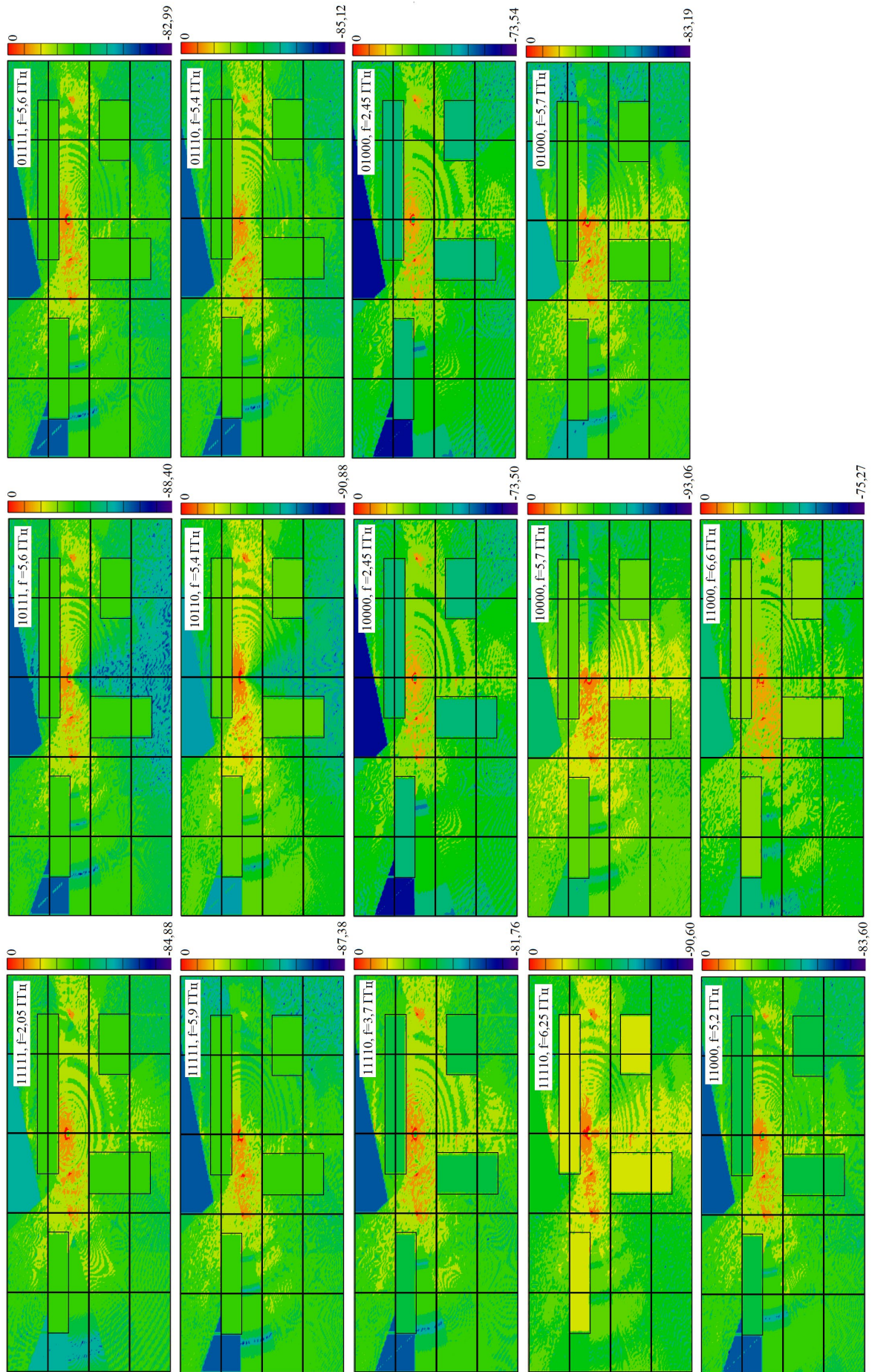


Рисунок 4.21 – Напряженность электрического поля (дБ) при расположении передающей антенны в точке Tx2

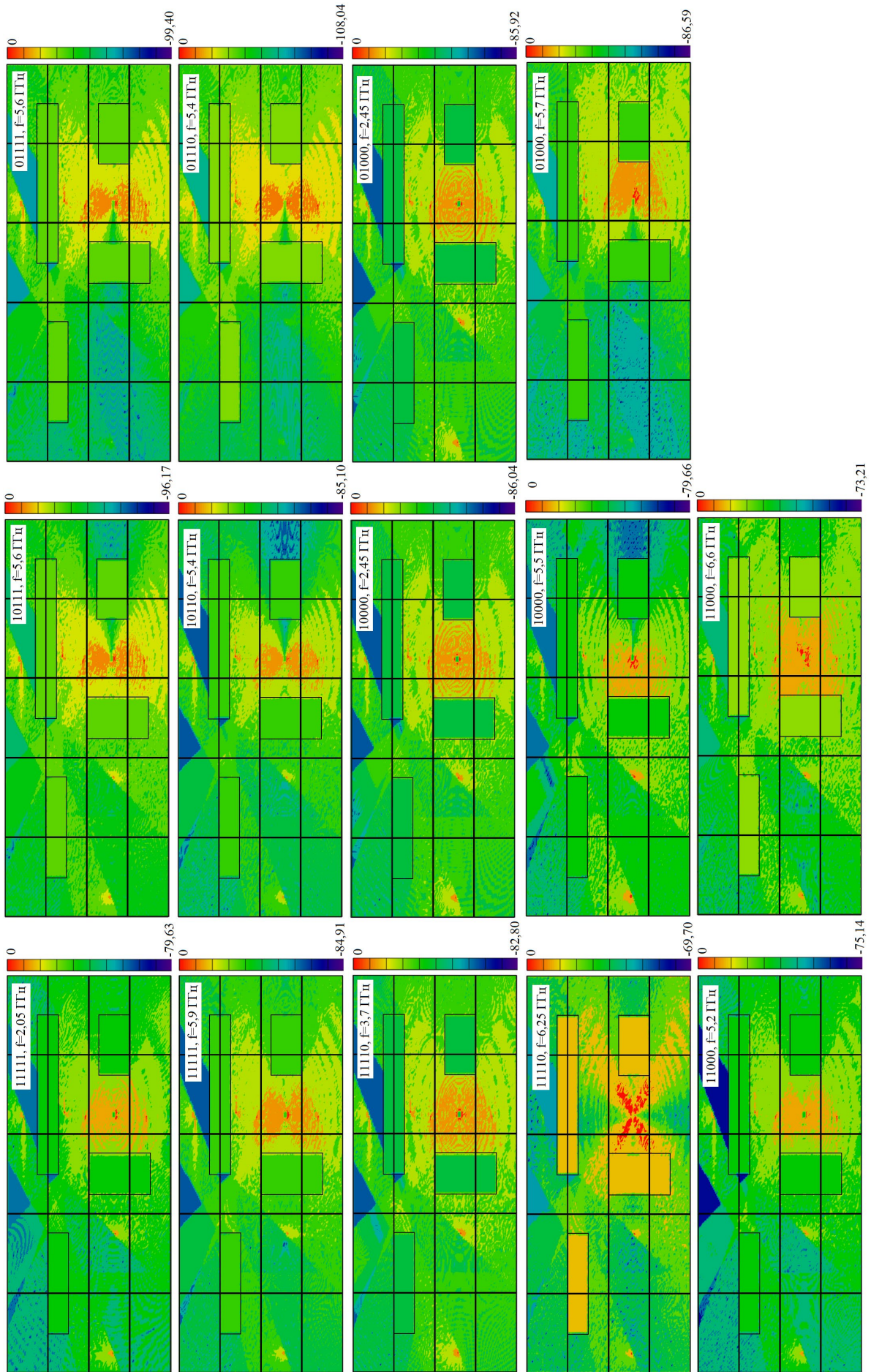


Рисунок 4.22 – Напряженность электрического поля (дБ) при расположении передающей антенны в точке Tx3

4.6. Выводы

Конструкция реконфигурируемой микрополосковой антенны для устройств беспроводной связи диапазона 2 – 7 ГГц, способной перестраиваться по частоте и поляризации, позволяет повысить эффективность приема сигнала в условиях многолучевого распространения за счет выбора подходящего варианта настройки параметров антенны.

В конструкции антенны имеются сосредоточенные элементы в виде рin-диодов, два из которых отвечают за поляризацию, а три за резонансную частоту антенны. Для каждого варианта подключения диодов достигаются минимальные значения КСВ, однако ширина полосы частот, в которой величина КСВ не превышает 3, существенно различается и в зависимости от выбранного режима работы достигает от ± 50 МГц до ± 600 МГц от резонансной частоты [222].

Если выбранный вариант подключения диодов обеспечивает симметрию излучающей части, то антенна имеет линейную либо эллиптическую поляризацию (2,05, 2,45 и 3,7 ГГц). Если излучающая часть не симметрична, антенна имеет круговую поляризацию, направление вращения которой изменяется с правой на левую в зависимости от подключения диодов (5,4, 5,6 и 5,75 ГГц). Возможность переключения поляризации на ортогональную на одной и той же частоте позволяет принимать сигнал в условиях отражений [222].

Экспериментальное измерение параметров макетов антенны, соответствующих режимам 10110 и 11110 показало достаточно хорошее совпадение значений S_{11} и КСВ с рассчитанными в ФЕКО. Это позволяет заключить, что и остальные расчеты, приведенные в этой главе, близки к реальным характеристикам рассматриваемой антенны. Полученные различия могут объясняться недостаточной точностью изготовления макета. Таким образом, подтверждена правильность моделирования и возможность использования антенны данной конструкции в диапазоне 2 - 7 ГГц.

Выполнен расчет поля в городском районе согласно предложенному алгоритму с учетом характеристики предлагаемой антенны, показывающий, что

выбор частоты и диаграммы направленности позволяет для каждого случая подобрать вариант, обеспечивающий наилучшее покрытие.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработана гибридная имитационная модель распространения радиоволн в урбанизированной среде, основанная на принципах геометрической оптики и геометрической теории дифракции и позволяющая рассчитать распределение электромагнитного поля в заданных условиях с учетом эффектов многолучевого распространения. Модель является гибридной, поскольку объединяет в себе детерминированный расчет распределения электромагнитного поля в конкретных условиях и статистический учет возможного случайного изменения этих условий. Предлагаемая модель предназначена для расчета распределения напряженности электрического поля в зоне покрытия локальной системы беспроводной связи в характерном для таких систем частотном диапазоне (единицы и десятки ГГц). Анализируемая область пространства имеет размеры от нескольких метров до нескольких сотен метров.

Разработан алгоритм и программа в среде Mathcad, позволяющая выполнить компьютерное моделирование распространения электромагнитного поля в условиях помещений и городской застройки, используя в качестве величины, характеризующей уровень сигнала в исследуемой области, напряженность электрического поля E (В/м), и на основании полученных результатов подобрать расположение приемно-передающих элементов системы связи, обеспечивающее требуемое покрытие, что способствует уменьшению затрат при частотно-территориальном планировании зоны покрытия локальной беспроводной сети.

Алгоритм обладает такими отличительными особенностями, как:

- выполняется предварительная оценка областей затенения, создаваемых расположенными в зоне покрытия сети препятствиями, с целью исключения этих областей из рассмотрения при последующем расчете уровня сигнала в помещении. За счет этого достигается упрощение и ускорение расчета, тем большее, чем большую часть исследуемого пространства занимает область тени. В рассмотренном в главе 2 примере область, заведомо недостижимая для прямого луча, составляет около четверти свободного пространства, соответственно, при

исключении ее из расчета, уровень поля, создаваемого прямым лучом, будет вычислен на 25% быстрее. Для каждого вида лучей (прямые, отраженные от стен, отраженные от препятствий, дифракционные) области затенения следует определять по-отдельности;

- используется разработанный автором алгоритм упрощенного расчета коэффициентов дифракции радиоволн на ребрах препятствия для двумерного случая, представляющий собой комбинацию аналитических и вычислительных приемов и позволяющий сократить время расчета примерно в 80 раз по сравнению с точным расчетом на том же компьютере при практически идентичных результатах (при заданной величине напряженности источника 1 В/м разность значений поля, полученных в одной и той же точке разными способами, не превышает 0,5%);

- используется разработанный автором алгоритм статистической оценки изменения условий распространения электромагнитных волн, позволяющий учесть влияние случайного перемещения препятствий в зоне покрытия системы беспроводной связи, а также влияние неравномерностей отражающих поверхностей, описав положение препятствия и/или неравномерности некоторым статистическим законом распределения, что может быть полезным при планировании беспроводных систем связи в местах с высокой вероятностью изменения условий распространения;

- предложен алгоритм нахождения и оценки путей распространения между произвольными точками исследуемого помещения с использованием математического аппарата структурного анализа и непрерывной логики, теоретически позволяющий ускорить вычисление распределения электромагнитного поля в заданном районе, за счет вычисления только пути с самой большой долей энергии.

В рамках модели нет ограничений на количество учитываемых эффектов, однако реализованная программа учитывает одно прохождение, одно отражение и одну дифракцию. Сравнение с коммерческим ПО WinProp, позволяющим учесть большее количество эффектов многолучевого распространения, показало, что при

этом время расчета увеличивается по сравнению с предлагаемым алгоритмом, а результат меняется незначительно, что позволяет сделать вывод о том, что учитываемых в предлагаемом алгоритме эффектов достаточно.

Предлагаемая гибридная имитационная модель позволяет учесть характеристики направленности передающей и приемной антенн. В рамках алгоритма возможно описание характеристик антенн, таких как диаграммы направленности и поляризационные диаграммы, или на основе известных математических формул непосредственно в Mathcad, или на основе результатов расчета в специализированной программе (FEKO, HFSS и т.д.) в случае применения антенн со сложной формой диаграммы направленности. В качестве одного из способов повышения эффективности приема сигнала в условиях многолучевого распространения разработана конструкция реконфигурируемой микрополосковой антенны для устройств беспроводной связи, способной перестраиваться по частоте и поляризации. Выбор варианта настройки антенны, наилучшим образом подходящего для конкретного места развертывания сети беспроводной связи может быть выполнен как экспериментально, так и на основании предварительной оценки зоны покрытия с использованием предложенной в данной работе модели.

Разработанная модель распространения радиоволн в урбанизированной среде позволяет выбрать оптимальное местоположение передатчика, обеспечивающее максимальную зону покрытия в выбранном месте с учетом расположения и размеров зданий и других объектов. При заданном местоположении передатчика и зданий анализ распределения поля в зоне покрытия позволяет выбрать оптимальные места установки приемных антенн. Применение предложенной модели на этапе предварительного частотно-территориального планирования системы позволяет отказаться от заведомо проигрышных вариантов и определить наиболее энергетически выгодные места расположения антенн, что позволяет снизить затраты временных и материальных ресурсов при проектировании локальных беспроводных систем связи. Корректность разработанной модели подтверждается результатами решения

аналогичных модельных задач, полученными с применением разработанного алгоритма и зарубежного коммерческого ПО WinProp и свидетельствующими о возможности использования модели в качестве основы для создания полноценного отечественного программного обеспечения для пространственно-территориального планирования зоны покрытия беспроводных систем связи. **Таким образом, цель диссертационного исследования достигнута полностью.**

Разработанная модель распространения радиоволн в урбанизированной среде может применяться не только для анализа зоны покрытия городских локальных систем связи, но и в других областях, связанных с необходимостью анализа многолучевого распространения электромагнитных волн. Так в данной работе выполнено моделирование распределения напряженности электрического поля системы WLAN в помещении сложной формы, а также показана возможность применения предложенной модели для оценки элементов канальной матрицы системы из нескольких приемо-передающих элементов.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

BVN - bounding volume hierarchy, иерархия ограничивающего объема;

DPM - dominant path model, модель преобладающего пути;

FDTD - finite-difference time-domain, метод конечных разностей во временной области;

FEM - finite element method, метод конечных элементов;

MEMS - micro-electromechanical systems, микроэлектромеханические системы;

MIMO - multiple input – multiple output, множественный вход — множественный выход;

MoM – method of moments, метод моментов;

RIS - reconfigurable intelligent surface, реконфигурируемая интеллектуальная поверхность;

SBR - shooting-and-bouncing-ray, метод запуска и отскока луча;

Wi-Fi - wireless fidelity, стандарты беспроводной связи IEEE 802.11;

Wi-Max - worldwide interoperability for microwave access, стандарты беспроводной связи IEEE 802.16;

WLAN - wireless local area network, беспроводная локальная сеть;

КСВ - коэффициент стоячей волны;

ОВЧ – очень высокие частоты;

ПО – программное обеспечение;

САПР – система автоматизированного проектирования;

СВЧ – сверхвысокие частоты;

УВЧ – ультравысокие частоты.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Wi-Fi Alliance introduces Wi-Fi 6 [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.wi-fi.org/news-events/newsroom/wi-fi-alliance-introduces-wi-fi-6> (дата обращения: 28.08.25).
2. Wi-Fi Alliance brings Wi-Fi 6 into 6 GHz [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.wi-fi.org/news-events/newsroom/wi-fi-alliance-brings-wi-fi-6-into-6-ghz> (дата обращения: 28.08.25).
3. Khorov, E. Current status and directions of IEEE 802.11be, the future Wi-Fi 7 / E. Khorov, I. Levitsky , I. F. Akyildiz // IEEE Access. – 2020. – vol.8. – P. 88664-88688. – DOI 10.1109/ACCESS.2020.2993448.
4. Хэли, В. М. Опыт построения сети беспроводных датчиков для мониторинга систем ОВК зданий [Электронный ресурс] / В. М. Хэли // ASHRAE: пер. с англ. яз: Л. И. Баранова. – URL: https://www.abok.ru/for_spec/articles.php?nid=3142 (дата обращения: 28.08.25).
5. Урманов, Д. Беспроводные сенсорные системы для обеспечения безопасности подвижных и неподвижных объектов / Д. Урманов, О. Болдова // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2013. – №3. – С. 128-133.
6. Тагиров, Д. Н. Беспроводная нефтедобыча. Опыт СНГ. / Д. Н. Тагиров // Журнал «ИСУП». – 2015. – №2. – С. 65-68.
7. Никонова, Е. З. Беспроводные датчики в нефтегазовой отрасли / Е. З. Никонова, А. А. Яковлева // Международный научно-исследовательский журнал. – Екатеринбург. – 2020. – №6. – С. 121-126.
8. Заседание ГКРЧ от 17 марта 2020 г. (протокол № 20-54дсп) [Электронный ресурс]. – URL: <https://digital.gov.ru/documents/zasedanie-gkrch-ot-17-marta-2020-g-protokol-no-20-54dsp> (дата обращения: 28.08.25).
9. Указ Президента РФ от 07.07.2011 г. № 899 «Об утверждении приоритетных направлений развития науки, технологий и техники в Российской Федерации и перечня критических технологий Российской Федерации» [Электронный ресурс] – URL: <http://www.kremlin.ru/acts/bank/33514> (дата обращения:

28.08.25).

10. Рекомендация МСЭ-R P.1238-4. Данные о распространении радиоволн и методы прогнозирования для планирования систем радиосвязи внутри помещений и локальных зоновых радиосетей в частотном диапазоне 900 МГц — 100 ГГц [Электронный ресурс]. – URL: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.1238-4-200503-S!!PDF-R.pdf (дата обращения: 28.08.25).
11. Parsons, J. D. The Mobile Radio Propagation Channel. Second Edition / J. D. Parsons. – John Wiley & Sons Ltd. – 2000. – 418 p. – DOI 10.1002/0470841524.
12. Программный комплекс WinProp [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.orcada.ru/product/altair/winprop.html> (дата обращения: 28.08.25).
13. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018663221 Российская Федерация. Программа трехмерной лучевой трассировки и расчета интенсивности электромагнитного поля в помещении с препятствием / А. А. Ваганова, А. И. Панычев; правообладатель ФГАОУ ВО «Южный федеральный университет», дата государственной регистрации в Реестре программ для ЭВМ 24 октября 2018 года.
14. Walke, B. H. IEEE 802 wireless systems. Protocols, multi-hop mesh/relaying, performance and spectrum coexistence. / B. H. Walke, S. Mangold, L. Berlemann. – Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd. – 2006. – 382 p.
15. Forkel, I. Radio propagation modeling and its application for 3G mobile network simulation. / I. Forkel, M. Salzmann // Aachen Symposium on Signal Theory (ASST), Aachen, Germany, September 20–21, 2001. – 2001. – P. 363–370.
16. Laiho, J. Radio network planning and optimization for UMTS / J. Laiho, A. Wacker, T. Novosad. – Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd. – 2006. – 629 p.
17. Andersen, J. B. Propagation measurements and models for wireless communications channels / J. B. Andersen, T. S. Rappaport, S. Yoshida // IEEE Communications Magazine. – 1995. – № 33(1). – P. 42–49. – DOI 10.1109/35.339880.
18. Okumura, Y. Field strength and its variability in VHF and UHF land mobile radio service / Y. Okumura, E. Ohimori, T. Kawano, K. Fukuda // Review of the Electrical Communication Laboratory. – 1968. – Vol. 16. – № 9-10. – P. 825-873.

19. Hata, M. Empirical formula for propagation path loss in land mobile radio services / M. Hata // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 1980. – Vol. 29. – № 3–P. 317-325.
20. Damosso, E. COST Action 231: Digital mobile radio towards future generation systems: final report / E. Damosso, L. M. Coreia. – Technical Report. European Commission. – 1999. – 474 p.
21. Beyer, J. Two semi-empirical and fast prediction models for urban microcells compared with measurements at 919 and 1873 MHz / J. Beyer, R. Jakoby // EPMCC'97, Bonn, Germany. – 1997. – P. 291–298.
22. Berg, J. E. A recursive method for street micro-cell path loss calculations / J. E. Berg // 6th International IEEE Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC'95, Toronto, Canada, September 27–29. –1995. – P. 140–143.
23. Милютин, Е. Р. Методы расчета поля в системах связи дециметрового диапазона / Е. Р. Милютин, Г. О. Василенко, М. А. Сиверс, А. Н. Волков, Н. В. Певцов. – СПб: Триада. – 2003. – 159 с.
24. Милютин, Е. Модели расчета потерь мощности сигнала в сотовых системах связи / Е. Милютин // "Мобильные телекоммуникации". – 2008. – № 4 (80).
25. Lee, W. C. Y. Mobile communications design fundamentals. 2nd edition / W. C. Y. Lee. – McGrawHill. –1998. – 673 p.
26. Xia, H. H. A simplified analytical model for predicting path loss in urban and suburban environments / H. H. Xia // IEEE Trans. on Vehicular Technology. – 1997. – V.46. – №4. – P. 1040-1046. – DOI 10.1109/25.653077.
27. Галкин, Л. П. Моделирование каналов систем связи / Л. П. Галкин, А. Н. Лапин, А. Г. Самойлов. – М.: Связь. – 1979. – 96 с.
28. Самойлов, А. Г. Имитаторы многолучевых радиоканалов / А. Г. Самойлов // Проектирование и технология электронных средств. – 2003. – № 4.– С. 32-36.
29. Волков, А. Н. Разработка и исследование методов и средств моделирования декаметровых радиоканалов в реальном масштабе времени: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.04 / Волков Александр Николаевич. – СПб., 2002. – 184 с.

30. Хазан, В. Л. Методы и средства проектирования каналов декаметровый радиосвязи: дис. ... д-ра техн. наук: 05.12.04 / Хазан Виталий Львович. – Омск: ОмГТУ, 2007. – 385 с.
31. Ву Ван Шон. Разработка имитатора радиоканалов мобильной связи: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.12.13 / Ву Ван Шон. – Владимир, 2009. – 20 с.
32. Стругов, Ю. Ф. Стохастическое моделирование каналов с аддитивными и мультипликативными помехами. Схема реализации / Ю. Ф. Стругов, А. М. Семенов, С. М. Добровольский, И. А. Батырев // Математические структуры и моделирование. – 2015. – № 2 (34). – С. 48-63.
33. Джейкс, У. К. Связь с подвижными объектами в диапазоне СВЧ / Пер. с англ. / У. К. Джейкс. – М.: Связь. – 1979. – 518 с.
34. Фокин, Г. А. Моделирование многолучевого радиоканала / Г. А. Фокин // Информационные технологии и телекоммуникации. – 2021. – Т. 9. – № 1. – С. 59-78.
35. Милютин, Е. Р. Повышение точности расчета ослабления поля с помощью калибровки и цифровых карт местности / Е. Р. Милютин, Г. О. Василенко // Электросвязь. – 2004. – №2. – С. 38-40.
36. Рек. МСЭ-R P.1546-6 (08/2019). Метод прогнозирования для трасс связи пункта с зоной для наземных служб в диапазоне частот от 30 МГц до 4000 МГц [Электронный ресурс]. – URL: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.1546-6-201908-I!!PDF-R.pdf (дата обращения 28.08.25).
37. Василенко, Г. О. Оценка ослабления сигналов сетей подвижной связи на коротких трассах прямой видимости / Г. О. Василенко // Электроника: Наука, Техника, Бизнес. – 2008. – № 4. – С. 72-74.
38. Борн, М. Основы оптики. Перевод с английского, изд. 2-е / М. Борн, Э. Вольф. – М.: изд-во «Наука». – 1973. – 720 с.
39. Кравцов, Ю. А. Геометрическая оптика неоднородных сред / Ю. А. Кравцов, Ю. И. Орлов. – М.: Наука. – 1980. – 304 с.
40. Кравцов, Ю. А. Приближение геометрической оптики и примыкающие к нему асимптотические методы / Ю. А. Кравцов. – М.: Изд-во радиотехнического ин-

- та АН СССР. – 1972. – 109 с.
41. Петров, Б. М. Электродинамика и распространение радиоволн / Б. М. Петров. – М.: Радио и связь. – 2000. – 559с.
 42. Боровиков, В. А. Геометрическая теория дифракции / В. А. Боровиков, Б. Е. Кинбер. – М.: Связь. – 1978. – 248 с.
 43. Фок, В. А. Проблемы дифракции и распространения электромагнитных волн / В. А. Фок. – М., Изд-во «Советское радио». – 1970. – 520 с.
 44. Кинг, Р. Рассеяние и дифракция электромагнитных волн / Р. Кинг, У. Тай-Цзунь. – М., Издательство иностранной литературы. – 1962. – 193 с.
 45. Felsen, L. B. Radiation and scattering of waves / L. B. Felsen , N. Marcuvitz. – Hoboken, NJ, USA: Wiley. – 2003.
 46. Goncalves, N. C. A propagation model for urban microcellular systems at the UHF band / N. C. Goncalves, L. M. Correia // IEEE Transactions on vehicular technology. – 2000. – Vol. 49. – № 4. – P. 1294-1302. – DOI 10.1109/25.875245.
 47. Choudhury, B. A refined ray tracing approach for wireless communications inside underground mines and metrorail tunnels / B. Choudhury, R. M. Jha // 2011 IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC), Kolkata, India, 18-22 Dec. 2011. – DOI 10.1109/AEMC.2011.6256847.
 48. Kanatas, A. G. A UTD propagation model in urban microcellular environments / A. G. Kanatas, I. D. Kountouris, G. B. Kostaras, P. Constantinou // IEEE Transactions on vehicular technology. – 1997. – Vol. 46. – № 1. – P. 185-193. – DOI 10.1109/25.554751.
 49. O'Brien, W. M. An efficient implementation of a three-dimensional microcell propagation tool for indoor and outdoor urban environments / W. M. O'Brien, E. M. Kenny, P. J. Cullen // IEEE Transactions on vehicular technology. – 2000. – Vol. 49. – № 2. – P. 622-630. – DOI 10.1109/25.832994.
 50. Sanchez, M. G. Microcellular propagation modeling including antenna pattern and polarization / M. G. Sanchez, L. de Haro Ariet, A. G. Pino, M. C. Ramon // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1995 Digest, Newport Beach, CA, USA, 18 - 23 June 1995. – 1995. – P. 512-515. –

DOI 10.1109/APS.1995.530070.

51. Liu, C. G. Modeling radio wave propagation in tunnels with ray-tracing method / C. G. Liu, E. T. Zhang, Z. P. Wu, B. Zhang // 2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Gothenburg, Sweden, 8-12 April 2013. – 2013. – P. 2317-2321.
52. McKown, J. W. Ray tracing as a design tool for radio networks / J. W. McKown, R. L. Hamilton, Jr // IEEE Network Magazine, November 1991. – 1991. – P. 27-30.
53. Lawton, M. C. The application of a deterministic ray launching algorithm for the prediction of radio channel characteristics in small-cell environments / M. C. Lawton, J. P. McGeehan // IEEE Transactions on vehicular technology. – 1994. – Vol. 43. – № 4. – P. 955-969. – DOI 10.1109/25.330158.
54. Wu, M. Wireless channel modeling in underground mines with roughness in industrial internet / M. Wu, Y. Ma, J. Cheng // 2019 IEEE 2nd International Conference on Computer and Communication Engineering Technology - CCET. – 2019. – P. 198-202. – DOI 10.1109/CCET48361.2019.8989297.
55. Ling, H. Shooting and bouncing rays: calculating the RCS of an arbitrary shaped cavity / H. Ling, R. C. Chou, S. W. Lee // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1989. – Vol. 37. – № 2. – P. 194-205. – DOI 10.1109/8.18706.
56. Seidel, S. Y. A ray tracing technique to predict path loss and delay spread inside buildings / S. Y. Seidel, T. S. Rappaport // GLOBECOM '92 - Communications for Global Users: IEEE, Orlando, FL, USA, 6-9 Dec. 1992. – 1992. – P. 649-653. – DOI 10.1109/GLOCOM.1992.276436.
57. Alves, F. A. Efficient ray-tracing method for indoor propagation prediction / F. A. Alves, M. R. M. L. De Albuquerque, S. G. Da Silva, A. G. d'Assuncao // SBMO/IEEE MTT-S International Conference on Microwave and Optoelectronics, Brasilia, Brazil, 25 - 25 July 2005. – 2005. – P. 435-438. – DOI 10.1109/IMOC.2005.1580037.
58. Sood, N. Enabling accurate propagation modeling of complex tunnel geometries with ray-tracing / N. Sood, C. D. Sarris // 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, San

- Diego, CA, USA, 9-14 July 2017. – 2017. – P. 1827-1828. – DOI 10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8072956.
59. Li, S. Measurement, simulation and modeling in the tunnel channel with human bodies at 6 GHz for 5G wireless communication system / S. Li, Y. Liu, L. Lin, W. Ji, Z. Zhu // 2018 12th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE), Hangzhou, China, 3-6 Dec. 2018. – DOI 10.1109/ISAPE.2018.8634137.
 60. Dama, Y. A. S. MIMO indoor propagation prediction using 3D shoot-and-bounce ray (SBR) tracing technique for 2.4 GHz and 5 GHz / Y. A. S. Dama, R. A. Abd-Alhameed, F. Salazar-Quinonez, D. Zhou, S. M. R. Jones, S. Gao // Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Rome, Italy, 11-15 April 2011. – 2011. – P. 1655-1658.
 61. Zhou, C. Modeling and measurement of radio propagation in tunnel environments / C. Zhou, R. Jacksha // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2017. – Vol. 16. – P. 1431-1434. – DOI 10.1109/LAWP.2016.2561903.
 62. Fujimori, K. Ray tracing analysis of propagation characteristics in tunnels including transmitting antenna / K. Fujimori, H. Arai // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1996 Digest, Baltimore, MD, USA, 21-26 July 1996. – P. 1222-1225. – DOI 10.1109/APS.1996.549816.
 63. Zhou, C. Ray tracing and modal methods for modeling radio propagation in tunnels with rough walls / C. Zhou // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2017. – Vol. 65. – № 5. – P. 2624-2634. – DOI 10.1109/TAP.2017.2677398.
 64. Shi, D. Site-specific wave propagation prediction with improved shooting and bouncing ray tracing method / D. Shi, J. J. Bi, Z. L. Tan, Y. G. Gao // 2015 1st URSI Atlantic Radio Science Conference (URSI AT-RASC), Gran Canaria, Spain, 16-24 May 2015. – DOI 10.1109/URSI-AT-RASC.2015.7303040.
 65. Teh, C. H. An accurate and efficient 3-D shooting-and-bouncing-polygon ray tracer for radio propagation modeling / C. H. Teh, B. K. Chung, E. H. Lim // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2018. – Vol. 66. – № 12. – P. 7244-7254. – DOI 10.1109/TAP.2018.2874519.

66. Taflove, A. Computational electrodynamics: the finite-difference time-domain method, 3rd ed. / A. Taflove, S. C. Hagness. – Norwood, MA, USA: Artech House. – 2005.
67. Jin, J. M. The finite element method in electromagnetics, 2nd ed. / J. M. Jin. – New York, NY, USA: Wiley. – 2002. – DOI 10.1002/9780470874257.CH9.
68. Harrington, R. F. Field computation by moment methods / R. F. Harrington. – New York, NY, USA: Wiley. – 1993. – 240 p.
69. Dockery, G. D. Modeling electromagnetic wave propagation in the troposphere using the parabolic equation / G. D. Dockery // IEEE Trans. Antennas Propag. – 1988. – Vol. 36. – № 10. – P. 1464-1470. – DOI 10.1109/8.8634.
70. Barrios, A. E. Parabolic equation modeling in horizontally inhomogeneous environments / A. E. Barrios // IEEE Trans. Antennas Propag. – 1992. – Vol. 40. – № 7. – P. 791-797. – DOI 10.1109/8.155744.
71. Barrios, A. E. A terrain parabolic equation model for propagation in the troposphere / A. E. Barrios // IEEE Trans. Antennas Propag. – 1994. – Vol. 42. – № 1. – P. 90-98. – DOI 10.1109/8.272306.
72. Yun, Z. Ray tracing for radio propagation modeling: principles and applications / Z. Yun, M. F. Iskander // IEEE Access. – 2015. – Vol. 3. – P. 1089-1100. – DOI 10.1109/ACCESS.2015.2453991.
73. Catedra, M. F. Efficient ray-tracing techniques for three-dimensional analyses of propagation in mobile communications: application to picocell and microcell scenarios applications / M. F. Catedra, J. Perez, F. S. de Adana, O. Gutierrez // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 1998. – Vol. 40. – № 2. – P. 15-28. – DOI 10.1109/74.683539.
74. Durgin, G. Improved 3D ray launching method for wireless propagation prediction / G. Durgin, N. Patwari, T. S. Rappaport // Electron. Lett. – 1997. – № 33(16). – P. 1412-1413. – DOI 10.1049/el:19970928.
75. Yun, Z. A fast indoor/outdoor ray tracing procedure using combined uniform rectangular and unstructured triangular grids / Z. Yun, M. F. Iskander, Z. Zhang // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Transmitting

- Waves of Progress to the Next Millennium, Salt Lake City, UT, USA, 16-21 July 2000. – P. 1134-1137. – DOI 10.1109/APS.2000.875422.
76. Yun, Z. A ray-tracing method based on the triangular grid approach and application to propagation prediction in urban environments / Z. Yun, Z. Zhang, M. F. Iskander // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2002. – Vol. 50. – № 5. – P. 750-758. – DOI 10.1109/TAP.2002.1011243.
 77. Iskander, M. F. Outdoor/indoor propagation modeling for wireless communications systems / M. F. Iskander, Z. Yun, Z. Zhang // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 2001 Digest, Boston, MA, USA, 8-13 July 2001. – P. 150-153. – DOI 10.1109/APS.2001.959643.
 78. Yun, Z. Fast ray tracing procedure using space division with uniform rectangular grid / Z. Yun, M. F. Iskander, Z. Zhang // Electron. Lett. – 2000. – Vol. 36. – № 10. – P. 895-897. – DOI 10.1049/el:20000653.
 79. Iskander, M. F. Propagation prediction models for wireless communication systems / M. F. Iskander, Z. Yun // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 2002. – Vol. 50. – № 3. – P. 662-673. – DOI 10.1109/22.989951.
 80. Zhang, Z. Ray tracing method for propagation models in wireless communication systems / Z. Zhang, Z. Yun, M. F. Iskander // Electron. Lett. – 2000. – Vol. 36. – № 5. – P. 464-465, Mar. 2000. – DOI 10.1049/el:20000345.
 81. Fortune, S. F. WISE design of indoor wireless systems: practical computation and optimization / S. F. Fortune, D. M. Gay, B. W. Kernighan, O. Landron, R. A. Valenzuela, M. H. Wright // IEEE Comput. Sci. Eng. – 1995. – Vol. 2. – № 1. – P. 58-68. – DOI 10.1109/99.372944.
 82. Kreuzgruber, P. A ray splitting model for indoor radio propagation associated with complex geometries / P. Kreuzgruber, P. Unterberger, R. Gahleitner // IEEE 43rd Vehicular Technology Conference, Secaucus, NJ, USA, 18-20 May 1993. – DOI 10.1109/VETEC.1993.507050.
 83. Kreuzgruber, P. Prediction of indoor radio propagation with the ray splitting model including edge diffraction and rough surfaces / P. Kreuzgruber, T. Brundl, W. Kuran, R. Gahleitner // Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference (VTC),

- Stockholm, Sweden, 8-10 June 1994. – P. 878-882. – DOI 10.1109/VETEC.1994.345216.
84. Liu, Y. J. An efficient method of time-domain ray tracing based on the deterministic splitting method of ray tubes / Y. J. Liu, W. Dong, Y. R. Zhang, C. Wei // 2008 Asia-Pacific Microwave Conference, Hong Kong, China, 16-20 Dec. 2008. – DOI 10.1109/APMC.2008.4958502.
 85. Xue, M. A novel ray tracing method for predicting indoor channel characteristics map / M. Xue, S. Qin-jian, Y. Fu-rong, L. Yuan-jian // 2014 3rd Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation, Harbin, China, 26-29 July 2014. – P. 661-662. – DOI 10.1109/APCAP.2014.6992582.
 86. Saeidi, C. New tube-based shooting and bouncing ray tracing method / C. Saeidi, F. Hodjatkashani, A. Fard // The 2009 International Conference on Advanced Technologies for Communications, Hai Phong, Vietnam, 12-14 Oct. 2009. – P. 269-273. – DOI 10.1109/ATC.2009.5349441.
 87. Mohtashami, V. A new ray tracing acceleration technique based on decomposition of wavefronts / V. Mohtashami, A. A. Shishegar // 2008 Asia-Pacific Microwave Conference, Hong Kong, China, 16-20 Dec. 2008. – DOI 10.1109/APMC.2008.4958488.
 88. Asadi, Z. Adaptive supersampling in shooting and bouncing ray method for efficient and accurate scattering prediction of electrically large objects / Z. Asadi, V. Mohtashami // 2016 24th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE). – P. 1449-1453. – DOI 10.1109/IranianCEE.2016.7585749.
 89. Mohtashami, V. Application of wavefront decomposition to ray tube tracing / V. Mohtashami, A. A. Shishegar // 2009 First Conference on Millimeter-Wave and Terahertz Technologies (MMWaTT), Tehran, Iran, 29-31 Dec. 2009. – P. 5-9. – DOI 10.1109/MMWATT.2009.5450465.
 90. Mohtashami, V. Effects of geometrical uncertainties on ray tracing results for site-specific indoor propagation modeling / V. Mohtashami, A. A. Shishegar // 2013 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC), Turin, Italy, 9-13 Sept. 2013. –

DOI 10.1109/APWC.2013.6624914.

91. Mohtashami, V. Efficient and reliable ray tracing, some challenges and proposed solutions / V. Mohtashami, A. A. Shishegar // The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014), Hague, Netherlands, 6-11 April 2014. – P. 1589-1592. DOI 10.1109/EuCAP.2014.6902089.
92. Mohtashami, V. Inaccurate path correction in ray tracing using ray expansion method / V. Mohtashami, A. A. Shishegar // 2010 IEEE 21st International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications, Istanbul, Turkey, 26-30 Sept. 2010. – P. 324-328. – DOI 10.1109/PIMRC.2010.5671852.
93. Taygur, M. M. A bidirectional ray-tracing method for antenna coupling evaluation based on the reciprocity theorem / M. M. Taygur, I. O. Sukharevsky, T. F. Eibert // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2018. – Vol. 66. – № 12. – P. 6654-6664. – DOI 10.1109/TAP.2018.2876680.
94. Taygur, M. M. Computation of antenna transfer functions with a bidirectional ray-tracing algorithm utilizing antenna reciprocity / M. M. Taygur, I. O. Sukharevsky, T. F. Eibert // 2018 2nd URSI Atlantic Radio Science Meeting (AT-RASC), Gran Canaria, 28 May–1 June 2018. – DOI 10.23919/URSI-AT-RASC.2018.8471651.
95. Taygur, M. M. A ray-tracing algorithm based on the computation of (exact) ray paths with bidirectional ray-tracing / M. M. Taygur, T. F. Eibert // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2020. – Vol. 68. – № 8. – P. 6277-6286. – DOI 10.1109/TAP.2020.2983775.
96. Feng, Y. Efficient ray-tracing model for propagation prediction for microcellular wireless communication systems / Y. Feng, L. Guo, P. Wang, Z. Liu // International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE) 2012, Xi'an, China, 22-26 Oct. 2012. – P. 432-435. – DOI 10.1109/ISAPE.2012.6408798.
97. Agelet, F. A. Efficient ray-tracing acceleration techniques for radio propagation modeling / F. A. Agelet, A. Formella, J. M. H. Rábanos, F. I. de Vicente, F. P. Fontan // IEEE Transactions on vehicular technology. – 2000. – Vol. 49. – № 6. – P. 2089-2104. – DOI 10.1109/25.901880.
98. Alwajeih, T. A high-speed 2.5D ray-tracing propagation model for microcellular

- systems, application: smart cities / T. Alwajeeh, P. Combeau, R. Vauzelle, A. Bounceur // 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Paris, France, 19-24 March 2017. – P. 3515-3519. – DOI 10.23919/EuCAP.2017.7928760.
99. Saeidi, C. Efficient geometrical environment preprocessing technique for ray tracing propagation model / C. Saeidi, F. Hodjatkashani, A. Fard // 2009 IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Tokyo, Japan, 13 - 16 Sept. 2009. – P. 1083-1087. – DOI 10.1109/PIMRC.2009.5449997.
 100. Wahl, R. Dominant path prediction model for urban scenarios / R. Wahl, G. Wolfle, P. Wertz, P. Wildbolz, F. Landstorfer // IST Mobile and Wireless Communications Summit, Dresden, Germany, 9-23 June 2005.
 101. Wolfle, G. Dominant paths for the field strength prediction / G. Wolfle, F. M. Landstorfer // VTC '98. 48th IEEE Vehicular Technology Conference. Pathway to Global Wireless Revolution (Cat. No.98CH36151), Ottawa, ON, Canada, 21-21 May 1998. – P. 552-556. – DOI 10.1109/VETEC.1998.686635.
 102. Chen, S. H. An SBR/Image approach to indoor radio propagation modeling / S. H. Chen, S. K. Jeng // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1995 Digest, Newport Beach, CA, USA, 18-23 June 1995. – P. 1952-1955. – DOI 10.1109/APS.1995.530974.
 103. Chen, S. H. An SBR/Image approach for radio wave propagation in indoor environments with metallic furniture / S. H. Chen, S. K. Jeng // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1997. – Vol. 45. – № 1. – P. 98-106. – DOI 10.1109/8.554246.
 104. Chen, S. H. SBR/Image approach for radio wave propagation in furnished environments / S. H. Chen, S. K. Jeng // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1996 Digest, Baltimore, MD, USA, 21-26 July 1996. – P. 453-456. – DOI 10.1109/APS.1996.549635.
 105. Fu-rong, Y. Study on the propagation characteristics of radio wave in tunnels by the method of SBR/Image / Y. Fu-rong, S. Dan, C. Feng, L. Yuan-jian // 2014 3rd

- Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation, Harbin, China, 26-29 July 2014. – P. 706-709. – DOI 10.1109/APCAP.2014.6992594.
106. Tan, S. Y. A microcellular communications propagation model based on the uniform theory of diffraction and multiple image theory / S. Y. Tan , H. S. Tan // IEEE Trans. Antennas Propag. – 1996. – Vol. 44. – № 10. – P. 1317-1326. – DOI 10.1109/8.537325.
 107. Zheng, Y. Correction of radio wave propagation prediction model based on improved seagull algorithm in tunnel environment / Y. Zheng, R. Yan, Y. Liu // IEEE Access. – 2021. – Vol. 9. – P. 149569-149581. – DOI 10.1109/ACCESS.2021.3122300.
 108. Acrylic Suite. Keep WiFi Simple [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.acrylicwifi.com> (дата обращения 28.08.25).
 109. AirScout Live PRO [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.tempocom.com/products/airscout-live-pro> (дата обращения: 28.08.25).
 110. Homedale. Wi-Fi/WLAN monitor [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.the-sz.com/products/homedale> (дата обращения: 28.08.25).
 111. Wi-Fi scanner. Easy to use tool to scan for and analyze wireless networks [Электронный ресурс]. – URL: <https://lizardsystems.com/WiFi-scanner> (дата обращения: 28.08.25).
 112. WirelessNetView v1.75 – Wireless Network Monitoring Tool [Электронный ресурс]. – URL: http://www.nirsoft.net/utils/wireless_network_view.html (дата обращения: 28.08.25).
 113. Wi-Fi Heatmap Software [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.ekahau.com/solutions/wi-fi-heatmaps> (дата обращения: 28.08.25).
 114. NetSpot. Network planning and wi-fi site survey [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.netspotapp.com> (дата обращения: 28.08.25).
 115. Банков, С. Е. Электродинамическое моделирование антенных и СВЧ структур с использованием FEKO / С. Е. Банков, А. Н. Грибанов, А. А. Курушин. – М.: One-Book. – 2013. – 423 стр.
 116. Wireless InSite: 3D wireless prediction software [Электронный ресурс]. – URL:

- <https://www.remcom.com/wireless-insite-em-propagation-software> (дата обращения: 28.08.25).
117. Программа радиочастотного моделирования TamoGraph Site Survey [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.tamos.ru/products/wifi-site-survey/> (дата обращения: 28.08.25).
 118. Примеры использования Matlab для расчета распространения радиоволн [Электронный ресурс]. – URL: https://www.mathworks.com/help/comm/propagation-and-channel-models.html?s_tid=CRUX_lftnav (дата обращения: 28.08.25).
 119. Choi, H. WiThRay: a versatile ray-tracing simulator for smart wireless environments / H. Choi, J. Oh, J. Chung, G. C. Alexandropoulos, J. Choi // IEEE Access. – 2023. – Vol. 11. – P. 56822-56845. – DOI 10.1109/ACCESS.2023.3283610.
 120. Ваганова, А. А. Система автоматизированного проектирования радиочастотного планирования зон покрытия беспроводных систем связи в среде Mathcad / А. А. Ваганова, А. И. Панычев, Н. Н. Кисель // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции, посвященной 70-летию кафедры радиофизики ВГУ (г. Воронеж, 18–20 апреля 2023 г.): в 5 т. – Воронежский государственный университет; АО «Концерн “Созвездие”». – Воронеж: Издательский дом ВГУ. – 2023. – Т. 4. – С. 277-284.
 121. Архипкин, А. Система планирования радиосвязи на базе цифровых карт местности / А. Архипкин, А. Кириленко, А. Корнилов // Беспроводные технологии. – 2007. – № 7. – С. 54-57.
 122. Кузнецова, Н. М. Модель многолучевого распространения сигнала в задачах частотно-территориального планирования сетей сотовой связи / Н. М. Кузнецова // Вестник Ульяновского государственного технического университета. – 2007. – № 4 (40). – С. 58-61.
 123. RadioPlanner. Расчет и оптимизация зон покрытия [Электронный ресурс]. – URL: <https://www.ctt-group.ru/radioplanner> (дата обращения: 05.10.25).
 124. Весник, М. В. Детерминированная теория распространения радиоволн в условиях городской застройки / М. В. Весник // Излучение и рассеяние

- электромагнитных волн: Труды Междунар. научн. конф. «Излучение и рассеяние электромагнитных волн – ИРЭМВ-2015». – Ростов-на-Дону: Изд-во ЮФУ. – 2015. – 513 с. – С. 378-383.
125. Пермяков, В. А. Методы расчета распространения радиоволн в городе (обзор) / В. А. Пермяков, М. А. Жексенов // Излучение и рассеяние электромагнитных волн: Труды Междунар. научн. конф. «Излучение и рассеяние электромагнитных волн – ИРЭМВ-2009» . – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ. – 2009. – 634 с. – С. 36-40.
126. Барабашов, Б. Г. Расчет многолучевой структуры поля УКВ в городе / Б. Г. Барабашов, Ю. В. Дроган, О. Ю. Пелевин // Известия вузов. Северо-Кавказский регион. Естественные науки. – 2009. – № 4. – С. 42-44.
127. Банков, С. Е. Расчет и моделирование распространения радиоволн в городской среде и пересеченной местности с помощью программы Wireless InSite / С. Е. Банков, А. А. Курушин // EDA Express. – 2004. – № 9. – С. 35-39.
128. Chung, H. K. Rang-dependent path-loss model in residential areas for the VHF and UHF bands / H. K. Chung, H. L. Bertony // IEEE Trans. on Anten. and Propag. – 2002. – Vol. 50. – № 1. – P. 1-11. – DOI 10.1109/8.992555.
129. Пономарев, Г. А. Распространение УКВ в городе / Г. А. Пономарев, А. Н. Куликов, Е. Д. Тельпуховский // Томск: МП «Раско». – 1991. – 222 с.
130. Lim, S. Y. Towards a comprehensive ray-tracing modeling of an urban city with open-trench drains for mobile communications / S. Y. Lim, Q. P. Soo, A. Adam, D. W. G. Lim, Z. Yun, M. F. Iskander // IEEE Access. – 2017. – Vol. 5. – P. 2300 - 2307. DOI 10.1109/ACCESS.2017.2666882.
131. Samimi, M. K. 3-D millimeter-wave statistical channel model for 5G wireless system design / M. K. Samimi, T. S. Rappaport // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2016. – Vol. 64. – № 7. – P. 2207 – 2225. – DOI 10.1109/TMTT.2016.2574851.
132. Новиков, А. А. Исследование процессов распространения радиоволн в условиях городской застройки / А. А. Новиков, К. С. Сычев, М. С. Михайлов // Современная электродинамика. – ИТПЭ РАН. – 2024. – № 3 (11) . – С. 4-11. – DOI 10.24412/2949-0553-2024-311-04-11.

133. Львович, Я. Е. Исследование метода трассировки лучей при проектировании беспроводных систем связи / Я. Е. Львович, И. Я. Львович, А. П. Преображенский, С. О. Головинов // Информационные технологии. – 2011. – № 8. – С. 40-42.
134. Львович, Я. Е. Исследование метода трассировки лучей для проектирования беспроводных систем связи / Я. Е. Львович, И. Я. Львович, А. П. Преображенский, С. О. Головинов // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2012. – Т. 17. – № 1. – С. 32-35.
135. Шапаев, А. В. Распространение радиоволн в городских условиях / А. В. Шапаев, О. Ю. Клишина // Вестник Воронежского института высоких технологий. – 2018. – № 12(3). – С.14-18.
136. Шапаев, А. В. Оценка степени затухания сигналов мобильной связи в городских условиях / А. В. Шапаев, О. Ю. Клишина // Вестник Воронежского института высоких технологий. – 2018. – № 12(3). – С.19-21.
137. El-Sallabi, H. M. Radio wave propagation in perpendicular streets of urban street grid for microcellular communications / H. M. El-Sallabi, P. Vainikainen // Progress In Electromagnetics Research, PIER 40. – 2003. – P. 229–254. – DOI 10.2528/PIER02112502.
138. Дымов, А. В. Моделирование распространения УКВ радиоволн в условиях города с учётом рельефа подстилающей поверхности: дис. ... канд. физ.-мат. наук: 05.13.18 / Дымов Андрей Владимирович. – Ярославль, 2010. – 138 с.
139. Дымов, А. В. Ослабление сигнала в области тени, создаваемой рельефом местности, в городских условиях / А. В. Дымов, Р. Ю. Козлов, В. А. Тимофеев // Телекоммуникации. – 2006. – №9. – С. 2-6.
140. Дымов, А. В. Математическое обоснование одного численного эксперимента / А. В. Дымов, П. Н. Нестеров // Моделирование и анализ информационных систем. – 2009. – вып. 16. – №4. – С. 56–76.
141. Дымов, А. В. Моделирование распространения радиоволн в городских условиях методом Гюйгенса-Кирхгофа / А. В. Дымов, В. А. Тимофеев // Радиотехника. – 2008. – № 12. – С. 29-33.

142. Dimitriou, A. G. Theoretical findings and measurements on planning a UHF RFID system inside a room / A. G. Dimitriou, A. Bletsas, N. Bessis, A. C. Polycarpou, G. N. Sahalos // *Radioengineering*. – 2011. – Vol. 20. – № 2. – P. 387-397.
143. Lay, Z. Intelligent ray launching algorithm for indoor scenarios / Z. Lay, G. De La Roche, N. Bessis, P. Kuonen, G. Clapworthe, D. Zhou, G. Zhang // *Radioengineering*. – 2011. – Vol. 20. – № 2. – P. 398-408.
144. Maltsev, A. Statistical channel model for 60 GHz WLAN systems in conference room environment / A. Maltsev, R. Maslennikov, A. Lomayev, A. Sevastyanov, A. Khoryaev // *Radioengineering*. – 2011. – Vol. 20. – № 2. – P. 409-422.
145. Стрельницкий, А. А. Теория и практика построения радиоканалов локальных беспроводных сетей с заданным качеством передачи информации / А. А. Стрельницкий, А. Е. Стрельницкий, А. И. Цопа, В. М. Шокало // 18th Int. Crimean Conference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2008), 8-12 September 2008, Sevastopol, Crimea, Ukraine. – P. 3-9.
146. Авдеев, В. Б. Расчет и анализ многокомпонентного состава поля радиоволн на трассах распространения внутри зданий / В. Б. Авдеев, А. Н. Катруша // *Антенны*. – 2007. – Вып. 4 (119). – С. 6-11.
147. Madej, P. 3D wireless networks simulator – visualization of radio frequency propagation for WLANs / P. Madej // *Dissertation. Univ. of Dublin, Trinity College*. – 2006.
148. Гуреев, А. В. Волноводная модель беспроводных каналов связи внутри зданий / А. В. Гуреев, В. А. Кустов // *Электронный журнал «Исследовано в России»*. – 2002. – № 2. – С. 1519-1536.
149. Torres, R. P. CINDOOR: An engineering tool for planning and design of wireless system in enclosed spaces / R. P. Torres // *Antennas and Propagation Magazine*. – 1999. – Vol. 41. – № 4. – P. 11-21. – DOI 10.1109/74.789733.
150. Arikawa, S. A simplified MIMO channel characteristics evaluation scheme based on ray tracing and its application to indoor radio systems / S. Arikawa, Y. Karasawa // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. – 2014. – Vol. 13. – P. 1737-1740. – DOI 10.1109/LAWP.2014.2353663.

151. Hrovat, A. A survey of radio propagation modeling for tunnels / A. Hrovat, G. Kandus, T. Javornik // IEEE Communications Surveys & Tutorials. – 2013. – Vol. 16. – № 2. – P. 658 - 669. – DOI 10.1109/SURV.2013.091213.00175.
152. Müller, M. K. Analyzing wireless indoor communications by blockage models / M. K. Müller, M. Taranetz, M. Rupp // IEEE Access. – 2016. – Vol. 5. – P. 2172 - 2186. – DOI 10.1109/ACCESS.2016.2645284.
153. Alhamoud, A. Empirical investigation of the effect of the door's state on received signal strength in indoor environments at 2.4 GHz / A. Alhamoud, M. Kreger, H. Afifi, C. Gottron, D. Burgstahler, F. Englert, D. Böhnstedt, R. Steinmetz // 2014 IEEE 39th Conference on Local Computer Networks Workshops (LCN Workshops), 8-11 Sept. 2014. – DOI 10.1109/LCNW.2014.6927716.
154. Zhang, N. Dynamic channel modeling for an indoor scenario at 23.5 GHz / N. Zhang, J. Dou, L. Tian, X. Yuan, X. Yang, S. Mei, H. Wang // IEEE Access. – 2015. – Vol. 3. – P. 2950-2958. – DOI 10.1109/ACCESS.2015.2510363.
155. Maccartney, G. R. Indoor office wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models at 28 and 73 GHz for Ultra-Dense 5G Wireless Networks / G. R. Maccartney, T. S. Rappaport, S. Sun, S. Deng // IEEE Access. – 2015. – Vol. 3. – P. 2388-2424. – DOI 10.1109/ACCESS.2015.2486778.
156. Venugopal, K. Millimeter wave networked wearables in dense indoor environments / K. Venugopal, R. W. Heath // IEEE Access. – 2016. – Vol. 4. – P. 1205-1221. – DOI 10.1109/ACCESS.2016.2542478.
157. Muirhead, D. Insights and approaches for low-complexity 5G small-cell base-station design for indoor dense networks / D. Muirhead, M. A. Imran, K. Arshad // IEEE Access. – 2015. – Vol. 3. – P. 1562-1572. – DOI 10.1109/ACCESS.2015.2473661.
158. Wölfle, G. Dominant path prediction model for indoor scenarios / G. Wölfle, R. Wahl, P. Wertz, P. Wildbolz, F. Landstorfer // German Microwave Conference (GeMiC 2005), Ulm (Germany), April 2005. – P. 176-179.
159. Рыженин, П. С. Моделирование распространения радиоволн внутри помещения [Электронный ресурс] / П. С. Рыженин // Моделирование, оптимизация и информационные технологии. – 2016. – № 4(2). –

URL: https://moit.vivt.ru/wp-content/uploads/2016/06/Rizhenin_2_16_1.pdf (дата обращения: 28.08.25)

160. Чопоров, О. Н. Анализ затухания радиоволн беспроводной связи внутри зданий на основе сравнения теоретических и экспериментальных данных / О. Н. Чопоров, А. П. Преображенский, А. А. Хромых // Информация и безопасность. – 2013. – Т. 16. – № 4. – С. 584- 587.
161. Андреев, П. Г. Моделирование распространения электромагнитных волн в помещении прямоугольной формы с учетом влияния местных предметов / П. Г. Андреев, А. Н. Якимов, В. В. Князева // Сборник докладов 2-й Всероссийской Микроволновой конференции (Москва, 26-28 ноября 2014 г.). – М.: Изд-во JRE-ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. – 2014. – С. 244-248.
162. Алексеенко, М. Г. Анализ городских радиотрасс и обоснование требований к характеристикам антенн базовых станций систем сотовой связи: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.07 / Алексеенко Максим Геннадьевич. – М., 2004. – 188 с.
163. Маслов, М. Ю. Исследование электромагнитных полей в помещениях для целей электромагнитной и информационной безопасности: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.07 / Маслов Михаил Юрьевич. – Самара, 2003. – 244 с.
164. Короленков, А. В. Исследование влияния условий города на эффективность и направленные свойства приемных антенн декаметрового диапазона, расположенных внутри зданий: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.12.07 / Короленков Александр Викторович. – М.: Моск. техн. ун-т связи и информатики, 1995. – 19 с.
165. Шмаков, Д. Б. Оценка качества сотовой связи и эффективности использования радиочастотного спектра в Томской области: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.07 / Шмаков Дмитрий Борисович. – Томск: ТУСУР, 2019. – 149 с.
166. Аунг Мьинт Эй. Исследование распространения радиоволн и разработка модели затухания для помещений сложной формы: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.13 / Аунг Мьинт Эй. – М., 2008. – 145 с.
167. Чжо Чжо Ньян Лин. Разработка гибридной модели распространения радиоволн внутри помещений с учетом затенения фиксированными и подвижными

- объектами: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.13 / Чжо Чжо Ньян Лин. – М., 2011. – 143 с.
168. Тхурайн Тун. Методы повышения эффективности передачи информации по беспроводным каналам связи внутри зданий: дис. ... канд. техн. наук: 05.13.01 / Тхурайн Тун. – М., 2018. – 105 с.
169. Гуреев, А. В. Влияние многолучёвости распространения радиоволн на характеристики широкополосных беспроводных систем внутри зданий / А. В. Гуреев, И. А. Гуреев, Ю. М. Павлюк, Тхурайн Тун. // Электронные информационные системы. – 2017. – №4 (15). – С.17-24.
170. Гуреев, А. В. Особенности расчёта зон обслуживания беспроводных сетей внутри зданий / А. В. Гуреев, А. А. Балабанов, И. А. Гуреев, Тхурайн Тун. // Электронные Информационные Системы. – 2017. – №4(15). – С.33-40.
171. Михайлова, А. Ю. Исследование распространения дециметровых волн в зонах со сложным рельефом на основе статистических моделей / А. Ю. Михайлова, А. П. Борисов // Ползуновский альманах. – 2015. – №1. – С. 137-141.
172. Свистунов, А. С. Эмпирические модели распространения радиоволн для анализа внутрисистемной электромагнитной совместимости и безопасности сетей сотовой связи с микросотовой структурой / А. С. Свистунов // Журн. Белорус. гос. ун-та. Физика. – 2018. – № 2. – С. 107–116.
173. Зикратов, И. А. Оптимизация зоны покрытия сети сотовой связи на основе математического программирования / И. А. Зикратов, Ф. Н. Шаго, А. В. Гуртов, И. И. Иванинская // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. – 2015. – Т. 15. – № 2. – С. 313-321.
174. Михайлов, П. А. Разработка системы частотно-территориального планирования сетей подвижной и фиксированной радиосвязи на базе геоинформационных технологий: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.17 / Михайлов Павел Анатольевич. – СПб., 1999. – 205 с.
175. Выборнов, О. В. Прогнозирование уровня сигнала в городе с неравномерной и разновысотной застройкой для сетей сотовой связи стандарта CDMA /

- О. В. Выборнов, С. В. Козлов, Е. А. Спирина, Е. А. Петрова, Е. В. Ларин // Нелинейный мир. – 2013. – Т. 11. – № 3. – С. 180-185.
176. Володин, Д. В. Оптимальное частотное планирование сетей прямой УКВ радиосвязи с многостанционным доступом и частотным разделением каналов / Д. В. Володин, В. В. Соловьев // Радиотехника. – 2007. – № 7. – С. 66-70.
177. Егоров, Л. Л. Алгоритмы расчета зон покрытия базовых станций сотовой связи / Л. Л. Егоров, В. А. Кологривов, С. В. Мелихов // Доклады ТУСУРа. – 2009. – №1(19). – часть 1. – С. 15-20.
178. Щербатых, С. С. Разработка алгоритма оптимизации покрытия беспроводных систем связи / С. С. Щербатых, И. Я. Львович, А. П. Преображенский, О. Н. Чопоров // В сборнике: Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций "РТ-2015" Материалы 11-ой международной молодежной научно-технической конференции. Севастоп. гос. ун-т; под ред. А. А. Савочкина. – 2015. – С. 78-79.
179. Ваганова, А. А. Детерминированно-статистический подход к оценке канальной матрицы системы ММО / А. А. Ваганова, Н. Н. Кисель, А. И. Паньчев // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2018. – № 3 (197). – С. 124-135. – DOI 10.23683/2311-3103-2018-3-124-135.
180. Паньчев, А. И. Трехмерная трассировка сигналов локальной беспроводной сети связи между помещениями / А. И. Паньчев, А. А. Ваганова // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КРЫМИКО'2015): Материалы докладов 25-й Международной Крымской конференции. В 2-х томах. Севастополь, 6 - 12 сентября 2015 года. – Севастополь: Севастопольский государственный университет. – 2015. – Т. 1. – С. 211-212.
181. Паньчев, А. И. Анализ многолучевой структуры электромагнитного поля в помещении с группой препятствий / А. И. Паньчев, А. А. Ваганова // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2016. – № 3 (176). – С. 53-65.
182. Panychev, A. I. Modeling of ray refraction of WLAN signals on the structural elements of the building / A. I. Panychev, A. A. Vaganova // 2016 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2016: Proceedings.

- Moscow, 12 - 14 May 2016. – Moscow: IEEE. – 2016. – DOI 10.1109/SIBCON.2016.7491718.
183. Панычев, А. И. Оценка объемного распределения интенсивности проникающих в помещение сигналов WLAN / А. И. Панычев, А. А. Ваганова // 26-я международная крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КРЫМИКО'2016), Севастополь, 4 - 10 сентября 2016 года. – Севастополь: Севастопольский государственный университет. – 2016. – Т. 3. – С. 437-443.
 184. Ваганова, А. А. Оценка интенсивности радиоизлучения источника, расположенного за преградой / А. А. Ваганова, А. И. Панычев // Проблемы современной системотехники. Сборник научных статей, выпуск X. – Таганрог: изд-во Южного Федерального университета. – 2016. – С. 41 — 46.
 185. Панычев, А. И. Упрощенный расчет коэффициентов дифракции радиоволн внутри помещения / А. И. Панычев, А. А. Ваганова // Материалы Всероссийской научно-технической конференции с международным участием «Компьютерные и информационные технологии в науке, инженерии и управлении» (КомТех-2017). – Таганрог: изд-во Южного Федерального университета. – 2017. – С. 119 — 124.
 186. Панычев, А. И. Алгоритм трехмерной трассировки радиоволн локальной беспроводной сети / А. И. Панычев // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2012. – № 11(136). – С. 31-41.
 187. Панычев, А. И. Трехмерное моделирование зоны радиопокрытия WLAN в помещении / А. И. Панычев // Техника радиосвязи. – 2014. – Вып. 2 (22). – С. 23-32.
 188. Панычев, А. И. Трассировка многолучевого распространения радиоволн внутри зданий / А. И. Панычев // Вопросы специальной радиоэлектроники. Серия «Общие вопросы радиоэлектроники (ОВР)». Научн.-техн. сборник. – 2012. – Вып. 1. – С. 182-187.
 189. Панычев, А. И. Учет неровности поверхностей при анализе многолучевого распространения радиоволн в помещениях [Электронный ресурс] /

- А. И. Панычев, А. В. Максимов, А. А. Ваганова // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. – 2017. – № 10. – URL: <http://jre.cplire.ru/jre/oct17/4/text.pdf> (дата обращения 05.10.25).
190. Ваганова, А. А. Приближенный учет дифракции радиоволн в задачах расчета зоны покрытия беспроводной сети / А. А. Ваганова, А. И. Панычев // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2017. – № 5 (190). – С. 135-148. DOI 10.23683/2311-3103-2017-5-135-148.
191. Панычев, А.И. Распространение радиоволн в локальных системах связи: монография / А.И. Панычев, А.А. Ваганова, Н.Н. Кисель. – Ростов-на-Дону; Таганрог: Издательство Южного федерального университета. – 2024. – 184 с. DOI: 10.18522/801332835.
192. Умнов, А. Е. Аналитическая геометрия и линейная алгебра: учеб. пособие / А. Е. Умнов. – М.: МФТИ. – 2023.– 4-е изд., испр. и доп.– 544 с.
193. Панычев, А. И. Синтез лучевой траектории проникновения сигналов WLAN в смежные помещения / А. И. Панычев, И. В. Дубинская // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2013. – № 5(142). – С. 116-122.
194. Панычев, А. И. Синтез траектории лучевого преломления сигналов локальной беспроводной сети связи на элементах конструкций здания / А. И. Панычев, А. А. Ваганова // Излучение и рассеяние электромагнитных волн: Труды Междунар. научн. конф. «Излучение и рассеяние электромагнитных волн – ИРЭМВ-2015». – Ростов-на-Дону: Изд-во ЮФУ. – 2015. – 513 с. – С. 396-400.
195. Неронский, Л. Б. Микроволновая аппаратура дистанционного зондирования поверхности Земли и атмосферы. Радиолокаторы с синтезированной апертурой антенны. Учеб. пособие / Л. Б. Неронский, В. Ф. Михайлов, И. В. Брагин // СПбГУАП. СПб. – 1999. – Ч. 2. – 220 с.
196. Mathcad: Math Software for Engineering Calculations [Электронный ресурс]. – URL: www.mathcad.com (дата обращения: 28.08.25).
197. Панычев, А. И. Оценка величины элементов канальной матрицы системы ММО беспроводной связи внутри помещений / А. И. Панычев // Излучение и рассеяние электромагнитных волн: Труды Междунар. научн. конф. «Излучение и

- рассеяние электромагнитных волн – ИРЭМВ-2009». – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ. – 2009. – 634 с. – С. 416-420.
198. Stratis, G. Numerical calculation of diffraction coefficients of generic conducting and dielectric wedges using FDTD / G. Stratis, V. Anantha, A. Taflove // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1997. – Vol. 45. – № 10. – P. 1525-1529. – DOI 10.1109/8.633861.
 199. Deng, S. Indoor and outdoor 5G diffraction measurements and models at 10, 20, and 26 GHz / S. Deng, G. R. MacCartney, T. S. Rappaport // 2016 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), 4-8 Dec. 2016. – DOI 10.1109/GLOCOM.2016.7841898.
 200. Barratt, T. H. Measured and modelled corner diffraction at millimetre wave frequencies / T. H. Barratt, E. Mellios, P. Cain, A. R. Nix, M. A. Beach // 2016 IEEE 27th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC), 4-8 Sept. 2016. – DOI 10.1109/PIMRC.2016.7794755.
 201. Fuks, I. M. Backscattering from a statistically rough 2-D surface: diffraction corrections to geometrical optics cross sections / I. M. Fuks // Radio Science. – 2007. – Vol. 42. – № 6. – P. 1-11. – DOI 10.1029/2007RS003637.
 202. Kouyoumjian, R. G. The diffraction of an inhomogeneous plane wave by a wedge / R. G. Kouyoumjian, G. Manara, P. Nepa, B. J. E. Taute // Radio Science. – 1996. – Vol. 31. – № 6. – P. 1387-1397. – DOI 10.1029/96RS02192.
 203. Смирнов, В. И. Курс высшей математики в 5 томах / В. И. Смирнов. – М., Изд-во «Наука». – 1974. – Т.3. – ч. 2. – 672 с.
 204. Panychev, A. I. Approximate calculation of the diffraction coefficients in the analysis of WLAN coverage area / A. I. Panychev, A. A. Vaganova // 2017 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW): Conference Proceedings, Divnomorskoe, 26 – 30 June 2017. – Divnomorskoe, Russia: IEEE. – 2017. – DOI 10.1109/RSEMW.2017.8103638.
 205. Panychev, A. I. Efficient three-dimensional ray tracing and electromagnetic field intensity estimation algorithm for WLAN / A. I. Panychev, A. A. Vaganova // Proceedings of 2017 IEEE East-West Design and Test Symposium, EWDTS 2017,

- Serbia, Novi Sad, 29 Sept. - 2 Oct. 2017. – Novi Sad: IEEE. – 2017. – DOI 10.1109/EWDTS.2017.8110105.
206. Panychev, A. I. Estimation of the transmission coefficients of a MIMO system radio channel indoors / A. I. Panychev, A. A. Vaganova, N. N. Kisel // Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies, MWENT 2018: Proceedings, Moscow, 14-16 March 2018. – Moscow: IEEE. – 2018. DOI 10.1109/MWENT.2018.8337297.
207. Ваганова, А. А. Поиск и оценка преобладающих путей распространения радиолучей в помещении / А. А. Ваганова, Н. Н. Кисель, А. И. Паньчев // Проблемы современной системотехники. Выпуск XII. – 2018. – Таганрог. – С. 42-44.
208. Заболотский, В. П. Математические модели в управлении: Учеб.пособие / В. П. Заболотский, А. А. Оводенко, А. Г. Степанов. – СПб.: СПбГУАП. – 2001. – 196 с.
209. Нечипоренко, В. И. Структурный анализ систем (эффективность и надежность) / В. И. Нечипоренко. – М.: «Сов. радио». – 1977. – 216 с.
210. Левин, В. И. Структурно-логические методы исследования сложных систем с применением ЭВМ / В. И. Левин. – М.: «Наука», Гл. ред. физ.-мат. лит. – 1987. – 304 с.
211. McNaughton, R. A theorem about infinite-valued sentential logic / R. McNaughton // Journal of Symbolic Logic. – 1951. – Vol. 16. – №1. – P. 1–13.
212. Гинзбург, С. А. Математическая непрерывная логика и изображение функций / С. А. Гинзбург. – М., «Энергия». – 1968. – 136 с.
213. Беркович, Е. И. Непрерывнозначная логика в задачах микроэлектроники / Е. И. Беркович // Повышение конкурентоспособности радиоэлектронной аппаратуры. – Таллинн: Валгус. – 1988. – С. 165–201.
214. Левин, В. И. Логико-математические методы и их применения / В. И. Левин // Системы управления, связи и безопасности. – 2018. – № 2. – С. 213-244.
215. Левин, В. И. Бесконечнозначная логика в задачах кибернетики / В. И. Левин. – М.: Радио и связь. – 1982. – 176 с.
216. Худяков, А. В. Применение порядковой логики для представления данных и

- операций над ними / А. В. Худяков, В. И. Левин // Вестник УлГТУ. – № 3. – 2000. – С. 108-111.
217. Ваганова, А. А. Импортзамещающая программа моделирования многолучевого распространения радиоволн для учебных целей / А. А. Ваганова, А. И. Панычев, Н. Н. Кисель // Статья в сборнике «Инженер настоящего и будущего: практика и перспективы развития партнерства в высшем техническом образовании: материалы XIX Всероссийской научно-практической конференции с международным участием», в 2 т. – Южный федеральный университет. – Ростов-на-Дону; Таганрог: Издательство Южного федерального университета. – 2024. – Т.1. – С. 222-227.
218. Vaganova, A. A. Statistical account of the obstacle position in a MIMO system channel matrix indoors / A. A. Vaganova, N. N. Kisel, A. I. Panychev // Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies, MWENT 2020: Proceedings, Moscow, 11 - 13 March 2020. – Moscow: IEEE. – 2020. – DOI 10.1109/MWENT47943.2020.9067462.
219. Vaganova, A. A. The deterministic - statistical model of a MIMO system signal propagation indoors / A. A. Vaganova, A. I. Panychev, N. N. Kisel // Proceedings of 2018 IEEE East-West Design and Test Symposium, EWDTS 2018. Kazan, 14 - 17 Sept. 2018. – Kazan: IEEE. – 2018. – P. 378-383. DOI 10.1109/EWDTS.2018.8524603.
220. Vaganova, A. A. Simulation model of 5G coverage in urban areas / A. A. Vaganova, N. N. Kisel, A. I. Panychev // 2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW): Conference Proceedings, Divnomorskoe, 24 – 28 June 2019. – Divnomorskoe: IEEE. – 2019. DOI 10.1109/RSEMW.2019.8792791.
221. Vaganova, A. A. Developing an automated design system for radio frequency planning of wireless communication coverage in Mathcad environment / A. A. Vaganova, A. I. Panychev, N. N. Kisel // 2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), Divnomorskoe, 26-30 June 2023. – Divnomorskoe: IEEE. – 2023. – DOI 10.1109/RSEMW58451.2023.10202132.
222. Ваганова, А. А. Направленные и поляризационные свойства микрополосковой

- реконфигурируемой антенны, перестраиваемой по частоте и поляризации / А. А. Ваганова, Н. Н. Кисель, А. И. Панычев // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2021. – № 2 (219). – С. 74-83. – DOI 10.18522/2311-3103-2021-2-74-83.
223. Haupt, R. L. Reconfigurable antennas / R. L. Haupt, M. Lanagan. // IEEE Antennas Propag. Mag. – 2013. – Vol. 55(1). – P. 49–61. – DOI 10.1109/MAP.2013.6474484.
224. Hassan, M. M. Two element MIMO antenna with frequency reconfigurable characteristics utilizing RF MEMS for 5G applications / M. M. Hassan, Z. Zahid, A. A. Khan, I. Rashid, A. Rauf, M. Maqsood // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. – Issue 9: Massive MIMO Toward 5G. – 2020. – Vol. 34. – P. 1210-1224. – DOI 10.1080/09205071.2020.1765883.
225. Purisima, M. C. L. Frequency and pattern reconfigurable antennas for community cellular applications / M. C. L. Purisima, M. Salvador, S. G. P. Agustin, M. T. Cunanan // 2016 IEEE Region 10 Conference (TENCON), 22-25 Nov. 2016, Singapore. – DOI 10.1109/TENCON.2016.7848765.
226. Constantine, J. Reconfigurable antennas: design and applications / J. Constantine, Y. Tawk, S. E. Barbin // Proc. IEEE. – 2015. – Vol. 103(3). – P. 424-437. DOI 10.1109/JPROC.2015.2396000.
227. Wright, M. D. MEMS reconfigurable broadband patch antenna for conformal applications / M. D. Wright, W. Baron, J. Miller // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2018. – Vol. 66(6). – P. 2770-2778. – DOI 10.1109/TAP.2018.2819818.
228. Han, L. Compact frequency–reconfigurable slot antenna for wireless applications / L. Han, C. Wang, X. Chen // IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett. – 2016. – Vol. 15. – P. 1795-1798. – DOI 10.1109/LAWP.2016.2536778.
229. Rajagopalan, H. MEMS reconfigurable optimized E-shaped patch antenna design for cognitive radio / H. Rajagopalan, J. M. Kovitz, Y. Rahmat-Samii // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2014. – Vol. 62(3). – P. 1056-1064. – DOI 10.1109/TAP.2013.2292531.
230. Abdulraheem, Y. Design of frequency reconfigurable multiband compact antenna using two pin diodes for WLAN / WiMAX applications / Y. Abdulraheem, G. A. Oguntala, A. S. Abdullah // IET Microwaves, Antennas Propag. – 2017. –

- Vol. 11(8). – P. 1098-1105. – DOI 10.1049/iet-map.2016.0814.
231. Pandit, S. Compact frequency–reconfigurable MIMO antenna for microwave sensing applications in WLAN and WiMAX frequency bands / S. Pandit, A. Mohan, P. Ray // IEEE Sens Lett. – 2018. – 2(2). – P. 1-4. DOI 10.1109/LENS.2018.2822598.
 232. Zhao, X. A dual–band frequency reconfigurable MIMO patch–slot antenna based on reconfigurable microstrip feedline / X. Zhao, S. Riaz // IEEE Access. – 2018. – Vol. 6. – P. 41450-41457. – DOI 10.1109/ACCESS.2018.2858442.
 233. Hussain, R. 4–element concentric pentagonal slot–line–based ultra–wide tuning frequency reconfigurable MIMO antenna system / R. Hussain, M. S. Sharawi, A. Shamim // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2018. – Vol. 66(8). – P. 4282-4287.
 234. Hussain R. Design and analysis of a miniaturized meandered slot–line–based quad–band frequency agile MIMO antenna / R. Hussain, M. U. Khan, M. S. Sharawi // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2019. – Vol. 68(3). – P. 2410-2415. – DOI 10.1109/TAP.2019.2943685.
 235. Hussain, R. A cognitive radio reconfigurable MIMO and sensing antenna system / R. Hussain, M. S. Sharawi // IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett. – 2014. – Vol. 14. – P. 257-260. – DOI 10.1109/LAWP.2014.2361450.
 236. Borhani, M. Design of a reconfigurable miniaturized microstrip antenna for switchable multiband systems / M. Borhani, P. Rezaei, A. Valizade // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2016. – Vol. 15. – P. 822-825. – DOI 10.1109/LAWP.2015.2476363.
 237. Song, T. A polarization reconfigurable microstrip patch antenna using PIN diodes / T. Song, Y. Lee, D. Ga, J. Choi // Proceedings of APMC 2012, Kaohsiung, Taiwan, Dec. 4-7, 2012. – P. 616-618. – DOI 10.1109/APMC.2012.6421682.
 238. Lee, M. J. Polarization reconfigurable microstrip patch antenna with complementary split ring resonator (CSRR) / M. J. Lee, Y. Sung, S. H. Kim, Y. S. Kim // Proceedings of APMC 2012, Kaohsiung, Taiwan, Dec. 4-7, 2012. – P. 619-621. – DOI 10.1109/APMC.2012.6421683.
 239. Lee, S. W. A reconfigurable patch antenna with symmetrical structure for polarization diversity / S. W. Lee, Y. Sung, S. J. Lee, H. S. Yoon, H. J. Park // 2015 9th European

- Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 13-17 April 2015, Lisbon, Portugal.
240. Ji, L. Y. A wideband polarization reconfigurable antenna for WLAN applications / L. Y. Ji, P. Y. Qin, Y. J. Guo, G. Fu, R. Mittra // 2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 10-15 April 2016, Davos, Switzerland. – DOI 10.1109/EuCAP.2016.7481800.
 241. Pan, P. A wideband polarization reconfigurable antenna with six polarization states / P. Pan, B. Guan // 2018 12th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE), 3-6 Dec. 2018, Hangzhou, China. – DOI 10.1109/ISAPE.2018.8634224.
 242. Roseli, W. I. Polarization reconfigurable microstrip patch antenna for wireless communication applications / W. I. Roseli, N. H. Moktar, M. T. Ali // 2018 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Busan, Korea (South), 23-26 Oct. 2018.
 243. Qi, Ch. A quad-polarization reconfigurable omnidirectional antenna / Ch. Qi, Y. Cui, R. Li // 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, 8-13 July 2018, Boston, MA, USA. – DOI 10.1109/APUSNCURSINRSM.2018.8608619.
 244. McMichael, I. T. A mechanically reconfigurable patch antenna with polarization diversity / I. T. McMichael // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2018. – Vol. 17. – № 7. – P. 1186-1189. – DOI 10.1109/LAWP.2018.2837902.
 245. Ghosh, J. A compact polarization reconfigurable square slot antenna for WiMAX / J. Ghosh, Z. Eqbal, R. Varma // 2018 3rd International Conference on Microwave and Photonics (ICMAP 2018), 9-11 February, 2018. – DOI 10.1109/ICMAP.2018.8354574.
 246. Wong, H. LP and CP polarization reconfigurable antennas for modern wireless applications / H. Wong, W. Lin, X. Wang, M. Lu // 2017 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), 30 Oct.-2 Nov. 2017, Phuket, Thailand. – DOI 10.1109/ISANP.2017.8228976.
 247. Begum, H. A polarization-reconfigurable microstrip antenna design based on parasitic

- pin loading / H. Begum, X. Wang, M. Lu // 2017 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS), 15-18 Jan. 2017, Phoenix, AZ, USA. – DOI 10.1109/RWS.2017.7885967.
248. The PIN Diode Circuit Designers' Handbook. – Microsemi Corp. – Watertown USA. – 1998. – 137 p.
249. Vaganova, A. A. Microstrip reconfigurable antenna with tunable frequency and polarization / A. A. Vaganova, N. N. Kisel, A. I. Panychev // 2021 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), Divnomorskoe, 28 June – 02 July 2021. – Divnomorskoe: IEEE. – 2021. – P. 127-130. – DOI 10.1109/RSEMW52378.2021.9494120.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Пример расчета распределения поля в городском районе

1. Координаты анализируемой области и препятствий

Общие вычислительные параметры

$$\text{ORIGIN} := 1 \quad \text{TOL} := 10^{-5} \quad \text{CTOL} := 10^{-5}$$

Параметры помещения

Размеры помещения [м]:

$$\text{Длина} \quad \text{Xbeg} \equiv 0 \quad \text{Xend} \equiv 100$$

$$\text{Ширина} \quad \text{Ybeg} \equiv 0 \quad \text{Yend} \equiv 80$$

$$\text{Высота} \quad \text{Zbeg} \equiv 0 \quad \text{Zend} \equiv 15$$

$$\text{Количество препятствий} \quad N := 4$$

Параметры препятствия

Размеры препятствия [м]:

Длина	Ширина	Высота
$\text{xbeg} := \begin{pmatrix} 10 \\ 45 \\ 50 \\ 75 \end{pmatrix} \quad \text{xend} := \begin{pmatrix} 35 \\ 55 \\ 90 \\ 90 \end{pmatrix}$	$\text{ybeg} := \begin{pmatrix} 50 \\ 10 \\ 55 \\ 20 \end{pmatrix} \quad \text{yend} := \begin{pmatrix} 60 \\ 40 \\ 65 \\ 35 \end{pmatrix}$	$\text{zbeg} := \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad \text{zend} := \begin{pmatrix} 15 \\ 15 \\ 15 \\ 15 \end{pmatrix}$

Формирование массивов координат

$$\text{premise} \equiv \begin{bmatrix} \begin{pmatrix} \text{Xbeg} \\ \text{Ybeg} \\ \text{Zbeg} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} \text{Xbeg} \\ \text{Yend} \\ \text{Zbeg} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} \text{Xbeg} \\ \text{Yend} \\ \text{Zend} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} \text{Xbeg} \\ \text{Ybeg} \\ \text{Zend} \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} \text{Xend} \\ \text{Ybeg} \\ \text{Zbeg} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} \text{Xend} \\ \text{Yend} \\ \text{Zbeg} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} \text{Xend} \\ \text{Yend} \\ \text{Zend} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} \text{Xend} \\ \text{Ybeg} \\ \text{Zend} \end{pmatrix} \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} \text{length_X} &:= \text{Xend} \\ \text{length_Y} &:= \text{Yend} \\ \text{length_Z} &:= \text{Zend} \end{aligned}$$

obstacle := for i ∈ 1..N

$$\text{obstacle}_i \leftarrow \begin{bmatrix} \begin{pmatrix} \text{xbeg}_i \\ \text{ybeg}_i \\ \text{zbeg}_i \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} \text{xbeg}_i \\ \text{yend}_i \\ \text{zbeg}_i \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} \text{xbeg}_i \\ \text{yend}_i \\ \text{zend}_i \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} \text{xbeg}_i \\ \text{ybeg}_i \\ \text{zend}_i \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} \text{xend}_i \\ \text{ybeg}_i \\ \text{zbeg}_i \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} \text{xend}_i \\ \text{yend}_i \\ \text{zbeg}_i \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} \text{xend}_i \\ \text{yend}_i \\ \text{zend}_i \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} \text{xend}_i \\ \text{ybeg}_i \\ \text{zend}_i \end{pmatrix} \end{bmatrix}$$

obstacle_i

obstacle

2. Функции соотношений аналитической геометрии

Функция, определяющая коэффициенты уравнения плоскости $Ax+By+Cz+D=0$

$p1, p2, p3$ - точки, определяющие плоскость

$$\text{coeff_for_plane}(p1, p2, p3) := \begin{cases} A \leftarrow (p2_2 - p1_2) \cdot (p3_3 - p1_3) - (p3_2 - p1_2) \cdot (p2_3 - p1_3) \\ B \leftarrow (p3_1 - p1_1) \cdot (p2_3 - p1_3) - (p2_1 - p1_1) \cdot (p3_3 - p1_3) \\ C \leftarrow (p2_1 - p1_1) \cdot (p3_2 - p1_2) - (p3_1 - p1_1) \cdot (p2_2 - p1_2) \\ D \leftarrow -A \cdot p1_1 - B \cdot p1_2 - C \cdot p1_3 \\ \begin{pmatrix} A \\ B \\ C \\ D \end{pmatrix} \end{cases}$$

Функция, определяющая вектор нормали к плоскости

$p1, p2, p3$ - точки, определяющие плоскость

$$\text{normal_to_plane}(p1, p2, p3) := \begin{cases} K \leftarrow \text{coeff_for_plane}(p1, p2, p3) \\ \begin{pmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \end{pmatrix} \end{cases}$$

Функция, определяющая прямую линию пересечения двух плоскостей

$p1, p2, p3$ - точки, определяющие первую плоскость

$p4, p5, p6$ - точки, определяющие вторую плоскость

z - координата z точки на искомой прямой, для которой вырабатываются соответствующие координаты x и y

$$\text{line_planeXplane}(p1, p2, p3, p4, p5, p6, z) := \begin{cases} K1 \leftarrow \text{coeff_for_plane}(p1, p2, p3) \\ K2 \leftarrow \text{coeff_for_plane}(p4, p5, p6) \\ AB \leftarrow K1_1 \cdot K2_2 - K2_1 \cdot K1_2 \\ AB \leftarrow \text{if}(AB = 0, \infty^{-1}, AB) \\ \begin{bmatrix} \frac{z \cdot (K1_3 \cdot K2_2 - K2_3 \cdot K1_2) + K1_4 \cdot K2_2 - K2_4 \cdot K1_2}{AB} \\ \frac{z \cdot (K1_1 \cdot K2_3 - K2_1 \cdot K1_3) + K1_1 \cdot K2_4 - K2_1 \cdot K1_4}{AB} \\ z \end{bmatrix} \end{cases}$$

Функция, определяющая точку пересечения прямой и плоскости

$p1, p2, p3$ - точки, определяющие плоскость

$p4, p5$ - точки, определяющие прямую

$$\text{point_lineXplane}(p1, p2, p3, p4, p5) := \left[\begin{array}{l} K \leftarrow \text{coeff_for_plane}(p1, p2, p3) \\ \text{dir_vector} \leftarrow p5 - p4 \\ \text{AlBmCn} \leftarrow K_1 \cdot \text{dir_vector}_1 + K_2 \cdot \text{dir_vector}_2 + K_3 \cdot \text{dir_vector}_3 \\ \text{AlBmCn} \leftarrow \text{if}(\text{AlBmCn} = 0, 10^{-20}, \text{AlBmCn}) \\ \lambda \leftarrow -\frac{K_1 \cdot p4_1 + K_2 \cdot p4_2 + K_3 \cdot p4_3 + K_4}{\text{AlBmCn}} \\ \begin{pmatrix} p4_1 + \text{dir_vector}_1 \cdot \lambda \\ p4_2 + \text{dir_vector}_2 \cdot \lambda \\ p4_3 + \text{dir_vector}_3 \cdot \lambda \end{pmatrix} \end{array} \right]$$

Функция, определяющая точку пересечения двух прямых

$p1, p2$ - точки, определяющие первую прямую

$p3, p4$ - точки, определяющие вторую прямую

$$\text{point_lineXline}(p1, p2, p3, p4) := \left[\begin{array}{l} \text{dir_vector1} \leftarrow p2 - p1 \\ \text{dir_vector2} \leftarrow p4 - p3 \\ d_v12 \leftarrow \text{dir_vector2}_1 \cdot \text{dir_vector1}_2 - \text{dir_vector1}_1 \cdot \text{dir_vector2}_2 \\ d_v23 \leftarrow \text{dir_vector2}_2 \cdot \text{dir_vector1}_3 - \text{dir_vector1}_2 \cdot \text{dir_vector2}_3 \\ d_v31 \leftarrow \text{dir_vector2}_3 \cdot \text{dir_vector1}_1 - \text{dir_vector1}_3 \cdot \text{dir_vector2}_1 \\ d_v12 \leftarrow \text{if}(d_v12 = 0, \infty^{-1}, d_v12) \\ d_v23 \leftarrow \text{if}(d_v23 = 0, \infty^{-1}, d_v23) \\ d_v31 \leftarrow \text{if}(d_v31 = 0, \infty^{-1}, d_v31) \\ \left[\begin{array}{l} \frac{p1_1 \cdot \text{dir_vector2}_1 \cdot \text{dir_vector1}_2 - p3_1 \cdot \text{dir_vector1}_1 \cdot \text{dir_vector2}_2 + (p3_2 - p1_2) \cdot \text{dir_vector1}_1 \cdot \text{dir_vector2}_1}{d_v12} \\ \frac{p1_2 \cdot \text{dir_vector2}_2 \cdot \text{dir_vector1}_3 - p3_2 \cdot \text{dir_vector1}_2 \cdot \text{dir_vector2}_3 + (p3_3 - p1_3) \cdot \text{dir_vector1}_2 \cdot \text{dir_vector2}_2}{d_v23} \\ \frac{p1_3 \cdot \text{dir_vector2}_3 \cdot \text{dir_vector1}_1 - p3_3 \cdot \text{dir_vector1}_3 \cdot \text{dir_vector2}_1 + (p3_1 - p1_1) \cdot \text{dir_vector1}_3 \cdot \text{dir_vector2}_3}{d_v31} \end{array} \right] \end{array} \right]$$

Функция, определяющая угол пересечения двух плоскостей

$p1, p2, p3$ - точки, определяющие первую плоскость

$p4, p5, p6$ - точки, определяющие вторую плоскость

$$\text{angle_planeXplane}(p1, p2, p3, p4, p5, p6) := \begin{cases} \text{normal1} \leftarrow \text{normal_to_plane}(p1, p2, p3) \\ \text{normal2} \leftarrow \text{normal_to_plane}(p4, p5, p6) \\ \arccos\left(\frac{|\text{normal1} \cdot \text{normal2}|}{|\text{normal1}| \cdot |\text{normal2}|}\right) \end{cases}$$

Функция, определяющая угол пересечения прямой и плоскости

$p1, p2, p3$ - точки, определяющие плоскость

$p4, p5$ - точки, определяющие прямую

$$\text{angle_lineXplane}(p1, p2, p3, p4, p5) := \begin{cases} \text{normal} \leftarrow \text{normal_to_plane}(p1, p2, p3) \\ \text{direction_vector} \leftarrow p5 - p4 \\ \arcsin\left(\frac{|\text{normal} \cdot \text{direction_vector}|}{|\text{normal}| \cdot |\text{direction_vector}|}\right) \end{cases}$$

Функция, определяющая угол пересечения между двумя прямыми

$p1, p2$ - точки, определяющие первую прямую

$p3, p4$ - точки, определяющие вторую прямую

$$\text{angle_lineXline}(p1, p2, p3, p4) := \begin{cases} \text{dir_vector1} \leftarrow p2 - p1 \\ \text{dir_vector2} \leftarrow p4 - p3 \\ \Delta \leftarrow \begin{vmatrix} p1_1 - p3_1 & p1_2 - p3_2 & p1_3 - p3_3 \\ \text{dir_vector1}_1 & \text{dir_vector1}_2 & \text{dir_vector1}_3 \\ \text{dir_vector2}_1 & \text{dir_vector2}_2 & \text{dir_vector2}_3 \end{vmatrix} \\ \text{return } \infty \text{ if } \Delta \neq 0 \\ \arccos\left(\frac{|\text{dir_vector1} \cdot \text{dir_vector2}|}{|\text{dir_vector1}| \cdot |\text{dir_vector2}|}\right) \end{cases}$$

Функция, определяющая нормальную составляющую вектора относительно плоскости

$p1, p2, p3$ - точки, определяющие плоскость

vector - координаты вектора

$$\text{normal_part_vector_to_plane}(p1, p2, p3, \text{vector}) := \begin{cases} \text{normal} \leftarrow \text{normal_to_plane}(p1, p2, p3) \\ \text{normal_unit} \leftarrow \frac{\text{normal}}{|\text{normal}|} \\ \text{projection} \leftarrow \text{vector} \cdot \text{normal_unit} \\ \text{normal_unit} \cdot \text{projection} \end{cases}$$

Функция, определяющая тангенциальную составляющую вектора относительно плоскости

$p1, p2, p3$ - точки, определяющие плоскость

vector - координаты вектора

$$\text{tangent_part_vector_to_plane}(p1, p2, p3, \text{vector}) := \text{vector} - \text{normal_part_vector_to_plane}(p1, p2, p3, \text{vector})$$

3. Функции, формирующие номера и координаты граней, ребер и вершин

Функция, формирующая координаты вершин грани шестигранника

object - матрица 2x4, задающая координаты вершин шестигранника

surface - номер грани

```
tops_of_facet(object,surface) :=
| return (0 0 0 0)T if surface = 0
| return (object1,1 object1,2 object1,3 object1,4)T if surface = 1
| return (object2,1 object2,2 object2,3 object2,4)T if surface = 2
| return (object1,1 object1,4 object2,4 object2,1)T if surface = 3
| return (object1,2 object1,3 object2,3 object2,2)T if surface = 4
| return (object1,1 object2,1 object2,2 object1,2)T if surface = 5
| return (object1,4 object2,4 object2,3 object1,3)T if surface = 6
```

Функция, формирующая координаты концов ребра шестигранника

object - матрица 2x4, задающая координаты вершин шестигранника

number - номер ребра

```
ends_of_edge(object,number) :=
| return (object1,1 object1,2)T if number = 1
| return (object1,2 object1,3)T if number = 2
| return (object1,3 object1,4)T if number = 3
| return (object1,4 object1,1)T if number = 4
| return (object2,1 object2,2)T if number = 5
| return (object2,2 object2,3)T if number = 6
| return (object2,3 object2,4)T if number = 7
| return (object2,4 object2,1)T if number = 8
| return (object1,4 object2,4)T if number = 9
| return (object1,3 object2,3)T if number = 10
| return (object1,2 object2,2)T if number = 11
| return (object1,1 object2,1)T if number = 12
```

Функция, формирующая координаты вершины шестигранника
object - матрица 2x4, задающая координаты вершин шестигранника
number - номер вершины

```
top_of_hexagon(object,number) :=
| return object1,1 if number = 1
| return object1,2 if number = 2
| return object1,3 if number = 3
| return object1,4 if number = 4
| return object2,1 if number = 5
| return object2,2 if number = 6
| return object2,3 if number = 7
| return object2,4 if number = 8
```

Функция, формирующая номера граней, прилегающих к ребру шестигранника
number - номер грани

```
facets_adjacent_to_edge(number) :=
| return (1 5) if number = 1
| return (1 4) if number = 2
| return (1 6) if number = 3
| return (1 3) if number = 4
| return (2 5) if number = 5
| return (2 4) if number = 6
| return (2 6) if number = 7
| return (2 3) if number = 8
| return (3 6) if number = 9
| return (4 6) if number = 10
| return (4 5) if number = 11
| return (3 5) if number = 12
```

Функция, формирующая номера граней, прилегающих к вершине шестигранника
number - номер вершины

```
facets_adjacent_to_top(number) :=
| return (1 3 5) if number = 1
| return (1 4 5) if number = 2
| return (1 4 6) if number = 3
| return (1 3 6) if number = 4
| return (2 3 5) if number = 5
| return (2 4 5) if number = 6
| return (2 4 6) if number = 7
| return (2 3 6) if number = 8
```

4. Функции, определяющие координаты точки на грани и ребре, нормали к грани и зеркального отображения точки относительно грани

Функция, формирующая координаты середины диагонали грани шестигранника

tops - вектор-строка из 4-х точек (векторов-столбцов с 3-мя координатами), задающих вершины грани

$$\text{point_of_facet}(\text{tops}) := \frac{\text{tops}_1 + \text{tops}_3}{2}$$

Функция, формирующая координаты середины диагонали шестигранника

object - матрица 2x4, задающая координаты вершин шестигранника

$$\text{point_of_hexagon}(\text{object}) := \frac{\text{object}_{1,1} + \text{object}_{2,3}}{2}$$

Функция, определяющая вектор нормали к грани шестигранника

object - матрица 2x4, задающая координаты вершин шестигранника

tops - вектор из 4-х точек (векторов с 3-мя координатами), задающих вершины грани

type - признак вида нормали: 1(true) - внутренняя (для помещения), 0(false) - внешняя (для препятствия)

$$\text{normal_to_facet}(\text{object}, \text{tops}, \text{type}) := \begin{cases} \text{vector} \leftarrow \text{point_of_hexagon}(\text{object}) - \text{point_of_facet}(\text{tops}) \\ \text{normal} \leftarrow \text{normal_to_plane}(\text{tops}_1, \text{tops}_2, \text{tops}_3) \\ \text{normal} \leftarrow \text{if}[(\text{normal} \cdot \text{vector}) > 0, \text{normal}, -\text{normal}] \\ \text{if}(\text{type}, \text{normal}, -\text{normal}) \end{cases}$$

Функция, определяющая координаты зеркального изображения точки

q - точка расположения источника (xt, yt, zt)

object - матрица 2x4, задающая координаты вершин шестигранника

tops - вектор из 4-х точек (векторов с 3-мя координатами), задающих вершины грани

type - признак вида нормали: 1(true) - внутренняя (для помещения), 0(false) - внешняя (для препятствия)

$$\text{mirror}(q, \text{object}, \text{tops}, \text{type}) := \begin{cases} N \leftarrow \text{normal_to_facet}(\text{object}, \text{tops}, \text{type}) \\ K \leftarrow \text{coeff_for_plane}(\text{tops}_1, \text{tops}_2, \text{tops}_3) \\ \lambda \leftarrow -\frac{K_1 \cdot q_1 + K_2 \cdot q_2 + K_3 \cdot q_3 + K_4}{K_1 \cdot N_1 + K_2 \cdot N_2 + K_3 \cdot N_3} \\ \begin{pmatrix} q_1 + 2 \cdot N_1 \cdot \lambda \\ q_2 + 2 \cdot N_2 \cdot \lambda \\ q_3 + 2 \cdot N_3 \cdot \lambda \end{pmatrix} \end{cases}$$

5. Функции, определяющие положение точки относительно плоскости, объема, грани и ребра шестигранника

Функция, определяющая положение точки относительно плоскости

p_1, p_2, p_3 - точки, определяющие плоскость

p - точка, для которой проверяется положение относительно плоскости

Результат =0, если точка p лежит на плоскости, =1 - над плоскостью, =-1 - под плоскостью

$\text{point_for_planes}(p_1, p_2, p_3, p) := \begin{cases} K \leftarrow \text{coeff_for_plane}(p_1, p_2, p_3) \\ \text{sign}(K_1 \cdot p_1 + K_2 \cdot p_2 + K_3 \cdot p_3 + K_4) \end{cases}$

Функция, определяющая принадлежность точки ребру шестигранника

ends - вектор-столбец из 2-х точек (векторов-столбцов с 3-мя координатами), задающих концы ребра

p - точка, для которой проверяется условие принадлежности ребру

Результат =1(true), если точка p лежит на ребре шестигранника, =0(false) иначе

$\text{point_on_edge}(\text{object}, \text{ends}, p) := \begin{cases} \text{direction_vector} \leftarrow \text{ends}_2 - \text{ends}_1 \\ \text{point_vector} \leftarrow p - \text{ends}_1 \\ d_v \leftarrow |\text{direction_vector}| \\ p_v \leftarrow |\text{point_vector}| \\ \left(\frac{\text{direction_vector} \cdot \text{point_vector}}{d_v \cdot p_v} = 1 \right) \wedge (d_v \geq p_v) \end{cases}$

Функция, определяющая принадлежность точки грани шестигранника

object - матрица 2x4, задающая координаты вершин шестигранника

tops - вектор из 4-х точек (векторов с 3-мя координатами), задающих вершины грани

p - точка, для которой проверяется условие принадлежности грани

Результат =1(true), если точка p лежит на грани шестигранника, =0(false) иначе

$\text{point_on_facet}(\text{object}, \text{tops}, p) := \begin{cases} \text{return } 0 \text{ if } \text{point_for_planes}(\text{tops}_1, \text{tops}_2, \text{tops}_3, p) \neq 0 \\ \text{facet_point} \leftarrow \text{point_of_facet}(\text{tops}) \\ \text{out_point} \leftarrow \text{facet_point} + \text{normal_to_facet}(\text{object}, \text{tops}, 1) \\ \text{for } i \in 1..4 \\ \quad \begin{cases} j \leftarrow i + 1 \text{ if } i \leq 3 \\ 1 \text{ otherwise} \end{cases} \\ \quad \text{return } 0 \text{ if } \text{point_for_planes}(\text{tops}_i, \text{tops}_j, \text{out_point}, p) \neq \square \\ \quad \quad \square \Rightarrow \text{point_for_planes}(\text{tops}_i, \text{tops}_j, \text{out_point}, \text{facet_point}) \\ \text{return } 1 \end{cases}$

Функция, определяющая принадлежность точки внутреннему объему шестигранника

object - матрица 2x4, задающая координаты вершин шестигранника

p - точка, для которой проверяется условие принадлежности объему

Результат =1(true), если точка p лежит внутри шестигранника, =0(false) иначе

$\text{point_in_hexagon}(\text{object}, p) := \begin{cases} \text{object_point} \leftarrow \text{point_of_hexagon}(\text{object}) \\ \text{cond} \leftarrow 1 \\ \text{for } i \in 1..6 \\ \quad \begin{cases} \text{tops} \leftarrow \text{tops_of_facet}(\text{object}, i) \\ \text{cond} \leftarrow \text{cond} \wedge \text{point_for_planes}(\text{tops}_1, \text{tops}_2, \text{tops}_3, p) = \square \\ \quad \square \Rightarrow \text{point_for_planes}(\text{tops}_1, \text{tops}_2, \text{tops}_3, \text{object_point}) \end{cases} \\ \text{cond} \end{cases}$

6. Функции, проверяющие освещенность грани, ребра и вершины

Функция проверки грани шестигранника на освещенность

object - матрица 2x4, задающая координаты вершин шестигранника

tops - вектор из 4-х точек (векторов с 3-мя координатами), задающих вершины грани

q - точка расположения источника (xt, yt, zt)

type - признак вида нормали: 1(true) - внутренняя (для помещения),

0(false) - внешняя (для препятствия)

Результат =1(true), если грань освещена, =0(false) иначе

```
facet_light(object, tops, q, type) :=
    source_direction ← q - point_of_facet(tops)
    normal ← normal_to_facet(object, tops, type)
    if [(normal · source_direction) > 0, 1, 0]
```

Функция проверки ребра шестигранника на освещенность

object - матрица 2x4, задающая координаты вершин шестигранника

ends - вектор-столбец из 2-х точек (векторов-столбцов с 3-мя координатами), задающих концы ребра

q - точка расположения источника (xt, yt, zt)

type - признак вида нормали: 1(true) - внутренняя (для помещения), 0(false) - внешняя (для препятствия)

Результат =1(true), если ребро освещено, =0(false) иначе

```
edge_light(object, ends, q, type) :=
    for i ∈ 1..6
        cond_faceti ← facet_light(object, tops_of_facet(object, i), q, type)
    return (cond_facet1 ∨ cond_facet5) if ends = ends_of_edge(object, 1)
    return (cond_facet1 ∨ cond_facet4) if ends = ends_of_edge(object, 2)
    return (cond_facet1 ∨ cond_facet6) if ends = ends_of_edge(object, 3)
    return (cond_facet1 ∨ cond_facet3) if ends = ends_of_edge(object, 4)
    return (cond_facet2 ∨ cond_facet5) if ends = ends_of_edge(object, 5)
    return (cond_facet2 ∨ cond_facet4) if ends = ends_of_edge(object, 6)
    return (cond_facet2 ∨ cond_facet6) if ends = ends_of_edge(object, 7)
    return (cond_facet2 ∨ cond_facet3) if ends = ends_of_edge(object, 8)
    return (cond_facet3 ∨ cond_facet6) if ends = ends_of_edge(object, 9)
    return (cond_facet4 ∨ cond_facet6) if ends = ends_of_edge(object, 10)
    return (cond_facet4 ∨ cond_facet5) if ends = ends_of_edge(object, 11)
    return (cond_facet3 ∨ cond_facet5) if ends = ends_of_edge(object, 12)
```


7. Функции, формирующие условия тени

Функция, формирующая условие положения точки в тени от грани шестигранника

$tops$ - вектор из 4-х точек (векторов с 3-мя координатами), задающих вершины грани

q - точка расположения источника (x_t, y_t, z_t)

p - точка, для которой проверяется условие принадлежности тени

Результат =1(true), если точка p лежит в области тени, =0(false) иначе

$shadow_from_facet(tops, p, q) :=$

```

:= return 0 if point_for_planes( $tops_1, tops_2, tops_3, p$ ) = point_for_planes( $tops_1, tops_2, tops_3, q$ )
   facet_point  $\leftarrow$  point_of_facet( $tops$ )
   for  $i \in 1..4$ 
     |  $j \leftarrow \begin{cases} i+1 & \text{if } i \leq 3 \\ 1 & \text{otherwise} \end{cases}$ 
     | return 0 if point_for_planes( $tops_i, tops_j, q, p$ )  $\neq$  point_for_planes( $tops_i, tops_j, q, facet\_point$ )
   return 1

```

Функция, формирующая область тени, отброшенной препятствием

$object$ - матрица 2x4, задающая координаты вершин шестигранника - препятствия

q - точка расположения источника (x_t, y_t, z_t)

p - точка, для которой проверяется условие принадлежности тени

$type$ - признак вида нормали: 1(true) - внутренняя (для помещения),

0(false) - внешняя (для препятствия)

Результат =1(true), если точка p лежит в области тени, =0(false) иначе

$shadow_from_obstacle(object, p, q, type) :=$

```

:= cond  $\leftarrow$  0
   for side  $\in 1..6$ 
     | tops  $\leftarrow$  tops_of_facet( $object, side$ )
     | cond  $\leftarrow$  (cond  $\vee$  shadow_from_facet( $tops, p, q$ )) if facet_light( $object, tops, q, type$ )
   cond

```

Функция, формирующая область тени для лучей, отраженных от препятствия

$object$ - матрица 2x4, задающая координаты вершин шестигранника - препятствия

q - точка расположения источника (x_t, y_t, z_t)

p - точка, для которой проверяется условие принадлежности тени

$type$ - признак вида нормали: 1(true) - внутренняя (для помещения),

0(false) - внешняя (для препятствия)

Результат =1(true) если точка p лежит в области тени =0(false) иначе

$shadow_for_reflaction_rays_obstacle(object, p, q, type) :=$

```

:= cond  $\leftarrow$  0
   for side  $\in 1..6$ 
     | tops  $\leftarrow$  tops_of_facet( $object, side$ )
     | cond  $\leftarrow$  cond  $\vee$  shadow_from_facet( $tops, p, mirror(q, object, tops, type)$ )
     |  $\rightarrow$  if facet_light( $object, tops, q, type$ )
   -cond

```


Функция, формирующая область тени от пятна, образованного тенью препятствия на поверхности помещения

object1 - матрица 2x4, задающая координаты вершин шестигранника - помещения

tops_prem - вектор из 4-х точек (векторов с 3-мя координатами), задающих вершины грани помещения (для отражения, исключая область пятна)

object2 - матрица 2x4, задающая координаты вершин шестигранника - препятствия

q - точка расположения источника (xt, yt, zt)

p - точка, для которой проверяется условие принадлежности тени

type - признак вида нормали: 1(true) - внутренняя (для помещения), 0(false) - внешняя (для препятствия)

Результат =1(true), если точка *p* лежит в области тени, =0(false) иначе

```
shadow_from_spot_obstacle(object1, tops_prem, object2, p, q, type) :=
  := normal ← normal_to_facet(object1, tops_prem, type)
  for apex ∈ 1..8
    top ← top_of_hexagon(object2, apex)
    return 0 if ¬[(top - q) · normal < 0]
  cond ← 0
  q1 ← mirror(q, object1, tops_prem, type)
  for side ∈ 1..6
    tops_obst ← tops_of_facet(object2, side)
    if facet_light(object2, tops_obst, q, ¬type)
      for k ∈ 1..4
        tops_spot_k ← point_lineXplane(tops_prem_1, tops_prem_2, tops_prem_3, q, tops_obst_k)
      cond ← (cond ∨ shadow_from_facet(tops_spot, p, q1))
  cond
```

Функция, формирующая область тени от пятна, образованного тенью препятствия на поверхности другого препятствия

object1 - матрица 2x4, задающая координаты вершин шестигранника - исследуемого препятствия

object2 - матрица 2x4, задающая координаты вершин шестигранника - препятствия, создающего тень

q - точка расположения источника (xt, yt, zt)

p - точка, для которой проверяется условие принадлежности тени от пятна, образованного препятствием

type - признак вида нормали: 0(false) - внешняя (для препятствия)

Результат =1(true), если точка *p* лежит в области тени, =0(false) иначе

```
shadow_from_spot_obstacle_on_obstacle(object1, object2, p, q, type) :=
  := cond ← 0
  for t ∈ 1..6
    tops_obst1 ← tops_of_facet(object1, t)
    q1 ← mirror(q, object1, tops_obst1, type)
    if facet_light(object1, tops_obst1, q, type)
      for s ∈ 1..6
        tops_obst2 ← tops_of_facet(object2, s)
        if facet_light(object2, tops_obst2, q, type)
          for k ∈ 1..4
            tops_spot_k ← point_lineXplane(tops_obst1_1, tops_obst1_2, tops_obst1_3, q, tops_obst2_k)
          cond ← (cond ∨ shadow_from_facet(tops_spot, p, q1))
  cond
```

Функция, формирующая область тени для лучей, дифрагировавших на ребре препятствия

object - матрица 2x4, задающая координаты вершин шестигранника - препятствия

number - номер ребра

q - точка расположения источника (xt, yt, zt)

p - точка, для которой проверяется условие принадлежности тени

type - признак вида нормали: 1(true) - внутренняя (для помещения), 0(false) - внешняя (для препятствия)

Результат =1(true), если точка *p* лежит в области тени, =0(false) иначе

shadow_for_diffraction_rays_edge_obstacle(object, number, p, q, type) :=

```

:= return 1 if point_in_hexagon(object, p)
cond ← 0
ends ← ends_of_edge(object, number)
point ← point_of_hexagon(object)
if edge_light(object, ends, q, type)
    tangent ← ends2 - ends1
    abs_t ← |tangent|
    for i ∈ 1..2
        vpi ← p - endsi
        vqi ← endsi - q
        t_pi ← tangent·vpi
        t_qi ← tangent·vqi
        abs_vpi ← |vpi|
        abs_vqi ← |vqi|
        cond1 ←  $\left( \frac{t_{p_1}}{abs\_t \cdot abs\_vp_1} \geq \frac{t_{q_1}}{abs\_t \cdot abs\_vq_1} \right) \wedge \left( \frac{t_{p_2}}{abs\_t \cdot abs\_vp_2} \leq \frac{t_{q_2}}{abs\_t \cdot abs\_vq_2} \right)$ 
        cond2 ←  $\left( \frac{t_{p_1}}{abs\_t \cdot abs\_vp_1} \leq \frac{t_{q_1}}{abs\_t \cdot abs\_vq_1} \right) \wedge \left( \frac{t_{p_2}}{abs\_t \cdot abs\_vp_2} \geq \frac{t_{q_2}}{abs\_t \cdot abs\_vq_2} \right)$ 
        cond ← cond ∨ cond1 ∨ cond2
    cond3 ← 0
    for side ∈ facets_adjacent_to_edge(number)
        tops ← tops_of_facet(object, side)
        cond3 ← cond3 ∨ point_for_planes(tops1, tops2, tops3, p) ≠ point_for_planes(tops1, tops2, tops3, point)
    ¬(cond ∧ cond3)

```

Функция, формирующая область тени для лучей, дифрагировавших на вершине препятствия

object - матрица 2x4, задающая координаты вершин шестигранника - препятствия

number - номер вершины

q - точка расположения источника (xt, yt, zt)

p - точка, для которой проверяется условие принадлежности тени

type - признак вида нормали: 1(true) - внутренняя (для помещения), 0(false) - внешняя (для препятствия)

Результат =1(true), если точка *p* лежит в области тени, =0(false) иначе

shadow_for_diffraction_rays_top_obstacle(object, number, p, q, type) :=

```

:= cond ← 1
point ← point_of_hexagon(object)
for side ∈ facets_adjacent_to_top(number) if top_light(object, number, q, type)
    tops ← tops_of_facet(object, side)
    cond ← cond ∧ (point_for_planes(tops1, tops2, tops3, p) = point_for_planes(tops1, tops2, tops3, point))
cond

```

8. Функции проверки положения точки внутри помещения, препятствия и изображения источника

Функция, проверяющая положение точки внутри помещения вне препятствия
object1 - матрица 2x4, задающая координаты вершин шестигранника - помещения
object2 - матрица 2x4, задающая координаты вершин шестигранника - препятствия
p - точка, (расположение приемника) для которой проверяется условие нахождения
 внутри помещения вне препятствия

Результат =1(true), если точка *p* лежит внутри помещения вне препятствия, =0(false) иначе

```
free_place(object1, object2, p) :=
  cond1 ← point_in_hexagon(object1, p)
  cond2 ← ¬point_in_hexagon(object2, p)
  cond1 ∧ cond2
```

Функции, вырабатывающие условие и сообщение о расположении точки внутри препятствия
object - матрица 2x4, задающая координаты вершин шестигранника - препятствия
q - точка (расположение передатчика), для которой проверяется условие нахождения
 внутри препятствия

Результат =1(true), если точка *q* лежит внутри препятствия, =0(false) иначе

```
point_in_obstacle(object, q) := if (point_in_hexagon(object, q), 1, 0)
```

```
in_obstacle(object, q) :=
```

```
:=
  error("user error: transmitter is found on surfaces or inwardly obstacles")
  if point_in_hexagon(object, q)
    \передатчик находится на поверхности или внутри препятствия"
  0 otherwise
```

Функция изображения места положения источника

object - матрица 2x4, задающая координаты вершин шестигранника

q - точка расположения передатчика (*x_t*, *y_t*, *z_t*)

p - точка расположения приемника (*x_r*, *y_r*, *z_r*)

```
source_place(object, p, q) :=
  size ← 200
  δ ←  $\frac{|object_{1,1} - object_{2,3}|}{size}$ 
  return  $(q_1 - \delta \leq p_1 \leq q_1 + \delta) \wedge (q_2 - \delta \leq p_2 \leq q_2 + \delta) \wedge (q_3 - \delta \leq p_3 \leq q_3 + \delta)$ 
```

9. Параметры сред, антенны, частота сигнала

$$\varepsilon_1 \equiv (4.4 - j \cdot 0.18) \quad \mu_1 \equiv 1 \quad \mu_0 \equiv 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \quad \varepsilon_0 \equiv \frac{10^{-9}}{36 \cdot \pi} \quad c \equiv 2.997925 \cdot 10^8$$

$$ft \equiv 5.7 \cdot 10^9 \quad [\text{Гц}] \quad \omega t := 2 \cdot \pi \cdot ft \quad \lambda t := \frac{c}{ft} = 0.053 \quad [\text{м}]$$

$$W := \sqrt{\frac{\mu_0 \cdot \mu_1}{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_1}} \quad W_0 := \sqrt{\frac{\mu_0 \cdot \mu_v}{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_v}} = 376.991 \quad [\text{Ом}]$$

$$kt := \omega t \cdot \sqrt{\varepsilon_0 \cdot \mu_0 \cdot \varepsilon_1 \cdot \mu_1} \quad k := \omega t \cdot \sqrt{\varepsilon_0 \cdot \mu_0 \cdot \varepsilon_v \cdot \mu_v} = 119.381$$

Передающая антенна

Приемная антенна

$$Dt := 1.64 \quad Ft(\theta, \psi) := 1 \quad Dr := 1.64 \quad Fr(\theta, \psi) := 1$$

Амплитуда напряженности электрического поля в точке передачи [В/м] $E_0 \equiv 1$

$$\text{Общий множитель} \quad \Gamma_0 := j \frac{\lambda t}{4 \cdot \pi}$$

Потери за счет рассогласования передающей и приемной антенн с трактами, КПД антенн

$$\eta_t := 1 \quad \rho_t := 0 \quad \Gamma_t := \sqrt{\eta_t} \cdot \sqrt{1 - (|\rho_t|)^2}$$

$$\eta_r := 1 \quad \rho_r := 0 \quad \Gamma_r := \sqrt{\eta_r} \cdot \sqrt{1 - (|\rho_r|)^2}$$

Поляризационные коэффициенты передачи по полю для лучей

$$\Gamma_{pol0}(p, q) := 1 \quad \Gamma_{pol1}(p, q) := 1$$

Коэффициенты отражения

$$\theta_{np}(\Theta) := \arcsin\left(\frac{k}{kt} \cdot \sin(\Theta)\right)$$

$$R_{11}(\Theta) := \begin{vmatrix} \cos \theta \leftarrow \cos(\Theta) \\ \cos \theta_{np} \leftarrow \cos(\theta_{np}(\Theta)) \\ \frac{W_0 \cdot \cos \theta - W \cdot \cos \theta_{np}}{W_0 \cdot \cos \theta + W \cdot \cos \theta_{np}} \end{vmatrix} \quad R_{1-}(\Theta) := \begin{vmatrix} \cos \theta \leftarrow \cos(\Theta) \\ \cos \theta_{np} \leftarrow \cos(\theta_{np}(\Theta)) \\ \frac{W \cdot \cos \theta - W_0 \cdot \cos \theta_{np}}{W \cdot \cos \theta + W_0 \cdot \cos \theta_{np}} \end{vmatrix}$$

10. Восстановление диаграммы направленности по данным из файла FEKO

$M := \text{READFILE}(["D1-D2+D3-D4-D5-5.7GHz.ffe"], "delimited")$

	Theta	Phi	Re (Etheta)	Im (Etheta)	Re (Ephi)	Im (Ephi)	Gain (Theta)	Gain (Phi)	Gain (Total)	
M =	1	2	3	4	5	6	7	8	9	
	1	-179	0	0.146	-0.096	-0.077	-0.433	-13.387	-5.348	-4.714
	2	-178	0	0.145	-0.102	-0.083	-0.424	-13.23	-5.506	-4.828
	3	-177	0	0.144	-0.109	-0.088	-0.415	-13.079	-5.667	-4.943
	4	-176	0	0.143	-0.115	-0.092	-0.406	-12.935	-5.832	-5.059
	5	-175	0	0.142	-0.121	-0.097	-0.397	-12.798	-6.001	-5.177
	6	-174	0	0.14	-0.128	-0.101	-0.387	-12.667	-6.174	-5.296
	7	-173	0	0.138	-0.134	-0.105	-0.378	-12.543	-6.351	-5.416
	8	-172	0	0.136	-0.14	-0.109	-0.368	-12.425	-6.532	-5.537
	9	-171	0	0.133	-0.145	-0.112	-0.359	-12.314	-6.716	-5.659
	10	-170	0	0.131	-0.151	-0.115	-0.349	-12.21	-6.904	-5.783
	11	-169	0	0.128	-0.156	-0.118	-0.34	-12.112	-7.097	-5.907
	12	-168	0	0.125	-0.162	-0.121	-0.33	-12.021	-7.293	-6.033
	13	-167	0	0.121	-0.167	-0.124	-0.321	-11.936	-7.494	-6.16
	14	-166	0	0.118	-0.172	-0.126	-0.311	-11.858	-7.699	-6.288
	15	-165	0	0.114	-0.176	-0.128	-0.302	-11.787	-7.907	-6.417
16	-164	0	0.11	-0.18	-0.13	-0.292	-11.722	-8.12	...	

Здесь посчитана ДН в вертикальной плоскости. Эта плоскость может быть названа как тета, так и фи, смотря как был повернута антенна в фекко. Поэтому дальше зададим точки углов так как нам надо в маткаде, а из фекко возьмем только значения ДН в этих точках.

$\psi5 := \begin{cases} \text{for } i \in 1..360 \\ \psi5_i \leftarrow (i-1) \cdot \frac{\pi}{180} \\ \psi5 \end{cases}$ ФЕКО рассчитывает ДН в градусах. У нас дальше интенсивность использует функцию `angle_LineXLine`, которая дает результат в радианах. Поэтому переводим в радианы.

$\text{field_dB} := M^{\langle 9 \rangle}$ ФЕКО вычисляет и хранит диаграмму направленности в дБ, а выводит график в размах. Поэтому, чтобы получить такой же график в маткаде, нужно перевести считанные из файла данные в разы

$\text{field_} := 10^{\frac{\text{field_dB}}{10}}$

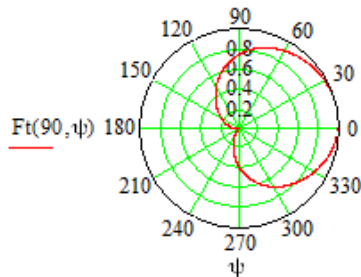
нормировка на максимум

```
field := | maxDN ← | max(field_) | if | max(field_) | > | min(field_) |
          | min(field_) | otherwise
          for i ∈ 1..360
            field_i ← field_ / maxDN
          field
```

Задаем фазовый сдвиг PhaseShift в радианах, потом он будет пересчитан в градусы. Чтобы добавить сдвиг фазы к загруженным из ФЕКО данным, мы переставляем данные в массиве. Всего там 360 строчек - 360 градусов. Чтобы добавить сдвиг фазы 90 градусов (PhaseShift ← $-\pi/2$), то есть одна четверть от 360, мы пропускаем первую четверть строк (в данном случае, первые 90 строк), потом записываем оставшиеся, т.е. 91й элемент становится первым, в конце приписываем пропущенный раньше кусок массива (бывшие элементы 1 - 90 становятся элементами 271 - 360). Для другого фазового сдвига аналогично.

```
field1 := | PhaseShift ←  $\frac{5\pi}{4}$ 
          | sdvig ← PhaseShift *  $\frac{\text{rows}(\text{field})}{2 \cdot \pi}$ 
          | for i ∈ 1..rows(field)
            | field1_i ← | field_{i+sdvig} if i ≤ (rows(field) - sdvig)
                        | field_{i-rows(field)+sdvig} otherwise
            | field1_i
          field1
```

$F_t(\theta, \psi) := \text{interp}(\psi, \text{field1}, \psi)$ Итоговое выражение для ДН



11. Функции, определяющие интенсивность лучей

Функции, определяющая интенсивность лучей различной кратности отражения и структуры

refl_num - количество отражение (0 - отражений нет, учитываются только прямые лучи)

object1 - матрица 2x4, задающая координаты вершин шестигранника - помещения

object2 - матрица 2x4, задающая координаты вершин шестигранника - препятствия

q - точка расположения передатчика (xt,yt,zt)

p - точка расположения приемника (xr,yr,zr)

$E01(refl_num, object1, object2, p, q) :=$

```

:= | nul_level ← 0
   | max_level ← 1
   | E0 ← nul_level
   | E1 ← nul_level
   | if refl_num = 0
   |   | E0 ← max_level if ¬shadow_from_obstacle(object2,p,q,0)
   |   | return E0
   | if refl_num = 1
   |   | for side ∈ 1..6
   |   |   | tops ← tops_of_facet(object1,side)
   |   |   | E1 ← E1 +  $\frac{max\_level}{2}$  if ¬(shadow_from_obstacle(obstacle,p,mirror(q,premise,tops,1),0) ∨  $\Rightarrow$  spot_shadow_from_obstacle(premise,tops,obstacle,p,q,1))
   |   |   | E1 ← E1 +  $\frac{max\_level}{2}$  if ¬shadow_for_reflection_rays_obstacle(object2,p,q,0)
   |   | return E1
   | nul_level

```

прямой луч (тень препятствия)

$EE0(p, q) :=$

```

| freeplace ← 1
| for i ∈ 1..N
|   | freeplace ← (freeplace ∧ free_place(premise,obstaclei,p))
|   | 1·10-4 if ¬freeplace ∨ source_place(premise,p,q)
|   | otherwise
|   |   | nul_level ← 0
|   |   | shadow ← 0
|   |   | for i ∈ 1..N
|   |   |   | shadow ← (shadow ∨ shadow_from_obstacle(obstaclei,p,q,0))
|   |   | E1 ← | nul_level if shadow = 1
|   |   |       | otherwise
|   |   |       |   | pq ← xyz2sph(q1 - p1, q2 - p2, q3 - p3)
|   |   |       |   |  $E0 \Gamma^0 \Gamma^0 \Gamma^{pol0}(p, q) \cdot \Gamma^t \Gamma^r \sqrt{Dt} \sqrt{Dr} \cdot Ft(pq_3, pq_2) \cdot Fr(\pi - pq_3, \pi - pq_2) \cdot \frac{e^{-j \cdot k \cdot pq_1}}{pq_1}$ 
|   |   |       |   | E1

```


Функция, определяющая суммарную интенсивность многолучевого поля
 q - точка расположения передатчика (x_t, y_t, z_t)
 p - точка расположения приемника (x_r, y_r, z_r)

$$E(p, q) := \begin{cases} 1 \cdot 10^{-4} & \text{if } \neg \text{free_place}(\text{premise}, \text{obstacle}, p) \vee \text{source_place}(\text{premise}, p, q) \\ \sum_{i=0}^1 E01(i, \text{premise}, \text{obstacle}, p, q) & \text{otherwise} \end{cases}$$

отражение от стен ЗДЕСЬ УБРАН ПОТОЛОК side=6 И ДВЕ СТЕНЫ (1,2)

```

EE1(p, q) :=
  freeplace ← 1
  for i ∈ 1..N
    freeplace ← (freeplace ∧ free_place(premise, obstaclei, p))
  1·10-4 if ¬freeplace ∨ source_place(premise, p, q)
  otherwise
    nul_level ← 1·10-5
    E1 ← nul_level
    for side ∈ 3..5
      tops ← tops_of_facet(premise, side)
      for i ∈ 1..N
        ten-i ← 0
        ten-i ← (ten-i ∨ shadow_from_obstacle(obstaclei, p, mirror(q, premise, tops, 1), 0) ∨
          shadow_from_spot_obstacle(premise, tops, obstaclei, p, q, 1))
      shadow ← 0
      for i ∈ 1..N
        shadow ← shadow ∨ ten-i
      if ¬shadow
        qmirr ← mirror(q, premise, tops, 1)
        pq ← xyz2sph(p1 - qmirr1, p2 - qmirr2, p3 - qmirr3)
        Θ ←  $\frac{\pi}{2}$  - angle_lineXplane(tops1, tops2, tops3, p, qmirr)
        ϕt ← angle_lineXline  $\begin{bmatrix} p, p + \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, p, q \end{bmatrix}$ 
        ϕr ← π - ϕt
        θt ← angle_lineXline  $\begin{bmatrix} p, p + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}, p, q \end{bmatrix}$ 
        θr ← π - θt
        Rpq ← pq1
        E1 ←  $\begin{cases} E1 + E0 R_{\parallel}(\Theta) \cdot \Gamma^0 \cdot \Gamma \text{pol1}(p, q) \cdot \Gamma t \cdot \Gamma r \cdot \sqrt{D_t} \cdot \sqrt{D_r} \cdot (Ft(\theta_t, \phi_t) \cdot Fr(\theta_r, \phi_r)) \cdot \frac{e^{-j \cdot k \cdot R_{pq}}}{R_{pq}} & \text{if } (\text{side} = 3) \vee (\text{side} = 4) \\ E1 + E0 R_{\perp}(\Theta) \cdot \Gamma^0 \cdot \Gamma \text{pol1}(p, q) \cdot \Gamma t \cdot \Gamma r \cdot \sqrt{D_t} \cdot \sqrt{D_r} \cdot (Ft(\theta_t, \phi_t) \cdot Fr(\theta_r, \phi_r)) \cdot \frac{e^{-j \cdot k \cdot R_{pq}}}{R_{pq}} & \text{otherwise} \end{cases}$ 
      E1

```


отражение от препятствий

```

EE11(p, q) :=
  freeplace ← 1
  for i ∈ 1..N
    freeplace ← (freeplace ∧ free_place(premise, obstaclei, p))
  1·10-4 if ¬freeplace ∨ source_place(premise, p, q)
  otherwise
    nul_level ← 1·10-5
    E1 ← nul_level
    for i ∈ 1..N
      for side ∈ 1..6
        ten_ ← 0
        shadow ← 0
        tops ← tops_of_facet(obstaclei, side)
        for j ∈ i..N
          shadow ←
            shadow ∨ shadow_from_spot_obstacle_on_obstacle(obstaclei, obstaclej, p, q, 0) if i ≠ j
            shadow
        ten_ ← ten_ ∨ shadow_for_reflection_rays_obstacle(obstaclei, p, q, 0) ∨ shadow
        if ¬ten_
          qmirr ← mirror(q, obstaclei, tops, 1)
          pq ← xyz2sph(p1 - qmirr1, p2 - qmirr2, p3 - qmirr3)
          Θ ←  $\frac{\pi}{2}$  - angle_lineXplane(tops1, tops2, tops3, p, qmirr)
          ϕt ← angle_lineXline  $\begin{bmatrix} p, p + \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, p, q \end{bmatrix}$ 
          ϕr ← π - ϕt
          θt ← angle_lineXline  $\begin{bmatrix} p, p + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}, p, q \end{bmatrix}$ 
          θr ← π - θt
          Rpq ← pq1
          E1 ←
            E1 + E0 RII(Θ) · Γ0 · Γpol1(p, q) · Γt · Γr · √Dt · √Dr · (Ft(θt, ϕt) · Fr(θr, ϕr)) ·  $\frac{e^{-j \cdot k \cdot R_{pq}}}{R_{pq}}$  if (side = 3) ∨ (side = 4)
            E1 + E0 RI-1(Θ) · Γ0 · Γpol1(p, q) · Γt · Γr · √Dt · √Dr · (Ft(θt, ϕt) · Fr(θr, ϕr)) ·  $\frac{e^{-j \cdot k \cdot R_{pq}}}{R_{pq}}$  otherwise
    E1
  E1

```

дифракция на ребрах

$$F(x) := \begin{cases} 2 \cdot i \cdot \sqrt{x} \cdot e^{ix} \cdot \int_{\sqrt{x}}^{20} e^{-it^2} dt & \text{if } x \leq 10 \\ 1 & \text{otherwise} \end{cases}$$

Функция, определяющая, попадает ли точка p в сектор, где учитывается дифракционное поле
 q - точка источника,
 p - точка приемника,
 $object$ - препятствие,
 nib - номер ребра,
 Φ - угол раствора клина

$sector4diffraction(p, q, object, nib, \Phi) :=$

```

:= ends ← ends_of_edge(object, nib)
if edge_light(object, ends, q, 0) = 1
  pd ←  $\begin{bmatrix} (ends_1)_1 \\ (ends_1)_2 \\ q_3 \end{bmatrix}$ 
  s4d ← 0
  if p ≠ pd
    facets ← facets_adjacent_to_edge(nib)
    tops1 ← tops_of_facet[object, (facetsT)1]
    tops2 ← tops_of_facet[object, (facetsT)2]
    tops ←  $\begin{cases} tops\_of\_facet(object, 1) & \text{if } nib = 2 \\ tops\_of\_facet(object, 3) & \text{if } nib = 4 \\ tops\_of\_facet(object, 4) & \text{if } nib = 6 \\ tops\_of\_facet(object, 2) & \text{if } nib = 8 \\ tops1 & \text{otherwise} \end{cases}$ 
     $\theta_0 \leftarrow \begin{cases} angle\_lineXplane(tops1, tops2, tops3, q, pd) & \text{if } (facet\_light(object, tops1, q, 0) = 1) \wedge (facet\_light(object, tops2, q, 0) = 0) \\ angle\_lineXplane(tops2, tops2, tops3, q, pd) & \text{if } (facet\_light(object, tops2, q, 0) = 1) \wedge (facet\_light(object, tops1, q, 0) = 0) \\ \pi - angle\_lineXplane(tops1, tops2, tops3, q, pd) & \text{if } (facet\_light(object, tops1, q, 0) = 1) \wedge (facet\_light(object, tops2, q, 0) = 1) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$ 
     $\theta \leftarrow \begin{cases} angle\_lineXplane(tops1, tops2, tops3, pd, p) & \text{if } (facet\_light(object, tops1, p, 0) = 1) \wedge \boxed{\phantom{0}} \\ \phantom{angle\_lineXplane(tops1, tops2, tops3, pd, p)} \Rightarrow (facet\_light(object, tops2, p, 0) = 0) \wedge (facet\_light(object, tops1, q, 0) = 1) \\ \pi + angle\_lineXplane(tops1, tops2, tops3, pd, p) & \text{if } (facet\_light(object, tops1, p, 0) = 1) \wedge \boxed{\phantom{0}} \\ \phantom{\pi + angle\_lineXplane(tops1, tops2, tops3, pd, p)} \Rightarrow (facet\_light(object, tops2, p, 0) = 0) \wedge (facet\_light(object, tops1, q, 0) = 0) \\ angle\_lineXplane(tops2, tops2, tops3, pd, p) & \text{if } (facet\_light(object, tops2, p, 0) = 1) \wedge \boxed{\phantom{0}} \\ \phantom{angle\_lineXplane(tops2, tops2, tops3, pd, p)} \Rightarrow (facet\_light(object, tops1, p, 0) = 0) \wedge (facet\_light(object, tops2, q, 0) = 1) \\ \pi + angle\_lineXplane(tops2, tops2, tops3, pd, p) & \text{if } (facet\_light(object, tops2, p, 0) = 1) \wedge \boxed{\phantom{0}} \\ \phantom{\pi + angle\_lineXplane(tops2, tops2, tops3, pd, p)} \Rightarrow (facet\_light(object, tops1, p, 0) = 0) \wedge (facet\_light(object, tops2, q, 0) = 0) \\ \pi - angle\_lineXplane(tops1, tops2, tops3, pd, p) & \text{if } (facet\_light(object, tops1, p, 0) = 1) \wedge (facet\_light(object, tops2, p, 0) = 1) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$ 
    s4d ←  $\begin{cases} 1 & \text{if } \left[ \left( 165 \cdot \frac{\pi}{180} - \theta_0 \right) \leq \theta \leq \left( 195 \cdot \frac{\pi}{180} - \theta_0 \right) \right] \vee \left[ \left( 165 \cdot \frac{\pi}{180} + \theta_0 \right) \leq \theta \leq \left( 195 \cdot \frac{\pi}{180} + \theta_0 \right) \right] \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$ 
  s4d
s4d
s4d

```

Функция, определяющая интенсивность дифракционного поля
 q - точка источника, p - точка приемника, object - препятствие, nb - номер ребра,
 Φ - угол раствора клина, E - амплитуда падающего луча
 diffr_intens(p, q, object, nb, Φ, E) :=

```

:= if sector4diffract(q, p, object, nb, Φ) = 1
    [
      pd ← [
        (ends_of_edge(object, nb))1
        (ends_of_edge(object, nb))2
      ]
      q3
      n ← (2·π - Φ) / π
      N1(δ) ← trunc((δ + π) / (2·n·π))
      N2(δ) ← trunc((δ - π) / (2·n·π))
      a1(δ) ← 2·cos((2·π·n·N1(δ) - δ) / 2)
      a2(δ) ← 2·cos((2·π·n·N2(δ) - δ) / 2)
      Ri ← √((pd1 - q1)2 + (pd2 - q2)2 + (pd3 - q3)2)
      R ← √((p1 - pd1)2 + (p2 - pd2)2 + (p3 - pd3)2)
      l ← (R·Ri) / (R + Ri)
      facets ← facets_adjacent_to_edge(nb)
      tops1 ← tops_of_facet[object, (facetsT)1]
      tops2 ← tops_of_facet[object, (facetsT)2]
      tops ← [
        tops_of_facet(object, 1) if nb = 2
        tops_of_facet(object, 3) if nb = 4
        tops_of_facet(object, 4) if nb = 6
        tops_of_facet(object, 2) if nb = 8
        tops1 otherwise
      ]
      θ0 ← [
        angle_lineXplane(tops11, tops12, tops13, q, pd) if (facet_light(object, tops1, q, 0) = 1) ∧ (facet_light(object, tops2, q, 0) = 0)
        angle_lineXplane(tops21, tops22, tops23, q, pd) if (facet_light(object, tops2, q, 0) = 1) ∧ (facet_light(object, tops1, q, 0) = 0)
        π - angle_lineXplane(tops11, tops12, tops13, q, pd) if (facet_light(object, tops1, q, 0) = 1) ∧ (facet_light(object, tops2, q, 0) = 1)
        0 otherwise
      ]
      θ ← [
        angle_lineXplane(tops11, tops12, tops13, pd, p) if (facet_light(object, tops1, p, 0) = 1) ∧ (
          (facet_light(object, tops2, p, 0) = 0) ∧ (facet_light(object, tops1, q, 0) = 1)
        )
        π + angle_lineXplane(tops11, tops12, tops13, pd, p) if (facet_light(object, tops1, p, 0) = 1) ∧ (
          (facet_light(object, tops2, p, 0) = 0) ∧ (facet_light(object, tops1, q, 0) = 0)
        )
        angle_lineXplane(tops21, tops22, tops23, pd, p) if (facet_light(object, tops2, p, 0) = 1) ∧ (
          (facet_light(object, tops1, p, 0) = 0) ∧ (facet_light(object, tops2, q, 0) = 1)
        )
        π + angle_lineXplane(tops21, tops22, tops23, pd, p) if (facet_light(object, tops2, p, 0) = 1) ∧ (
          (facet_light(object, tops1, p, 0) = 0) ∧ (facet_light(object, tops2, q, 0) = 0)
        )
        π - angle_lineXplane(tops11, tops12, tops13, pd, p) if (facet_light(object, tops1, p, 0) = 1) ∧ (facet_light(object, tops2, p, 0) = 1)
        0 otherwise
      ]
    ]
  ...

```

$$\begin{aligned}
& \dots \\
& \text{ctg1} \leftarrow \begin{cases} 0 & \text{if } \text{mod} \left[\frac{\pi + (\theta - \theta_0)}{2 \cdot n}, \pi \right] = 0 \\ \cot \left[\frac{\pi + (\theta - \theta_0)}{2 \cdot n} \right] & \text{otherwise} \end{cases} \\
& \text{ctg2} \leftarrow \begin{cases} 0 & \text{if } \text{mod} \left[\frac{\pi - (\theta - \theta_0)}{2 \cdot n}, \pi \right] = 0 \\ \cot \left[\frac{\pi - (\theta - \theta_0)}{2 \cdot n} \right] & \text{otherwise} \end{cases} \\
& \text{ctg3} \leftarrow \begin{cases} 0 & \text{if } \text{mod} \left[\frac{\pi + (\theta + \theta_0)}{2 \cdot n}, \pi \right] = 0 \\ \cot \left[\frac{\pi + (\theta + \theta_0)}{2 \cdot n} \right] & \text{otherwise} \end{cases} \\
& \text{ctg4} \leftarrow \begin{cases} 0 & \text{if } \text{mod} \left[\frac{\pi - (\theta + \theta_0)}{2 \cdot n}, \pi \right] = 0 \\ \cot \left[\frac{\pi - (\theta + \theta_0)}{2 \cdot n} \right] & \text{otherwise} \end{cases} \\
& R_{II0}(\alpha) \leftarrow \begin{cases} R_{II} \left(\frac{\pi}{2} - \alpha \right) & \text{if } 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} \\ R_{II} \left(\alpha - \frac{\pi}{2} \right) & \text{if } \frac{\pi}{2} < \alpha \leq \pi \\ R_{II} \left(\frac{3\pi}{2} - \alpha \right) & \text{if } \pi < \alpha \leq \frac{3\pi}{2} \\ R_{II} \left(\alpha - \frac{3\pi}{2} \right) & \text{if } \frac{3\pi}{2} < \alpha \leq 2\pi - \Phi \end{cases} \\
& R_{II n}(\alpha) \leftarrow \begin{cases} R_{II} \left(\frac{\pi}{2} - n\pi + \alpha \right) & \text{if } \frac{3\pi}{2} - \Phi \leq \alpha \leq 2\pi - \Phi \\ R_{II} \left(n\pi - \alpha - \frac{\pi}{2} \right) & \text{if } \pi - \Phi \leq \alpha \leq \frac{3\pi}{2} - \Phi \\ R_{II} \left(\frac{3\pi}{2} - n\pi + \alpha \right) & \text{if } \frac{\pi}{2} - \Phi \leq \alpha \leq \pi - \Phi \\ R_{II} \left(n\pi - \alpha - \frac{3\pi}{2} \right) & \text{if } 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} - \Phi \end{cases} \\
& R_{_1_0}(\alpha) \leftarrow \begin{cases} R_{_1_} \left(\frac{\pi}{2} - \alpha \right) & \text{if } 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} \\ R_{_1_} \left(\alpha - \frac{\pi}{2} \right) & \text{if } \frac{\pi}{2} < \alpha \leq \pi \\ R_{_1_} \left(\frac{3\pi}{2} - \alpha \right) & \text{if } \pi < \alpha \leq \frac{3\pi}{2} \\ R_{_1_} \left(\alpha - \frac{3\pi}{2} \right) & \text{if } \frac{3\pi}{2} < \alpha \leq 2\pi - \Phi \end{cases} \\
& R_{_1_n}(\alpha) \leftarrow \begin{cases} R_{_1_} \left(\frac{\pi}{2} - n\pi + \alpha \right) & \text{if } \frac{3\pi}{2} - \Phi \leq \alpha \leq 2\pi - \Phi \\ R_{_1_} \left(n\pi - \alpha - \frac{\pi}{2} \right) & \text{if } \pi - \Phi \leq \alpha \leq \frac{3\pi}{2} - \Phi \\ R_{_1_} \left(\frac{3\pi}{2} - n\pi + \alpha \right) & \text{if } \frac{\pi}{2} - \Phi \leq \alpha \leq \pi - \Phi \\ R_{_1_} \left(n\pi - \alpha - \frac{3\pi}{2} \right) & \text{if } 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} - \Phi \end{cases} \\
& \dots
\end{aligned}$$

12. Расчет распределения напряженности

I := 101 J := 81 K := 101
i := 1..I j := 1..J k := 1..K

$$\Delta x := \frac{|X_{\text{end}} - X_{\text{beg}}|}{I - 1} \quad \Delta y := \frac{|Y_{\text{end}} - Y_{\text{beg}}|}{J - 1} \quad \Delta z := \frac{|Z_{\text{end}} - Z_{\text{beg}}|}{K - 1}$$

$$x_{\text{r_vary}_i} := (i - 1) \cdot \Delta x \quad y_{\text{r_vary}_j} := (j - 1) \cdot \Delta y \quad z_{\text{r_vary}_k} := (k - 1) \cdot \Delta z$$

$$h_{\text{lotr}_{i,j}} := \left| E_{\text{lotr}} \left[\begin{pmatrix} x_{\text{r_vary}_i} \\ y_{\text{r_vary}_j} \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 60 \\ 50 \\ 2 \end{pmatrix} \right] \right|$$

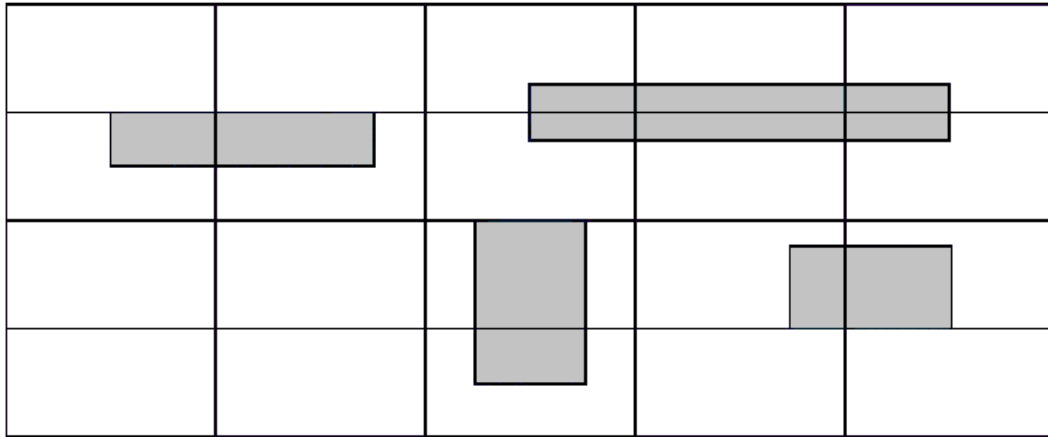
$$h_{\text{lotr_norm}_{i,j}} := \begin{cases} 20 \cdot \log \left(\frac{1 \cdot 10^{-15}}{\text{MAX_}} \right) & \text{if } h_{\text{lotr}_{i,j}} = 0 \\ 20 \cdot \log \left(\frac{h_{\text{lotr}_{i,j}}}{\text{MAX_}} \right) & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$\text{MAX_} := \max(h_{\text{lotr}}) \quad \text{MIN_} := \min(h_{\text{lotr}})$$

$$\text{MIN} := \min(h_{\text{lotr_norm}}) \quad \text{MAX} := \max(h_{\text{lotr_norm}})$$

$$\text{SCALE}_{i,j} := \text{MIN} + j \frac{\text{MAX} - \text{MIN}}{J}$$

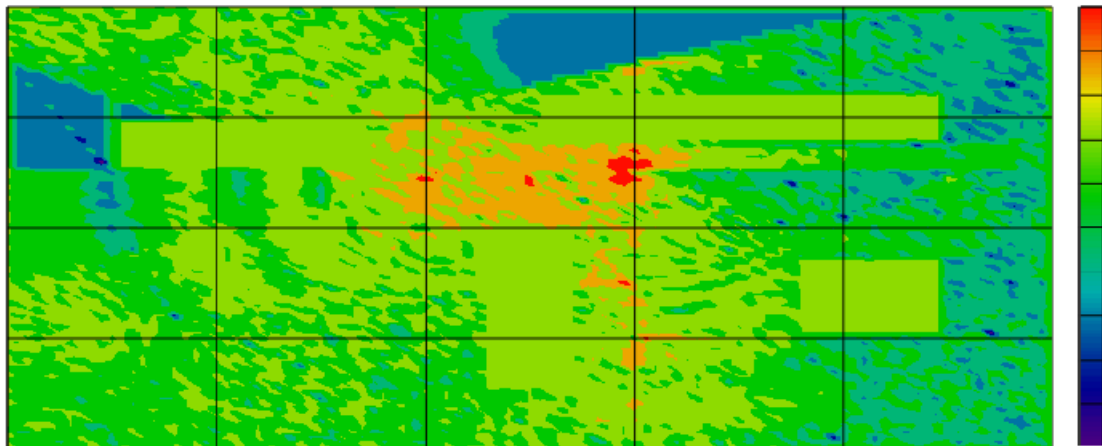
$$\text{OBSTACLE}_{i,j} := \begin{cases} t_{i,j} \leftarrow 0 \\ \text{for } n \in 1..N \\ \quad \left| \begin{array}{l} tt_{i,j} \leftarrow 1 \text{ if } [(x_{\text{beg}_n} \leq x_{\text{r_vary}_i} \leq x_{\text{end}_n}) \wedge (y_{\text{beg}_n} \leq y_{\text{r_vary}_j} \leq y_{\text{end}_n})] \vee [(x_{\text{r_vary}_i} = 26) \wedge (y_{\text{r_vary}_j} = 15)] \\ 0 \text{ otherwise} \end{array} \right. \\ \quad t_{i,j} \leftarrow tt_{i,j} + t_{i,j} \\ t_{i,j} \end{cases}$$



OBSTACLE

length_Y = 80 m

MAX = 0



h_lotr_norm

MIN = -78.85

length_X = 100 m

13. Расчет покрытия

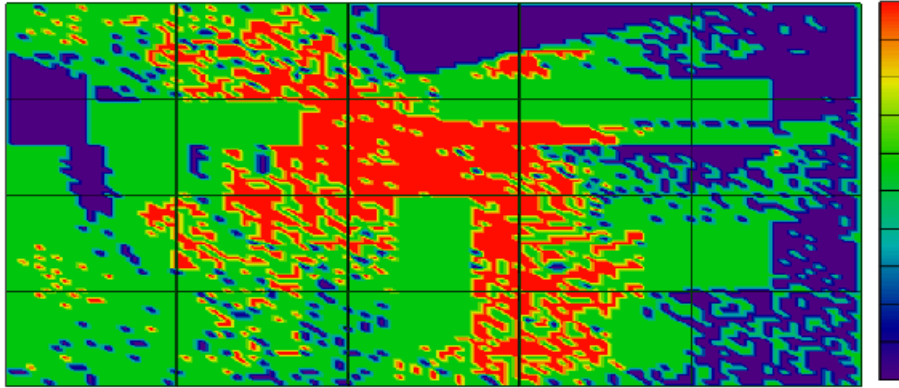
$level_1 := \max(h_1otr_norm) - 27$ $level_2 := \max(h_1otr_norm) - 40$

$coverage_{i,j} := \begin{cases} 1 & \text{if } h_1otr_norm_{i,j} \geq level_1 \\ 0.5 & \text{if } level_1 > h_1otr_norm_{i,j} \geq level_2 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$

$MINN := \min(coverage)$ $MAXX := \max(coverage)$

$SCALE_{i,j} := MINN + j \frac{MAXX - MINN}{J}$

$MAXX = 1$



coverage

$MINN = 0$

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

УТВЕРЖДАЮ

И.о. директора Института
радиотехнических систем и управления
Южного федерального университета

Федотов А. А.

« 09 » 09 2025 г.

СПРАВКА

О внедрении результатов диссертационной работы Вагановой Анастасии Алексеевны «Гибридная имитационная модель распространения радиоволн в урбанизированной среде с учетом комплексных характеристик направленности антенн» в проект по созданию высокотехнологичного производства аппаратно-программных комплексов обработки сельхозсырья на основе СВЧ-излучения

При выполнении хоздоговорной работы № ХД-19-25-РТ (в период с 14.01.2020 г. по 28.05.2021 г.) была использована методика расчета распространения поля в помещении, разработанная в рамках диссертационной работы Вагановой Анастасии Алексеевны «Гибридная имитационная модель распространения радиоволн в урбанизированной среде с учетом комплексных характеристик направленности антенн».

С помощью описанной в диссертационной работе методики, основанной на применении разработанного Вагановой А.А. алгоритма в программе MathCad, был выполнен анализ распределения электромагнитного поля в помещении, в котором располагался комплекс обработки сельхозсырья, с целью убедиться в том, что проникающее наружу СВЧ-излучение не представляет опасности для персонала. Использование компьютерного моделирования позволило значительно сократить время разработки аппаратно-программного комплекса обработки сельхозсырья.

Руководитель проекта

Руководитель Инжинирингового
центра приборостроения радио и
микроэлектроники, д. т. н.

Ковалев А. В.

Директор НКБ «МИУС» ЮФУ, к.т.н.

Спирidonов О. Б.

УТВЕРЖДАЮ

И.о. директора Института радиотехнических систем и
управления ФГАОУ ВО «Южный федеральный университет»

А.А. Федотов

2025 г.

АКТ

о внедрении результатов диссертации на соискание ученой степени кандидата наук Вагановой Анастасии Алексеевны «Гибридная имитационная модель распространения радиоволн в урбанизированной среде с учетом комплексных характеристик направленности антенн» в учебный процесс Института радиотехнических систем и управления ФГАОУ ВО «Южного федерального университета»

Комиссия в составе заместителя директора ИРТСУ по учебной работе доцента Н.Н. Кисель (председатель), зав. кафедрой антенн и радиопередающих устройств Ю.В. Юханова, профессора Передовой инженерной школы «Инженерия киберплатформ» Д.В. Семенихиной рассмотрела диссертацию на соискание ученой степени кандидата наук Вагановой Анастасии Алексеевны «Гибридная имитационная модель распространения радиоволн в урбанизированной среде с учетом комплексных характеристик направленности антенн» и составила настоящий акт о том, что результаты, полученные в представленной диссертационной работе, используются в учебном процессе кафедры антенн и радиопередающих устройств ИРТСУ ЮФУ в дисциплинах «Автоматизированное проектирование РЭА и СВЧ-устройств», «Основы компьютерного проектирования и моделирования радиоэлектронных средств», «Антенны, СВЧ-устройства и их технологии», «Электродинамика и распространение радиоволн», «Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств» при подготовке студентов и магистрантов.

Предметом внедрения являются:

- алгоритм анализа распространения радиоволн в урбанизированной среде с учетом комплексных характеристик направленности антенн;
- реализация алгоритма в виде программы для компьютерного моделирования распределения электромагнитного поля в заданных условиях с учетом эффектов многолучевого распространения, а также расположения и направленных и поляризационных свойств приемных и передающих антенн в среде Mathcad.

Результаты, полученные Вагановой А.А., используются при усвоении студентами и магистрантами знаний и навыков теории и практики распространения радиоволн и территориально-частотного планирования систем беспроводной связи.

Внедрение результатов диссертационной работы рассмотрены на заседании Учено-методического совета ИРТСУ ЮФУ. Членов совета 15 чел., присутствовало на заседании 10 чел. Результат голосования: «за» - 10 чел., «против» - 0 чел., «воздержалось» - 0 чел., протокол № 14 от 18.09.2025 г.

Председатель комиссии

заместитель директора ИРТСУ по
учебной работе к.т.н., доцент

Члены комиссии

д.т.н., зав.каф. АиРПУ

д.т.н., профессор ПИШ ЮФУ

Н.Н. Кисель

Ю.В. Юханов

Д.В. Семенихина

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2018663221

Программа трехмерной лучевой трассировки и расчета
интенсивности электромагнитного поля в помещении с
препятствием

Правообладатель: *федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего образования «Южный
федеральный университет» (Южный федеральный университет)*
(RU)

Авторы: *Ваганова Анастасия Алексеевна (RU),
Панычев Андрей Иванович (RU)*

Заявка № 2018660212

Дата поступления 24 сентября 2018 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 24 октября 2018 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев