

ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет»

На правах рукописи



Крюков Дмитрий Юрьевич

**РАЗРАБОТКА МЕТОДИК УЛУЧШЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕНН
ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ ДИФРАКЦИОННОГО ТИПА ЗА СЧЕТ
НЕРАВНОМЕРНОСТИ ПРОФИЛЯ ИЗЛУЧАЮЩЕГО РАСКРЫВА**

Специальность: 2.2.14. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:

доктор технических наук, доцент

Останков Александр Витальевич

Содержание

Введение	5
Глава 1. Анализ текущего состояния и перспектив развития теории и техники антенн дифракционного излучения на основе периодических замедляющих структур	14
1.1. Обзор существующих типов плоских дифракционных антенн и рассмотрение возможных направлений их дальнейшего совершенствования и модернизации	14
1.2. Обзор широко используемых компьютерных программ и методов трехмерного электромагнитного анализа антенн, содержащих открытые металлодиэлектрические излучающие структуры	35
1.3. Особенности электродинамического расчета основных электрических характеристик и задание условий моделирования антенн вытекающей волны дифракционного типа	49
Выводы к главе 1	57
Глава 2. Математическое обеспечение анализа и структурно-параметрического синтеза антенн вытекающей волны дифракционного типа с неравномерным профилем излучающего раскрыва.....	59
2.1. Постановка задач структурно-параметрического синтеза и оптимизации антенн вытекающей волны, содержащих гребенчатые дифракционные решетки	59
2.2. Основные преимущества и недостатки современных математических моделей для анализа и синтеза антенн вытекающей волны дифракционного типа. Определение направлений их дальнейшего развития и областей модификации	62
2.3. Модифицированная численно-аналитическая модель для анализа и синтеза антенн вытекающей волны дифракционного типа с неравномерным профилем излучающего раскрыва	65

2.4. Методика энергетического расчета антенны вытекающей волны дифракционного типа с изменяющимся вдоль раскрыва прицельным расстоянием на заданное амплитудное распределение поля.....	83
2.5. Синтез антенны вытекающей волны дифракционного типа с изменяющимся вдоль раскрыва прицельным расстоянием	92
2.6. Оценка фазовых искажений и методика их коррекции	104
Выводы к главе 2	113
Глава 3. Особенности проектирования и автоматизированного расчета антенн вытекающей волны дифракционного типа с неравномерным профилем излучающего раскрыва	115
3.1. Методика проектирования и автоматизированного расчета антенны вытекающей волны дифракционного типа с неравномерным профилем на основе гребенчатой решетки.....	115
3.2. Исследование модифицированной численно-аналитической модели для автоматизированного расчета антенн вытекающей волны на основе гребенчатых решеток и определение ее ограничений	125
3.3. Формирование поперечного излучения в антеннах вытекающей волны дифракционного типа при одностороннем способе возбуждения.....	136
3.4. Расчетная модель для проектирования антенны вытекающей волны дифракционного типа на основе решетки с неэквидистантным расположением металлических лент на периоде.....	145
Выводы к главе 3	153
Глава 4. Разработка и экспериментальные исследования антенн вытекающей волны дифракционного типа с нерегулярной распределительно-излучающей системой.....	156
4.1. Высокотехнологичная антенна для базовой станции LTE на основе однопроводной линии передачи, экранированной гребенчатой решеткой	156

4.2. Узконаправленная линейная антенна для X-диапазона на основе периодической гребенчатой решетки	169
4.3. Оптимизация гребенчатой периодической антенны X-диапазона по критериям низкого уровня бокового излучения и малой ширины главного лепестка диаграммы направленности	176
4.4. Плоская антенна для частотного диапазона 27,5-28,3 ГГц из двух симметричных ленточных решеток с центральным питанием	184
Выводы к главе 4.....	190
Заключение.....	193
Список цитируемых источников	196
Приложение 1. Баланс мощностей при полноволновом имитационном моделировании антенн и СВЧ-устройств	213
Приложение 2. Акты внедрения результатов диссертации	215

Введение

Актуальность темы исследования. Динамично развивающееся научное направление техники и технологии дифракционных антенных решеток берет свое начало с 70-х годов XX-го века. В это время под руководством академика В.П. Шестопалова были проведены основополагающие теоретические и экспериментальные исследования рассеяния поверхностных волн диэлектрического волновода (ДВ) на дифракционной решетке (ДР) с пространственной периодичностью и периодом решетки, соизмеримым с длиной дифрагирующей волны. Результаты исследований убедительно показали возможность эффективного преобразования энергии неоднородных плоских электромагнитных волн в энергию излучаемой объемной радиоволны и управления такими ее характеристиками, как направление излучения и поляризация. Дальнейшее развитие научно-исследовательской работы в этой области позволило получить высоконаправленное электромагнитное излучение в окружающее свободное пространство и, как следствие, открыло перспективы использования этого явления в антенной технике.

Наиболее важное и перспективное направление дальнейшего развития теории и техники антенн дифракционного излучения (АДИ) может быть основано на исследовании свойств квазипериодических открытых излучающих структур. Подобные структуры являются особым классом электродинамических сред, у которых в направлении распространения поверхностной волны неравномерно изменяется профиль излучающего раскрыва. В антеннах вытекающей волны дифракционного типа (АВВДТ) профилирование излучающего раскрыва может быть реализовано как вариацией шага расположения отражающих элементов ДР (канавок в гребенчатой структуре, металлических лент или щелей), так и изменением физических и/или геометрических параметров входящих в нее элементов (диэлектрической проницаемости слоев структуры, расстояния между линией возбуждения и ДР).

Квазипериодический профиль позволяет существенно улучшить характеристики АВВДТ за счет пространственной и частотной коррекции направленных и энергетических свойств излучающего раскрыва. При отказе от строгой периодичности ДР появляется возможность подавления побочных максимумов диаграммы направленности (ДН) и бокового излучения, снижения угло-частотной чувствительности и формирования поперечного излучения при одностороннем возбуждении АВВДТ, коррекции фазового распределения поля на излучающем раскрыве. Одновременно с этим целенаправленное изменение расстояния в направлении распространения поверхностной волны позволяет гибко управлять степенью связи между питающей линией и ДР, обеспечивая реализацию требуемого амплитудного распределения поля на апертуре антенны и/или заданный входной импеданс.

Таким образом, тема разработки методик улучшения характеристик АВВДТ за счет неравномерности профиля излучающего раскрыва в настоящее время представляется актуальной. Обозначенная тема тесно связана с необходимостью совершенствования существующих подходов к анализу и параметрическому синтезу АВВДТ при помощи теоретических и экспериментальных методов исследования.

Степень разработанности темы. Значительный вклад в теорию и практику построения АВВДТ внесли ученые: В.П. Шестопапов, С.Д. Андреевко, А.П. Евдокимов, В.В. Крыжановский, С.А. Провалов, Ю.Б. Сидоренко, С.А. Шило, Д.И. Воскресенский, Е.И. Нефедов, С.Е. Банков, В.И. Юдин, А.И. Климов, Ю.Г. Пастернак, А.В. Останков, Ю.Е. Седельников, Ю.Б. Нечаев, С.А. Стешенко, М. Ando, Y.H. Cho, W. J. Byun, M. S. Song, V. Manasson, M. Felman. Однако анализ общедоступных литературных источников свидетельствует о весьма ограниченном количестве научных работ и трудов, в которых были бы представлены математически строгие или экспериментальные данные об электрических характеристиках АВВДТ, спроектированных на основе квазипериодического профиля излучающего раскрыва. Существующие аналитические методы расчета во многом базируются на исследовании общей

теории антенных решеток и результатах теоретических исследований модельных задач дифракции волн на периодических структурах, что позволяет производить достоверный анализ лишь типовых конструкций антенн. Недостатки имеющихся методов расчета прежде всего обусловлены ограниченным количеством информации о реальных физических процессах, происходящих в АДИ. Так, например, в настоящее время отсутствует сколько-нибудь достоверная численная модель дифракции поверхностной волны планарного ДВ (ПДВ) на гребенке, плоскость раскрыва которой ориентирована под углом к боковой поверхности ПДВ. Также не существует математической модели для точной оценки величины фазовых искажений в АВВДТ.

Цель диссертационной работы заключается в развитии методов анализа и синтеза АВВДТ с неравномерным профилем излучающего раскрыва, а также разработке методик расчета и проектирования, позволяющих создавать антенны с улучшенными характеристиками или параметрами.

Для достижения поставленной цели необходимо было решить следующие **задачи:**

1) провести анализ текущего состояния и перспектив развития теории и техники АДИ;

2) дополнить одну из существующих моделей анализа и синтеза АВВДТ с неравномерным профилем излучающего раскрыва математическим аппаратом для расчета амплитудно-фазового распределения (АФР);

3) разработать методику энергетического расчета, позволяющую улучшить показатели направленности в АВВДТ за счет вариации расстояния между линией возбуждения и ДР по заданному амплитудному распределению поля;

4) исследовать особенности формирования поперечного излучения в АВВДТ при одностороннем способе возбуждения раскрыва и введении на периоде дополнительной неоднородности, смещенной относительно основной;

5) исследовать возможность повышения эффективности АВВДТ с гребенчатой решеткой на основе однопроводной нерегулярной линии передачи за счет применения оптимального устройства возбуждения;

б) разработать высокотехнологичные конструкции АВВДТ с улучшенными характеристиками.

Объектом исследования являются АВВДТ с неравномерным профилем излучающего раскрыва.

Предмет исследования составляют АВВДТ, содержащие питающую линию на основе ПДВ или однопроводной линии передачи, а также отражательные гребенчатые и ленточные решетки различной конфигурации.

Научная новизна работы заключается в следующем:

1) разработан эффективный алгоритм расчета АФР в АВВДТ с неравномерным профилем гребенчатой решетки, основанный на использовании модификации модели дифракции поверхностной волны на раскрыве антенны; алгоритм отличается от классического интегрирования спектральной плотности поля использованием интеграла Кирхгофа, что позволяет значительно снизить временные затраты на расчет поля в фиксированных точках на раскрыве АВВДТ;

2) разработана методика энергетического расчета АВВДТ при заданном амплитудном распределении поля, позволяющая улучшить характеристики направленности антенны; методика, в отличие от известных методов энергетического расчета периодических антенн вытекающей волны, существенно опирается на экспериментально полученную зависимость отбора мощности от расстояния между линией возбуждения и ДР, а также учитывает относительную мощность потерь в ПДВ;

3) предложена методика формирования поперечного излучения в АВВДТ с модифицированным раскрывом при одностороннем способе возбуждения, позволяющая значительно увеличить коэффициент полезного действия (КПД) антенны, отличающаяся использованием процедуры оптимизации положения дополнительной канавки относительно основной и подбора глубины дополнительной канавки;

4) установлена возможность повышения эффективности АВВДТ на основе однопроводной линии передачи с периодической гребенчатой решеткой за счет

применения устройств возбуждения, отличных от классического конического рупора.

Теоретическая значимость работы заключается в следующем:

– существующая численно-аналитическая модель для анализа и синтеза АВВДТ с неравномерным профилем излучающего раскрыва дополнена математическим аппаратом для расчета АФР на раскрыве антенны;

– разработана методика энергетического расчета антенны с изменяющимся вдоль раскрыва расстоянием между питающей линией и ДР по заданному амплитудному распределению поля, представляющая собой дальнейшее развитие существующей численно-аналитической модели для анализа и синтеза АВВДТ;

– предложена методика приближенной оценки фазовых искажений поля на апертуре и разработана методика их коррекции за счет изменения шага расположения неоднородностей в ДР;

– разработана численно-аналитическая экспресс-модель для проектирования АВВДТ на основе решетки с неэквидистантным расположением нескольких металлических лент (щелей) на периоде ДР.

Практическая значимость результатов работы заключается в том, что на их основе:

– применительно к АВВДТ с периодической гребенчатой решеткой реализован способ введения на периоде дополнительной канавки и предложены варианты увеличения КПД антенны с подобным раскрывом за счет оптимизации положения дополнительной канавки относительно основной и подбора ее глубины;

– разработана и верифицирована комплексная методика проектирования и автоматизированного расчета АВВДТ с неравномерным профилем на основе гребенчатой решетки;

– разработаны высокотехнологичные конструкции АВВДТ с улучшенными характеристиками.

Методология и методы исследования. При выполнении исследований использовались методы скалярной теории дифракции электромагнитных волн, вычислительные методы электродинамики, методы линейной алгебры и численные методы математического анализа, методы параметрической оптимизации (генетический алгоритм, метод роя частиц), высокоуровневое программирование, электродинамическое моделирование на основе метода конечного интегрирования во временной области с применением современных систем автоматизированного проектирования.

Основные результаты и положения, выносимые на защиту.

1. Модифицированная численно-аналитическая модель для анализа и синтеза АВВДТ с неравномерным профилем распределительно-излучающей системы позволяет в среднем на два порядка сократить временные затраты на расчет АФР по сравнению с методом усеченного интегрирования спектральной плотности при обеспечении соизмеримой точности вычислений. Модель следует использовать для экспресс-анализа на ранних этапах проектирования антенн.

2. Методика энергетического расчета АВВДТ с изменяющимся вдоль раскрыва прицельным расстоянием по заданному амплитудному распределению поля позволяет достичь при проектировании антенн улучшенные показатели направленности, обеспечить минимизацию уровня боковых лепестков (УБЛ) при максимизации коэффициента усиления (КУ). В частности, у АВВДТ с гребенчатой решеткой из 22 канавок одинаковой ширины и глубины оптимизация расстояния позволила сформировать остронаправленный главный лепесток ДН, снизить УБЛ на 70% и одновременно увеличить КУ почти на 10% по сравнению со случаем постоянного прицельного расстояния. Методика ориентирована на расчет квазипериодических АВВДТ диапазона СВЧ или КВЧ.

3. Методика формирования поперечного излучения в АВВДТ с модифицированным раскрывом при одностороннем способе возбуждения позволяет увеличить КПД антенны за счет оптимизации положения дополнительной канавки относительно основной и подбора ее глубины. В частности, для АВВДТ с гребенчатой решеткой из 20 канавок глубиной h при

введении на периоде дополнительной канавки глубиной $0,625h$ (смещенной относительно основной на четверть длины волны в ПДВ) обеспечивается КПД более 98% при уровне боковых лепестков (УБЛ) «минус» 15 дБ. Дальнейшая оптимизация расположения системы дополнительных канавок позволяет повысить расчетный КПД антенны до 99,8% и снизить УБЛ до «минус» 17,6 дБ.

4. Высокотехнологичная конструкция АВВДТ, состоящая из устройства возбуждения в виде прямоугольного ступенчатого диффузора, периодической гребенчатой решетки и однопроводной нерегулярной линии передачи на основе центральной жилы коаксиального кабеля с тефлоновой изоляцией, позволяет на частоте 2,4 ГГц сформировать веерную ДН (в горизонтальной (H -) плоскости), а также обладает высоким КПД (94%) и коэффициентом стоячей волны по напряжению (КСВН), близким к единице. Конструкция АВВДТ характеризуется возможностью гибкой настройки электрических параметров.

Реализация и внедрение результатов работы. Основные теоретические и практические результаты работы использованы в АО НПП «Автоматизированные системы связи» (г. Воронеж) при разработке высокотехнологичных антенн беспроводной связи для радиоаппаратуры СВЧ и КВЧ диапазонов. Ряд результатов внедрен в учебный процесс ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет» (г. Воронеж) и Ордена Трудового Красного Знамени ФГБОУ ВО «Московский технический университет связи и информатики» (г. Москва).

Достоверность и обоснованность основных положений диссертации базируется на корректном использовании как традиционных, основанных на строгих электродинамических подходах и принципах, так и сравнительно новых вычислительных методов электродинамики, положенных в основу функционирования систем полноволнового моделирования антенн и СВЧ-устройств. Адекватность и точность выполненных математических расчетов и сформулированных гипотетико-дедуктивным методом выводов подтверждается результатами соответствующих экспериментальных исследований, проведенных посредством электромагнитного полноволнового моделирования.

Апробация работы. Основные результаты и положения диссертационного исследования представлены на конференции «Актуальные направления научных исследований XXI века: теория и практика» (Воронеж, 2015), Международной научно-практической конференции «Развитие личности как стратегия современной системы образования» (Воронеж, 2016), XXIII, XXIV, XXVII, XXVIII, XXX и XXXI Международных научно-технических конференциях «Радиолокация, навигация, связь» (Воронеж, 2017, 2018, 2021, 2022, 2024, 2025), Всероссийской научно-практической конференции «Актуальные проблемы деятельности подразделений УИС» (Воронеж, 2019), Международной научно-практической конференции «Техника и безопасность объектов уголовно-исполнительной системы» (Воронеж, 2024).

Публикации. По теме диссертации опубликована 21 научная работа, включая 8 статей в рецензируемых научных журналах, рекомендованных ВАК РФ, 3 публикации в изданиях, индексируемых в реферативно-библиографической базе Scopus, и 10 докладов на научно-технических конференциях.

Личный вклад автора в получение результатов, изложенных в диссертации, заключается в разработке новых и модификации существующих методов расчета и методик проектирования АВВДТ; расчете конструктивных параметров исследуемых антенн посредством модифицированной численно-аналитической модели, разработке геометрических конструктивов антенн в системах автоматизированного проектирования, электродинамическом моделировании антенн, оптимизации их параметров и характеристик на основе известных и предложенных в работе методик, а также численных расчетов, моделировании эксперимента, обработке полученных данных и сопоставлении с предварительно рассчитанными; анализе результатов моделирования антенн, обсуждении результатов.

Соответствие паспорту специальности. Содержание диссертации соответствует пп. 2 «Решение внешних и внутренних дифракционных задач электродинамики для анализа и синтеза высокоэффективных антенн и

микроволновых устройств, определения их предельно-достижимых характеристик, возможных путей построения и т.д.», 3 «Исследование и разработка новых антенных систем, активных и пассивных микроволновых устройств, в том числе управляющих, фазирующих, экранирующих и других, с существенно улучшенными параметрами», 9 «Разработка методов автоматизированного проектирования и оптимизации антенных систем и микроволновых устройств широкого применения» паспорта специальности 2.2.14. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии.

Структура и объем работы. Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения, списка цитируемых источников, включающего 150 наименований, и двух приложений. Основная часть работы изложена на 219 страницах, содержит 101 рисунок и 5 таблиц.

Глава 1. Анализ текущего состояния и перспектив развития теории и техники антенн дифракционного излучения на основе периодических замедляющих структур

1.1. Обзор существующих типов плоских дифракционных антенн и рассмотрение возможных направлений их дальнейшего совершенствования и модернизации

Динамичное развитие информационно-управляющих радиотехнических систем (РТС) явилось причиной значительного увеличения числа функциональных задач, стоящих перед антенно-фидерными устройствами. Современные антенны, помимо своего традиционного предназначения – эффективного извлечения энергии пространственного электромагнитного поля (приемные антенны) или преобразования энергии высокочастотного генератора в излучение электромагнитных волн (передающие антенны), могут весьма успешно адаптироваться к изменяющимся условиям помеховой обстановки, а также решать задачи пространственной, временной, частотной и поляризационной селекции принятых или излучаемых сигналов [1-2]. В связи с чем применяемые на практике антенны из конструктивно простых устройств превратились в сложные системы, имеющие большое количество элементов антенно-фидерного тракта, таких как излучатели, фазовращатели, малошумящие усилители, коммутаторы высокочастотных сигналов, инжекторы питания и управления, грозозащитные элементы и др. Электрические и конструктивные параметры таких антенных устройств главным образом определяют тактико-технические и эксплуатационные характеристики современных информационных радиосистем.

При создании любых классов и типов антенн необходимо стремиться получить наилучшие (оптимальные) характеристики для условий их работы. Обобщенно задача оптимизации антенной системы сводится к выбору такой конструкции, при которой будет достигнут наибольший КПД и низкий УБЛ, а также обеспечена заданная ширина и направленность излучения при работе в

широкой полосе частот. Между тем на практике проектирование и конструирование высокоэффективных антенных систем, как правило, требует больших производственных и технологических затрат, что в конечном счете приводит к значительному увеличению стоимости всей РТС. Более того, чрезмерное усложнение конструкции с целью обеспечить высокие технические характеристики в ряде случаев увеличивает массогабаритные показатели антенны и снижает ее надежность. Поэтому в соответствии с Государственными Стандартами (ГОСТ) Российской Федерации [3-5] антенные устройства, помимо обеспечения заложенных электрических параметров, должны удовлетворять весьма жестким требованиям к конструкции (обеспечивать высокую механическую прочность, проведение технического обслуживания, профилактических и ремонтных работ), требованиям к механическим и климатическим воздействиям (выдерживать ветровые и гололедные нагрузки), требованиям надежности (иметь определенный срок службы).

Важнейшим электрическим параметром, во многом определяющим особенности конструкции любой антенны и фидерного тракта, является диапазон рабочих частот. В последние годы в области радиотехники наблюдается активное освоение субмиллиметрового, миллиметрового и К-диапазона сантиметровых длин волн. Широкая полоса частот и хорошая электромагнитная совместимость в этих диапазонах обеспечивают эффективное функционирование беспроводных транспортных сетей мобильной связи, способных передавать информацию со скоростью до 20 Гбит/с, используя при этом методы модуляции без применения сложных алгоритмов помехоустойчивого кодирования. Интерес к использованию данных частотных диапазонов при разработке систем спутниковой связи, средств радиоэлектронной борьбы (РЭБ), радиолокационных и радиометрических комплексов связан также с дальнейшей миниатюризацией антенных устройств, интеграцией электронных компонентов и удешевлением радиоаппаратуры.

В максимальной степени изложенным выше требованиям удовлетворяют *плоские (планарные) антенные решетки*. Планарные антенны характеризуются «*низким профилем*», то есть таким соотношением габаритных параметров, при

котором один из линейных размеров трехмерной антенны значительно меньше двух других. Основными преимуществами, выгодно отличающими плоские антенны от иных видов антенн, являются простота и надежность конструкции, высокая технологичность изготовления с возможностью эффективного массового производства за счет повторяемости размеров, малые массогабаритные характеристики и низкие стоимостные показатели. Их привлекательность существенно возрастает в тех странах, где существует запрет на установку зеркальных параболических антенн на крышах и фасадах зданий [6], но отсутствует запрет на размещение плоских антенн. Поскольку планарные антенны позволяют вести прием сигналов от спутниковых телекоммуникационных систем через оконные стекла, то они могут устанавливаться непосредственно внутри помещений. Одновременно с этим отдельные варианты плоских антенн способны обеспечить требуемую угло-частотную зависимость и поляризационную чувствительность с сохранением высокого КПД, необходимого в случае передающих антенн для достижения высокого КУ, а в случае приемных – для уменьшения внутренних шумов. Таким образом, совокупность перечисленных достоинств плоских антенных решеток вместе с удобством их размещения на поверхностях различных платформ и повышенной устойчивостью к негативным метеоусловиям объясняет причину широкого интереса к антеннам этого класса.

Сравнительно новым направлением в антенной технике миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов длин волн, берущим свое начало с 70-х годов XX-века, является *изучение и разработка плоских дифракционных антенных решеток с открытыми электродинамическими структурами*. В это время под руководством академика В.П. Шестопалова были проведены основополагающие теоретические и экспериментальные исследования рассеяния поверхностных волн ДВ на ДР с пространственной периодичностью (весьма важно, чтобы период решетки был соизмерим с длиной дифрагирующей волны) [7]. Результаты исследований показали возможность *эффективного преобразования энергии неоднородных плоских электромагнитных волн в энергию объемной рассеянной волны* и управления такими ее характеристиками, как направление излучения и

поляризации. Благодаря дальнейшему развитию научно-исследовательской работы в этой области были установлены особенности формирования высоконаправленного электромагнитного излучения в окружающем свободном пространстве, что, в свою очередь, создало благоприятные условия для использования этого явления в антенной технике.

Антенные устройства, поддерживающие поверхностную волну, преобразующуюся в объемные электромагнитные волны, относят к классу антенн вытекающих (бегущих) или поверхностных волн [7-17]. Электродинамическая структура, состоящая из металлической гребенчатой решетки, накрытой ПДВ считается базисной, поскольку изначально [8] и по настоящее время находит широкое практическое применение [9-10]. Реализованные на основе этой структуры дифракционные антенны отличаются высокой направленностью, технологичностью изготовления и малыми габаритами вдоль оси излучения.

АДИ, показанная на рис. 1.1, является одной из первых отечественных запатентованных конструкций антенн бегущей волны [11], способных обеспечить сканирование лучом на фиксированной рабочей частоте.

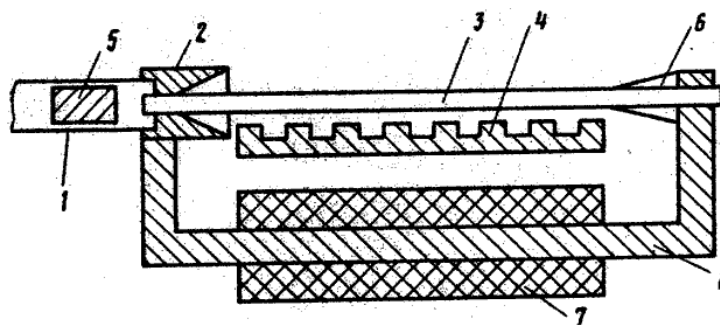


Рис. 1.1. Структурная схема антенны бегущей волны: 1 – питающий волновод; 2 – возбуждающий переход; 3 – ПДВ; 4 – гребенчатая периодическая решетка; 5 – поляризатор; 6 – конический наконечник; 7 – управляющая катушка; 8 – П-образный магнитопровод

Принцип ее действия основан на эффекте преобразования ДР поверхностных волн ПДВ в объемные электромагнитные волны, излучаемые в окружающее свободное пространство. Работа рассматриваемой антенны заключается в том, что электромагнитная волна, вытекающая из питающего

волновода 1 через возбуждающий переход 2, активизирует поверхностную волну в ДВ 3. Распространяющаяся вдоль ДВ 3 поверхностная волна последовательно возбуждает элементы переизлучающей периодической гребенчатой ДР 4 с фазовым сдвигом, определяемым периодом гребенчатой решетки и фазовой скоростью поверхностной волны. Вдоль ДВ 3, выполненного в виде круглого ферритового стержня, могут распространяться два основных типа электромагнитных колебаний с различным направлением вращения вектора поляризации. Волны, циркулирующие вдоль ДВ 3, являются медленными (распространяются со скоростью меньшей скорости света), и их поле убывает по экспоненциальному закону в направлении, перпендикулярном к направлению распространения. При намагничивании ферритового стержня постоянным магнитным полем фазовые скорости этих колебаний различны. Поляризатор 5, установленный в питающем волноводе 1, предназначен для возбуждения только одного типа колебаний. Возбуждающий переход 2 и конический наконечник 6, соединенные с *Π*-образным магнитопроводом 8, образуют замкнутый контур магнитного потока. Варьируя силу тока в управляющей катушке 7, можно изменять величину постоянного намагничивающего поля и, как следствие, фазовую скорость поверхностной волны, распространяющейся вдоль ДВ 3. Тем самым осуществляется управление фазовым фронтом электромагнитной волны, формируемой отражающей гребенчатой ДР 4, и происходит сканирование лучем антенны на заданной рабочей частоте.

Данная антенна удовлетворяет электродинамическому принципу взаимности и может одинаково эффективно работать как в режиме излучения, так и в режиме приема [11]. Информация об электрических характеристиках и результатах натурных испытаний не представлена в литературных источниках. Недостатком такой антенны являются ограниченность скорости сканирования ДН, обусловленная инерционностью ферритового элемента управления, и изменение направление луча антенны из-за независимости свойств феррита при переходе в режим приема. Для сохранения направления луча в режиме приема

таким же, как в режиме излучения, необходимо изменить направление поля намагничивания [11].

Другая основополагающая конструкция антенны дифракционного излучения изображена на рис. 1.2. Антенна предназначена для работы в миллиметровом диапазоне длин волн и позволяет обеспечить эффективность преобразования поверхностных волн ДВ 3 в излучаемые (КПД) более 90% [12].

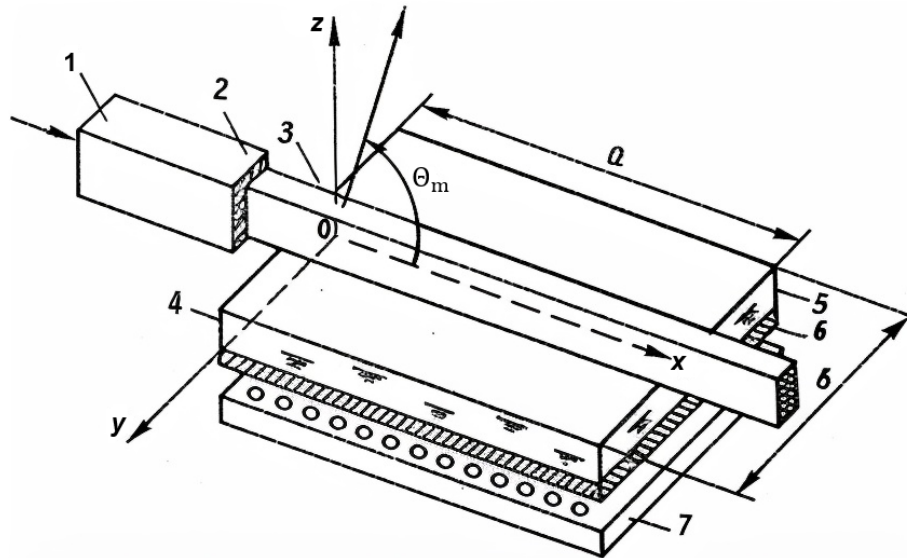


Рис. 1.2. Структурная схема антенны бегущей волны с оптическим сканированием ДН: 1 – питающий волновод; 2 – возбуждающий переход; 3 – прямоугольный ДВ; 4 – периодическая решетка; 5 – полупроводниковая пластина; 6 – оптически прозрачный экран; 7 – матрица светоизлучающих элементов

В качестве излучающей системы представленной АДИ (рис. 1.2.) использована электродинамическая схема [8]: «прямоугольный ДВ – периодическая гребенчатая ДР». Область формирования переизлучающей периодической решетки 4 расположена под ДВ 3 на расстоянии не более $1/4$ рабочей длины волны, что обеспечивает ее результирующее воздействие на поле ДВ 3. Для повышения эффективности отбора мощности расстояние между линией передачи (ДВ) и ДР выбирается, как правило, такой величины, чтобы исключить сильную электродинамическую связь прямоугольного ДВ с периодической ДР.

Особенность работы вышеприведенной антенны (рис. 1.2.) заключается в оптическом управлении ДН. Так, при включении элементов матрицы

светоизлучающих элементов 7 их излучение проходит сквозь оптически прозрачный экран 6 и попадает на поверхность полупроводниковой пластины 5, резко увеличивая электропроводность освещенных областей и создавая тем самым эффект периодической гребенчатой решетки с диэлектрическим заполнением канавок. Иными словами, за счет параллельного расположения рядов светоизлучающих элементов 7 полупроводниковая пластина 5 начинает работать как классическая периодическая гребенчатая ДР [8], эффективно рассеивая поверхностные электромагнитные волны ДВ 3. Изменяя периодичность включения светоизлучающих элементов 7, можно изменять период гребенчатой ДР и осуществлять сканирование ДН антенны. Описанная в [12] конструкция АДИ обеспечивает высокую эффективность преобразования поверхностных электромагнитных волн в объемные при электрическом сканировании лучом, одновременно обеспечивая лучшее быстродействие по управлению ДН в сравнении со сканирующими антеннами на основе ферритовых элементов.

Антенны, предложенные в работах [13,14], ориентированы на использование в современных системах радиосвязи, радиолокации, радиотехнических устройствах мониторинга безопасности и системах телерадиовещания СВЧ и КВЧ диапазонов. На рис. 1.3 представлена планарная АДИ с управляемой поляризацией [13]. Конструкция антенны представляет собой двумерную решетку на которой расположены основные излучающие элементы 3 с устройством возбуждения ПДВ 5, выполненного в виде двух линейных решеток вспомогательных излучающих элементов 1 и 2. Такое конструктивно-техническое решение позволяет сформировать излучение с управляемой поляризацией по нормали к плоскости раскрытия и расширить полосу рабочих частот антенны.

Расширение полосы рабочих частот достигается за счет размещения по периметру ПДВ согласованных нагрузок в виде пластин 9, поглощающих электромагнитные волны [13]. Для обеспечения максимального КПД вместо согласованных нагрузок могут быть установлены металлические бортики высотой соизмеримой с толщиной волновода, имеющие электрический контакт с экраном.

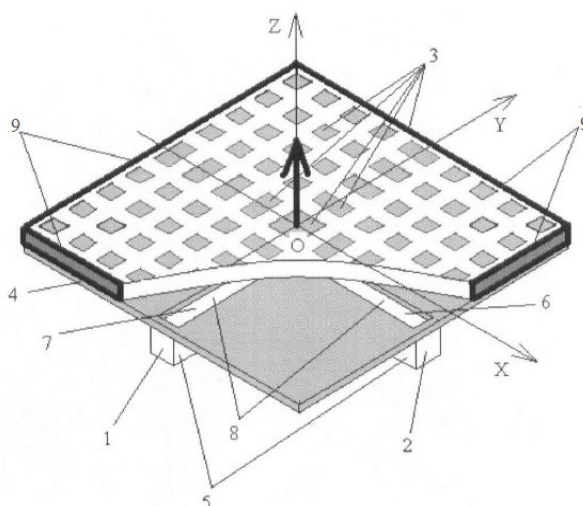


Рис. 1.3. Плоская антенна с управляемой поляризацией: 1, 2 – линейные решетки вспомогательных излучающих элементов; 3 – ПДВ с двумерной решеткой излучателей; 4 – металлический экран; 5 – устройство возбуждения; 6,7 – отверстия в экране; 8 – крестообразная щель; 9 – металлические бортики

Конструкция дифракционной антенны может быть дополнена планарным диэлектрическим слоем толщиной не превышающей $(0,3-0,5)\lambda$ (где λ – рабочая длина волны), расположенным между ПДВ и металлическим экраном. Наличие диэлектрика (например, воздушной прослойки) позволит снизить тепловые потери в СВЧ-диапазоне и, следовательно, повысить КПД антенны [13].

Работоспособность рассматриваемой антенны (рис. 1.3) подтверждена результатами полноволнового электромагнитного моделирования при работе в режиме излучения, при котором имитировалось последовательное возбуждение ортогональных щелей в режиме одномодового излучения с косинусоидальным амплитудным распределением напряженности электрического поля в одном из двух отверстий, образующих крестообразную щель [13]. Конструктивно-технические параметры моделируемой антенны: размеры излучающего раскрытия 23×23 см²; материал ПДВ – полиэтилен (относительная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon = 2,25$); толщина ПДВ $t = 6$ мм; ширина и высота желобковых волноводов – 12 и 10 мм, толщина подложек полосковых решеток – 3 мм; относительная диэлектрическая проницаемость подложек $\varepsilon = 2,0$; ширина полосковых проводников – 1 мм; ширина и длина излучателей – 4 и 10 мм; период

расположения излучателей – 24 мм; внутренний диаметр круглого волновода – 20 мм; ширина отверстий, образующих крестообразную щель в экране ПДВ – 4 мм.

Моделирование показало, что базовый вариант антенны обеспечивает работу с КУ 27,4 дБ на частоте 9,6 ГГц (КПД до 85%). Относительная рабочая полоса частот при таком КУ, по заверению авторов, составила 6,7%. Ширина главного лепестка ДН по уровню «минус» 3 дБ составляет 10° как в горизонтальной, так и в вертикальной плоскостях при уровне бокового излучения «минус» 16,5 и «минус» 18 дБ соответственно. Модуль коэффициента отражения по напряжению (параметр S_{11}) на входе антенны не превышает «минус» 10 дБ в полосе частот от 9,4 до 10,05 ГГц [13].

На рис. 1.4 изображен пример конструктивного исполнения плоской дифракционной антенны, заявленной в работе [14]. Такое техническое решение призвано повысить эффективность антенны, расширить полосу рабочих частот, а также улучшить согласование с питающей линией передачи и обеспечить компактность в габаритных размерах.

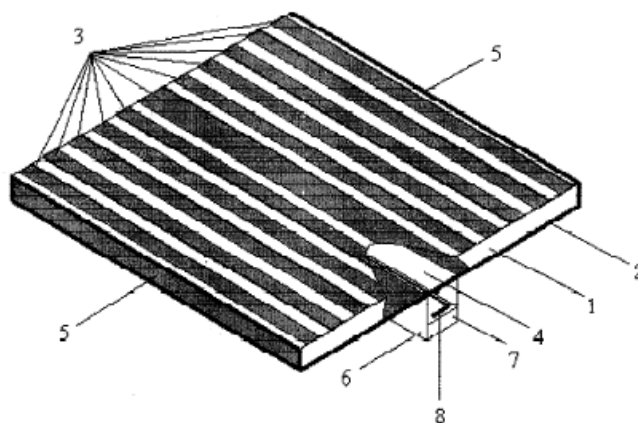


Рис. 1.4. Плоская дифракционная антенна: 1 – ПДВ; 2 – металлический экран; 3 – ДР из металлических лент; 4 – щель связи; 5 – металлические, отражающие бортики; 6 – металлический желобковый волновод; 7 – диэлектрическая подложка; 8 – система металлических полосковых элементов

Для уменьшения массы и минимизации габаритных размеров представленной антенны (рис. 1.4) устройство возбуждения выполнено в виде малоразмерной линейной антенной решетки: комбинации металлического

желобкового волновода 6, в котором размещена линейная антенная решетка на основе гребенчатой полосковой линии – диэлектрическая подложка 7 и система металлических полосковых элементов 8. Работоспособность данной АДИ была подтверждена путем электродинамического моделирования и последующими экспериментальными исследованиями в СВЧ-диапазоне на частотах 9-10 ГГц. Авторами сообщается, что полоса рабочих частот такой антенны при уровне КСВН, не превышающего 2, составила 5%. При максимальном коэффициенте усиления 28,7 дБ антенна обладает эффективностью 74%.

Представленные на рис. 1.3-1.4 дифракционные антенны обеспечивают прием и излучение электромагнитных волн в режиме работы на «минус» первой пространственной гармонике ($n = -1$). Исходя из этого, при условии равенства коэффициента замедления поверхностной волны ПДВ отношению рабочей длины волны к периоду ДР, излучение, порождаемое каждой половиной раскрыва обеих антенн, будет синфазным в направлении нормали к его плоскости (вдоль оси OZ). Иными словами, при обозначенном условии имеет место резонансная дифракция Брэгга второго порядка [13,14]. По причине того, что ширина элементов двумерной решетки 3 (рис. 1.3) и ленты решетки 3 (рис. 1.4) составляет порядка периода ДР, а толщина ПДВ выбирается близкой к $1/4$ длины волны, обеспечивается минимальное отражение от входа антенн, так что КСВН становится близким к 1. Разработчиками отмечено [13,14], что хорошее согласование антенн сохраняется в полосе частот большей 5%. Возбуждение элементов ДР поверхностной волной ПДВ позволяет достичь высокого КПД антенны. При толщине ПДВ не более 0,2-0,3 от максимальной длины волны излучения обеспечивается режим распространения ТМ-волны, сопоставимый с одномодовым, что позволяет получить излучение антенны с низким уровнем паразитной (ортогональной) поляризации [13,14]. Планарная антенна [13] предоставляет возможность по управлению поляризационной характеристикой в режиме излучения по нормали к плоскости раскрыва. Это достигается за счет того, что при центральном возбуждении ПДВ, излучающий раскрыв антенны для любой из ортогональных поляризаций разделяется на две симметричные равные

части. Вследствие этого, полоса рабочих частот увеличивается в два раза по сравнению с условием возбуждения антенны с торца ПДВ.

На рис. 1.5 представлено несколько существующих образцов плоских дифракционных решеток на основе диэлектрических волноведущих структур [16], из которых видно, что конструкции этих антенн внешне отличаются друг от друга. Одновременно с этим легко обнаружить и общность этих систем: в качестве волноведущей структуры используются зеркальные ДВ толщиной порядка $1/4$ длины волны со значениями относительной диэлектрической проницаемости ϵ от 2 до 4; все они имеют эквивалентные габаритные размеры и ориентированы на работу в Ка-диапазоне сантиметровых длин волн (27-40 ГГц).

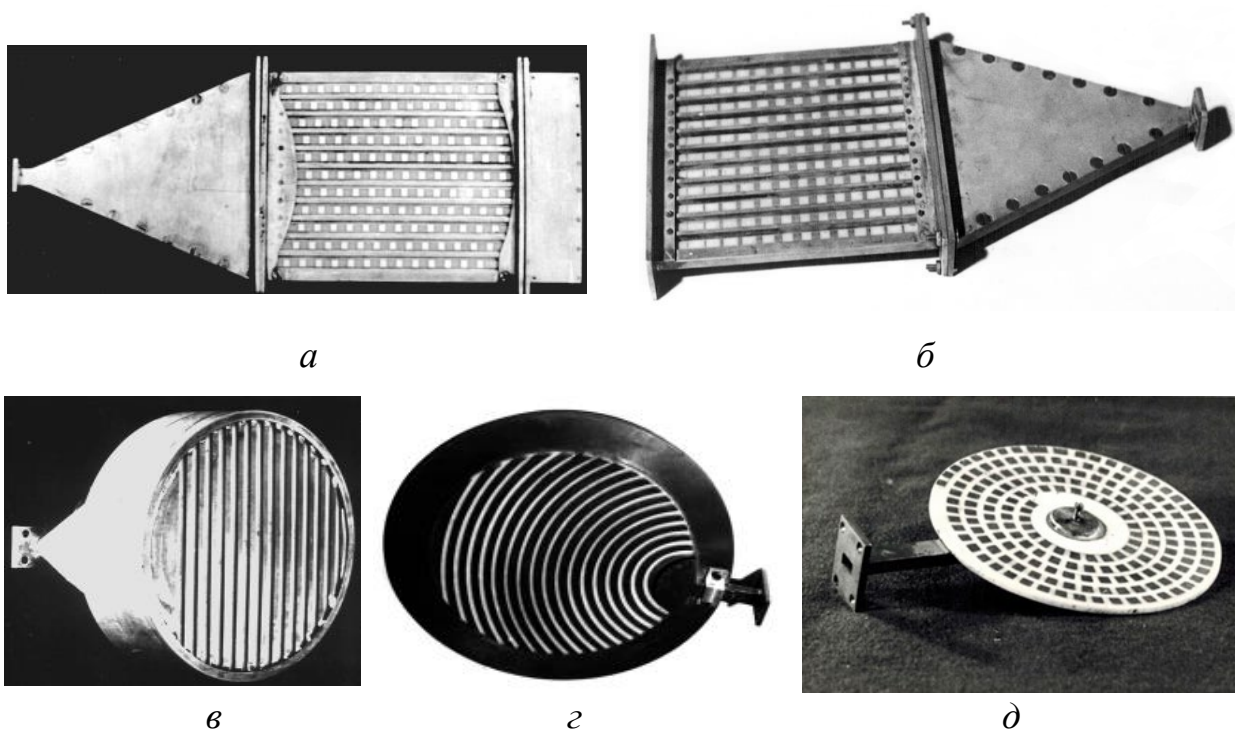


Рис. 1.5. Конструкции дифракционных антенных решеток: *a, б* – из желобковых ДВ; *в* – на основе плоскопараллельного ДВ; *г* – на основе секторно-радиального волновода; *д* – с вращающейся поляризацией на основе радиального волновода

АДИ под литерами *a, б, в*, представленные на рис. 1.5, применяются для создания поперечного или наклонного электромагнитного излучения в плоскости распространения поверхностной волны. Возбуждение антенн *a* и *б* (рис. 1.5) осуществляется *H*-плоскостным секториальным рупором, дополнительно

имеющим для решетки β фазовый корректор (диэлектрическую линзу). Формирование направленного излучения в поперечной плоскости для антенны ϵ (рис. 1.5) осуществляется линзой геодезического типа, которая состоит из тонкого диэлектрического слоя с постоянным показателем преломления, нанесенного на подложку с небольшим углублением. При выполнении антенного полотна на основе отдельных или желобковых ДВ (рис. 1.5, a , β) появляется возможность создавать на их основе сканирующие или многолучевые ДН в плоскости, перпендикулярной осям волноводов [16]. Для этого в устройство возбуждения необходимо дополнительно включить проходные фазовращатели или использовать многолучевые диаграммообразующие схемы (ДОС) квазиоптического типа. Если нет необходимости обеспечить электронное сканирование ДН или формировать управляемую многолучевую ДН, наиболее распространенными являются варианты АДИ на основе плоскопараллельного, радиального или секторно-радиального ДВ (рис. 1.5, ϵ , ζ , δ). Возбуждение антенны под литерой ζ (рис. 1.5) осуществляется малоразмерным рупором на периферии апертуры, антенны δ (рис. 1.5) – осесимметричным диско-штыревым элементом в центре апертуры.

Рассмотренные выше варианты АДИ при использовании современных материалов и радиокомпонентов с низкими диэлектрическими потерями, и технологий изготовления с допусками, не превышающими величину $\pm 0,05-0,1$ мм, могут обеспечить значение ширины ДН до $3-5^\circ$ и КУ в пределах 30-35 дБ [16]. Для достижения более высоких значений КУ показанные на рис. 1.5 устройства могут быть объединены в комбинированные антенные решетки из 2-4 элементов. Это потенциально позволит поднять верхний предел реально достижимого КУ на 3-6 дБ [16].

В работах [10,17] описана практически реализованная конструкция планарной антенны дифракционного излучения миллиметрового диапазона (рис. 1.6) с апертурой размером 1000×200 мм².

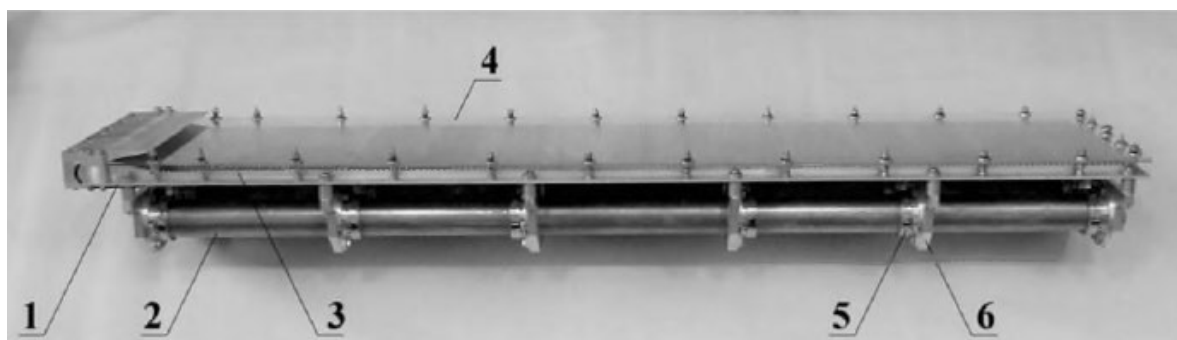


Рис. 1.6. Планарная дифракционная антенна с низким УБЛ: 1 – основание антенны; 2 – трубная рама жесткости; 3 – дифракционные решетки; 4 – ПДВ; 5 – крепежные фланцы; 6 – силовой элемент для крепления основания (нервюра)

На основании 1 показанной на рис. 1.6 АДИ крепятся отдельные составные части: пять периодических дифракционных решеток 3, ПДВ 4, рупорно-линзовое устройство возбуждения с выходным волноводом и разворотом на 180° . Пять решеток толщиной 9 мм обеспечивают локальную жесткость на изгиб на площади $200 \times 200 \text{ мм}^2$, необходимую для сборки антенны на основании 1. Необходимая величина жесткости всей антенны достигается при помощи рамы 2, собранной из двух полых металлических труб из сплава Д16 диаметром 40 мм и длиной 1050 мм. С помощью фланцев 5 к алюминиевым трубам крепятся нервюры 6, которые в свою очередь служат для закрепления основания антенны 1. Для защиты антенны от агрессивных факторов внешней среды может быть использован обтекатель – герметизирующий радиопрозрачный кожух. При этом АДИ будет представлять собой автономную конструкцию и может быть закреплена на ровной поверхности с отклонением от плоскостности не более $\pm 0,1 \text{ мм}$. Полная герметизация охватывает только саму антенну без рамы жесткости 2, которая отделена от корпуса антенны специальным герметизирующим листом.

Представленная дифракционная антенна (рис. 1.6) обладает линейной горизонтальной поляризацией и имеет коэффициент усиления 41,4 дБ в диапазоне рабочих частот $34 \text{ ГГц} \pm 0,5 \text{ ГГц}$. Ширина ДН ($0,64^\circ \times 2,95^\circ$), УБЛ «минус» 31,4 дБ и «минус» 25 дБ соответственно. Максимальные потери не более 1,3 дБ. Суммарная толщина АДИ не превышает двух длин волн, однако при

использовании обтекателя толщина составит порядка пяти длин волн при больших размерах апертуры.

Предложенная в [18] плоская антенная решетка дифракционного излучения сантиметрового и миллиметрового диапазона длин волн (рис. 1.7) состоит из совокупности направляющих систем поверхностных волн (прямоугольный ДВ 1, расположенной под углом к двумерной периодической гребенчатой решетке 2), и возбуждителя поверхностных волн в виде компактного делителя мощности волноводного типа 3. Такая конструктивная реализация антенны позволяет получить эффективное возбуждение пространственных волн на всей ее апертуре из-за ориентации ПДВ под некоторым углом к периодической ДР. За счет этого обеспечивается наилучшее взаимодействие электромагнитных полей ДВ и гребенчатой ДР по мере удаления от возбуждителя и повышается коэффициент использования поверхности (КИП) антенны.

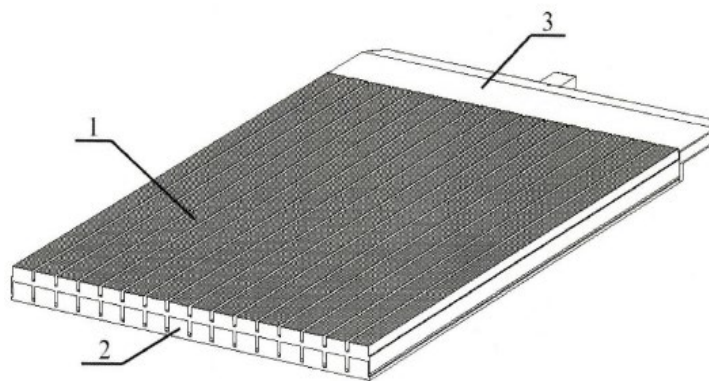


Рис. 1.7. Плоская антенная решетка дифракционного излучения с делителем мощности: 1 – ПДВ; 2 – двумерная периодическая гребенчатая ДР; 3 – делитель мощности волноводного типа

Другим положительным свойством представленной АДИ (рис. 1.7) является возможность обеспечить требуемое фазовое распределение на выходах делителя мощности 3, что достигается за счет помещения в выходные волноводы диэлектрических вставок различной длины, которые дают дополнительный сдвиг фаз. Для достижения наилучшего согласования диэлектрические вставки выполняются слитно с диэлектрическими волноводами, а их концы имеют скос

в 45° . Данные по численным значениям конструктивных и электрических параметров описанной АДИ отсутствуют. В [18] указывается, что плоская дифракционная антенная решетка имеет повышенную технологичность и позволяет обеспечить низкий УБЛ с одновременным увеличением коэффициента направленного действия (КНД), КУ и КИП.

В АДИ по-прежнему находит широкое применение механический способ сканирования ДН, при котором отсутствует трение между ДВ и ДР. Подобные конструкции обладают хорошей износостойкостью и способны обеспечить высокую надежность при интенсивной работе [17,19]. Такие антенны активно используются в современных радиолокационных системах и комплексах, осуществляющих обзор пространства путем механического вращения всего антенного устройства по азимуту и формирования специфической, с учетом интерференции радиоволн, ДН по углу места.

Публикации [17,19-20] посвящены проектированию приемо-передающей сканирующей антенной системы (рис. 1.8, *a*), используемой в настоящее время в современных радиометрических комплексах и в радиолокационном комплексе обзора летного поля. Основным конструктивным элементом такой антенны является линейный облучатель (рис. 1.8, *б*), включающий в себя ДВ, исполненный в виде гребня с диэлектрической подложкой, изготовленного из фторопласта с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 2,05$, и ДР отражательного типа. Коэффициент замедления ДВ $\chi = 0,81$ позволяет обеспечить минимальные энергетические потери при использовании волновода в одномодовом режиме. В результате дифракции поверхностной волны на периодической ДР появляется объемная волна линейной поляризации, распространяющейся под углом $\Theta_{-1 \max} = 95,5^\circ$ к волновому вектору ДВ. Коэффициент потерь ДВ составляет 0,85 дБ/м. При половинной длине ДВ и с учетом добавочных потерь в рупорном устройстве возбуждения суммарные потери в волноведущих элементах не превышают 1 дБ на апертуре антенны размером 200 см [17].

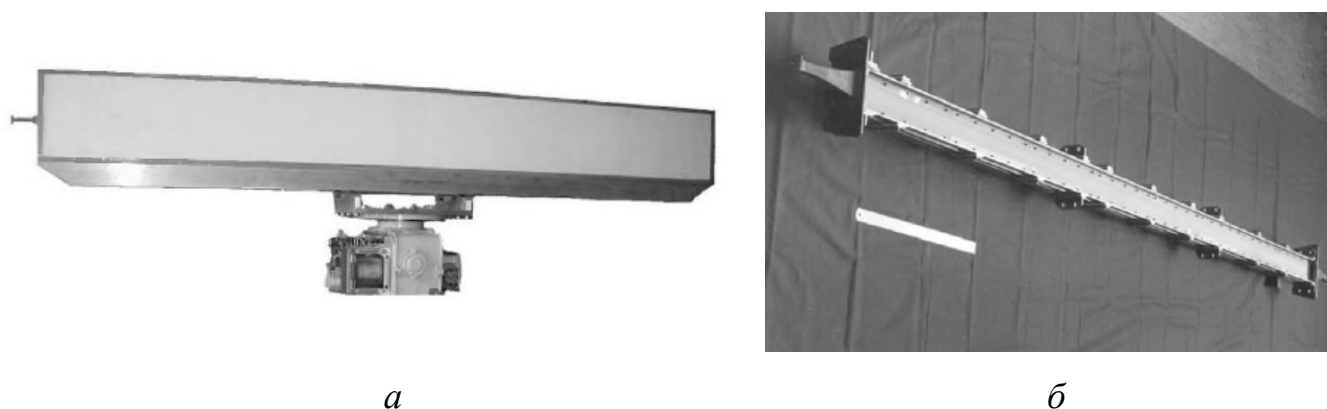


Рис. 1.8. Сканирующая дифракционная антенная система радиолокатора обзора летного поля: *а* – внешний вид; *б* – линейный облучатель

Антенна (рис. 1.8, *а*) ориентирована на эффективную работу на частоте 36 ГГц с горизонтальной поляризацией и имеет апертуру 200×20 см². Ширина ДН составляет $(0,27^\circ \times 2,4^\circ)$, УБЛ – «минус» 21,6 дБ в азимутальной плоскости и «минус» 20,5 дБ в угломестной. Коэффициент усиления составляет 45 дБ. Линейный облучатель (рис. 1.8, *б*) является технологически законченным изделием и может быть использован в качестве независимой антенной системы.

Конструкция дифракционной антенной системы с управляемым положением ДН представлена на рис. 1.9, *а*, схема управления изображена на рис. 1.9, *б* [21]. Эта антенна предназначена для работы в миллиметровом диапазоне длин волн и может быть использована в составе радиолокационных систем предупреждения столкновений и различных системах радиосвязи. Основными составными частями антенны 1 служат диэлектрический гребневый волновод 17, представляющий собой периодическую или квазипериодическую последовательность прямоугольных канавок 15, подсистема возбуждения 11 и планарный многослойный рефлектор 5.

Период канавок гребневого ДВ выбирается таким образом, чтобы излучать объемные электромагнитные волны в направлении, указанном стрелкой *D* (рис. 1.9, *а*), то есть под углом к направлению распространения вытекающей плоской волны 13. Планарный отражатель 5 включает в себя диэлектрический слой 4 с нижней поверхностью 2, содержащей решетку из параллельных друг

другу металлических отражающих планарных элементов (полосок) 7, и верхней поверхностью 3 с расположенной на ней металлической пластиной 8. Расстояние m между отражающими полосками 7 составляет около $1/10$ рабочей длины волны. Толщину диэлектрического слоя b рекомендуется выбирать равной $1/4$ рабочей длины волны.

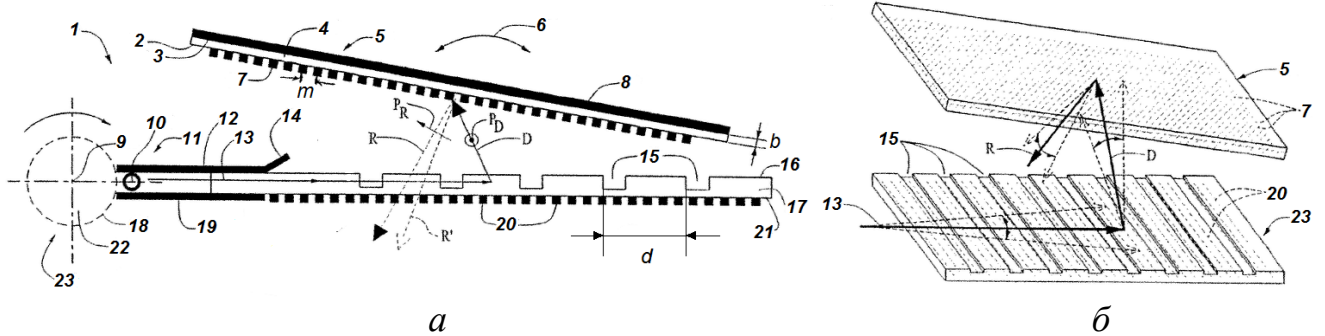


Рис. 1.9. Электродинамическая схема – гребневый ДВ с планарным многослойным рефлектором: *a* – общая схема антенной системы; *б* – схема управления

Подсистема возбуждения 11 содержит сканирующий вращающийся элемент 23 с набором ДР и соединенную с ним диэлектрическую линию передачи 10, а также нижнюю 19 и верхнюю 12 токопроводящие пластины волновода. Линия передачи 10 представляет собой удлиненный палочковидный ДВ с круглым поперечным сечением. Допускается использование ДВ с другими конфигурациями поперечного сечения, например, волноводы прямоугольной или квадратной формы. Сканирующий элемент антенны в изображенном варианте (рис. 1.9, *a*) содержит барабан 22, который вращается при помощи электромеханических устройств вокруг оси вращения параллельной диэлектрической линии передачи 10 и проходящей через центр 9 барабана 22.

Для предотвращения излучения электромагнитных волн через зазоры между пластинами 12, 19 и сканирующим элементом антенны 23 вектор поляризации электромагнитной волны, поддерживаемой в диэлектрической линии передачи 10, должен находиться в плоскости, параллельной плоскости пластин 12 и 19. Расстояние между пластинами 12, 19 и сканирующим антенным элементом 23

предпочтительно выбирать меньше, чем $1/2$ длины волны передаваемого/принимаемого излучения в среде распространения [21].

Работа представленной дифракционной антенны заключается в том, что при вращении барабана ДР с разными периодами замедляющих элементов поочередно взаимодействует с полем ДВ 10, изменяя в заданном секторе углов направление 13 распространения поверхностной волны (рис. 1.9, б). Затем электромагнитная волна, распространяясь вдоль гребневого ДВ между поверхностями 16 и 21 согласно траектории 13, дифрагирует на периодических неоднородностях диэлектрика и излучается под углом Θ в двух противоположных направлениях, перпендикулярных направлению распространения 13. Угол направления максимального излучения Θ_m определяется по формуле:

$$\sin \Theta_m = \left(\frac{\beta}{k_0} \right) - \left(\frac{\lambda_0}{d} \right), \quad (1.1)$$

где β – действительная часть комплексной постоянной распространения волны в диэлектрике (фазовая постоянная), $k_0 = 2\pi / \lambda_0$ – волновое число свободного пространства, λ_0 – длина волны в свободном пространстве, d – период гребневого диэлектрического волновода.

Следовательно, изменяя величину периода d гребневого ДВ, можно управлять положением максимума излучения. Для подавления паразитного излучения, представляющего собой часть объемной волны, проходящей через плоскость диэлектрического слоя 17 и распространяющейся в противоположном траектории D направлении, используется металлическая решетка из отражающих полосок 20, размещенных параллельно друг другу. Объемная волна будет иметь горизонтальную поляризацию P , параллельную оси металлических планарных элементов 20. При взаимодействии с рефлектором 5 объемная волна отражается в направлении R с поляризацией, перпендикулярной оси металлических полосок 20, как показано стрелкой PR на рис. 1.9, а. Далее беспрепятственно излучается через плоскость гребневого ДВ в окружающее пространство. Изменением положения рефлектора 5 относительно направления 6 можно управлять величиной угла

отражения и изменять траекторию распространения объемной волны, например с R на R' (рис. 1.9 а).

Описанная в работе [21] АДИ способна обеспечить сканирование ДН в азимутальной и угломестной плоскостях, а также может быть использована в виде облучателя цилиндрических линз или параболических отражателей.

В [22] предложена схожая по принципу действия с антенной [21] сканирующая дифракционная решетка с диаграммоформирующей волноведущей структурой (рис. 1.10). АДИ рассчитана на работу в миллиметровом диапазоне длин волн.

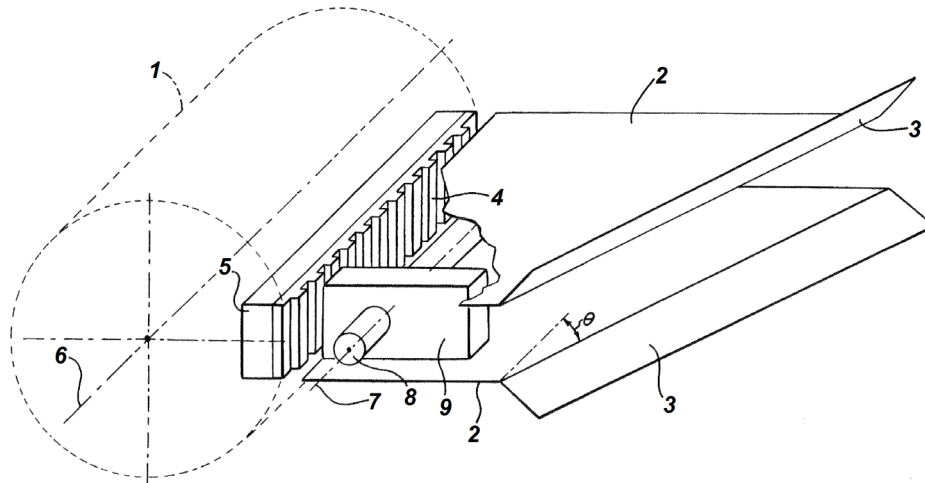


Рис. 1.10. Сканирующая дифракционная антенна с диаграммоформирующей волноведущей структурой: 1 – барабан; 2 – пластина; 3 – рупорный элемент; 4 – металлическая дифракционная решетка; 5 – подложка; 6 – ось вращения барабана; 7 – ось круглого диэлектрического волновода; 8 – диэлектрический волновод; 9 – опорный элемент

Особенностью конструкции данной антенны является наличие диаграммообразующей волноведущей структуры – излучающего раскрыва. ДВ в этом случае крепится на двух опорных элементах 9 (на рис 1.10 изображен только один). Их использование позволяет надежно закрепить пластины волноводных стенок 2 на расстоянии, не превышающем длину рабочей волны λ и одновременно не ближе чем $\lambda/2$ друг к другу, для достижения максимальной эффективности [22]. Опорные элементы могут быть выполнены из материала с низкой

диэлектрической проницаемостью ($\epsilon \approx 1$), например, из вспененного полиэтилена. Удаленные от центра концы пластин 2 изогнуты и повернуты наружу относительно плоскости самих пластин, образуя тем самым рупорные элементы 3 для наилучшего согласования импеданса волноводной структуры с импедансом свободного пространства.

В работах [17,23] представлены дифракционные антенны с механическим способом сканирования, разработанные для применения в автомобильных системах предотвращения столкновений (рис. 1.11). Они работают на частоте 76,5 ГГц с волнами линейной горизонтальной поляризации. АДИ 1 и 2, различаются количеством используемых в них дифракционных решеток.



Рис. 1.11. Дифракционные антенны с механическим способом сканирования: 1 – состоит из 40 решеток; 2 – состоит из 8 решеток

Режим сканирования для антенны 1 является непрерывным, для антенны 2 – пошаговым. Непрерывное сканирование в дифракционной антенне 1 образовано за счет пересечения смежных ДН от двух решеток и их стыка на уровне «минус» 0,3 дБ [17]. Ширина решеток в антенне 2 составляет 12 мм, ДН имеют ширину по 2° с пространственным разнесением на 2° , что обеспечивает низкую интерференцию между их полями и УБЛ равный «минус» 24 дБ. Антенна 1 имеет компактную апертуру размером 120×16 мм² и коэффициент усиления 31,6 дБ. Ширина ДН равна ($1^\circ \times 18^\circ$), УБЛ составляет «минус» 20 дБ и «минус» 18 дБ соответственно. Сектор сканирования в азимутальной плоскости – 30° , частота сканирования – 25 Гц ($750^\circ/\text{сек}$), шаг сканирования – $0,75^\circ$. По заверению авторов [17], при необходимости частоту сканирования антенны

можно увеличить до 200 Гц. Представленные на рис. 9 антенны обеспечивают сканирование в широком секторе углов с высокой скоростью и разрешением, а также отвечают требованиям ГОСТ [3-5].

Таким образом, рассмотренные выше антенны дифракционного излучения находят применение в современных радиоэлектронных системах связи, системах радиолокации, навигации и телевидения [9-10,15-23]. Их уникальные электродинамические свойства позволяют использовать АДИ при построении СВЧ-радиометрических рассеивающих комплексов для исследований экологической обстановки, а также скрытного наблюдения за объектами в интересах охранных служб. Антенны вытекающей волны на основе ПДВ эффективно используются в активных локационных системах обзора поверхностей Земли с целью обнаружения и идентификации объектов. Наиболее важное, перспективное и актуальное направление дальнейшего развития теории и техники антенн дифракционного излучения может быть основано на использовании свойств квазипериодических и неэквидистантных дифракционных решеток [24-28]. Подобные решетки являются особым классом электродинамических сред, у которых в направлении распространения поверхностной волны изменяются как шаг расположения, так и параметры элементов (канавок в гребенчатой структуре, диафрагм в круглом волноводе, диэлектрической проницаемости слоев структуры). Оптимальный выбор закономерностей продольного изменения геометрии и размеров элементов решетки, а также периода решетки может обеспечить относительно новые направленные и энергетические свойства АДИ либо существенным образом скорректировать характеристики АДИ, содержащих строго периодические решетки. При отказе от строгой эквидистантности ДР имеется полноценная возможность подавления побочных максимумов и бокового излучения в ДН, снижения угло-частотной чувствительности АДИ и реализации расширенной полосы частот при фиксированном направлении излучения, коррекции фазового распределения поля возбуждения на излучающем раскрыве. Одновременно с этим применение неравномерного в направлении распространения поверхностной

волны профиля элементов ДР позволяет более гибко контролировать степень связи ДВ и ДР, управлять ею и тем самым обеспечивает реализацию требуемого амплитудного распределения поля на апертуре антенны и/или заданный входной импеданс АДИ.

1.2. Обзор широко используемых компьютерных программ и методов трехмерного электромагнитного анализа антенн, содержащих открытые металлodieлектрические излучающие структуры

Современный этап развития антенной техники характеризуется активным внедрением методов вычислительной математики и систем имитационного электромагнитного моделирования в процессы инженерного проектирования, а также исследования высокочастотных устройств и антенных систем. Их применение позволяет существенно сократить трудоемкость планирования и проектирования, снизить затраты на разработку и последующие натурные испытания прототипов разрабатываемых антенн. В настоящее время используется множество проприетарных программных электромагнитных симуляторов, среди которых наиболее распространенными являются Ansoft HFSS, CST Studio Suite, QuickWave, Quick3d, Sonnet, Remcom XFDTD, Radio Frequency Simulator (RFS), SPEAG SEMCAD, EMSS FEKO и Zeland FIDELITY. Указанные программные продукты относятся к САЕ-системам (англ. computer-aided engineering), то есть к средствам автоматизации инженерных расчетов, анализа и симуляции физических процессов, позволяющих осуществить полномасштабное электромагнитное моделирование, проверку и оптимизацию антенн и СВЧ-устройств. Вместе с тем на этапах промышленной разработки антенной техники активно используются САД-системы (англ. computer-aided design/drafting), то есть средства автоматизированного проектирования, предназначенные для автоматизации двумерного или трехмерного геометрического проектирования, инженерного анализа и создания конструкторской и технологической документации. Широко

известными САД-системами промышленного уровня являются программные продукты SolidWorks, AutoCAD, Pro/ENGINEER, CATIA и Компас-3D.

Фундаментальной основой взаимодействия потоков проектирования современных САЕ- и САД-систем является возможность импорта и экспорта структурированной информации – топологии проектируемой модели. Широкий набор модулей трансляции моделей обеспечивает качественный обмен данными между различными системами проектирования, причем импортированные структуры могут быть модифицированы, параметризованы и оптимизированы на этапах проектирования. В качестве примера на рис. 1.11 представлены результаты электродинамического моделирования плоской дифракционной антенны в симуляторе CST Studio Suite (*а*) и результаты инженерного анализа деформации антенного полотна импортированной геометрической модели в системе автоматизированного проектирования SolidWorks (*б*).

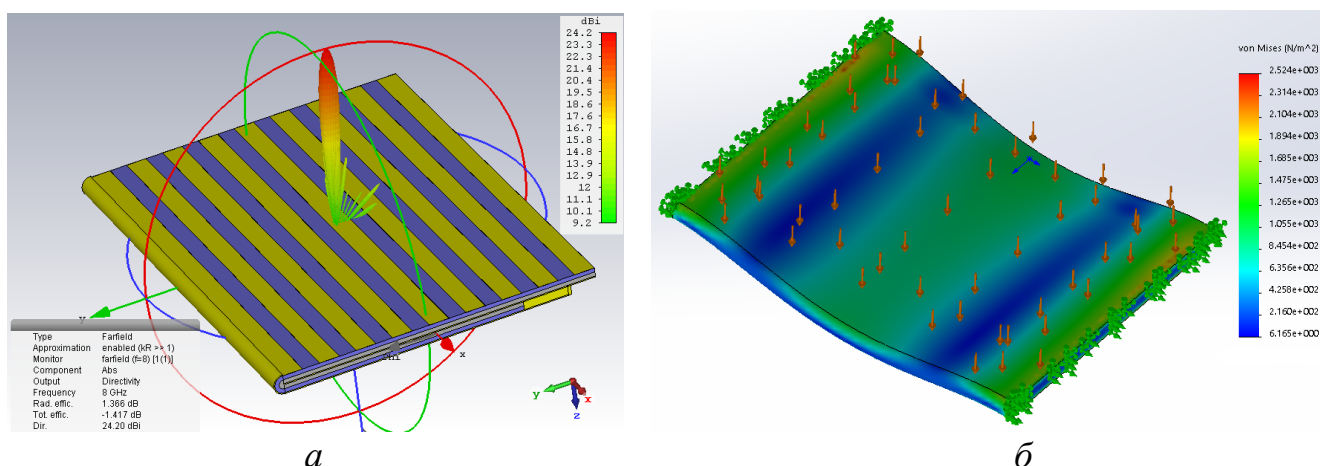


Рис. 1.11. Трехмерные геометрические модели АДИ в САЕ- и САД-системах: *а* – изображение пространственной ДН в электромагнитном симуляторе CST Studio Suite; *б* – изображение деформации антенного полотна при ветровой нагрузке в системе автоматизированного проектирования SolidWorks

Программные полноволновые вычислители (решатели), входящие в состав современных систем электромагнитного моделирования (САЕ-систем), используют широко известные методы вычислительной электродинамики. Наиболее уместно классифицировать такие методы по способу численного

решения уравнений Максвелла – в частотной или временной областях. При этом многие вычислительные методы допускают гибридную реализацию, т.е. могут работать как во временной, так и в частотной областях. Выбор предпочтительной области зависит от электрических размеров моделируемой структуры, особенностей геометрии (наличие неоднородностей, диэлектрических слоев и т.п.) и диапазона рабочих частот. Численное решение уравнений Максвелла в частотной области осуществляется следующими основными методами: методом конечных элементов (Finite Element Method или FEM), методом моментов (Method of Moments или MoM), методом конечных интегралов в частотной области (Finite Integration Technique in Frequency Domain или FITFD), многоуровневым быстрым методом мультиполей (Multilevel Fast Multipole Method или MLFMM), методом физической оптики (Physical Optics approximations или PO), методом однородной теории дифракции (Uniform Theory of Diffraction или UTD) и модифицированным спектральным методом моментов на основе быстрого преобразования Фурье (modified spectral Method of Moments based on the Fast Fourier Transform или MoM-FFT). Вычисления во временной области наиболее эффективно реализуются: конечно-разностным методом во временной области (Finite Difference Time Domain – FDTD) и методом конечных интегралов во временной области (Finite Integration Technique in Time Domain – FITTD).

На рис. 1.12 приведена классификация наиболее распространенных компьютерных систем полномасштабного электромагнитного моделирования в зависимости от используемых в них методов вычислительной электродинамики. Такая классификация является условной, поскольку некоторые системы электродинамического моделирования используют сразу несколько вычислительных методов. Решение одной электродинамической задачи посредством различных вычислительных методов в единой рабочей среде активно используется в современных системах электромагнитного моделирования и позволяет выполнить верификацию полученных данных путем сравнения результатов моделирования. Такой сравнительный анализ позволяет оценить степень достоверности полученных результатов и выявить ошибки на этапе описания модели или в ходе вычислений.

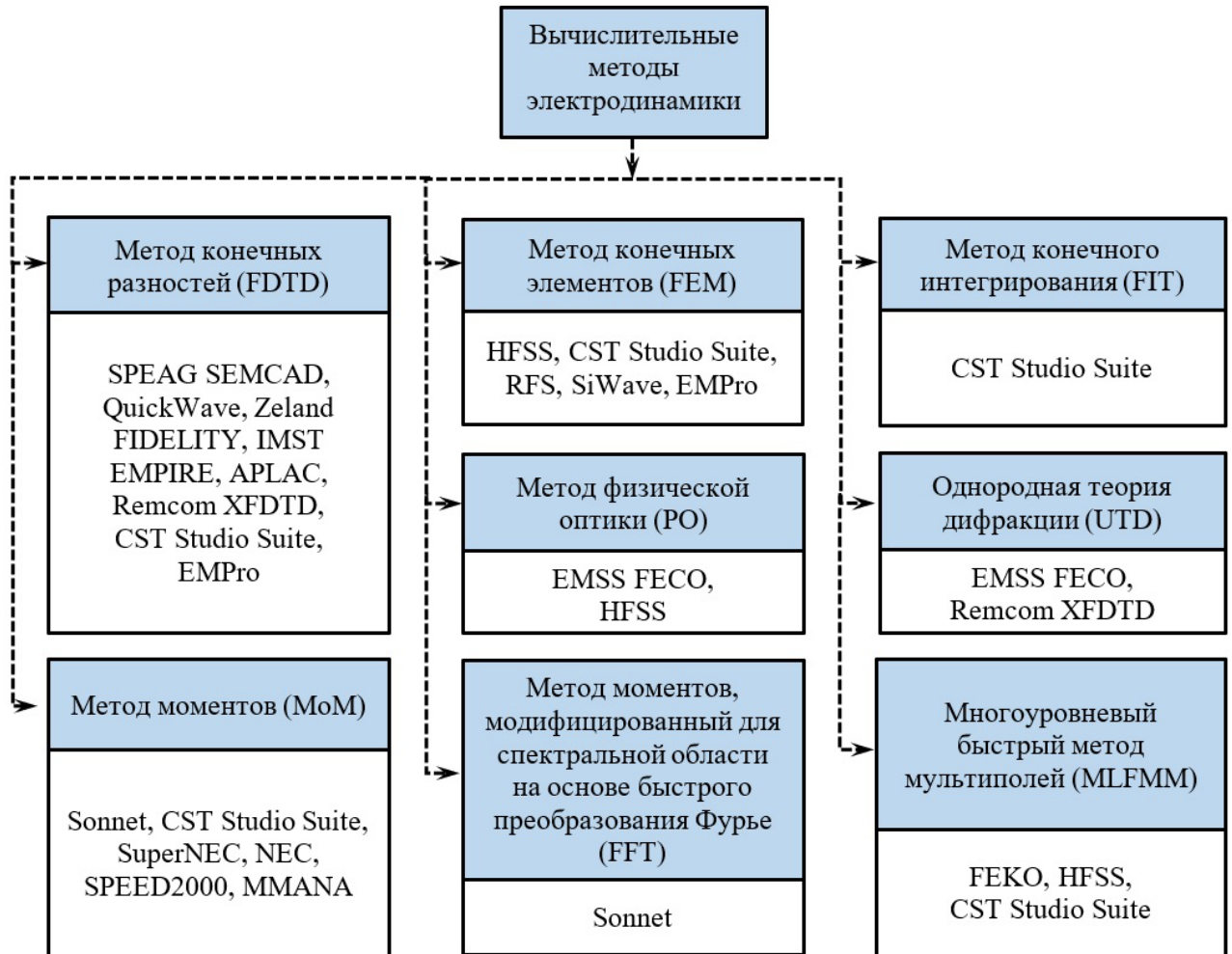


Рис. 1.12. Классификация электродинамических симуляторов на основе реализуемых вычислительных методов

Основная идея метода конечных элементов (FEM) заключается в том, что любая непрерывная величина (электрическое или магнитное поле) описывается моделью, построенной на множестве кусочно-непрерывных функций, определенных на конечном числе подобластей, совокупность которых образует искомую область. В современных САЕ-системах вся область моделирования делится на конечное число четырехузловых (рис. 1.13, *а*) или десятиузловых тетраэдральных элементов (рис. 1.13, *б*), которые покрывают ее без пересечений и разрывов. Векторное поле в пределах тетраэдра аппроксимируется полиномиальной функцией или набором специальных базисных функций [29]. Для каждого элемента подбирают свой полином таким образом, чтобы сохранить непрерывность величины поля вдоль границ элемента. Во всех вершинах тетраэдра фиксируются три компоненты электрической и магнитной

составляющих, касательные к соответствующим ребрам. Помимо этого, в средней точке каждого ребра учитываются компоненты электромагнитного поля, касательные к граням и тетраэдра и перпендикулярные к его ребрам (рис. 1.13, б). Компоненты электромагнитного поля в центре тетраэдра интерполируются по их значениям в вершинах. Такое описание векторного электромагнитного поля позволяет преобразовать уравнения Максвелла в форму эквивалентных алгебраических уравнений матричного вида, решение которых может быть найдено при помощи численных методов.

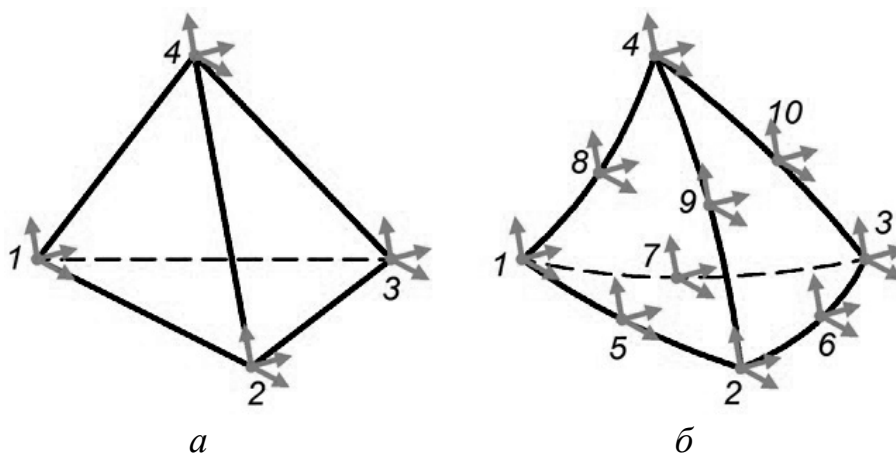


Рис. 1.13. Тетраэдральные элементы разбиения пространства в FEM: *а* – линейный, четырехузловой; *б* – квадратичный, десятиузловой

Метод конечных элементов позволяет с высокой точностью выполнять расчет частотных характеристик антенных систем в широкой полосе частот, включая расчет электромагнитного поля в дальней зоне. Для анализа излучающих структур данный метод требует задания граничных условий излучения, которыми в модели заменяется окружающее свободное пространство. Широкое применение FEM находит при моделировании больших или неоднородных объектов и позволяет эффективно анализировать электродинамические структуры с произвольными, в том числе анизотропными параметрами проводящих, магнитных и диэлектрических материалов. К недостаткам данного метода можно отнести сложность реализации алгоритма и высокую требовательность к ресурсам ЭВМ. Наиболее полно особенности применения метода конечных элементов к решению задач электродинамики изложены в работе [30].

Метод моментов (МоМ) реализует концепцию «поверхностного» подхода к решению задач вычислительной электродинамики. Согласно этой концепции, распределение плотности поверхностного тока на проводящих частях моделируемой структуры полагается неизвестным. Найденный поверхностный ток выступает в качестве источника возбуждения электромагнитного поля в заданной расчетной области. Сильной стороной метода моментов является отсутствие необходимости задания специальных граничных условий для расчета характеристик излучения. Задача возбуждения поля в расчетной области решается методом тензорных функций Грина. После решения задачи возбуждения на найденное электромагнитное поле накладываются граничные условия поведения на металле, необходимые для дальнейшего расчета эквивалентных токов. С учетом наложенных граничных условий в дискретных точках на металлических поверхностях структуры формируется система линейных алгебраических уравнений (СЛАУ), разрешимая относительно весовых коэффициентов базисных функций, описывающих поведение эквивалентных токов. Гладкие металлические

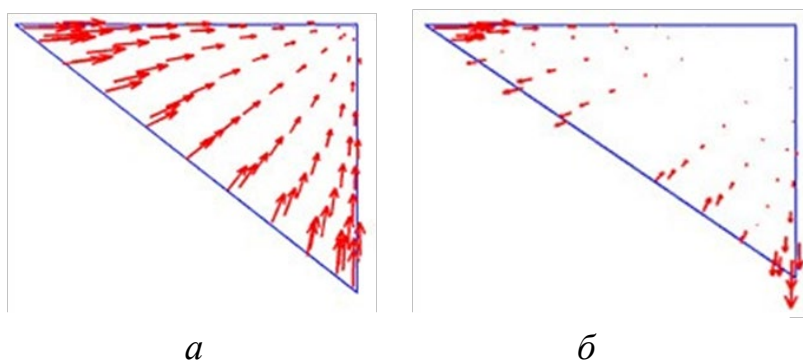


Рис. 1.14. Представление базисных функции МоМ в симуляторе FEKO:

a – функции Рао-Вилтона-Глиссона (RGW);

б – функции высших порядков

поверхности моделируемой структуры при этом разбиваются на элементарные площадки (плоские многоугольники), ток в пределах которых аппроксимируется при помощи кусочно-заданных (постоянных, линейных или синусоидальных) базисных функций. Достижение

удовлетворительной точности моделирования при этом возможно, если размер элементарной площадки не превышает $\lambda/10$. Поверхность произвольной формы предпочтительно разбивать на треугольные элементы (рис. 1.14), которые точнее аппроксимируют криволинейные границы. Для представления тока в треугольниках

используются специальные базисные функции низших (RGW) (рис. 1.14, *a*) и высших порядков (рис. 1.14, *б*).

Базисные функции высших порядков позволяют разбивать задачу на треугольные элементы большего размера без ущерба для точности решения. Применение укрупненных элементов сетки уменьшает количество элементов, которые используются в задаче, что соответственно уменьшает число переменных в процессе вычисления и объем требуемой памяти. При использовании такого представления для масштабных задач уменьшается и время вычислений. Например, в электродинамическом симуляторе FEKO реализована иерархическая система базисных функций для снижения порядка функций, используемых в каждом элементе сетки. При автоматическом выборе порядка функций для укрупненных элементов сетки используются базисные функции высших порядков, а для электрически малых элементов – базисные функции более низких порядков. Метод моментов оказывается успешным для структур, размеры которых не превышают несколько длин волн. При больших размерах для реализации метода требуются существенные вычислительные затраты. Эта проблема решается путем применения многоуровневого быстрого метода мультиполей (MLFMM).

Основополагающая концепция метода MLFMM заключается в последовательном делении суперячеек на более мелкие ячейки. Наилучшим образом для этой процедуры подходит октавное дерево, представляющее собой алгоритм разбиения, при котором каждый куб делится на восемь дочерних кубов (ветвей). Процедура деления суперячеек начинается с куба, включающего в себя всю расчетную область (нулевой уровень). Затем, в рамках первого уровня,

этот куб делится на восемь одинаковых ячеек, которые впоследствии рекурсивно делятся еще на столько же равных частей (рис. 1.15). Процесс деления

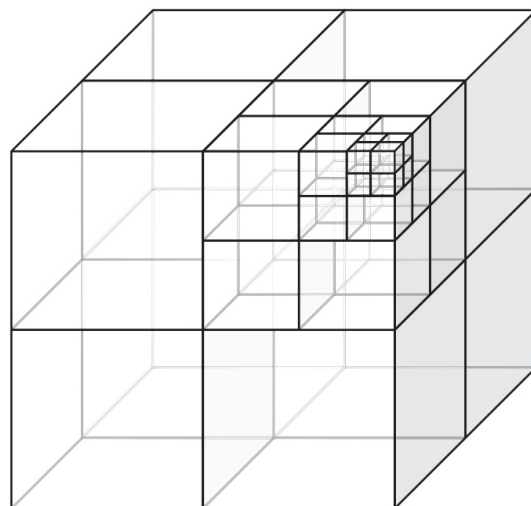


Рис. 1.15. Рекурсивное деление суперячейки на более мелкие ячейки в методе MLFMM

прекращается, когда сторона куба достигает размера меньше чем $\lambda/4$. Однако, простого разбиения пространства моделирования недостаточно для достижения удовлетворительной вычислительной сложности метода. Для этого создается многоуровневая иерархия, позволяющая учитывать особенности взаимодействия между элементами. Так внутри каждого куба учитывается связь только с одной точкой, представляя эффект взаимодействия элементов, сгруппированных вместе (агрегация). На следующем уровне рассматриваются уже связи между ячейками. В результате информация о связях передается обратно к отдельным элементам (деагрегация). Реализованное таким образом решающее устройство, основанное на методе интегральных уравнений, способно эффективно анализировать крупногабаритные структуры как с точки зрения сложности выполняемых операций, так и по отношению к объему требуемой памяти. На рис. 1.16

представлены результаты электродинамического анализа методом MLFMM антенны радиолокатора дифракционного типа, расположенной на судне.

Важной особенностью основанного на методе интегральных уравнений решающего устройства является контроль за точностью MLFMM. Это позволяет настраивать параметры метода для отдельных моделей и оптимизировать таким образом

затрачиваемое на моделирование время и оперативную память. При этом рассматриваемое решающее устройство не ограничивается расчетом идеально проводящих поверхностей. Оно может также анализировать металлы, магнитные и диэлектрические материалы как без потерь, так и с их учетом. Наиболее

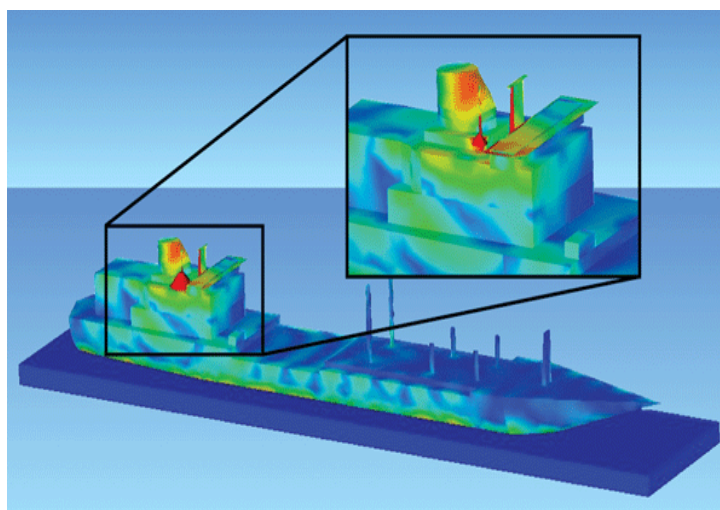


Рис. 1.16. Результат моделирования методом MLFMM дифракционной антенны радиолокатора миллиметрового диапазона, расположенной на верхней части судна

подробно особенности реализации вычислительных операций многоуровневого быстрого метода мультиполей изложены в работах [31-32].

Одним из универсальных методов для анализа открытых металлодиэлектрических излучающих структур является метод конечных разностей во временной области (FDTD), базирующийся на решении дифференциальных уравнений в частных производных, представленных в конечно-разностной форме. Данный метод обладает простотой программной реализации, сеточной дискретизации и легко учитывает анизотропные и

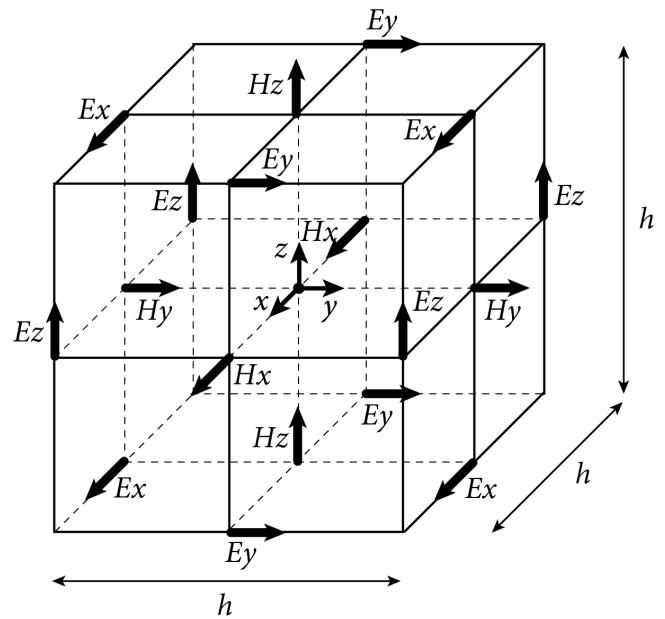


Рис. 1.17. Модель ячейки Yee трехмерной пространственной сетки в декартовой системе координат

неоднородные материалы за счет разбиения среды на однородные малые Yee-ячейки (рис. 1.17). Эффективность метода обусловлена отсутствием матричных уравнений и возможностью за один проход с помощью преобразования Фурье проанализировать характеристики в заданной полосе частот. Применяя Yee-алгоритм, получаемые конечно-разностные алгебраические уравнения решаются совместно и рекуррентно для электрического и магнитного полей. Для этого в рассматриваемом методе используются три сетки разбиения: две пространственные для полей E и H и одна общая – по времени. Электрическое и магнитное поля смещены по отношению друг к другу на половину шага дискретизации по пространству и по времени. Как правило, эти сетки выбираются равномерными с мелким шагом или кусочно-равномерными [29,33]. Длительность шага по времени для ячейки с несовпадающей длиной, шириной и высотой ограничена критерием стабильности Куранта:

$\Delta t \leq c^{-1} / \sqrt{(1/\Delta x)^2 + (1/\Delta y)^2 + (1/\Delta z)^2}$ и для большинства реальных электродинамических задач составляет десятые или сотые доли пикосекунды [34].

Компромиссом между точностью решения и требованиями к вычислительным ресурсам является следующее условие: размер элементарной ячейки не должен превышать $\lambda/10$ на максимальной частоте спектра сигнала. Для обеспечения точности порядка 1% следует уменьшить размер ячейки до $\lambda/20$, а для грубых расчетов можно использовать ячейку с размером $\lambda/5$ [29].

При использовании метода конечных разностей во временной области возникает проблема, связанная с ограничением области численного моделирования. Для устранения эффекта аномального переотражения электромагнитной волны от границы вычислительного объема и моделирования распространения волны на бесконечность в методе FDTD используются особые поглощающие (абсорбционные) граничные условия. Наиболее успешной реализацией этих условий является помещение вдоль границы вычислительного объема тонкого слоя искусственного материала, называемого «идеально согласованным слоем» (PML). Абсорбционные граничные условия на основе PLM позволяют полностью поглощать все падающие электромагнитные волны без какого-либо отражения независимо от угла падения и длины волны. В известных симуляторах HFSS, Remcom XFDTD и Zeland FIDELITY граница с PLM может создаваться автоматически или вручную. Вместе с тем, условия поглощения в системах полноволнового моделирования могут быть заданы при помощи метода стабилизированной границы излучения второго порядка Льяо и поглощающего граничного условия первого порядка Мура [35]. Метод Льяо относительно прост в реализации, но характеризуется численной неустойчивостью (накапливает ошибки в ходе моделирования). Он эффективен при наличии расстояния между излучающим объектом и границей излучения (до 15 ячеек), не оказывает влияния на скорость вычислений и не приводит к росту размера сетки. Таким образом, метод FDTD может применяться для моделирования как конечных, так и бесконечных периодических металлодиэлектрических структур, при этом используются периодические граничные условия по одному или по нескольким направлениям.

Метод конечного интегрирования (FIT) применительно к задачам электродинамики предложен Т. Вейландом в 1977 году [36]. Данный метод является базовым методом расчета в электродинамическом симуляторе CST Studio Suite и

представляет собой дискретную формулировку уравнений Максвелла в интегральной форме, удобную для реализации на ЭВМ.

Для численного решения уравнений определяется ограниченная область вычислений, содержащая исследуемую структуру (рис. 1.18, *а*). FIT позволяет моделировать антенны и СВЧ-устройства со сложной геометрией, заполняя пространство тетраэдральными (четырёхгранными) или гексагональными (шестигранными) элементами (рис. 1.18, *б*).

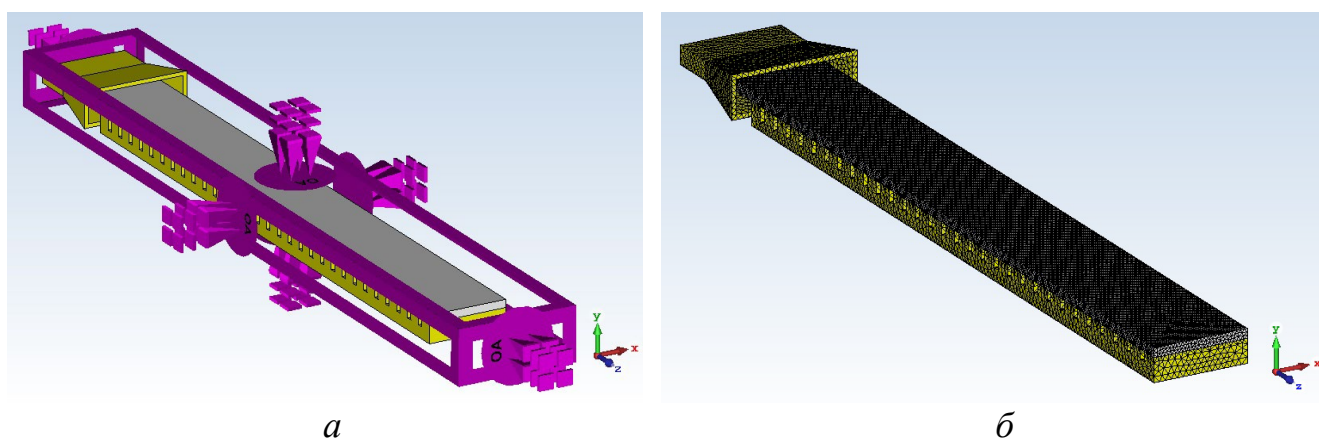


Рис. 1.18. Граничные условия и сетка разбиения в электродинамическом симуляторе CST Studio Suite, реализующим метод FIT: *а* – ограниченная область моделирования с условиями, имитирующими открытое пространство вокруг антенны; *б* – сетка дискретизации пространства

К тому же обязательным является соблюдение условия плотного примыкания соседних ячеек друг к другу. Иными словами, пересечение двух различных элементов должно отсутствовать или представлять собой двумерный многогранник, общую одномерную грань обеих ячеек либо точку. Такое разбиение дает конечную группу ячеек G , представляющую собой расчетную сетку, необходимую для дискретизации законов Фарадея (второе уравнения Максвелла) и непрерывности магнитного поля (четвертое уравнение Максвелла):

$$\oint_L \vec{E} d\vec{l} = -\frac{\partial}{\partial t} \iint_S \vec{B} d\vec{s}, \quad (1.2)$$

$$\oint_S \vec{B} d\vec{s} = 0, \quad (1.3)$$

где L – произвольный замкнутый контур; S – поверхность, опирающаяся на контур L .

Для дискретизации двух оставшихся уравнений электродинамики, закона Ампера (первое уравнение Максвелла) и закона Гаусса (третье уравнение Максвелла):

$$\oint_L \vec{H} d\vec{l} = \iint_S \left(\vec{j}_{\text{пр}} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) d\vec{s}, \quad (1.4)$$

$$\oint_S \vec{D} d\vec{s} = \iiint_V \rho dV, \quad (1.5)$$

где $\vec{j}_{\text{пр}}$ – плотность тока проводимости; ρ – плотность пространственного заряда; требуется введение второй группы ячеек \tilde{G} , дуальной основному набору ячеек G . Для первичной сетки из ячеек G в декартовой системе координат дуальная (вторичная) сетка \tilde{G} определяется путем выбора в качестве вершин ячеек сетки \tilde{G} центров ячеек сетки G (рис. 1.19). В более общем виде, для

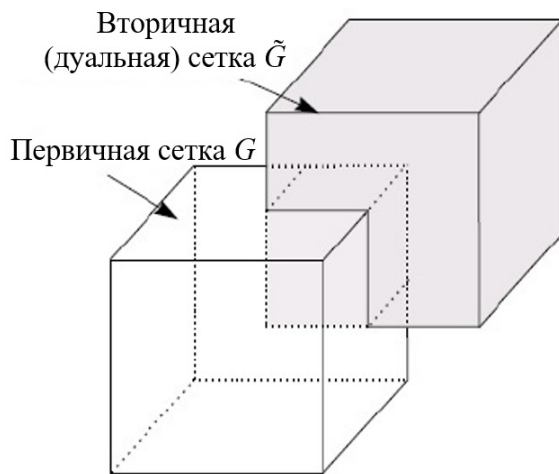


Рис. 1.19. Пространственное расположение ячейки G и дуальной ей ячейки \tilde{G}

неструктурированного набора ячеек G также возможно выбрать центры тяжести ячеек в виде граничных вершин для определения дуальной сетки \tilde{G} . Приближения метода конечного интегрирования являются справедливыми, при условии, что величины напряжений и токов, располагающихся на двух различных наборах ячеек, связаны друг с другом через базовые материальные уравнения. Для преодоления проблемы лестничной

(ступенчатой) аппроксимации, вызванной тем, что каждая элементарная ячейка может

быть заполнена только одним типом материала, CST Studio Suite совместно с методом FIT во встроенном решателе во временной области применяет уникальную технологию аппроксимации для идеальных граничных условий (РВА). Технология аппроксимации РВА учитывает толщину металлических слоев и позволяет сформировать корректные граничные условия внутри ячеек, что исключает необходимость применения мелкозернистой сетки разбиения для детального описания криволинейных или наклонных границ металлических поверхностей. Повышение точности моделирования СВЧ-устройств может быть достигнуто за счет использования криволинейных ячеек при тетраэдральном разбиении исследуемой структуры. Помимо этого, решатель в частотной области включает в себя эффективный алгоритм оптимизации сеточного разбиения (TGA), обеспечивающий наилучшую точность моделирования. Алгоритм TGA вначале сглаживает ступенчатые грани исходной сетки разбиения, а затем проецирует «очищенную» сетку обратно на моделируемую структуру.

Метод физической (волновой) оптики (англ. PO) представляет собой традиционный способ приближенного решения граничных задач электродинамики. Метод PO основан на принципе Гюйгенса-Френеля, согласно которому каждая точка на поверхности, возбуждаемой падающей (первичной) волной, может рассматриваться как источник вторичной сферической волны, а полное вторичное поле является результатом интерференции волн, выходящих из всех точек поверхности. Математическая формулировка этого принципа представляется в виде интеграла Кирхгофа, а сам метод PO часто именуется приближением Кирхгофа. В рамках этого метода отсутствует необходимость определения электрических токов на металлических поверхностях исследуемой структуры, так как значение тока аппроксимируется по найденной тангенциальной составляющей магнитного поля первичной волны, падающей на структуру. Полное вторичное поле вычисляется с применением аппарата функций Грина по восстановленному распределению токов. Метод PO успешно применяется к задачам дифракции плоских электромагнитных волн на объектах, имеющих большие электрические размеры. С уменьшением размеров электродинамической структуры или с увеличением кривизны ее

поверхности приближенное вычисление тока через касательную составляющую магнитного поля первичной волны приводит к снижению точности результатов.

Однородная (равномерная) теория дифракции (англ. UTD) является развитием геометрической теории дифракции Келлера. Она представляет собой современный метод асимптотического решения задач дифракции волн на электродинамических структурах, размеры которых значительно превышают длину волны. Согласно физическому смыслу UTD поверхность моделируемой структуры разбивается на совокупность плоских многоугольников (фацет) с общими ребрами. Рассеянное каждой фацетой поле представляется в виде двух составляющих – геометрической части, обусловленной поверхностью фацеты и части поля, вызванной краевыми эффектами на ребрах. В современных электромагнитных симуляторах нередко используется концепция гибридного моделирования, заключающаяся в совмещенном применении фацетной UTD и метода моментов (МоМ). Фацетная UTD позволяет учитывать оптические эффекты и эффекты высших порядков, что способствует повышению точности моделирования по сравнению с методом РО.

Каждый из рассмотренных методов электромагнитного моделирования антенн и СВЧ-устройств имеет свои преимущества и недостатки, а также предпочтительную область применения. Виртуальное прототипирование и электродинамический анализ антенн, содержащих открытые металлодиэлектрические излучающие структуры, позволяют существенно сократить число итераций проектирования и тем самым суммарное время разработки устройств. Имитационное моделирование предоставляет возможность проанализировать и оптимизировать поведение отдельных элементов антенно-фидерного тракта на ранних этапах проектирования, что резко снижает сроки и затраты на конструирование конечных изделий. Вместе с тем симуляция электромагнитных процессов позволяет с высокой долей достоверности оценить адекватность разработанных математических моделей параметрического синтеза дифракционных антенн и развивать (совершенствовать) последние на основании введения обоснованных допущений, рекомендаций и/или условий, сформулированных по результатам компьютерного моделирования.

1.3. Особенности электродинамического расчета основных электрических характеристик и задание условий моделирования антенн вытекающей волны дифракционного типа

АВВДТ, нашедшая широкое практическое применение, представляет собой периодическую структуру в виде металлической гребенчатой решетки с прямоугольными канавками, над которой расположена диэлектрическая питающая линия (рис. 1.20). Выбор профиля решетки обусловлен тем, что в отличие от других простейших типов ДР, таких как ленточная или ножевая, металлическая гребенка не требует дополнительного экранирования и позволяет эффективно управлять распределением мощности трансформируемой волны в пространственном спектре ее рассеяния за счет большого количества геометрических параметров [37]. ПДВ при этом нагружен рупорным или другим устройством возбуждения и расположен в общем случае на некотором расстоянии r , называемом прицельным, от плоскости раскрыва ДР (рис. 1.20). Такая электродинамическая схема антенны позволяет легко обеспечить оптимальное амплитудное распределение на излучающей апертуре за счет вариации расстояния между питающей линией и ДР или изменения в продольном направлении глубины канавок гребенки.

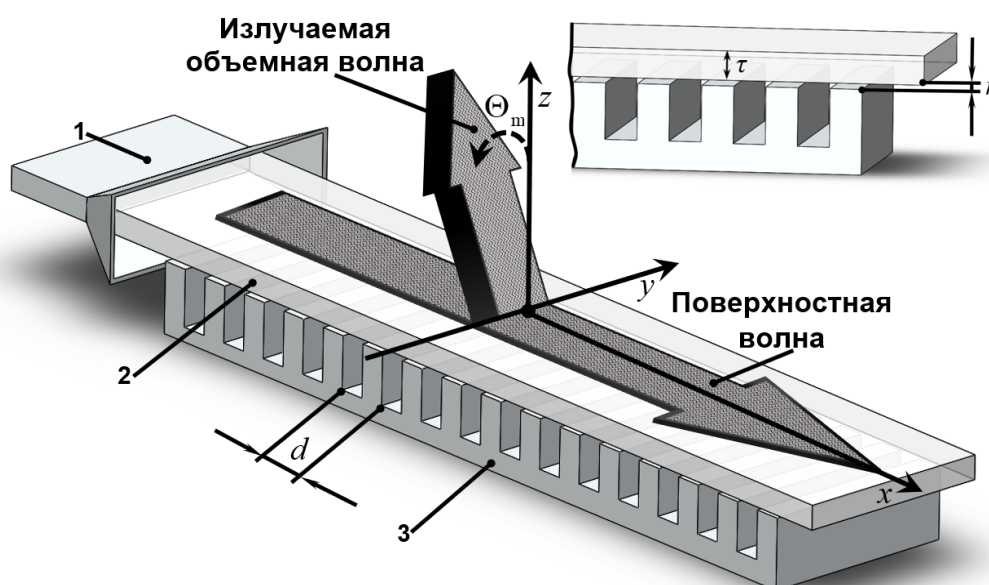


Рис. 1.20. АВВДТ с гребенчатой периодической решеткой: 1 – H -плоскостной секториальный рупор; 2 – питающая линия; 3 – периодическая ДР

Для реальных АВВДТ, содержащих периодические металлодиэлектрические структуры, характерно наличие в режиме излучения спадающего по оси Ox вдоль раскрыва амплитудного распределения поля. Как правило, амплитудное распределение в направлении распространения поверхностной волны в режиме излучения аппроксимируется экспоненциально убывающей функцией вида:

$$\{H, E\}(x) = \{H, E\}_{\max} \cdot \exp(-\alpha_{-1} \cdot x), \quad x \in (0, L_A), \quad (1.6)$$

где x – продольная координата в направлении распространения поверхностной волны; L_A – длина области взаимодействия поверхностной волны с антенным полотном, состоящим из N_{Π} периодов: $L_A = N_{\Pi} \cdot d$ (d – период ДР); α_{-1} – постоянная ослабления (вытекания) (-1) -й гармоники поверхностной волны.

При этом существуют некоторые ограничения на форму амплитудного распределения антенны: кривая должна быть непрерывной, гладкой и при ее представлении в линейном масштабе не должна содержать нулевых значений амплитуды, включая значения на краях апертуры [20]. Последнее ограничение связано с тем, что для нулевого значения амплитуды необходимая величина отбора мощности на данном участке составляет 0 дБ, для которой $r = \infty$. По указанной причине такие распространенные формы амплитудных распределений, как косинусное и косинус-квадратное, могут быть реализованы только с пьедесталом.

Расчет постоянной вытекания поверхностной волны α_{-1} можно произвести в соответствии со следующим выражением [38]:

$$\Delta\Theta_{0,7} = \arcsin\left(\sin\Theta_m + \frac{\alpha_{-1}}{k_0}\right) - \arcsin\left(\sin\Theta_m - \frac{\alpha_{-1}}{k_0}\right), \quad (1.7)$$

Θ_m – угол максимального приема (излучения); $\Delta\Theta_{0,7}$ – сектор углов, характеризующийся снижением амплитуды (плотности потока энергии) (-1) -й рабочей гармоники не более чем в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с максимальным значением, соответствующим направлению Θ_m .

При известной фазовой постоянной волны в ДВ β с учетом соотношения (1.1) формула (1.7) может быть также преобразована к виду:

$$\Delta\Theta_{0.7} = \arcsin\left(\frac{\beta + \alpha_{-1}}{k_0} - \frac{\lambda_0}{d}\right) - \arcsin\left(\frac{\beta - \alpha_{-1}}{k_0} - \frac{\lambda_0}{d}\right). \quad (1.8)$$

Величина постоянной ослабления α_{-1} , определенная эмпирически или вычисленная при помощи математических соотношений, позволяет рассчитать такие важнейшие электрические параметры АВДТ, как полная эффективность, КПД, КИП, полоса рабочих частот, ДН и, соответственно, УБЛ.

Полная эффективность АДИ, работающей в режиме пространственной трансформации, которому свойственно постоянство угла прихода первичной волны $\Theta = \Theta_m$, определяется согласно формуле:

$$\mathcal{E}_{\Phi\Phi} = K_{\text{ПД}} \cdot K_{\text{ИП}}, \%, \quad (1.9)$$

где $K_{\text{ПД}}$ – КПД по мощности (позволяет оценить расходуемую на формирование рабочей поверхностной волны долю мощности принимаемой волны, возбуждающей антенну); $K_{\text{ИП}}$ – КИП (определяет степень участия в преобразовании разных периодов металлической гребенки на всей длине излучающей поверхности АВДТ).

При условии экспоненциально спадающего амплитудного распределения на раскрыве АДИ расчет КИП может быть произведен как

$$K_{\text{ИП}} = \frac{2}{\alpha_{-1} \cdot L_A} \cdot \frac{[1 - \exp(-\alpha_{-1} \cdot L_A)]^2}{1 - \exp(-2\alpha_{-1} \cdot L_A)}. \quad (1.10)$$

Задавшись мощностью поверхностной волны, возбуждающей ДР, равной $P_{\text{пад}}$, появляется возможность рассчитать мощность вытекающей волны на последнем периоде решетки с учетом амплитудного распределения поля (1.6) в соответствии с выражением:

$$P_{\text{прош}} = P_{\text{пад}} \cdot \exp(-2 \cdot \alpha_{-1} \cdot L_A), \quad (1.11)$$

тогда КПД антенны оценивается как

$$K_{\text{ПД}} = \left(1 - \frac{P_{\text{прош}}}{P_{\text{пад}}}\right) \cdot 100\% = [1 - \exp(-2 \cdot \alpha_{-1} \cdot L_A)] \cdot 100\%. \quad (1.12)$$

С использованием соотношений (1.10) и (1.12) расчет полной эффективности АДИ может быть выполнен по формуле:

$$\mathcal{E}_{\Phi\Phi} = \frac{2}{\alpha_{-1} \cdot L_A} \cdot [1 - \exp(-\alpha_{-1} \cdot L_A)]^2 \cdot 100\%. \quad (1.13)$$

В случае, если известно направление Θ_m , закономерность затухания амплитуды вытекающей волны (1.6) и постоянная ослабления рабочей поверхностной гармоники α_{-1} , допустимо определить идеализированную (без учета краевых эффектов) ДН для АВВДТ конечной длины. Нормированную ДН в плоскости xOz предлагается вычислять посредством выражения:

$$\bar{F}(\Theta) = \frac{1}{\left| \text{sinc}(j0,5L_A \cdot \alpha_{-1}) \right|} \cdot \left| \text{sinc} \left\{ 0,5L_A \cdot [k_0 \cdot (\sin \Theta - \sin \Theta_m) - j\alpha_{-1}] \right\} \right|, \quad (1.14)$$

где $j = \sqrt{-1}$. Получив ДН антенны, с использованием известных соотношений [1, 39] становится возможным расчет основных электрических характеристик антенны, среди которых КУ, КНД, уровень бокового излучения и др. Уровень кросс-поляризационной развязки K_{Π} при работе АДИ с одним видом линейной поляризации равен отношению КУ G_Y^H и G_Y^E антенны или отношению полных эффективностей $\mathcal{E}_{\Phi\Phi}^H$ и $\mathcal{E}_{\Phi\Phi}^E$ при H - и E -поляризациях излучения:

$$K_{\Pi} = \frac{G_Y^H}{G_Y^E} = \frac{\mathcal{E}_{\Phi\Phi}^H}{\mathcal{E}_{\Phi\Phi}^E} = \frac{\alpha_{-1}^E \cdot [1 - \exp(-\alpha_{-1}^H \cdot L_A)]^2}{\alpha_{-1}^H \cdot [1 - \exp(-\alpha_{-1}^E \cdot L_A)]^2}. \quad (1.15)$$

Представленная выше излучающая система (рис. 1.20) относится к группе электродинамических структур, свойства которых крайне сложно рассчитывать с помощью строгих методов теории дифракции. Существующие аналитические методы расчета в значительной степени опираются на общую теорию антенных решеток [1,2,20], а также результаты теоретических исследований ограниченного ряда дифракционных задач [40,41] и позволяют производить достоверный анализ лишь типовых конструкций антенн. Недостатки имеющихся методов расчета прежде всего обусловлены ограниченным количеством информации о реальных физических процессах, происходящих в АДИ. Так, например, в настоящее время не создана

адекватная численная модель дифракции поверхностной волны ПДВ на гребенчатой ДР, плоскость раскрыва которой расположена под наклоном к боковой поверхности ПДВ. Также не существует математической модели для точной оценки величины фазовых искажений в антеннах вытекающей волны дифракционного типа. В связи с вышеизложенными обстоятельствами возникает *необходимость расширения существующих теоретических знаний о закономерностях физических процессов в электродинамической модели дифракционной антенны посредством экспериментальных исследований*. При корректно заданных условиях моделирования такие исследования могут быть проведены в электродинамических симуляторах с достаточной точностью.

Рассмотрим условия моделирования дифракционных антенн, содержащих открытые излучающие структуры вида: «ПДВ – металлическая ДР». Важными составляющими моделирования таких антенных устройств являются задание типов диэлектрических материалов, описание условий возбуждения электромагнитных процессов в портах и выбор граничных условий.

В дифракционных антеннах в качестве материала ДВ целесообразно использовать диэлектрики, обладающие на СВЧ и в длинноволновой части диапазона КВЧ приемлемыми тепловыми потерями: фторопласт ($\epsilon = 2$), полиэтилен ($\epsilon = 2,25$), полистирол ($\epsilon = 2,56$). При моделировании АДИ в программных продуктах CST Studio Suite и Ansys HFSS в качестве материалов ПДВ могут быть выбраны имеющиеся в библиотеках симуляторов высокочастотные полимеры с низкими значениями тангенсов угла диэлектрических потерь δ . Широко распространенными среди таких высокочастотных пластиковых компаундов являются тефлон ($\epsilon = 2,1$; $\text{tg}\delta = 0,0002$), Preperm 255 ($\epsilon = 2,55$; $\text{tg}\delta = 0,0005$) и Preperm L260 ($\epsilon = 2,6$; $\text{tg}\delta = 0,0006$), обеспечивающие стабильную работу на частотах до 220 ГГц [42-43].

Поскольку толщина ПДВ τ оказывает существенное влияние на уровень поверхностной гармоники и угло-частотные характеристики антенны, следует выбирать τ не превышающее критическую величину $\tau_{\text{кр}}$, определяемую

одномоновым режимом ПДВ. Для АВВДТ, построенных на основе электродинамических структур с H -поляризацией¹, толщину ПДВ следует выбирать согласно условию:

$$\tau < \tau_{\text{кр}} = \frac{\lambda}{2\sqrt{\varepsilon_{\tau} - 1}}, \quad (1.16)$$

где ε_{τ} – диэлектрическая проницаемость волновода.

Исходя из обязательного выполнения условия (1.16), для обеспечения требуемой точности и достоверности результатов, а также сокращения времени выполнения вычислений в системах электродинамического моделирования необходимо и достаточно учитывать только одну – первую волновую моду, что соответствует возбуждению ПДВ, например, H -плоскостным секториальным рупорным излучателем на основной (низшей) волне E -типа. Порт запитки при этом эквивалентен случаю присоединения в плоскости его построения бесконечно длинного прямоугольного волновода.

На рис. 1.21 представлены частотные зависимости КПД для первых шести мод волноводного порта, полученные в результате моделирования АДИ с гребенчатой ДР, образованной 30 канавками разной глубины.

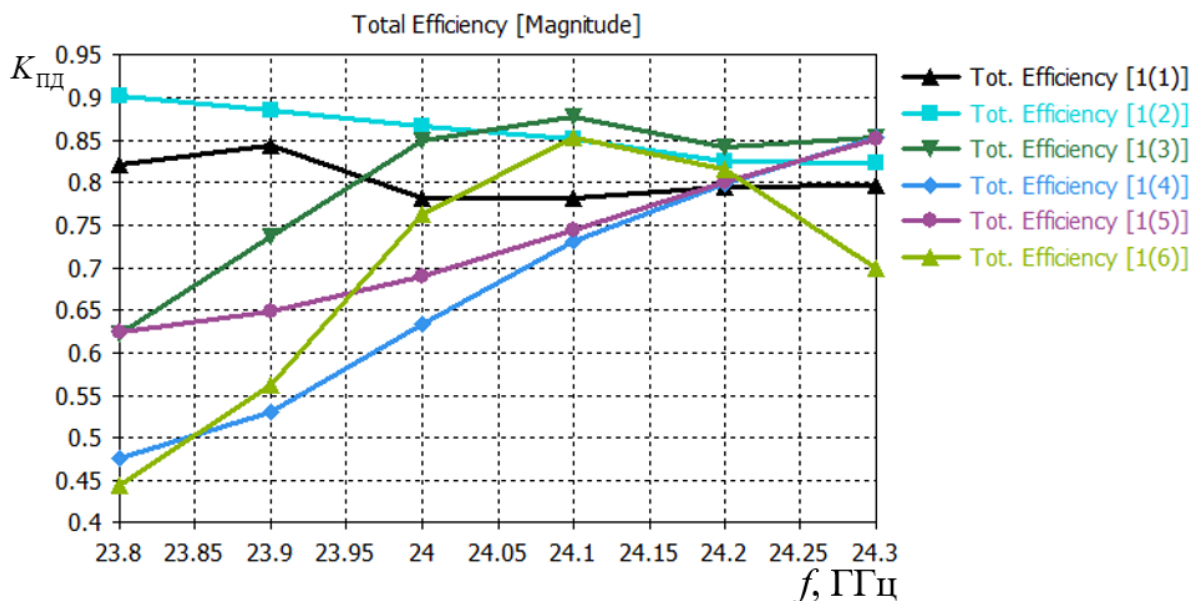


Рис. 1.21. Частотные зависимости КПД для первых шести мод

¹ Под E - (H -) поляризацией здесь и далее в работе понимается ориентация соответственно электрической или магнитной компоненты поля вдоль ребра элемента дифракционной решетки (канавки).

На рис. 1.22 изображены полученные в результате полноволнового моделирования пространственные ДН на частоте 24 ГГц с учетом первых шести мод волноводного порта. При нарушении одномодовости режима возбуждения (появление высших типов волн) наблюдается вырождение ДН, проявляющееся в раздвоении главного лепестка (рис. 1.22, 2-6 моды) и значительном росте УБЛ.

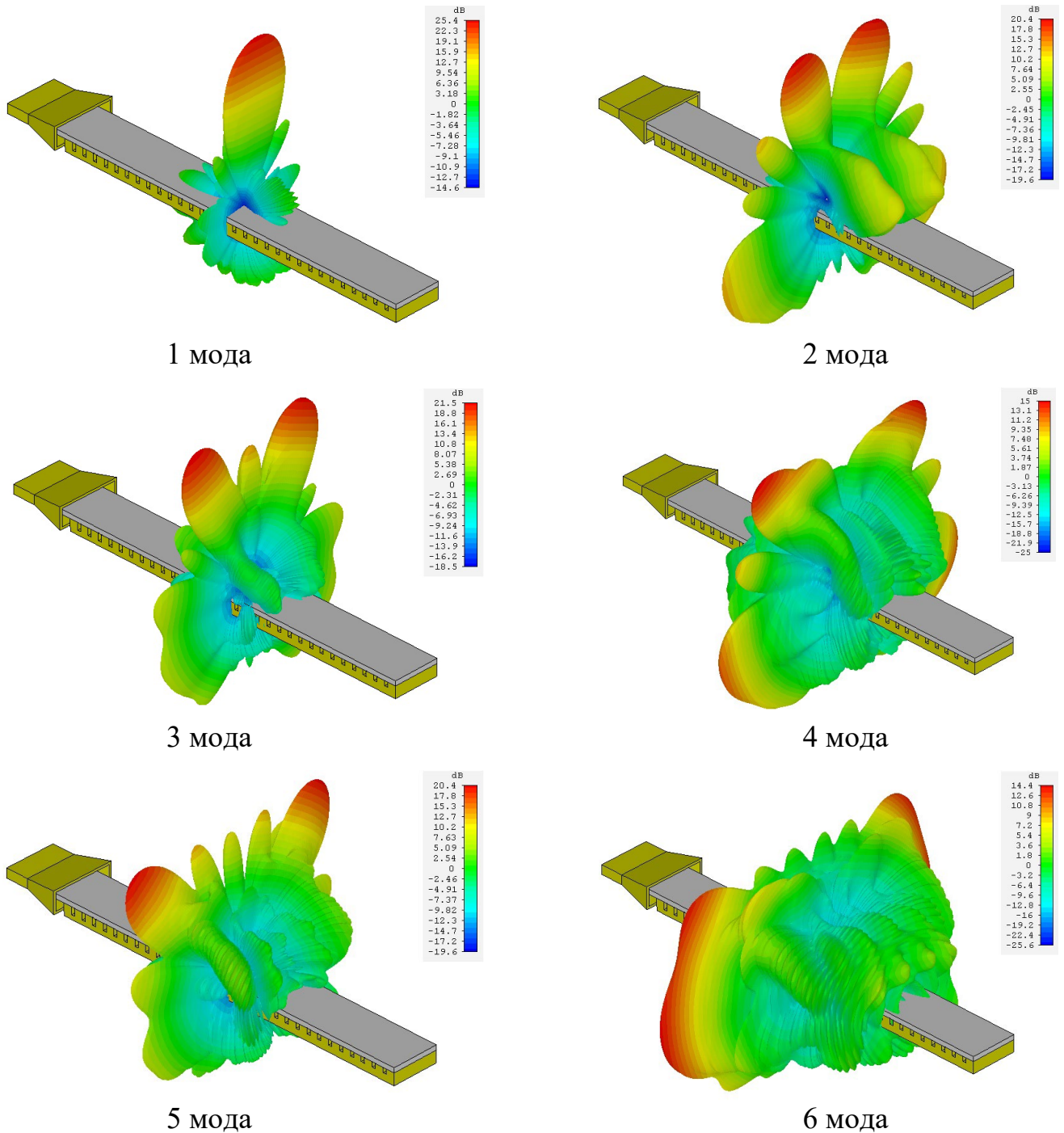


Рис. 1.22. Пространственная ДН электродинамической структуры «ПДВ – металлическая гребенчатая ДР» для первых шести волновых мод, возбуждаемым волноводным портом

Одновременное возбуждение в волноводе нескольких волн высших типов приводит к тому, что каждая волна из общего потока энергии «отбирает» на себя некоторую его долю, поэтому при постоянном общем потоке из нескольких мод на низшую волну будет приходиться уменьшенная часть. В итоге целесообразность возбуждения ПДВ на основной (низшей) волне E -типа (рис. 1.22, 1 мода) объясняется тем, что в этом случае имеет место наименьшее затухание и максимальный рабочий частотный диапазон.

В заключение раздела проанализируем особенности построения сеток разбиения пространства и задания граничного условия моделирования. Для применения к электродинамической структуре полноволнового моделирования предварительно требуется выполнить пространственную дискретизацию исследуемой модели. Наиболее полезным с позиции быстродействия будет алгоритм, максимально точно описывающий форму объектов с применением минимального количества ячеек. На рис. 1.23 представлены типовые варианты плотности конечно-элементной сетки.

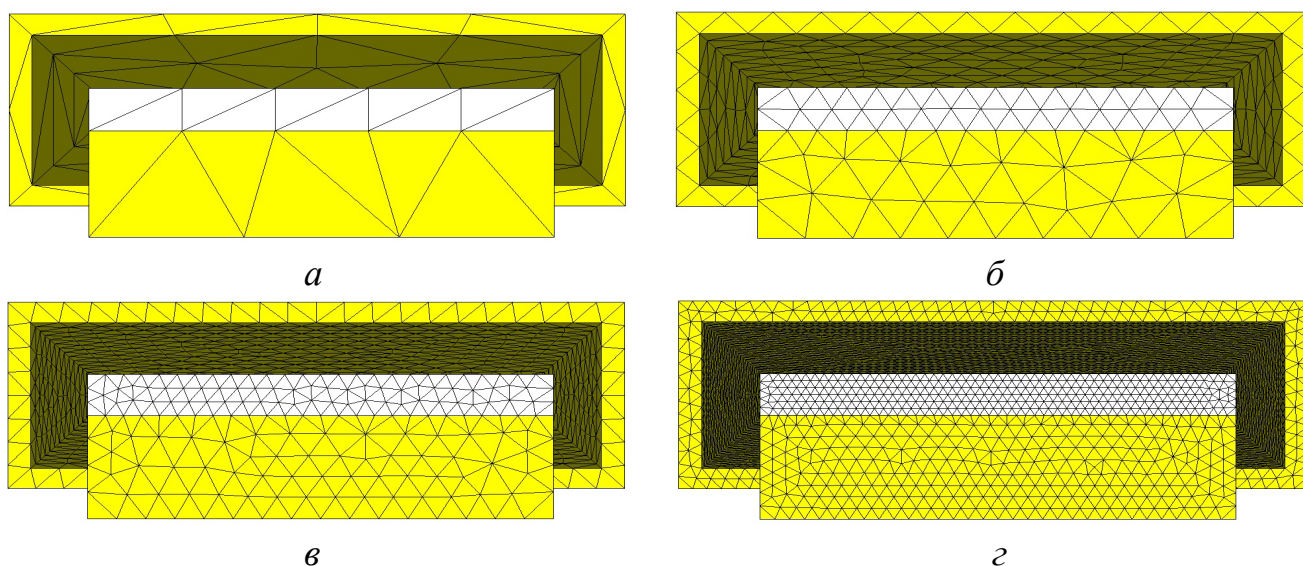


Рис. 1.23. Плотность тетрагональной конечно-элементной сетки: a – 1 ячейка на длину волны; $б$ – 3 ячейки на длину волны; $в$ – 5 ячеек на длину волны; $г$ – 10 ячеек на длину волны

Для АВВДТ с гребенчатой решеткой оптимальным является вариант из 3-х ячеек на длину волны (рис. 1.23, $б$). В антеннах со сложной геометрией для

повышения точности расчета необходимо увеличивать количество ячеек на длину волны (рис. 1.23, *в, з*) или выбирать режим адаптивного уплотнения сетки.

Граничное условие, имитирующее открытое пространство (рис. 1.18, *а*), в случае СВЧ и КВЧ должно обеспечивать не менее $\lambda/8$ (относительно центральной частоты) дополнительного пространства вокруг моделируемой электродинамической структуры. Для частот ниже диапазона СВЧ необходимо увеличивать размер дополнительного пространства.

Выводы к главе 1

Необходимость существенного улучшения параметров действующих РТС или создание новейших радиоэлектронных комплексов гражданского и военного назначения диктуют требования к антенным характеристикам, сложно реализуемые при традиционном подходе к решению задач. В настоящее время одним из сравнительно новых и перспективных направлений в области антенной техники СВЧ и КВЧ диапазонов является создание высокоэффективных антенных устройств и систем, в работу которых положен эффект преобразования поверхностных волн в объемные, наблюдаемый при дифракции неоднородных плоских волн на периодически размещенных нерегулярностях.

Аналитический обзор существующих типов плоских дифракционных антенн показал, что принцип построения электродинамической системы в виде плоской дифракционной решетки с последовательным возбуждением ее элементов диэлектрической волноведущей структурой позволяет создавать конструкции антенн с высоким КПД, способные формировать в пространстве остронаправленные лучи ДН. В то же время для практических приложений достаточно получить приближенные решения, которые строятся, например, в предположении пренебрежимо малого влияния излучения в свободное пространство, обусловленного неоднородностями в виде периодической гребенки, на первичное поле в ДВ. Однако одним из наиболее значимых направлений совершенствования АДИ, открывающих дополнительные степени свободы по

управлению электрическими характеристиками антенны, является применение ДР нетривиальной конфигурации. При этом слабая степень исследований влияния закономерностей вариации параметров канавок в раскрыве гребенки на избирательные и направленные свойства антенны приводит к необходимости углубления имеющихся знаний, достоверно описывающих физические процессы в электродинамической модели дифракционной антенны посредством экспериментальных исследований.

Описанный комплексный подход к разработке антенных систем, основанный на взаимодействии потоков проектирования современных САЕ- и САД-систем, позволяет освободить инженера-конструктора от однообразной, трудоемкой и утомительной работы, а также повысить его возможности на этапах принятия решений. Наряду с этим, очевидно, что результаты, полученные с использованием электромагнитных симуляторов, могут стать основой создания оригинальных физико-математических моделей, учитывающих конкретную специфику реализованной электродинамической структуры.

Эффективное использование таких систем требует от исследователя понимания численных методов, которые используются при моделировании электродинамических структур. Таким образом, для успешной реализации структурно-параметрического синтеза и анализа антенных устройств с использованием электродинамических симуляторов необходимо задавать корректные параметры расчета. Проведенные исследования условий моделирования антенн вытекающей волны дифракционного типа позволяют обеспечить верное геометрическое представление проектируемого устройства в области моделирования, точное задание материалов и их физических свойств, обоснованный выбор соответствующих вычислительных ресурсов и способа разбиения пространства на элементы декомпозиции, а также метода уплотнения сетки. Кроме того, в ходе теоретических исследований были сформулированы практические рекомендации по выбору количества анализируемых мод в электродинамических структурах, имеющих ПДВ и металлическую гребенчатую ДР.

Глава 2. Математическое обеспечение анализа и структурно-параметрического синтеза антенн вытекающей волны дифракционного типа с неравномерным профилем излучающего раскрыва на основе гребенчатой решетки

2.1. Постановка задач структурно-параметрического синтеза и оптимизации антенн вытекающей волны, содержащих гребенчатые дифракционные решетки

Специальная задача структурно-параметрического синтеза антенн, исходя из терминологии, принятой в [1], может быть разделена на *внешнюю* и *внутреннюю*. Решение *внешней* задачи практически сводится к выбору такой конструкции антенной системы, которая обеспечивала бы заданную направленность излучения в секторе сканирования в требуемом частотном диапазоне. В рамках настоящей работы примем допущение, что в основу такой конструкции АДИ положена перспективная электродинамическая схема «ПДВ – гребенчатая ДР» (рис. 1.20), получившая широкое распространение АВВДТ.

Внутренняя задача структурно-параметрического синтеза заключается в выборе способа возбуждения и необходимой поляризации излучения, а также обеспечении приемлемой ширины главного лепестка ДН и низкого УБЛ.

При выборе устройства возбуждения поверхностной волны ПДВ следует учитывать, что к настоящему времени известны конструкции АВВДТ, в которых применяются рупорные [17,19-20,44], рупорно-линзовые [9-10,16] и рупорно-щелевые узлы возбуждения [45], рупорно-параболические переходы и сегменты (полусегменты) параболоида вращения [46-48]. В случае значительных поперечных размеров антенного полотна предпочтение отдается возбудителям на основе линейных дифракционных структур [7,49].

В рупорных узлах возбуждения, как известно, существенным образом проявляются фазовые искажения и для получения остронаправленного излучения требуется применение длинных конструкций даже при небольших апертурах.

Оптимальная, по критерию максимума КНД, длина рупора должна быть пропорциональна квадрату одного из размеров его раскрыва. При использовании рупорного возбуждителя в антеннах вытекающей волны на основе ПДВ его предпочтительная ширина составляет порядка $(1-3)\lambda$. В рупорно-линзовой антенне с замедляющей линзой имеет место снижение КИП из-за ослабления поля от центра раскрыва к его краям. Это приводит к уменьшению УБЛ, расширению главного лепестка ДН и падению КНД. Поэтому для выравнивания амплитудного распределения необходимо применять облучатели с более широкой ДН. Однако при таких условиях произойдет уменьшение коэффициента перехвата, вследствие чего возрастет доля мощности, не попадающей на линзу. В случае использования ускоряющей линзы (фазовая скорость больше скорости света в свободном пространстве) вызываемый при этом подъем амплитудного распределения к краям раскрыва позволяет применять облучатели с относительно узкой ДН, благодаря чему удастся получить величину коэффициента перехвата несколько большую, чем в случае замедляющей линзы. Рупорно-щелевые и линейные АДИ характеризуются высокими значениями КПД и полной эффективности, но имеют малую ширину полосы рабочих частот, которая по уровню «минус» 3 дБ не превышает 5-6%. Недостатки устройства возбуждения в виде сегмента параболоида вращения заключаются в затенении облучателем раскрыва или угловое смещение максимума ДН возбуждителя относительно продольного направления АВВДТ при вынесенном облучателе. Возбудители на скошенной ДР имеют высокий КПД (около 90-95%), но обладают при этом значительными габаритными размерами.

Оптимальное устройство возбуждения распределительно-излучающей системы частотно-сканирующей АВВДТ должно быть технологически простым, иметь значительную широкополосность и малые массогабаритные характеристики. Применительно к рассматриваемой конструкции АДИ указанным требованиям в наибольшей степени удовлетворяет рупорно-линзовая антенна, представляющая собой укороченный по сравнению с классическим вариантом *H*-плоскостной рупор, в раскрыве которого для компенсации или снижения фазовых искажений установлена диэлектрическая линза. Она должна иметь

специально рассчитанный профиль [50] по стороне, обращенной к питающему рупор волноводу, и плоскую поверхность со стороны объекта облучения – торца ПДВ. При этом длина рупора выбирается уже из условий хорошего согласования питающего волновода со свободным пространством и приблизительно равна $(0,5-1)$ ширине его раскрыва [51]. Изготовление линзовых антенн требует большой точности, в связи с чем является сложным и экономически затратным, поэтому в ряде случаев в качестве линзы целесообразно использовать торец ПДВ.

Поляризация излучения определяется формой направляющей электродинамической структуры, поляризационными свойствами узла возбуждения, формой и шагом расположением нерегулярностей ДР. АВВДТ, построенные на основе простой гребенчатой решетки, обладают повышенной чувствительностью к типу поляризации. Это связано с тем, что в таких антеннах эффективное преобразование объемной волны E -поляризации в поверхностную волну обеспечивается на металлодиэлектрической гребенке, имеющей широкие канавки ($a_k > 0,5\lambda$), при дифракции H -поляризованной волны – соответственно узкими канавками ($a_k \leq 0,5\lambda$) [7,41]. В работе [52] на основе моделирования и экспериментальных исследований показана возможность ослабления поляризационной чувствительности линейных дифракционных антенн вытекающей волны за счет использования двумерно-периодических гребенок с усложненной геометрией периода (с канавками Т- или Г-образной формы). При таком подходе наличие одновременно широкой и узкой излучающих полостей позволяет реализовать излучение волн ортогональных линейных типов поляризаций. Другое из наиболее успешных конструкторских решений по снижению поляризационной чувствительности отражено в работе [53], где предложена конструкция антенны вытекающей волны дифракционного типа с прямоугольной апертурой и электронным управлением поляризацией излучения. По заверению авторов найденные параметры гребенчатой решетки обеспечивают идентичность характеристик антенны как при H -, так и при E -поляризациях волны, преобразуемых с эффективностью не менее 60%.

Помимо выбора способа возбуждения волноведущей структуры и подходящей поляризации излучения, внутренняя задача структурно-параметрического синтеза может быть решена путем настройки оптимального АФР поля в излучающем раскрыве. В антеннах вытекающей волны, содержащих ПДВ и гребенчатую ДР, такое АФР может быть сформировано за счет следующих геометрических модификаций профиля излучающего раскрыва:

- 1) изменения в направлении вытекания поверхностной волны глубины и (или) ширины канавок ДР, а также их формы и шага размещения;
- 2) вариации прицельного расстояния (зазора) между ПДВ и гребенчатой ДР;
- 3) изменения толщины ПДВ и общей длины излучающего раскрыва антенны.

Перечисленные выше изменения геометрических параметров конструкции излучающего раскрыва могут осуществляться по различным законам, установленным в результате *параметрической оптимизации*. Важно отметить, что оптимизацию большинства ключевых характеристик АДИ практически невозможно осуществить без полномасштабного математического моделирования.

2.2. Основные преимущества и недостатки современных математических моделей для анализа и синтеза антенн вытекающей волны дифракционного типа. Определение направлений их дальнейшего развития и областей модификации

В первоначальных моделях АВВДТ антенное полотно представлялось в виде бесконечной периодической ДР [54]. Такой подход позволял частично проводить анализ эффективности излучения и исследовать направленные свойства в зависимости от параметров антенного полотна. Однако вопросы, связанные с оценкой энергетических характеристик и фокусировкой излучения антенны, по-прежнему оставались нерешенными. В течение последних лет были созданы эффективные электродинамические модели, базирующиеся на мощных

методах пространственно-временного анализа, и учитывающие как конечные размеры распределительно-излучающей системы, так и изменения шага и/или профиля гребенчатой ДР [54-56]. Тем не менее практическая реализация подобных вычислительных моделей значительно сложна и требует глубокой алгоритмической проработки вкупе с навыками профессионального программирования для написания кода оптимальной производительности.

На сегодняшний день наиболее просто реализуемыми являются математические модели, изложенные в работах [57] и [58]. Модель, описанная в работе [57], позволяет методом сингулярных интегральных уравнений решить задачу рассеяния собственных электрических волн ПДВ на конечном числе прямоугольных канавок, выполненных в идеально проводящем экране. Поле в каждой канавке учитывается отдельно, что дает возможность анализировать структуры с большим числом разноразмерных канавок, размещенных в экране в общем случае неэквидистантно. Недостатком такой модели является то, что размерность системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) прямо пропорциональна как числу канавок, так и количеству точек дискретизации сингулярного интегрального уравнения в раскрытии каждой канавки. Это в свою очередь приводит к существенным затратам времени на анализ и серьезно осложняет параметрический синтез антенны.

Математическая модель, изложенная в работе [58], в предположении возбуждения структуры неоднородной волной ДВ и представлении рассеянного поля в виде непрерывного Фурье-спектра позволяет свести задачу дифракции к СЛАУ невысокого порядка относительно комплексных амплитуд волноводных мод канавок. Используемый подход является развитием методологии анализа открытых электродинамических структур, разработанной в Воронежском государственном техническом университете (г. Воронеж) выдающимися учеными В.И. Юдиным, А.И. Климовым, Ю.Г. Пастернаком, А.В. Останковым. Данная модель позволяет выполнять расчет электродинамических характеристик возбуждаемого заданной поверхностной волной излучающего раскрыва с канавками, глубина которых меняется по некоторому, в общем случае,

произвольно заданному наперед или найденному в процессе параметрической оптимизации закону. Недостатком такой математической модели является значительные временные затраты на расчет АФР в раскрыве антенны из-за необходимости интервального интегрирования комплексной спектральной плотности рассеянного поля с целью обхода точек, соответствующих корням дисперсионного уравнения, в которых значения продольной постоянной распространения первичной волны обращают подынтегральную функцию в нуль. Наряду с этим, при расчетах электрических параметров антенны, таких как КПД, КУ, КНД, УБЛ и других, указанная модель не позволяет учитывать конечность размеров ПДВ и присутствующие в реальной физической среде условия его неоптимального возбуждения. В проанализированных открытых литературных источниках [2-3,5-6] также отсутствуют математически строгие или экспериментальные данные о влиянии условий несовершенного возбуждения ПДВ и ограниченности его ширины и длины на электрические характеристики АДИ с неравномерным профилем излучающего раскрыва.

Ранее было отмечено, что степень электродинамической связи канавок ДР с линией возбуждения можно управлять за счет профилирования излучающего раскрыва антенны в продольном направлении. Это в свою очередь позволяет сформировать оптимальное АФР и, как следствие, увеличить КИП и эффективности антенны, а также снизить степень дефокусировки главного лепестка ДН и УБЛ. Одновременно с этим следует учитывать, что геометрическая модификация профиля излучающего раскрыва за счет значительной девиации глубины канавок может приводить к ощутимым фазовым искажениям и деформации ДН (расширению главного лепестка, «заплыванию» и увеличению УБЛ), особенно в случае относительно коротких (до $(10-50)\lambda$) апертур. Однако анализ фазовых искажений на этапе проектирования крайне сложен, так как на сегодняшний день модели для их точной оценки в АВВДТ не существует. Данные, приведенные в [46,59] и определяющие критическую девиацию глубины канавок в пределах 15-30% для апертур длиной $(10-50)\lambda$, являются весьма ориентировочными. Другой способ по управлению коэффициентом связи канавок с полем поверхностной волны

питающей линии может быть основан на изменении в направлении вытекания волны прицельного расстояния. Несмотря на это существующие математические модели не позволяют проводить строгий анализ дифракции поверхностной волны ПДВ на гребенчатой ДР, плоскость раскрыва которой ориентирована под углом к боковой поверхности диэлектрика.

Перечисленные выше причины подтверждают целесообразность дальнейшего развития методики расчета частотно-сканирующих АВВДТ с неравномерным профилем распределительно-излучающей системы с опорой на известную и неоднократно апробированную на практике математическую модель [58].

2.3. Модифицированная численно-аналитическая модель для анализа и синтеза антенн вытекающей волны дифракционного типа с неравномерным профилем излучающего раскрыва

Анализ антенны, аналогично рассмотренной в работе [58], проведем в режиме излучения электромагнитных волн в предположении заданной поверхностной волны ПДВ. Заведомо также положим, что полотно рассматриваемой антенны (рис. 2.1, сечение в плоскости xOz) и поле возбуждающей антенну волны являются однородными в направлении оси Oy . В этом случае задачу анализа можно свести к двумерной [58,60]. Гребенчатая решетка образована конечным числом N прямоугольно профилированных канавок с совпадающими на одном уровне плоскостями раскрыва (относительно плоскости xOy) и произвольно заданными размерами $a_k \times h_k$, где $k = \overline{1, N}$. Канавки прямоугольного сечения выполнены в неограниченном металлическом основании (экране) и размещены вдоль оси Ox в общем случае неэквидистантным (неравномерным) образом (x_k – координаты центров канавок). Для упрощения расчетов введем условие отсутствия тепловых потерь из-за неидеальности материалов гребенки, то есть будем полагать, что металлические части антенны, контактирующие с полем, и экран обладают бесконечной проводимостью.

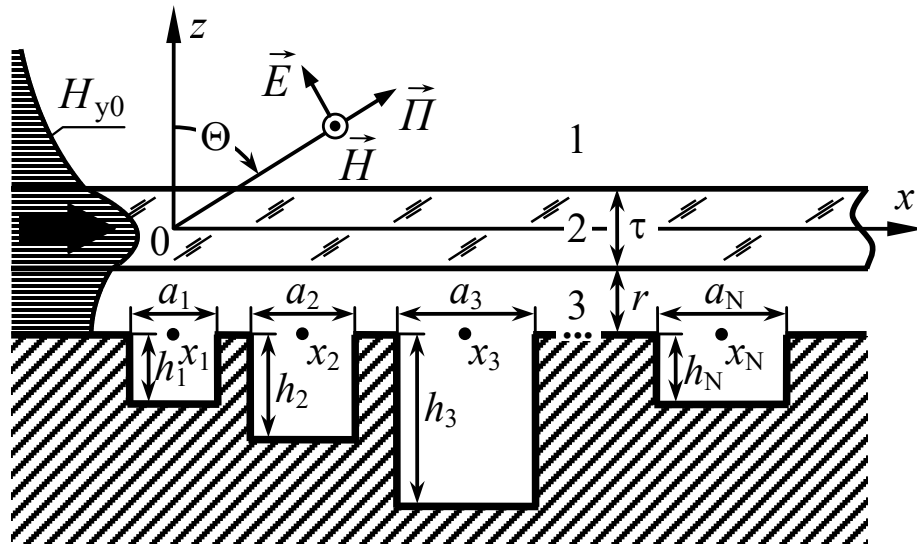


Рис. 2.1. Модельная геометрия полотна антенны вытекающей волны с одноуровневой гребенчатой решеткой и постоянным прицельным расстоянием

Над гребенчатой отражательной решеткой на расстоянии r расположен слой твердого однородного неполяризованного и немагнитного диэлектрика толщиной τ с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_τ . Первоначально расстояние r между питающей линией и ДР выбрано одинаковым в любой точке поперечного и продольного сечений антенного полотна. Далее введем предположение о существовании в диэлектрической волноведущей структуре неоднородной плоской замедленной волны, исключив из рассмотрения условия несовершенного возбуждения ПДВ и ограниченность его длины, имеющих место в реальной физической среде [61].

Рассмотрим случай распространения вдоль питающей линии в направлении оси Ox неоднородной медленной E -волны низшего типа. В соответствии с ранее введенным предположением магнитное поле в излучающей апертуре направлено во всех точках вдоль оси Oy и не зависит от координаты y , то есть $H = H_y(x, z)$. Тогда, используя преобразование Фурье, запишем:

$$H_y(x, z) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} U(\beta) \cdot \exp[j\gamma(\beta)z] \cdot \exp(j\beta x) d\beta, \quad (2.1)$$

где $U(\beta)$ – спектральная плотность амплитуд поля с постоянными распространения парциальной плоской волны β (в направлении Ox) и $\gamma(\beta) = \sqrt{k_0^2 + \beta^2}$ (вдоль оси Oz).

Неизвестная функция $H_y(x, z)$, определяемая выражением (2.1) для каждой из частичных областей 1-3 анализируемой структуры (рис. 2.1), должна удовлетворять двумерному волновому уравнению Гельмгольца [62]:

$$\frac{\partial^2 H_y(x, z)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_y(x, z)}{\partial z^2} + \left\{ \begin{matrix} \gamma_0 \\ \eta_0 \end{matrix} \right\}^2 \cdot H_y(x, z) = 0, \quad (2.2)$$

где $\gamma_0 = \sqrt{k_0^2 - \beta_0^2}$ ($\text{Im}[\gamma_0] > 0$, $\text{Re}[\gamma_0] = 0$) и $\eta_0 = \sqrt{k_0^2 \cdot \epsilon_\tau - \beta_0^2}$ – постоянные распространения поверхностной электромагнитной волны в свободном пространстве и диэлектрике в направлении оси Oz . Примем допущение, что наличие металлической гребенчатой ДР как замедляющей (импедансной) неоднородности не оказывает влияния на величину постоянной распространения первичной волны β_0 [7].

Полагая, что в направлении распространения компоненты поля изменяются по закону зависимости от времени $\exp(-j\omega t)$, то решения волнового уравнения (2.2) для частичных областей 1-3 (рис. 2.1) можно представить в виде [58,63]:

$$H_{y0}^{(1)} = A \cdot \exp[j\gamma_0(z - \tau/2)] \cdot \exp(j\beta_0 x), \quad (2.3)$$

$$H_{y0}^{(2)} = [B_1 \cdot \exp(j\eta_0 z) + B_2 \cdot \exp(-j\eta_0 z)] \cdot \exp(j\beta_0 x), \quad (2.4)$$

$$H_{y0}^{(3)} = (C_1 \cdot \exp[j\gamma_0(z + \tau/2)] + C_2 \cdot \exp[-j\gamma_0(z + \tau/2)]) \cdot \exp(j\beta_0 x), \quad (2.5)$$

где A , B_1 , B_2 , C_1 , C_2 – неизвестные коэффициенты, определяющие амплитуду поверхностной волны $H_0^{(q)}$ для частичных областей $q = \overline{1,3}$.

Отыскание β_0 может быть выполнено путем решения дисперсионного (характеристического) уравнения для волны E -типа ПДВ, размещенного над сплошным металлическим экраном (МЭ) [64]. Для этого найдем тангенциальные

составляющие электрического поля в соответствии с уравнениями Максвелла [65]:

$$E_x^{(q)} = -\frac{1}{j\omega\varepsilon_0\varepsilon^{(q)}} \cdot \frac{\partial H_y^{(q)}}{\partial z}, \quad E_z^{(q)} = -\frac{1}{j\omega\varepsilon_0\varepsilon^{(q)}} \cdot \frac{\partial H_y^{(q)}}{\partial x}, \quad (2.6)$$

где $\varepsilon^{(q)}$ – относительная диэлектрическая проницаемость q -й области.

Удовлетворим условию непрерывности тангенциальные составляющие $H_y^{(q)}, E_x^{(q)}$ поля на границах частичных областей 1-3. При $z = \tau/2$ получим

$$A = B_1 \exp(j\eta_0 \tau/2) + B_2 \exp(-j\eta_0 \tau/2), \quad (2.7)$$

$$\gamma_0 A = \frac{\eta_0}{\varepsilon_\tau} [B_1 \exp(j\eta_0 \tau/2) - B_2 \exp(-j\eta_0 \tau/2)]; \quad (2.8)$$

при $z = -\tau/2$ имеем

$$B_1 \exp(-j\eta_0 \tau/2) + B_2 \exp(j\eta_0 \tau/2) = C_1 + C_2, \quad (2.9)$$

$$\frac{\eta_0}{\varepsilon_\tau} [B_1 \exp(-j\eta_0 \tau/2) - B_2 \exp(j\eta_0 \tau/2)] = \gamma_0 (C_1 - C_2). \quad (2.10)$$

Обеспечив выполнение граничного условия на металлическом основании $E_{x0}^{(3)} = 0$ (при $z = -\tau/2 - r$), получим $C_1 \exp(-j\gamma_0 r) - C_2 \exp(j\gamma_0 r) = 0$,

откуда следует, что

$$C_1 = C_2 \exp(2j\gamma_0 r). \quad (2.11)$$

Удалив из уравнений (2.7-2.10) неизвестные B_1, B_2 и используя (2.11) для исключения C_1 , запишем:

$$2A = C_2 \left\{ \exp(j\eta_0 \tau) \left[(1 + \exp(j2\gamma_0 r)) - \frac{\gamma_0 \varepsilon_\tau}{\eta_0} (1 - \exp(j2\gamma_0 r)) \right] + \right. \\ \left. + \exp(-j\eta_0 \tau) \left[(1 + \exp(j2\gamma_0 r)) + \frac{\gamma_0 \varepsilon_\tau}{\eta_0} (1 - \exp(j2\gamma_0 r)) \right] \right\}; \quad (2.12)$$

$$2A = C_2 \left\{ \exp(j\eta_0 \tau) \left[(1 + \exp(j2\gamma_0 r)) - \frac{\gamma_0 \varepsilon_\tau}{\eta_0} (1 - \exp(j2\gamma_0 r)) \right] - \right. \\ \left. - \exp(-j\eta_0 \tau) \left[(1 + \exp(j2\gamma_0 r)) + \frac{\gamma_0 \varepsilon_\tau}{\eta_0} (1 - \exp(j2\gamma_0 r)) \right] \right\}. \quad (2.13)$$

Приравняв правые части уравнений (2.12) и (2.13), окончательно получим уравнение относительно неизвестной постоянной распространения β_0 :

$$j \sin(\eta_0 \tau) \cdot \left\{ \frac{\gamma_0 \varepsilon_\tau}{\eta_0} [1 - \exp(j2\gamma_0 r)] + \frac{\eta_0}{\gamma_0 \varepsilon_\tau} [1 + \exp(j2\gamma_0 r)] \right\} = 2 \cos(\eta_0 \tau). \quad (2.14)$$

Используя тригонометрическое тождество $\operatorname{tg}(\eta_0 \tau) = \sin(\eta_0 \tau) / \cos(\eta_0 \tau)$ и приравняв к нулю левую часть дисперсионного уравнения (2.14), представим его в форме, аналогично работе [58]:

$$1 - j \frac{\operatorname{tg}(\eta_0 \tau)}{2} \cdot \left\{ \frac{\gamma_0 \varepsilon_\tau}{\eta_0} [1 - \exp(j2\gamma_0 r)] + \frac{\eta_0}{\gamma_0 \varepsilon_\tau} [1 + \exp(j2\gamma_0 r)] \right\} = 0. \quad (2.15)$$

Решение уравнения (2.15) относительно искомого β_0 производится численным методом и сводится к поиску, как правило, единственного корня нелинейного уравнения. Единственным корнем характеристическое уравнение (2.15) обладает при выполнении условия одномодовости ПДВ (1.16). В дальнейшем будем считать, что оно выполняется.

В процессе распространения вдоль ПДВ заданная электромагнитная волна рассеивается на периодической (квазипериодической) решетке. Магнитная компонента (2.5) поля распространяющейся в области 3 волны при условии (2.11) может быть представлена следующим образом:

$$H_{y0}^{(3)} = H_0 \cdot \cos[\gamma_0(z + \tau/2 + r)] \cdot \exp(j\beta_0 x), \quad (2.16)$$

где $H_0 = 2C_2 \cdot \exp(j\gamma_0 r)$ – комплексная амплитуда волны.

Коэффициент C_2 , определяющий амплитуду поверхностной волны H_0 , примем равным [66]:

$$C_2 = \exp(-j\gamma_0 r) \cdot \left(\frac{W_0 \cdot \beta_0}{k_0} \cdot \left\{ r \cdot [1 + \operatorname{sinc}(2\gamma_0 r)] + \cos^2(\gamma_0 r) \cdot \left[\tau \frac{1 + \operatorname{sinc}(2\eta_0 \tau)}{\varepsilon_\tau} - \frac{\cos^2(\eta_0 r)}{j\gamma_0} \right] + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{\gamma_0^2 \cdot \varepsilon_\tau^2}{\eta_0^2} \cdot \sin^2(\gamma_0 r) \cdot \left[\tau \frac{1 - \operatorname{sinc}(2\eta_0 \tau)}{\varepsilon_\tau} - \frac{\sin^2(\eta_0 \tau)}{j\gamma_0} \right] - \tau \sin(2\gamma_0 r) \cdot \left[\gamma_0 \tau \cdot \operatorname{sinc}^2(2\eta_0 \tau) + \right. \right. \\ \left. \left. \left. + j\varepsilon_\tau \cdot \operatorname{sinc}(2\eta_0 \tau) \right] \right\} \right)^{\frac{1}{2}},$$

где $W_0 = 120\pi$; а совокупная величина потока энергии поверхностной волны через плоскость yOz

$$P_{\text{пад}} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left(\int_{\tau/2}^{+\infty} E_{z0}^{(1)} H_{y0}^{*(1)} dz + \int_{-\tau/2}^{\tau/2} E_{z0}^{(2)} H_{y0}^{*(2)} dz + \int_{-\tau/2-r}^{-\tau/2} E_{z0}^{(3)} H_{y0}^{*(3)} dz \right) \quad (2.17)$$

тождественно равна *единице* для любых параметров экранированной питающей линии (в формуле (2.17) и далее символом «*» будем обозначать комплексное сопряжение).

Из уравнений (2.9) и (2.10), полученных «сшиванием» компонент поля в областях 2 и 3 (при $z = -\tau/2$), с учетом (2.11) следует, что коэффициенты

$$B_{1,2} = \frac{1}{2} C_2 \cdot \exp(\pm j\eta_0 \tau/2) \cdot \left([1 + \exp(2j\gamma_0 r)] \mp \frac{\gamma_0 \varepsilon_\tau}{\eta_0} \cdot [1 - \exp(2j\gamma_0 r)] \right),$$

тогда соотношение (2.4) можно преобразовать к виду

$$H_{y0}^{(2)} = H_0 \cdot \left\{ \cos(\gamma_0 r) \cdot \cos[\eta_0(z + \tau/2)] - \frac{\gamma_0 \varepsilon_\tau}{\eta_0} \cdot \sin(\gamma_0 r) \cdot \sin[\eta_0(z + \tau/2)] \right\} \times \quad (2.18) \\ \times \exp(j\beta_0 x),$$

где постоянная H_0 является комплексной амплитудой волны, введенной в (2.16).

Ввиду того, что рассматриваемая электродинамическая структура (рис. 2.1) однородна в направлении оси Oy , а металлическая гребенка является, в общем случае, неэквидистантной и обладает конечными геометрическими размерами, то единственная магнитная компонента поля в области 1 – над раскрывом антенны ($z \geq \tau/2$), возникающего за счет дифракции заданной поверхностной волны на элементах ДР, обладает непрерывным пространственным спектром и может быть представлена в виде интегрального разложения Фурье (2.1) по плоским волнам. Поэтому с учетом (2.3) получим

$$H_y^{(1)} = \int_{-\infty}^{+\infty} A_E(\beta) \cdot \exp[j\gamma(\beta)(z - \tau/2)] \cdot \exp(j\beta x) d\beta, \quad (2.19)$$

где $A_E(\beta)$ – неизвестная комплексная спектральная плотность магнитного поля, пропорциональная комплексной амплитуде плоской парциальной волны с постоянными распространения β (в направлении Ox) и $\gamma(\beta) = \sqrt{k_0^2 - \beta^2}$ (вдоль оси Oz). Так как функция $A_E(\beta)$ может быть произвольной, то для выполнения условия излучения Зоммерфельда для каждой плоской волны непрерывного

спектра необходимо потребовать, чтобы $\text{Im}[\gamma(\beta)] > 0$ при $\beta > k_0$ и $\text{Re}[\gamma(\beta)] > 0$ при $\beta < k_0$ [62]. Индекс «E» дополнительно указывает на электрический тип возбуждающей антенну поверхностной волны ПДВ.

Поле рассеяния в ПДВ – в области 2 ($|z| \leq \tau/2$, рис. 2.1) и в воздушном зазоре между ДР и ПДВ – в области 3 ($-\tau/2 - r \leq z \leq -\tau/2$, рис. 2.1) по обозначенным выше причинам также опишем при помощи интегралов Фурье с привлечением концепции Бриллюэна с учетом (2.4) и (2.5).

$$\begin{aligned} H_y^{(2)} &= \int_{-\infty}^{+\infty} \{B_1(\beta) \cdot \exp[j\eta(\beta)z] + B_2(\beta) \cdot \exp[-j\eta(\beta)z]\} \cdot \exp(j\beta x) d\beta, \\ H_y^{(3)} &= \int_{-\infty}^{+\infty} \{C_1(\beta) \cdot \exp[j\eta(\beta)(z + \tau/2)] + C_2(\beta) \cdot \exp[-j\eta(\beta)(z + \tau/2)]\} \times \\ &\quad \times \exp(j\beta x) d\beta, \end{aligned} \quad (2.20)$$

где $\eta(\beta) = \sqrt{k_0^2 \varepsilon_\tau - \beta^2}$ – постоянная распространения (вдоль оси Oz) плоской парциальной волны в диэлектрике.

Поле дифракции внутри каждой k -й прямоугольной канавки металлической гребенки представим в виде дискретного набора волноводных мод с комплексными амплитудами $D_{mE}^{(k)}$ и постоянными распространения

$\zeta_m^{(k)} = \sqrt{k_0^2 - (m\pi/a_k)^2}$ в направлении Oz [58,67]:

$$H_y^{(4,k)} = \sum_{m=0}^{+\infty} D_{mE}^{(k)} \cdot \cos[\zeta_m^{(k)}(z + \tau/2 + r + h_k)] \cdot f_{mE}^{(k)}(x), \quad (2.21)$$

где $f_{mE}^{(k)}(x)$ – модальная функция, гарантирующая автоматическое выполнение граничных условий на металлических стенках канавки:

$$f_{mE}^{(k)}(x) = \begin{cases} \cos\left[\frac{m\pi}{a_k}(x - x_k + a_k/2)\right], & |x - x_k| \leq a_k/2; \\ 0, & |x - x_k| > a_k/2. \end{cases} \quad (2.22)$$

Касательные компоненты электрического поля над гребенчатой решеткой $E_x^{(q)}$ ($q = \overline{1,3}$) и в ее канавках $E_x^{(4,k)}$ могут быть определены в соответствии с уравнениями Максвелла (2.6).

Касательные составляющие полного магнитного и электрического полей (с учетом первичной поверхностной волны) необходимо удовлетворить условиям непрерывности на границах частичных областей анализируемой структуры (рис. 2.1):

при $z = \tau/2$ ($-\infty < x < +\infty$)

$$\begin{aligned} A_E(\beta) &= B_1(\beta) \exp[j\eta(\beta)\tau/2] + B_2(\beta) \exp[-j\eta(\beta)\tau/2], \\ A_E(\beta)\gamma(\beta) &= \{B_1(\beta) \exp[j\eta(\beta)\tau/2] - B_2(\beta) \exp[-j\eta(\beta)\tau/2]\} \cdot \eta(\beta)/\varepsilon_\tau, \end{aligned} \quad (2.23)$$

при $z = -\tau/2$ ($-\infty < x < +\infty$)

$$\begin{aligned} B_1(\beta) \exp[-j\eta(\beta)\tau/2] + B_2(\beta) \exp[j\eta(\beta)\tau/2] &= C_1(\beta) + C_2(\beta), \\ \{B_1(\beta) \exp[-j\eta(\beta)\tau/2] - B_2(\beta) \exp[j\eta(\beta)\tau/2]\} \cdot \eta(\beta)/\varepsilon_\tau &= \\ = [C_1(\beta) + C_2(\beta)]\gamma(\beta), \end{aligned} \quad (2.24)$$

при $z = -\tau/2 - r$

$$\begin{aligned} &\int_{-\infty}^{+\infty} \{C_1(\beta) \exp[-j\gamma(\beta)r] + C_2(\beta) \exp[j\gamma(\beta)r]\} \cdot \exp(j\beta x) d\beta + \\ &+ H_0 \exp(j\beta_0 x) = \sum_{m=0}^{+\infty} D_{mE}^{(k)} \cdot \cos(\zeta_m^{(k)} h_k) \cdot f_{mE}^{(k)}(x), \end{aligned} \quad (2.25)$$

где $x \in [x_k - a_k/2, x_k + a_k/2], k = \overline{1, N}$,

$$\begin{aligned} &\int_{-\infty}^{+\infty} \{C_1(\beta) \exp[-j\gamma(\beta)r] - C_2(\beta) \exp[j\gamma(\beta)r]\} \cdot \gamma(\beta) \exp(j\beta x) d\beta = \\ &= j \sum_{k=1}^N \sum_{m=0}^{+\infty} D_{mE}^{(k)} \cdot \zeta_m^{(k)} \cdot \sin(\zeta_m^{(k)} h_k) \cdot f_{mE}^{(k)}(x), \end{aligned} \quad (2.26)$$

где $x \in (-\infty, +\infty)$.

Проведя аналитическое исследование полученных уравнений (2.23)-(2.26), можно заключить, что компоненты поля возбуждающей антенну поверхностной волны (2.23) и (2.24) (при $z = \pm\tau/2$) взаимно компенсируются, а электрическая составляющая в области 3 ($E_{x0}^{(3)}$) в уравнении (2.26) (при $z = -\tau/2 - r$) тождественно равна нулю.

Исключение спектральных коэффициентов $B_{1,2}(\beta)$ и $C_{1,2}(\beta)$ позволяет свести систему уравнений (2.23)-(2.26) к парной системе функциональных уравнений следующего вида [66]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \int_{-\infty}^{+\infty} A_E(\beta) v_E(\beta) \cdot \exp(j\beta x) d\beta + H_0 \exp(j\beta_0) = \sum_{m=0}^{+\infty} D_{mE}^{(k)} \cdot \cos(\zeta_m^{(k)} h_k) \cdot f_{mE}^{(k)}(x), \\ x \in [x_k - a_k/2, x_k + a_k/2], \quad k = \overline{1, N}; \\ \int_{-\infty}^{+\infty} A_E(\beta) \mu_E(\beta) \gamma(\beta) \cdot \exp(j\beta x) d\beta = j \sum_{k=1}^N \sum_{m=0}^{+\infty} D_{mE}^{(k)} \cdot \zeta_m^{(k)} \cdot \sin(\zeta_m^{(k)} h_k) \cdot f_{mE}^{(k)}(x), \end{array} \right. \quad (2.27)$$

$$\text{где } \left\{ \begin{array}{l} v_E(\beta) \\ \mu_E(\beta) \end{array} \right\} = \cos[\eta(\beta)\tau] \cdot \exp[-j\gamma(\beta)r] \times \\ \times \left[1 - j \frac{\operatorname{tg}[\eta(\beta)\tau]}{2} \cdot \left(\frac{\gamma(\beta)\varepsilon_\tau}{\eta(\beta)} \cdot \left[1 \begin{array}{l} + \\ - \end{array} \right] \exp(j2\gamma(\beta)r) \right) + \frac{\eta(\beta)}{\gamma(\beta)\varepsilon_\tau} \cdot \left[1 \begin{array}{l} - \\ + \end{array} \right] \exp(j2\gamma(\beta)r) \right] \right]. \quad (2.28)$$

Обстоятельное рассмотрение полученного соотношения показывает, что коэффициент $\mu_E(\beta)$, с точностью до постоянного множителя совпадающий с левой частью дисперсионного уравнения (2.15), при условии $\beta = \beta_0$ обращается в нуль.

Используя подход, представленный в работе [68], в частности, применяя свойство ортогональности собственных функций [62], описывающих составляющие поля в частичных областях 1-3, из уравнений (2.27) и (2.28) можно получить СЛАУ, включающую лишь комплексные амплитуды $D_{mE}^{(k)}$ волноводных гармоник. С этой целью умножим обе части уравнения (2.28) на функцию $\exp(-j\beta'x)$ и проинтегрируем по переменной x в бесконечных пределах. В последствии произведя замену β' на β получим выражение для расчета спектральной плотности $A_E(\beta)$ поля в области 1 (над раскрывом антенны):

$$A_E(\beta) = \frac{j}{2\pi\mu_E(\beta)\gamma(\beta)} \sum_{k=1}^N \sum_{m=0}^{+\infty} D_{mE}^{(k)} \zeta_m^{(k)} \sin(\zeta_m^{(k)} h_k) \cdot I_{mE}^{(k)}(\beta), \quad (2.29)$$

$$\text{где } I_{mE}^{(k)}(\beta) = \int_{-\infty}^{+\infty} f_{mE}^{(k)}(x) \cdot \exp(-j\beta x) dx = \\ = \frac{1}{2} \cdot a_k \cdot \exp\left[-j\left(\beta x_k + \frac{m\pi}{2}\right)\right] \cdot \left(\sin\left[\left(\beta a_k + \frac{m\pi}{2}\right)\right] + (-1)^m \cdot \operatorname{sinc}\left[\beta x_k - \frac{m\pi}{2}\right] \right).$$

Умножим уравнение (2.27) на функцию $f_{sE}^{(p)}(x)$, определяемую соотношением (2.22), и проинтегрируем по x в пределах от $x_k - a_k/2$ до $x_k + a_k/2$.

После чего получим

$$\int_{-\infty}^{+\infty} A_E(\beta) v_E(\beta) I_{sE}^{*(p)}(\beta) d\beta + H_0 I_{sE}^{*(p)}(\beta_0) = \frac{1}{2} a_p (1 + \Delta_s^0) \cdot D_{sE}^{(p)} \cos(\zeta_s^{(p)} h_p), \quad (2.30)$$

где $p = \overline{1, N}$, $s = \overline{0, \infty}$, $\Delta_s^i = \begin{cases} 1, i = s, \\ 0, i \neq s \end{cases}$ – символ Кронекера, $I_{sE}^{*(p)}(\beta)$ – функция,

комплексно-сопряженная $I_{mE}^{(k)}(\beta)$, в которой индекс m соответствует s , а k – индексу p .

Исключение из уравнений (2.29) и (2.20) спектральной плотности амплитуд $A_E(\beta)$ приводит к бесконечной СЛАУ 2-го рода, разрешаемой относительно амплитуд мод, возбуждаемых в канавках металлической гребенки заданной поверхностной волной [58]:

$$\sum_{k=1}^N \sum_{m=0}^{+\infty} D_{mE}^{(k)} \cdot \left[\zeta_m^{(k)} \sin(\zeta_m^{(k)} h_k) \sigma_{m,sE}^{(k,p)} + j \frac{1}{2} a_k \Delta_k^p \Delta_m^s (1 + \Delta_s^0) \cos(\zeta_m^{(k)} h_k) \right] = j H_0 I_{sE}^{*(p)}(\beta_0), \quad (2.31)$$

где $\sigma_{m,sE}^{(k,p)}$ – коэффициенты, определяющие взаимную электродинамическую связь канавок [68]:

$$\sigma_{m,sE}^{(k,p)}(\beta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{v_E(\beta)}{\gamma(\beta) \mu_E(\beta)} I_{mE}^{(k)}(\beta) \cdot I_{sE}^{*(p)}(\beta) d\beta. \quad (2.32)$$

Расчет коэффициентов (2.32) осуществляется численно – непосредственным интегрированием по переменной β . Для обеспечения сходимости целесообразно ввести потери в ПДВ ($\text{Im}[\varepsilon_\tau] \sim 10^{-4}$), обеспечивающие конечную добротность «всплесков» подынтегральной функции в окрестности $|\beta| = \beta_0$ [58]. Из выражения (2.32) следует также, что $\sigma_{m,sE}^{(k,p)} = \sigma_{m,sE}^{(p,k)}$, а при условии строгой периодичности гребенчатой ДР более того $\sigma_{m,sE}^{(k,p)} = \sigma_{m,sE}^{(k+d,p+d)}$, где d – целое число. В связи с этим

представляется возможность сократить время расчета в первом случае в 2 раза, во втором – в N раз.

Поскольку система уравнений (2.31) включает в себя бесконечное число неизвестных, то для проведения практических расчетов производится ее усечение (редукция) за счет ограничения числа волноводных мод, учитываемых в канавках гребенки ($m, s = \overline{0, M-1}$). Приемлемая точности решения с относительно малой ($\leq 0,5\%$) погрешностью выполнения баланса мощности может быть обеспечена учетом всех распространяемых в канавках мод и двух-трех затухающих [66].

Известно [46], что характеристики формируемой ДН и КНД определяются АФР в раскрыве антенны. Вследствие чего существуют некоторые ограничения на форму амплитудного распределения, учет которых на этапе проектирования имеет важное практическое значение. Так, кривая амплитудного распределения должна быть непрерывной, гладкой функцией и не должна принимать нулевые значения, включая периферийные точки излучающего раскрыва. Последнее ограничение вызвано тем, что при нулевом значении амплитуды в раскрыве соответствующая величина отбора мощности составляет 0 дБ, что обеспечивается при прицельном расстоянии $r = \infty$. По этой причине такие известные амплитудные распределения, как «косинусное» и «косинус-квадратное», могут быть реализованы только с пьедесталом конечной величины, характерным для антенн, используемых на практике [20,46]. Вместе с тем имеется острая необходимость контроля уровня фазовых искажений, которые могут стать причиной смещения положения максимума ДН и завышения УБЛ [61]. Оптимизация фазового распределения, к примеру, может быть выполнена путем подбора периодов гребенчатой ДР на основе измерений АФР поля. Итак, дополним описанную выше математическую модель аппаратом для расчета АФР.

Используя найденные из (2.31) амплитуды волноводных мод $D_{mE}^{(k)}$, можно рассчитать спектральную плотность амплитуд $A_E(\beta)$ согласно (2.29). Тогда явное выражение для компоненты поля над антенным полотном (область 1) можно

найти, подставив $A_E(\beta)$ из (2.29) в уравнение (2.19) и проинтегрировав по действительной оси комплексной переменной β :

$$H_y^{(1)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{j}{\mu_E(\beta)\gamma(\beta)} \sum_{k=1}^N \sum_{m=0}^{+\infty} D_{mE}^{(k)} \zeta_m^{(k)} \sin(\zeta_m^{(k)} h_k) \cdot I_{mE}^{(k)}(\beta) \times \exp[j\gamma(\beta)(z - \tau/2)] \cdot \exp(j\beta x) d\beta \quad (2.33)$$

Учитывая вклад, вносимый в формирование результирующего поля дифракции (2.33) магнитной компонентой поля первичной (заданной) поверхностной волны, распространяющейся вдоль ПДВ $H_{y0}^{(2)}$ ($z = \tau/2$) (2.18), окончательно получим выражение, пригодное для расчета АФР в раскрыве антенны:

$$H_y^{(1)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{j}{\mu_E(\beta)\gamma(\beta)} \sum_{k=1}^N \sum_{m=0}^{+\infty} D_{mE}^{(k)} \zeta_m^{(k)} \sin(\zeta_m^{(k)} h_k) \cdot I_{mE}^{(k)}(\beta) \times \exp[j\gamma(\beta)(z - \tau/2)] \cdot \exp(j\beta x) d\beta + H_0 \exp[j\gamma_0(z - \tau/2)] \exp(j\beta_0 x) \times \left[\cos(\gamma_0 r) \cdot \cos(\eta_0 \tau) - \frac{\gamma_0 \varepsilon_\tau}{\eta_0} \sin(\gamma_0 r) \cdot \sin(\eta_0 \tau) \right]. \quad (2.34)$$

Бесконечный путь интегрирования редуцируется в соответствии с асимптотикой $A_E(\beta)$ и разбивается на интервалы (с концами в точках $\pm k_0 \sqrt{\varepsilon_\tau}, \pm k_0$), обусловленные характером $A_E(\beta)$. При интегрировании на интервалах $(-k_0 \sqrt{\varepsilon_\tau}, -k_0)$ и $(k_0, k_0 \sqrt{\varepsilon_\tau})$ следует предварительно исключить особенности функции $A_E(\beta)$ в полюсах $|\beta| = \beta_0$, соответствующих корням дисперсионного уравнения. Данные особенности приводят к значительному времени вычисления АФР. Заметим, что такой подход целесообразно назвать *методом усеченного интегрирования комплексной спектральной плотности поля дифракции*.

Рассмотрим альтернативный подход, основанный на интеграле Кирхгофа [70] и позволяющий производить расчет дискретного АФР поля в фиксированных точках на раскрыве антенны.

Исходя из того, что интегральное разложение поля дифракции (2.19) может быть эквивалентно заменено спектральным представлением (преобразованием Фурье) двух функций $g_1(\beta)$ и $g_2(\beta)$:

$$H_y^{(1)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} g_1(\beta) \cdot g_2(\beta) \cdot \exp(-j\zeta\beta) \Big|_{\zeta=0} d\beta,$$

где
$$g_1(\beta) = \frac{\exp(j[\beta x + \gamma(\beta)(z - \tau/2)])}{\gamma(\beta)},$$

$$g_2(\beta) = 2\pi A_E(\beta) \gamma(\beta) = \frac{j}{\mu_E(\beta)} \sum_{k=1}^N \sum_{m=0}^{+\infty} D_{mE}^{(k)} \zeta_m^{(k)} \sin(\zeta_m^{(k)} h_k) \cdot I_{mE}^{(k)}(\beta).$$

При этом спектр произведения функций $g_1(\beta)$ и $g_2(\beta)$ соответствует интегральной свертке их спектров $G_1(\xi)$, $G_2(\xi)$:

$$H_y^{(1)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} G_1(\xi) G_2(\zeta - \xi) \Big|_{\zeta=0} d\xi = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} G_1(\xi) G_2(-\xi) d\xi, \quad (2.35)$$

где

$$\begin{aligned} G_1(\xi) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} g_1(\beta) \cdot \exp(-j\xi\beta) d\beta = \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\exp(j[\beta(x - \xi) + \sqrt{k_0^2 - \beta^2}(z - \tau/2)])}{\sqrt{k_0^2 - \beta^2}} d\beta, \end{aligned} \quad (2.36)$$

$$G_2(-\xi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} g_2(\beta) \cdot \exp(j\xi\beta) d\beta. \quad (2.37)$$

Интеграл (2.36) является стандартным и сводится к локальному выражению [69]:

$$G_1(\xi) = \sqrt{\pi/2} \cdot H_0^{(1)}(k_0 \cdot \sqrt{(x - \xi)^2 + (z - \tau/2)^2}), \quad (2.38)$$

в котором $H_0^{(1)}(x)$ – функция Ганкеля первого рода нулевого порядка.

Подставим $g_2(\beta)$ в выражение (2.37) и, учитывая, что коэффициент $\mu_E(\beta)$ при условии $\beta = \beta_0$ обращается в нуль, где $\beta = k_0 \sin \Theta$ ($\angle \Theta$ – угол наблюдения в цилиндрической системе координат $\rho = \sqrt{x^2 + z^2}$, $\Theta = \arctg(x/z)$ и y ,

отсчитываемый по часовой стрелке от нормали к плоскости гребенки), тогда после выполнения двойного преобразования Фурье имеем

$$G_2(-\xi) = \frac{j\sqrt{2\pi}}{\mu_E(k_0 \sin \Theta)} \sum_{k=1}^N \sum_{m=0}^{+\infty} D_{mE}^{(k)} \zeta_m^{(k)} \sin(\zeta_m^{(k)} h_k) \cdot f_{mE}^{(k)}(\xi). \quad (2.39)$$

Затем подставив (2.38) и (2.39) в выражение (2.35), принимая во внимание, что модальная функция $f_{mE}^{(k)}(\xi)$ отлична от нуля только на интервалах от $x_k - a_k/2$ до $x_k + a_k/2$, получим следующее выражение для поля дифракции:

$$H_y^{(1)} = \frac{j}{2} \oint_S H_0^{(1)}(k_0 \sqrt{(x-\xi)^2 + (z-\tau/2)^2}) \cdot \frac{1}{\mu_E(k_0 \sin(\arctg[(x-\xi)/(z-\tau/2)]))} \times \\ \times \sum_{k=1}^N \sum_{m=0}^{+\infty} D_{mE}^{(k)} \zeta_m^{(k)} \sin(\zeta_m^{(k)} h_k) \cdot f_{mE}^{(k)}(\xi) d\xi, \quad (2.40)$$

где $S = \sum_{k=1}^N S_k$ – сумма замкнутых поверхностей раскрывов канавок в решетке; для

случая двумерной задачи $S_N \sim a_N$, следовательно $\oint_{S_N} \sim \int_{a_N}$ (рис. 2.1).

Описание поля согласно уравнению (2.40) полностью идентично интегральному представлению поля формулой Кирхгофа [68,70], используемой в скалярной теории дифракции. Руководствуясь теми же соображениями, что и при выводе формулы (2.34), получим выражение для расчета АФР в конечном числе точек на раскрыве антенны:

$$H_y^{(1)} = \sum_{k=1}^N \left[\frac{j}{2} \int_{x_k - a_k/2}^{x_k + a_k/2} \frac{1}{\mu_E(k_0 \sin(\arctg[(x-\xi)/(z-\tau/2)]))} \cdot H_0^{(1)}(k_0 \sqrt{(x-\xi)^2 + (z-\tau/2)^2}) \times \right. \\ \left. \times \sum_{m=0}^{+\infty} D_{mE}^{(k)} \zeta_m^{(k)} \sin(\zeta_m^{(k)} h_k) \cdot f_{mE}^{(k)}(\xi) d\xi \right] + H_0 \exp[j\gamma_0(z-\tau/2)] \exp(j\beta_0 x) \times \\ \times \left[\cos(\gamma_0 r) \cdot \cos(\eta_0 \tau) - \frac{\gamma_0 \varepsilon_\tau}{\eta_0} \sin(\gamma_0 r) \cdot \sin(\eta_0 \tau) \right]. \quad (2.41)$$

Для сравнения АФР, рассчитанных с использованием известного метода и предлагаемой методики (формулы 2.34 – метод 1 и 2.41 – метод 2), а также оценки скорости выполнения вычислений проведено экспериментальное исследование в

системе компьютерной математики Mathcad. Кривые амплитудных (нормированных) и фазовых распределений, полученные в результате проведенных расчетов, представлены на рис. 2.2-2.3. В качестве исследуемых образцов выбраны две антенны с полиномиальной аппроксимацией профиля гребенчатой решетки (переменной глубиной канавок), оптимизированные по критериям минимума УБЛ [37] и максимума полной эффективности [25].

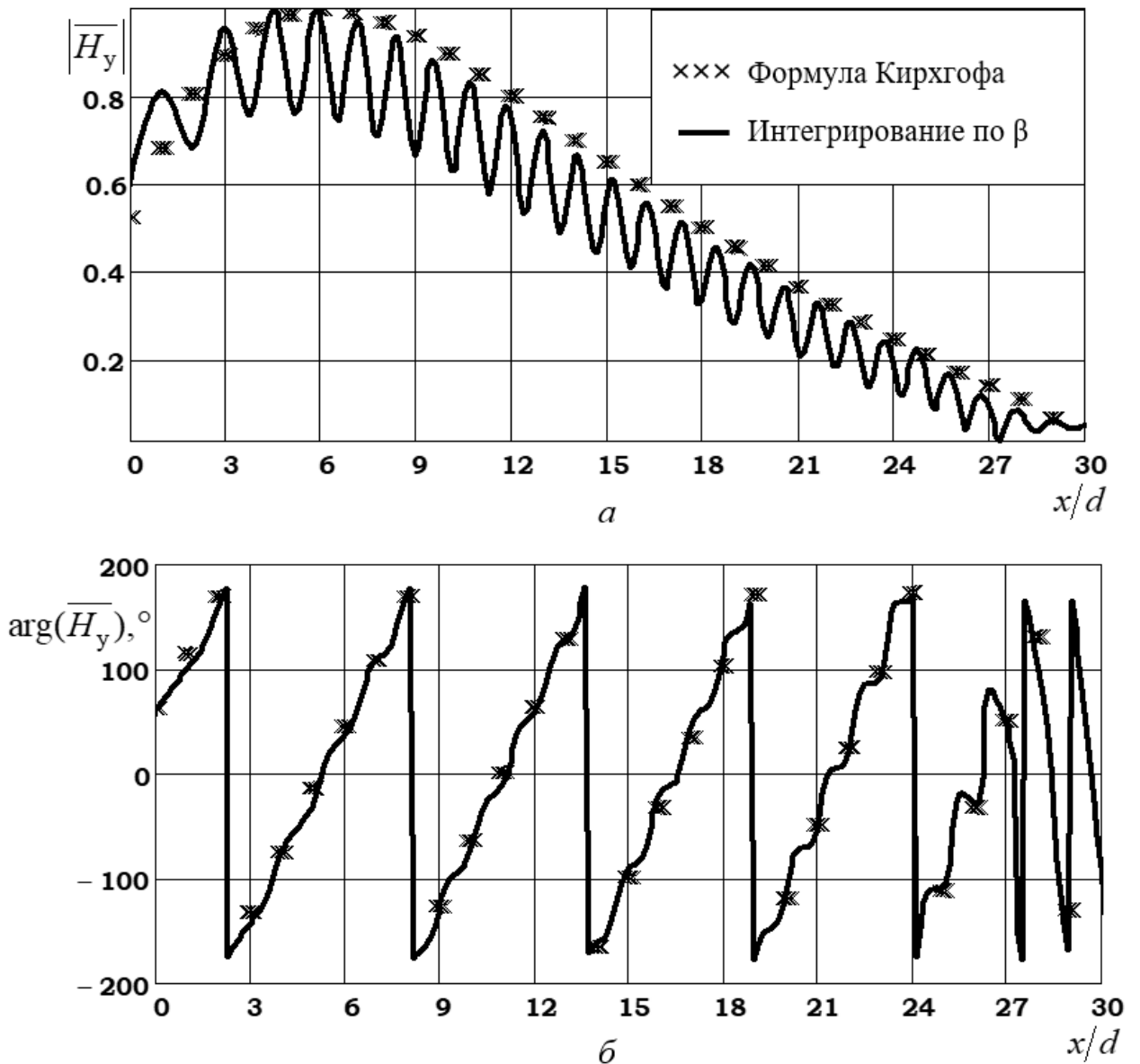


Рис. 2.2. Нормированное амплитудное (а) и фазовое (б) распределения поля на частоте 22,8 ГГц для антенны, оптимизированной по критерию минимума УБЛ

Распределительно-излучающие системы исследуемых образцов АВВДТ представляли собой эквидистантные гребенчатые ДР, содержащие по 30 канавок

одинаковой ширины, расстояние между соседними канавками d (шаг гребенки) выбиралось из условия $0,76\lambda$ для первого образца, $0,8\lambda$ – для второго; толщина ПДВ для первого образца составляла 2 мм, для второго – 4 мм. Прицельное расстояние r для обеих антенн установлено равным нулю.

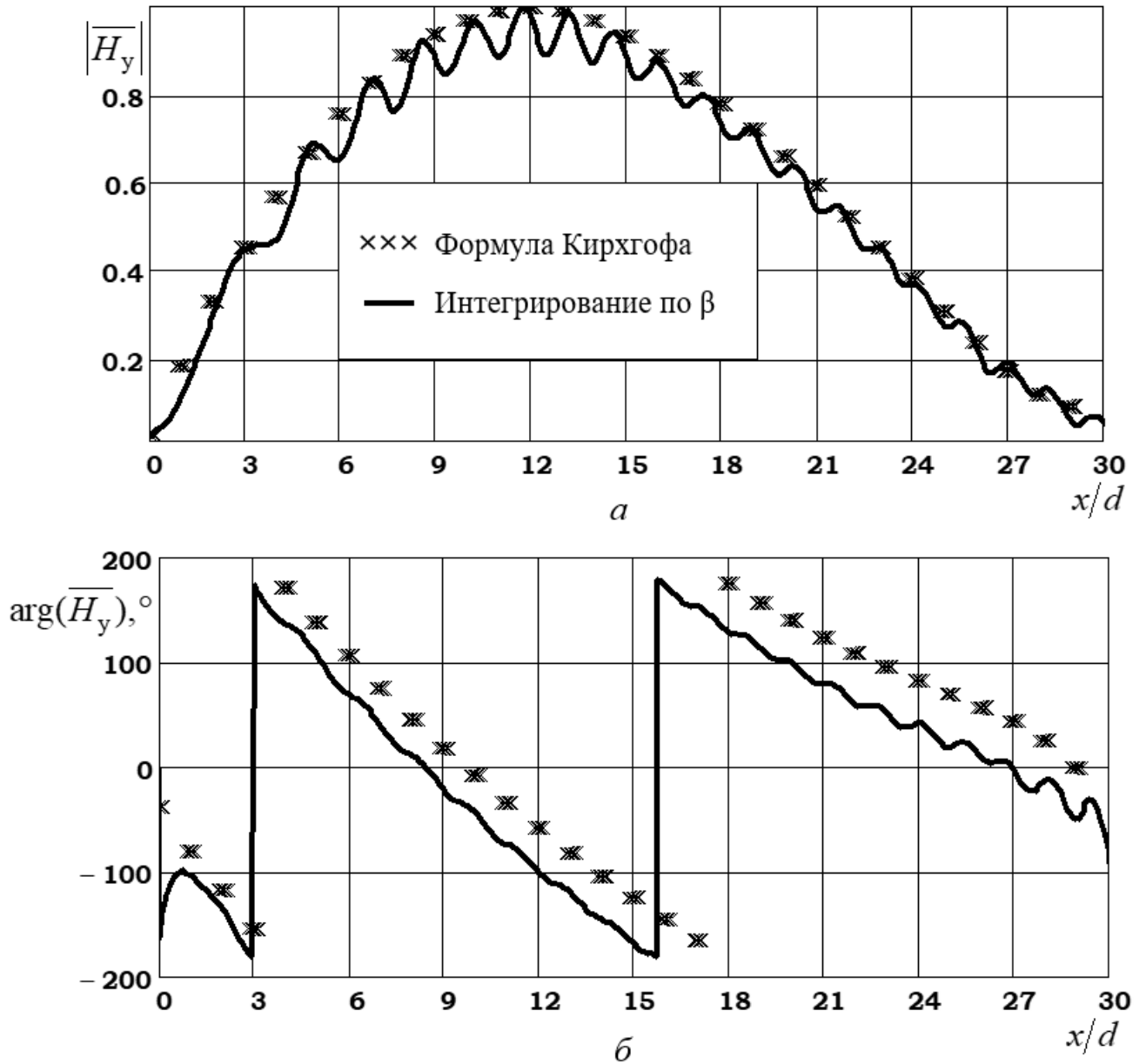


Рис. 2.3. Нормированное амплитудное (а) и фазовое (б) распределения поля на частоте частоты 24 ГГц для антенны, оптимизированной по критерию максимума полной эффективности

Из-за ограничений машинной точности и особенностей функций Ганкеля при $\rho = \sqrt{x^2 + z^2} \rightarrow 0$ невозможно корректно рассчитать АФР на раскрыве вблизи

к началу координат. Поэтому расчет производился на удалении $\sim 4\lambda$ от начала координат (при $z = \tau/2 + 4\lambda$), что соответствует промежуточной зоне антенны (то есть меньше условной границы дальней зоны $2L_A^2/\lambda$ и больше условной границы зоны раскрыва $0,62/\sqrt{L_A^3/\lambda}$, где L_A – линейный размер апертуры антенны).

Анализ графических зависимостей, изображенных на рис. 2.2-2.3, свидетельствует о приемлемой сходимости полученных результатов расчета АФР. Наблюдаемые различия между распределениями обусловлены, прежде всего, дискретным характером вычисления значений поля по методу интеграла Кирхгофа (метод 2) и эффектом Гиббса, проявляющимся при использовании метода усеченного интегрирования спектральной плотности (метод 1). Так, для расчета АФР по формуле Кирхгофа, по аналогии с численным методом Монте-Карло, сгенерирован набор из 3000 точек на раскрыве антенны, в 762 из которых были вычислены значения поля дифракции непосредственно над канавками гребенки.

Можно также заметить, что метод 1 за счет непосредственного интегрирования по переменной β точнее восстанавливает и лучше локализует поле в апертуре, чем метод 2. Однако второй метод, в отличие от первого обладает значительным быстродействием, о чем свидетельствуют контрольные замеры времени выполнения пяти вычислений АФР для каждой из антенн (табл. 2.1). Представленные в табл. 2.1 результаты были получены на персональном компьютере с шестиядерным процессором AMD FX-6300 (тактовая частота 3,5 ГГц) и оперативной памятью типа DDR3 объемом 32 ГБ.

Таким образом, анализируя совокупность полученных результатов вычислительного эксперимента, можно сделать вывод о том, что снижение временных затрат (в среднем на два порядка) на расчет АФР по формуле Кирхгофа (2.40) по сравнению с методом усеченного интегрирования в соответствии с асимптотикой $A_E(\beta)$ (метод 1) делают метод 2 особенно привлекательным для использования на ранних этапах проектирования антенных устройств. Соизмеримая точность вычислений двух методов позволяет применять

их для решения задач оптимизации АФР в раскрыве антенны. Для получения промежуточных (итеративных) оценок результатов оптимизации предполагается использовать метод 2, как наиболее предпочтительный для экспресс-анализа, а для окончательного (углубленного) исследования формы АФР воспользоваться методом 1.

Таблица 2.1 – Сравнение времени расчета АФР в системе компьютерной математики Mathcad

Условия вычислительного эксперимента	Время расчета АФР при интегрировании по β , с	Время расчета АФР по формуле Кирхгофа, с
Антенна, оптимизированная по критерию минимума УБЛ с полиномиальным законом изменения глубины канавок 	654,4	1,5
	746,4	1,4
	632,7	1,4
	703,2	1,3
	622,5	1,3
Усредненное время	671,8	1,4
Антенна, оптимизированная по критерию максимума полной эффективности с полиномиальным законом изменения глубины канавок 	572,7	1,3
	566,3	1,5
	560,3	1,5
	567,6	1,3
	528,8	1,3
Усредненное время	559,1	1,4

Дальнейшее использование асимптотики функции Ганкеля при большом аргументе [69]

$$\lim_{\rho=\sqrt{x^2+z^2} \rightarrow \infty} H_0^{(1)}(k_0 \sqrt{(x-\xi)^2 + (z-\tau/2)^2}) = \sqrt{\frac{2}{\pi k_0 \rho}} \cdot \exp[j(k_0 \rho - \pi/4)] \exp(-j\xi k_0 \sin \Theta)$$

допускает возможность корректного представления магнитной компоненты поля в дальней зоне за счет применения двойного преобразования Фурье к функции $g_2(\beta)$ в виде:

$$H_{y \text{ дз}}^{(1)} = \frac{\exp[j(k\rho - \pi/4)]}{\sqrt{2\pi k_0 \rho}} \cdot g_2(k_0 \sin \Theta).$$

2.4. Методика энергетического расчета антенны вытекающей волны дифракционного типа с изменяющимся вдоль раскрыва прицельным расстоянием на заданное амплитудное распределение поля

Продолжим дальнейшее развитие модели [58], дополнив таковую математическим аппаратом для расчета АВВДТ с изменяющимся вдоль раскрыва прицельным расстоянием на заданное амплитудное распределение поля. Разрабатываемый математический аппарат должен учитывать особенности перераспределения мощности $P_{\text{пад}}$, переносимой распространяющейся поверхностной волной с соблюдением интегрального энергетического баланса (2.17). Поэтому вначале установим соотношения для определения мощности, излучаемой антенной ($P_{\text{изл}}$), и расчета ДН в дальней зоне. Излучаемая АВВДТ мощность может быть вычислена как поток энергии рассеянного ДР поля, проходящий через любую плоскость $z = \text{const} > \tau/2$, параллельную плоскости xOy :

$$P_{\text{изл}} = \frac{1}{2} \text{Re} \int_{-\infty}^{+\infty} E_x^{(1)} H_y^{*(1)} dx,$$

интеграл, в котором согласно принятому ранее описанию компонент поля в области 1 (над антенным полотном), является спектральным представлением (преобразованием Фурье) двух функций $u_1(x)$ и $u_2(x)$:

$$P_{\text{изл}} = \frac{W_0 \pi}{k_0} \cdot \text{Re} \int_{-\infty}^{+\infty} u_1(x) u_2(x) \cdot \exp(-j\xi x) \Big|_{\xi=0} dx,$$

где $u_1(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} A_E(\beta) \gamma(\beta) \cdot \exp[j\gamma(\beta)(z - \tau/2)] \exp(j\beta x) d\beta =$

$$= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} G_1(\beta) \cdot \exp(j\beta x) d\beta;$$

$$\begin{aligned} u_2(x) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} A_E^*(-\beta) \cdot \exp[-j\gamma(\beta)(z - \tau/2)] \exp(j\beta x) d\beta = \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} G_2(\beta) \cdot \exp(j\beta x) d\beta. \end{aligned}$$

Спектр произведения функций $u_1(x)$ и $u_2(x)$ может быть рассмотрен как интегральная свертка их непрерывных спектров $G_1(\beta)$, $G_2(\beta)$ [68]:

$$P_{\text{изл}} = \frac{W_0 \pi}{k_0} \cdot \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{+\infty} G_1(\beta) G_2(\xi - \beta) \Big|_{\xi=0} d\beta = \frac{W_0 \pi}{k_0} \cdot \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{+\infty} |A_E(\beta)|^2 \gamma(\beta) d\beta.$$

Так как постоянная распространения плоской парциальной волны в свободном пространстве $\gamma(\beta)$ имеет ненулевую действительную часть лишь в случае, когда $|\beta| \leq k_0$, получим

$$P_{\text{изл}} = W_0 \pi k_0 \int_{-\pi/2}^{\pi/2} |A_E(k_0 \sin \Theta)|^2 \cdot \cos^2 \Theta d\Theta, \quad (2.42)$$

откуда ненормированная функция направленности антенны по мощности:

$$F_E^2(\Theta) = W_0 \pi k_0 \cdot |A_E(k_0 \sin \Theta)|^2 \cdot \cos^2 \Theta, \quad (2.43)$$

а с учетом (2.29) и ограничения мод в канавках величиной M

$$F_E^2(\Theta) = \frac{W_0}{4\pi k_0} \cdot \left| \frac{1}{\mu_E(k_0 \sin \Theta)} \sum_{k=1}^N \sum_{m=0}^{M-1} D_{mE}^{(k)} \zeta_m^{(k)} \sin(\zeta_m^{(k)} h_k) \cdot I_{mE}^{(k)}(k_0 \sin \Theta) \right|^2. \quad (2.44)$$

Необходимо также отметить, что аналогичное (2.44) выражение для ДН можно получить, интегрируя радиальную плотность потока энергии поля дифракции в дальней зоне антенны (2.41) [68]:

$$P_{\text{изл}} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} E_x^{(1)} H_{y \text{ дз}}^{*(1)} \rho d\Theta = \frac{W_0 \pi}{k_0} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} |A_E(k_0 \sin \Theta) \cdot \gamma(k_0 \sin \Theta)|^2 d\Theta,$$

откуда с учетом $\gamma(k_0 \sin \Theta) = k_0 |\cos \Theta|$ можно выделить выражение для расчета ДН, полностью совпадающее с (2.43).

Основными энергетическими параметрами, характеризующими рассеяние мощности в АВВДТ, являются коэффициенты отражения R_{\leftarrow} (определяет долю мощности отраженной от гребенки волны) и прохождения T_{\rightarrow} (определяет долю мощности волны, прошедшей к периферии антенного полотна). Для расчета этих параметров целесообразно использовать соотношения из работы [57], которые справедливы при условии представления комплексной спектральной плотности поля в области 1 (рис. 2.1) в виде $A_E(\beta) = A'_E/\mu_E(\beta)$. Согласно [58] коэффициенты отражения R_{\leftarrow} и прохождения T_{\rightarrow} по полю определяются следующими выражениями:

$$R_{\leftarrow} = j \frac{2\pi}{H_{y0}^{(2)}(z)} \cdot \frac{A'_E(-\beta_0)}{\partial \mu_E(\beta)}, \quad T_{\rightarrow} = 1 + j \frac{2\pi}{H_{y0}^{(2)}(z)} \cdot \frac{A'_E(\beta_0)}{\partial \mu_E(\beta)}, \quad \text{где } z = \tau/2,$$

тогда с учетом (2.18), (2.29) и ограничения мод в канавках M придем к выражениям для определения отраженной мощности $P_{\text{отр}}$ и прошедшей мощности $P_{\text{прош}}$ при условии равенства единице мощности первичной волны возбуждения $P_{\text{пад}}$:

$$P_{\text{отр}} = R_{\leftarrow}^2 = \left| \frac{\sum_{k=1}^N \sum_{m=0}^{M-1} D_{mE}^{(k)} \zeta_m^{(k)} \sin(\zeta_m^{(k)} h_k) \cdot I_{mE}^{(k)}(-\beta)}{H_0 \frac{\partial \mu_E(\beta_0)}{\partial \beta} \gamma_0(\beta) \cdot \left[\cos(\gamma_0 r) \cdot \cos(\eta_0 \tau) - \frac{\gamma_0 \varepsilon_\tau}{\eta_0} \sin(\gamma_0 r) \cdot \sin(\eta_0 \tau) \right]} \right|^2, \quad (2.45)$$

$$P_{\text{прош}} = T_{\rightarrow}^2 = \left| 1 + \frac{\sum_{k=1}^N \sum_{m=0}^{M-1} D_{mE}^{(k)} \zeta_m^{(k)} \sin(\zeta_m^{(k)} h_k) \cdot I_{mE}^{(k)}(\beta)}{H_0 \frac{\partial \mu_E(\beta_0)}{\partial \beta} \gamma_0(\beta) \cdot \left[\cos(\gamma_0 r) \cdot \cos(\eta_0 \tau) - \frac{\gamma_0 \varepsilon_\tau}{\eta_0} \sin(\gamma_0 r) \cdot \sin(\eta_0 \tau) \right]} \right|^2. \quad (2.46)$$

Как было отмечено ранее, одним из возможных способов реализации оптимального амплитудного распределения поля на излучающем раскрыве АВВДТ является изменение величины воздушного зазора между ПДВ и гребенчатой ДР (рис. 2.4). Для установления закона вариации прицельного

расстояния $r(x)$ будем использовать адаптированный к условиям рассматриваемой задачи вариант широко распространенного на практике энергетического метода расчета – метода распределенных параметров [1,71]. В этом методе дискретные излучатели (для рассматриваемой задачи – канавки ДР) порождают дискретное амплитудное распределение, а первичная волна, распространяясь вдоль ПДВ затухает из-за излучения. При этом одна канавка должна вносить затухание, приходящееся на шаг следования канавок.

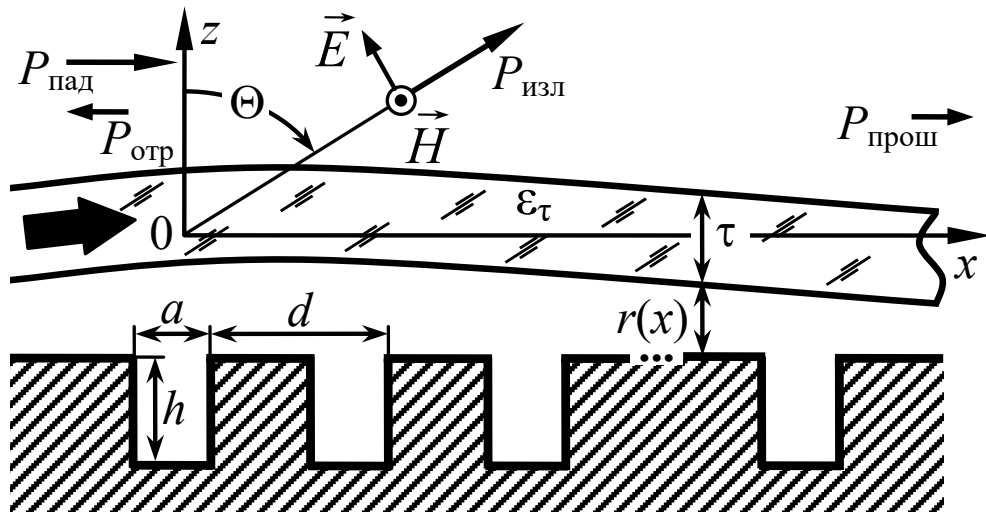


Рис. 2.4. Модельная геометрия полотна антенны вытекающей волны с одноуровневой гребенчатой решеткой и изменяющимся прицельным расстоянием

Таким образом, установление оптимального закона вариации прицельного расстояния $r(x)$ в АВВДТ может быть сведено к задаче определения доли мощности, отбираемой каждым излучателем (канавкой ДР) по заданному амплитудному распределению антенны. Отбор мощности при этом не пропорционален квадрату амплитудного распределения, так как мощность, распространяемая в ПДВ, уменьшается вследствие излучения. Следовательно элементы ДР, расположенные на периферии, при постоянной связи излучают меньшую мощность чем элементы, расположенные вначале. К примеру, для получения равномерного амплитудного распределения отдаваемая мощность должна экспоненциально возрастать к периферии антенного полотна относительно мощности, отбираемой в начальных участках линии [72].

В большинстве случаев при решении задачи структурно-параметрического синтеза АВВДТ следует выбирать оптимальное в отношении КИП и УБЛ амплитудное распределение на излучающем раскрыве – «косинус на пьедестале»:

$$v(k) = \left[(1 - \Omega) \cdot \cos\left(\pi \frac{x_k - 0,5L_A}{L_A}\right) + \Omega \right] \cdot \exp(j\beta x_k), \quad (2.47)$$

где Ω – относительная амплитуда поля на краях раскрыва, L_A – длина раскрыва. Для выполнения условия спадания поля к краям апертуры порядка «минус» 30 дБ положим $\Omega = 0,03$. Соответствующий вид амплитудного распределения (для $L_A = 540$ мм) изображен на рис. 2.5.

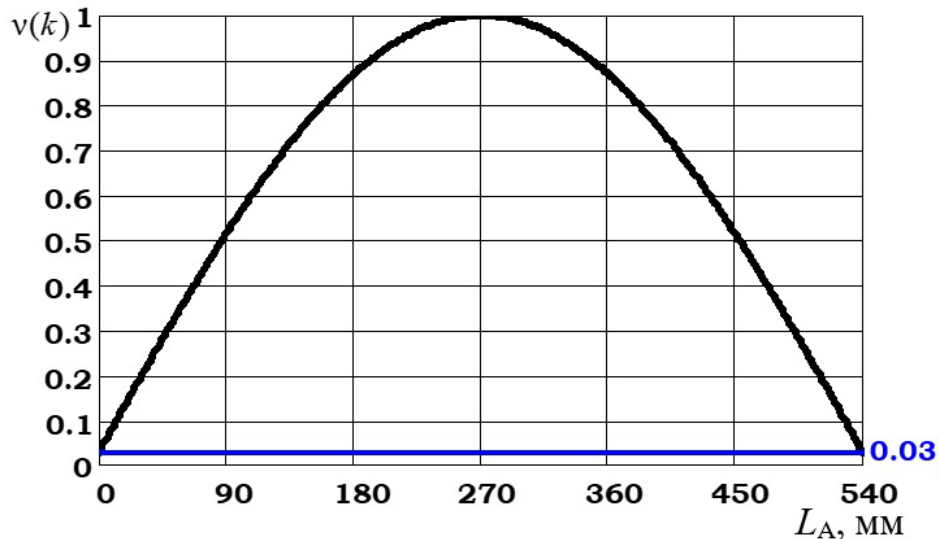


Рис. 2.5. Нормированное амплитудное распределение – «косинус на пьедестале»

Пусть для обеспечения заданного амплитудного распределения $v(k)$ для каждой k -й канавки ДР выполняется условие [1]:

$$v^2(k) = F \cdot p_k \cdot P_{\text{пад}}^{(k)} = F \cdot P_{\text{изл}}^{(k)}, \quad (2.48)$$

где F – нормирующий множитель, p_k – коэффициент отбора мощности для k -й канавки, $P_{\text{пад}}^{(k)}$ – мощность первичной волны, поддерживаемой ПДВ и возбуждающей k -ю канавку ДР.

В уравнении (2.48) квадрат амплитудного распределения в раскрыве антенны представлен в виде функциональной зависимости от коэффициентов отбора мощности p_k . Следовательно, если мощность первичной волны

возбуждения, падающей на k -ю канавку, составляет $P_{\text{пад}}^{(k)}$, то согласно приближенной модели [72] мощность, возбуждающая последующую канавку равна

$$P_{\text{пад}}^{(k+1)} = P_{\text{пад}}^{(k)} - (P_{\text{изл}}^{(k)} + P_{\text{отр}}^{(k)} + P_{\downarrow}^{(k)}) = P_{\text{пад}}^{(k)}(1 - p_k - R_k - \Delta_{\delta}) = P_{\text{прош}}^{(k)}, \quad (2.49)$$

где $P_{\text{отр}}^{(k)}$ – мощность волны, отраженной от k -й канавки (R_k – коэффициент отражения), $P_{\downarrow}^{(k)}$ – мощность потерь, обусловленная взаимодействием волны возбуждения с k -й канавкой. Заметим, что величина $\Delta_{\delta} = P_{\downarrow}^{(k)} / P_{\text{пад}}^{(k)}$, определяющая мощность потерь, принимается для всех канавок одинаковой и равной [72]:

$$\Delta_{\delta} = \frac{0,23 \cdot D_{\delta} \cdot L_A}{N},$$

где D_{δ} – коэффициент затухания в ПДВ. К примеру, значение коэффициента затухания в ПДВ из фторопласта составляет 0,85 дБ/м [20], из полистирола – 1,4 дБ/м [10]. Для расчета D_{δ} разумно использовать следующее приближение [73]:

$$D_{\delta} \approx \frac{27,3 \cdot \sqrt{\varepsilon_{\tau}} \cdot \text{tg} \delta}{\lambda}. \quad (2.50)$$

В то же время некоторые известные реализации энергетического метода расчета антенн вытекающей волны на заданное амплитудное распределение поля в раскрыве, описанные, в частности, в [1,26], принимают во внимание только затухание на излучение и не учитывают потери мощности в линии передачи. В подобных случаях полагают, что затухание волны в ПДВ можно не учитывать ($\Delta_{\delta} = 0$) в силу малозначительности влияния потерь на электрические характеристики АВВДТ. Однако подобное допущение может приводить к серьезным ошибкам при определении закономерности вариации прицельного расстояния $r(x)$ в антеннах, предназначенных для коротковолновой части СВЧ или КВЧ.

Далее сделаем допущение о том, что гребенчатая ДР может быть предварительно оптимизирована по критерию минимума коэффициента отражения за счет реализации оптимальной ширины и (или) глубины канавок [25,37]. Последнее позволяет пренебречь в (2.49) мощностью волны, отраженной от k -й канавки (коэффициента отражения R_k). Тогда коэффициент прохождения по мощности для k -й канавки ДР можно принять равным

$$t_k = \frac{P_{\text{пад}}^{(k+1)}}{P_{\text{пад}}^{(k)}} = 1 - p_k - \Delta_\delta.$$

Вследствие этого для k -й канавки получим следующее уравнение баланса мощности:

$$\begin{aligned} P_{\text{пад}}^{(k)} &= P_{\text{пад}}^{(k-1)} - p_{k-1} \cdot P_{\text{пад}}^{(k-1)} - P_{\downarrow}^{(k-1)} = P_{\text{пад}}^{(k-1)} \cdot (1 - p_{k-1} - \Delta_\delta) = \\ &= P_{\text{пад}}^{(1)} \cdot \prod_{m=1}^{k-1} (1 - p_m - \Delta_\delta) = P_{\text{пад}}^{(1)} \cdot \prod_{m=1}^{k-1} t_m, \end{aligned} \quad (2.51)$$

для решетки, состоящей из N -канавок соответственно

$$P_{\text{пад}}^{(N+1)} = P_{\text{пад}}^{(1)} \cdot \prod_{k=1}^N t_k = P_{\text{пад}}^{(1)} \cdot T_{\rightarrow}. \quad (2.52)$$

Найдем коэффициенты отбора мощности p_k при заданном амплитудном распределении $v(k)$. Для этого из уравнений (2.48) и (2.51) получим

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^N v^2(k) &= F \cdot \sum_{k=1}^N p_k \cdot P_{\text{пад}}^{(k)} = F \cdot \sum_{k=1}^N (P_{\text{пад}}^{(k)} - P_{\text{пад}}^{(k+1)}) = \\ &= F \cdot (P_{\text{пад}}^{(1)} - P_{\text{пад}}^{(N+1)}) = F \cdot (P_{\text{пад}}^{(1)} - P_{\text{пад}}^{(1)} T_{\rightarrow}) = F P_{\text{пад}}^{(1)} (1 - T_{\rightarrow}). \end{aligned}$$

Следовательно, нормирующий множитель F может быть определен как

$$F = \frac{1}{P_{\text{пад}}^{(1)} \cdot (1 - T_{\rightarrow})} \cdot \sum_{k=1}^N v^2(k). \quad (2.53)$$

Затем подставим в (2.48) уравнения (2.51), (2.53) и исключим $P_{\text{пад}}^{(1)}$. После чего окончательно получим:

$$p_k = \frac{1 - T_{\rightarrow}}{\prod_{m=1}^{k-1} (1 - p_m - \Delta_\delta)} \cdot \frac{v^2(k)}{\sum_{k=1}^N v^2(k)}. \quad (2.54)$$

Коэффициенты отбора мощности p_k не зависят от максимума $v(k)$ и полностью определяются заданным нормированным амплитудным распределением поля $v(k)$, коэффициентом прохождения T_{\rightarrow} и потерями мощности в ПДВ. Значение T_{\rightarrow} не может равняться нулю, так если предположить противное, то в соответствии с (2.52) хотя бы одно из значений t_k также должно равняться нулю, откуда следует, что $p_k = 1$. Вместе с тем максимально достижимое значение коэффициента отбора для одной канавки не должно превышать единицы.

В качестве исходных данных для реализации представленной методики помимо заданного амплитудного распределения в раскрыве используется зависимость отбора мощности в АВВДТ $P_{\text{пад}} / P_{\text{прош}} = P_{\text{пад}}^{(1)} / P_{\text{пад}}^{(N+1)} = 1 / T_{\rightarrow}$ от величины прицельного расстояния r . Получение данной зависимости возможно как экспериментальным путем [10,20], так и при помощи достоверной математической модели, например, описанной в [58,60] или ее модификации, представленной в настоящей работе. Таким образом, на начальном этапе синтеза антенны предлагается определять зависимость отбора мощности от прицельного расстояния в соответствии с выражениями (2.42), (2.45) и (2.46) с учетом выполнения баланса мощностей:

$$P_{\text{изл}} + P_{\downarrow} + P_{\text{отр}} + P_{\text{прош}} = P_{\text{пад}}. \quad (2.55)$$

Пример идеализированной (без учета мощности потерь) зависимости для схемы «ПДВ – гребенчатая ДР» представлен на рис. 2.6. Изображенная зависимость отбора мощности имеет вид близкий к линейному, наклон кривой преимущественно определяется спаданием напряженности поля ПДВ во внешнем пространстве. Важно также отметить, что для ПДВ выполняется условие прозрачности (1.16), позволяющее обеспечить монотонную и однозначную зависимость отбора мощности от прицельного расстояния r .

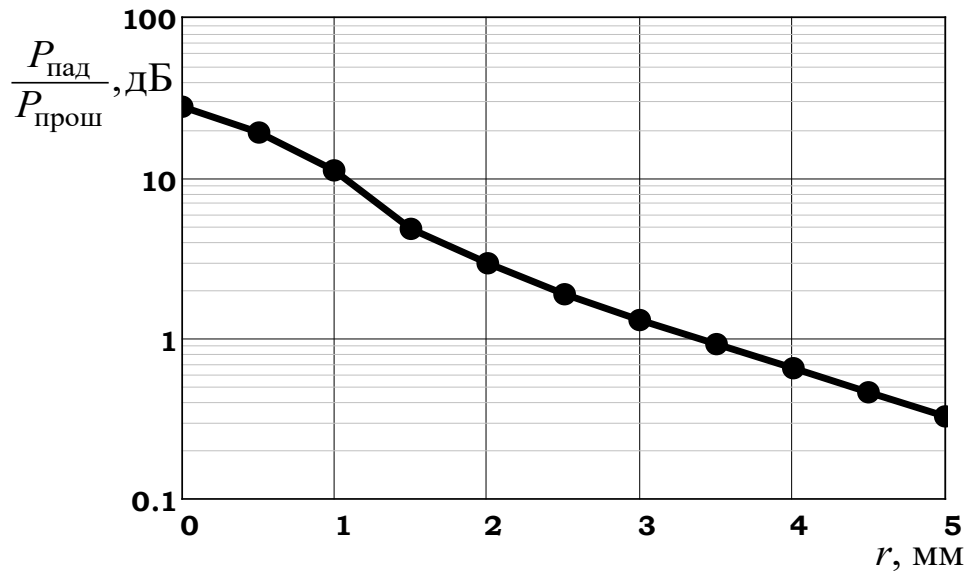


Рис. 2.6. Идеализированная зависимость отбора мощности от прицельного расстояния r в электродинамической схеме «ПДВ – гребенчатая ДР»

Далее, полагая, что на вход антенны поступает единичная мощность, то есть $P_{\text{пад}}^{(1)} = 1$, выполняется расчет величины отбора мощности $P_{\text{пад}}^{(k)} / P_{\text{пад}}^{(k+1)}$ для каждой k -й канавки ДР с использованием уравнений (2.51), (2.53) и (2.54). Затем по известной зависимости отбора мощности определяется необходимая интенсивность отбора для каждой k -й канавки решетки, а по ней, в свою очередь, восстанавливается прицельное расстояние для каждого периода гребенки.

На практике для обеспечения амплитудного распределения оптимального в отношении полной эффективности и УБЛ требуется обеспечить плавное изменения профиля АВВДТ [66]. Поэтому для восстановления закона изменения прицельного расстояния в ряде случаев может потребоваться предварительная нормировка рассчитанных значений отбора мощности. Коэффициент нормировки в этом случае целесообразно определить следующим образом

$$C = \frac{\max(P_{\text{пад}}^{(k)} / P_{\text{пад}}^{(k+1)})}{\lim_{r \rightarrow 0} (P_{\text{пад}} / P_{\text{прош}})}$$

Тогда максимальное значение отбора мощности ДР будет соответствовать минимально допустимому значению прицельного расстояния ($r \rightarrow 0$).

Таким образом, по имеющимся характеристикам: заданному амплитудному распределению, коэффициенту прохождения, мощности потерь в ПДВ, рассчитанным коэффициентам отбора мощности и установленной зависимости отбора мощности от прицельного расстояния возможно определить закон оптимального изменения профиля $r(x)$.

2.5. Синтез антенны вытекающей волны дифракционного типа с изменяющимся вдоль раскрыва прицельным расстоянием

С использованием представленной выше модифицированной численно-аналитической модели и методики энергетического расчета выполним структурно-параметрический синтез АВВДТ, предназначенной для работы в частотном диапазоне 9-10 ГГц с полной эффективностью не менее 80%.

В качестве исследуемого образца распределительно-излучающей системы АВВДТ выбрана накрытая ПДВ эквидистантная гребенчатая ДР, содержащая 22 канавки одинаковой ширины и глубины, оптимизированная на первом этапе синтеза по критериям минимума максимального УБЛ и максимума КПД (более 90%) на центральной частоте. Расстояние между соседними канавками d (шаг гребенки) было выбрано соизмеримым с длиной волны и составляет $0,76\lambda$, что при $\lambda = 0,0316$ м соответствует средней частоте рабочего диапазона – 9,5 ГГц. Толщина ПДВ выбиралась с учетом выполнения условия одномодовости волновода $\tau < \lambda / (2\sqrt{\epsilon_\tau - 1})$. Относительная диэлектрическая проницаемость ϵ_τ материала ПДВ была выбрана равной 2,55, что соответствует полимеру Prererm 255.

Подбор воздушного зазора r между ПДВ и ДР осуществлялся исходя из условия, что он должен составлять не менее $(0,3-0,75)\lambda$ [20,46,74]. В предположении, что проектируемая антенна возбуждается E -волной ПДВ низшего типа (излучаемая волна вертикально поляризована) для реализации максимальной излучаемой способности ДР (обеспечения одномодового характера

канавок), их предпочтительная ширина взята равной $0,5d$. Глубина канавок выбрана несколько меньше резонансной глубины: $0,634 \cdot \lambda/4$ [74].

Для указанных параметров излучающего раскрыва рассчитанный КПД на частоте 9,5 ГГц составил порядка 97%, направление максимального излучения $\Theta_m = 106^\circ$ (рис. 2.7).

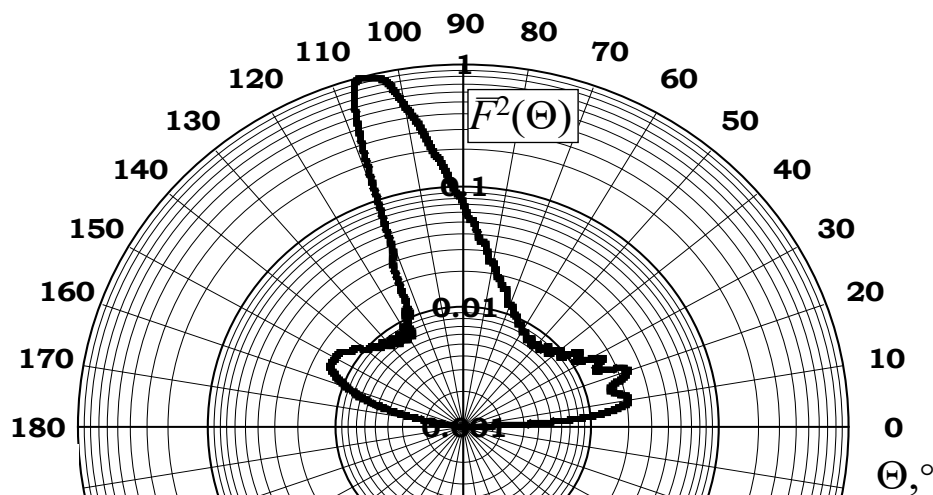


Рис. 2.7. Рассчитанная ДН исследуемой антенны вытекающей волны на первом этапе синтеза для частоты 9,5 ГГц

По результатам первого этапа структурно-параметрического синтеза конструктивные параметры АВВДТ определены следующими: период решетки (d) – 24 мм; длина (L_A) и ширина (W) – 540 и 53 мм; глубина (h) и ширина (a) канавок – 5 и 12 мм; сечение ПДВ – 150×6 мм²; исходное прицельное расстояние – 10 мм. Виртуальный прототип антенны, соответствующий указанным параметрам представлен на рис. 2.8. Для имитационного моделирования АВВДТ использован вычислитель во временной области (Time domain solver) симулятора CST Studio Suite с академической лицензией, основанный на методе конечного интегрирования Вейланда [36].

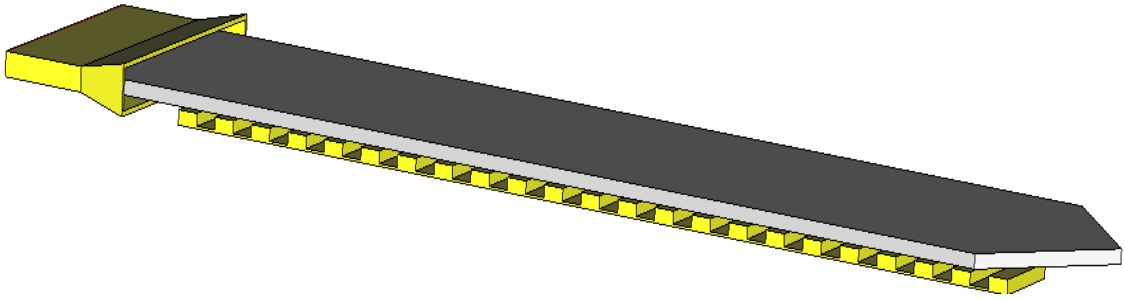


Рис. 2.8. Исследуемая АВВДТ с постоянным прицельным расстоянием

Возбуждение ПДВ производилось H -секториальным рупором (рис. 2.8) в соответствии с условиями моделирования, описанными в главе 1. На рис. 2.9, *а*, *б* изображены ДН антенны на частоте 9,5 ГГц, из которых следует, что максимальный УБЛ составляет «минус» 7,9 дБ, КУ – 20,7 дБ. Ширина ДН в вертикальной (E -) плоскости – $4,1^\circ$, направление максимума излучения $\Theta_m = 103^\circ$.

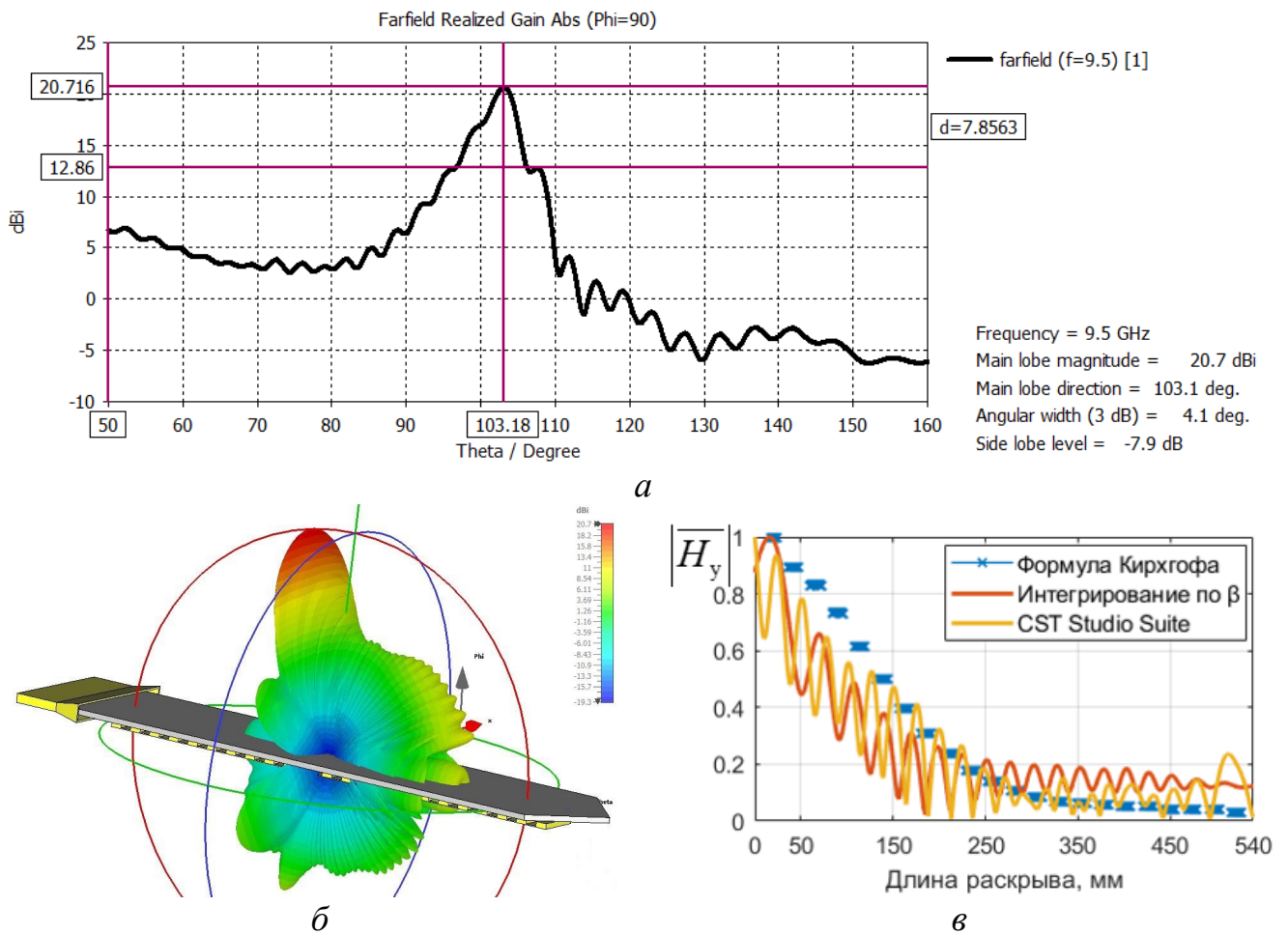


Рис. 2.9. Результаты моделирования антенны с постоянным прицельным расстоянием на частоте 9,5 ГГц: *а* – ДН; *б* – пространственная ДН; *в* – нормированное амплитудное распределение на раскрытии

Заметим, что максимальный УБЛ оказался недостаточно малым. Что может быть объяснено убывающим амплитудным распределением поля (рис. 2.9, в), которое не является оптимальным как с позиции обеспечения малого УБЛ, так и высокого КИП, а, следовательно, дальнейшую оптимизацию распределительно-излучающей системы целесообразно проводить с позиции реализации в раскрыве более подходящего амплитудного распределения, например типа «косинус на пьедестале». Помимо имитационного моделирования, амплитудное распределение в раскрыве было дополнительно рассчитано еще двумя способами с использованием модифицированной численно-аналитической модели (рис. 2.9, в): интегральным представлением поля формулой Кирхгофа в фиксированных точках над излучающим раскрывом (2.40) и интегрированием спектральной плотности амплитуд $A_E(\beta)$ в направлении вытекания поверхностной волны по постоянной распространения β (2.39).

Второй этап синтеза заключается в отыскании наилучшей закономерности продольной вариации прицельного расстояния $r(x)$. Принимая во внимание ограничения на форму амплитудного распределения [20,46], вначале обеспечим выполнение условия спадания поля на периферии раскрыва до величины порядка «минус» 30 дБ, для чего относительный пьедестал Ω заданного амплитудного «косинусного» распределения следует взять равным 0,03. (рис. 2.5). Далее с использованием модифицированной численно-аналитической модели следует получить кривую зависимости отбора мощности от величины прицельного расстояния r . Соответствующая зависимость для исследуемой АВВДТ представлена на рис. 2.10.

Из рис. 2.10 видно, что на начальном участке кривой отбора мощности (при изменении прицельного расстояния от 0 до 10,5 мм) имеют место ярко выраженные провалы. Их наличие, вероятно, обусловлено значительной электродинамической связью между ДР и ПДВ. При этом согласно приближению из работы [75] излучаемая антенной объемная волна интерферирует с

поверхностной волной ПДВ, что приводит к увеличению или наоборот уменьшению напряженности поля, возбуждающего канавки гребенки.

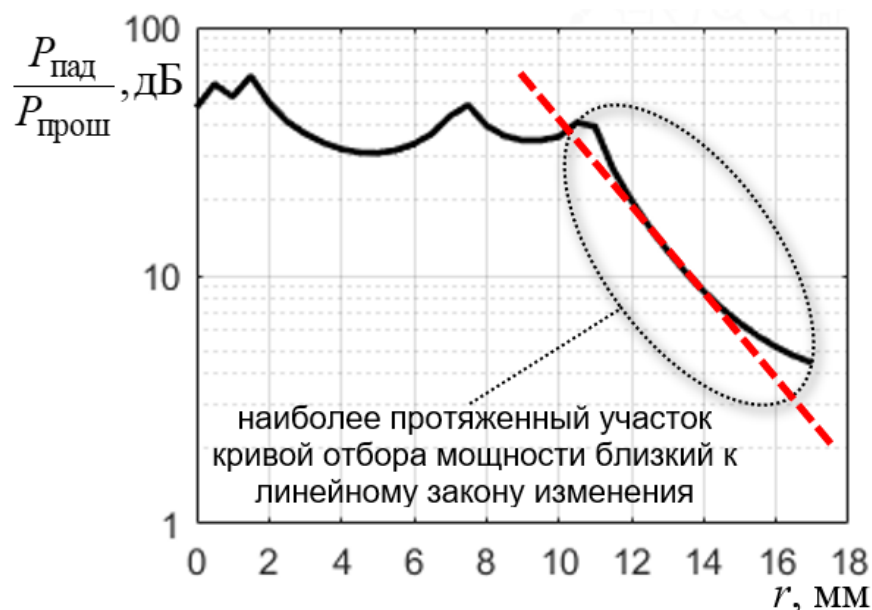


Рис. 2.10. Зависимость отбора мощности от прицельного расстояния

Следовательно, для обеспечения оптимальной закономерности изменения прицельного расстояния следует выбрать самый протяженный участок кривой, наиболее близкий к линейному закону изменения. В пределах такого участка кривой отбора мощности предположительно гарантируется однозначная и монотонная зависимость величины отбора мощности от прицельного расстояния r , характерная для прозрачного ПДВ с толщиной (1.16). Выбор компаунда Prererm 255 в качестве материала для ПДВ обусловлен тем, что он обладает высокой диэлектрической стабильностью на частотах до 120 ГГц и относительно малыми потерями ($\text{tg}\delta = 0,0005$) [42-43]. Кроме того, диэлектрик Prererm пригоден для реализации технологии 3D-печати [76], что значительно упрощает процесс изготовления диэлектрических волноводов со сложной структурой профиля. Коэффициент затухания на частоте 9,5 ГГц для диэлектрического волновода из полимера Prererm 255, рассчитанный согласно (2.50), составляет 0,69 дБ/м. Влияние, оказываемое потерями мощности в ПДВ, наглядно иллюстрируется кривыми интенсивности отбора мощности для каждой канавки (рис. 2.11, при условии возбуждения раскрыва единичной мощностью).

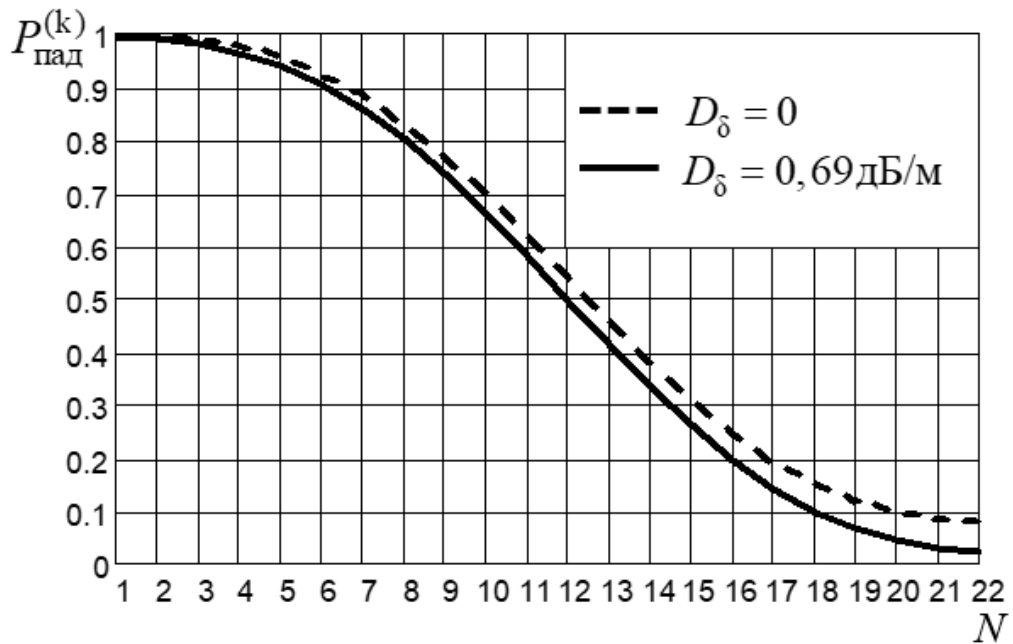


Рис. 2.11. Интенсивность отбора мощности каждой канавкой при $P_{\text{пад}}^{(1)} = 1$

Кривые на рис. 2.11 показывают, что учет величины коэффициента затухания в диэлектрическом волноводе ($D_{\delta} = 0,69 \text{ dB/m}$) приводит к последовательному уменьшению доли падающей мощности $P_{\text{пад}}^{(k)}$ (до 28% на периферийной канавке) по сравнению со случаем отсутствия потерь ($D_{\delta} = 0$).

На рис. 2.12 представлена расчетная зависимость продольного изменения прицельного расстояния $r(x)$, полученная на основе изложенной выше методики. Прицельное расстояние варьируется в пределах от 10,5 до 17 мм.

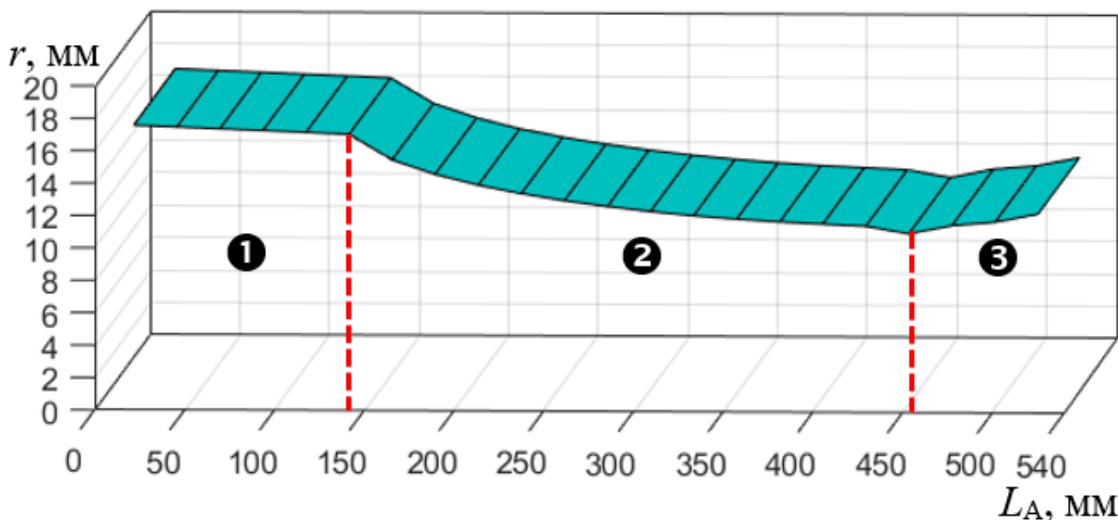


Рис. 2.12 Синтезированный закон изменения прицельного расстояния $r(x)$

Несмотря на то что закон изменения $r(x)$ достаточно сложный, на кривой (рис. 2.12) можно выделить три области:

1) от 0 до 140 мм – область раскрыва, в которой обеспечивается наименьший отбор мощности на излучение; прицельное расстояние r на этом участке уменьшается от своего максимального значения 17 мм до 16,5 мм;

2) от 141 до 450 мм – область, в пределах которой отбор мощности на излучение увеличивается по линейному закону; прицельное расстояние r уменьшается от 16 до 10,5 мм;

3) от 451 до 540 мм – область, в пределах которой отбор мощности уменьшается, но прицельное расстояние r увеличивается от 11 до 11,8 мм.

Полученный закон изменения прицельного расстояния может быть обеспечен неравномерным профилем ПДВ антенны (рис. 2.13).

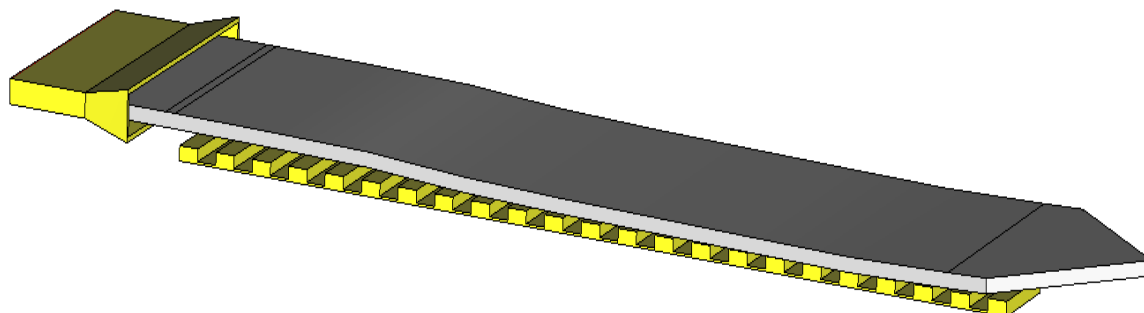


Рис 2.13. Виртуальный прототип АВВДТ с неравномерным профилем ПДВ

На рис. 2.14, а, б представлены ДН антенны с продольной вариацией прицельного расстояния, полученные для частоты 9,5 ГГц. Максимальный УБЛ теперь составляет «минус» 13,1 дБ, КУ – 22,1 дБ. Ширина ДН в вертикальной (E -) плоскости равна $3,4^\circ$, направление максимального излучения $\Theta_m = 103,3^\circ$. Амплитудное распределение (рис. 2.14, в) имеет форму, схожую с «косинусом на пьедестале». Осциллирующий характер амплитудного распределения на раскрыве и наличие выраженных побочных максимумов можно объяснить особенностями задания граничных условий, имитирующих открытое пространство, окружающее моделируемую электродинамическую структуру. Так, исходя из имеющихся вычислительных ресурсов для моделирования, размер свободного пространства

вокруг антенны был выбран равным средней длине волны рабочего диапазона (λ_0).

Из рис. 2.14 следует, что при изменении прицельного расстояния в соответствии с полученной закономерностью $r(x)$ (рис. 2.12) удается снизить УБЛ на 66% (на 5,2 дБ) и одновременно увеличить КУ на 7% (на 1,4 дБ) по сравнению со случаем равномерного прицельного расстояния (рис. 2.8). Кроме того, неравномерный профиль ПДВ приводит к улучшению фокусировки излучения в пределах главного лепестка ДН без изменения направления максимального излучения. Иными словами, антенна становится более остронаправленной (по сравнению с рис. 2.9, *a*) за счет того, что главный лепесток ДН имеет правильную игольчатую форму в вертикальной (E -) плоскости (рис. 2.14, *a*).

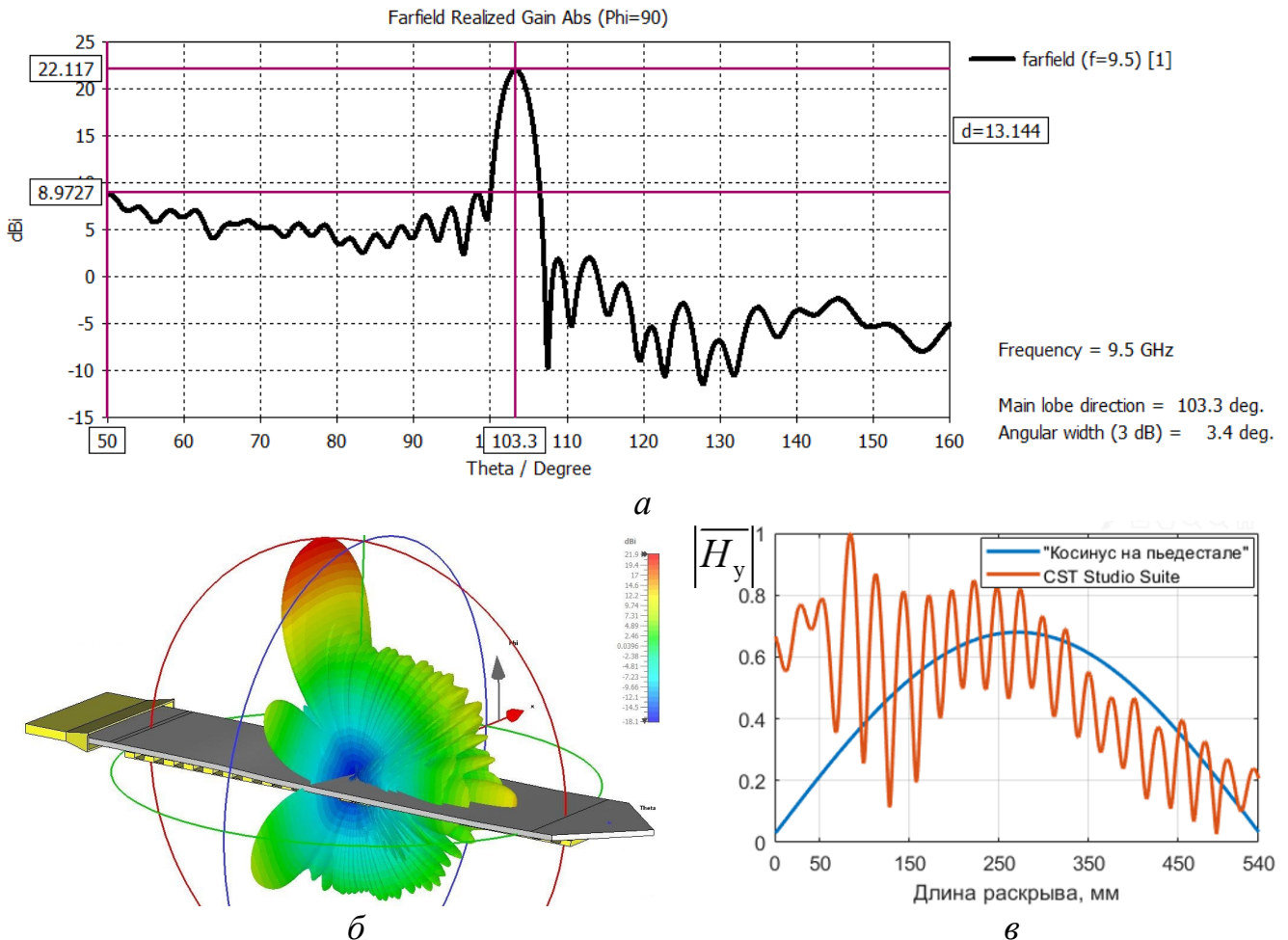


Рис. 2.14. Результаты моделирования антенны с прицельным расстоянием, изменяющимся по закону на частоте 9,5 ГГц: *a* – ДН; *б* – пространственная ДН; *в* – нормированное амплитудное распределение на раскрытии

Как известно [7,37,61,74], реализация *клиновидного зазора* между ПВД и ДР, в общем случае, позволяет оптимизировать амплитудное распределение на раскрыве антенны, что важно для достижения более высокого КИП и, соответственно, полной эффективности АВВДТ.

На рис. 2.15 представлены наилучшие показатели основных электрических характеристик исследуемой антенны (рис. 2.8), которых удастся достичь за счет подбора клиновидного зазора по критерию максимума полной эффективности. Полученное по результатам моделирования значение УБЛ на частоте 9,5 ГГц составляет «минус» 11,7 дБ, КУ – 22 дБ, ширина главного лепестка ДН равна 3,1°, направление максимального излучения $\Theta_m = 104,3^\circ$ (рис. 2.15, *a*, *б*).

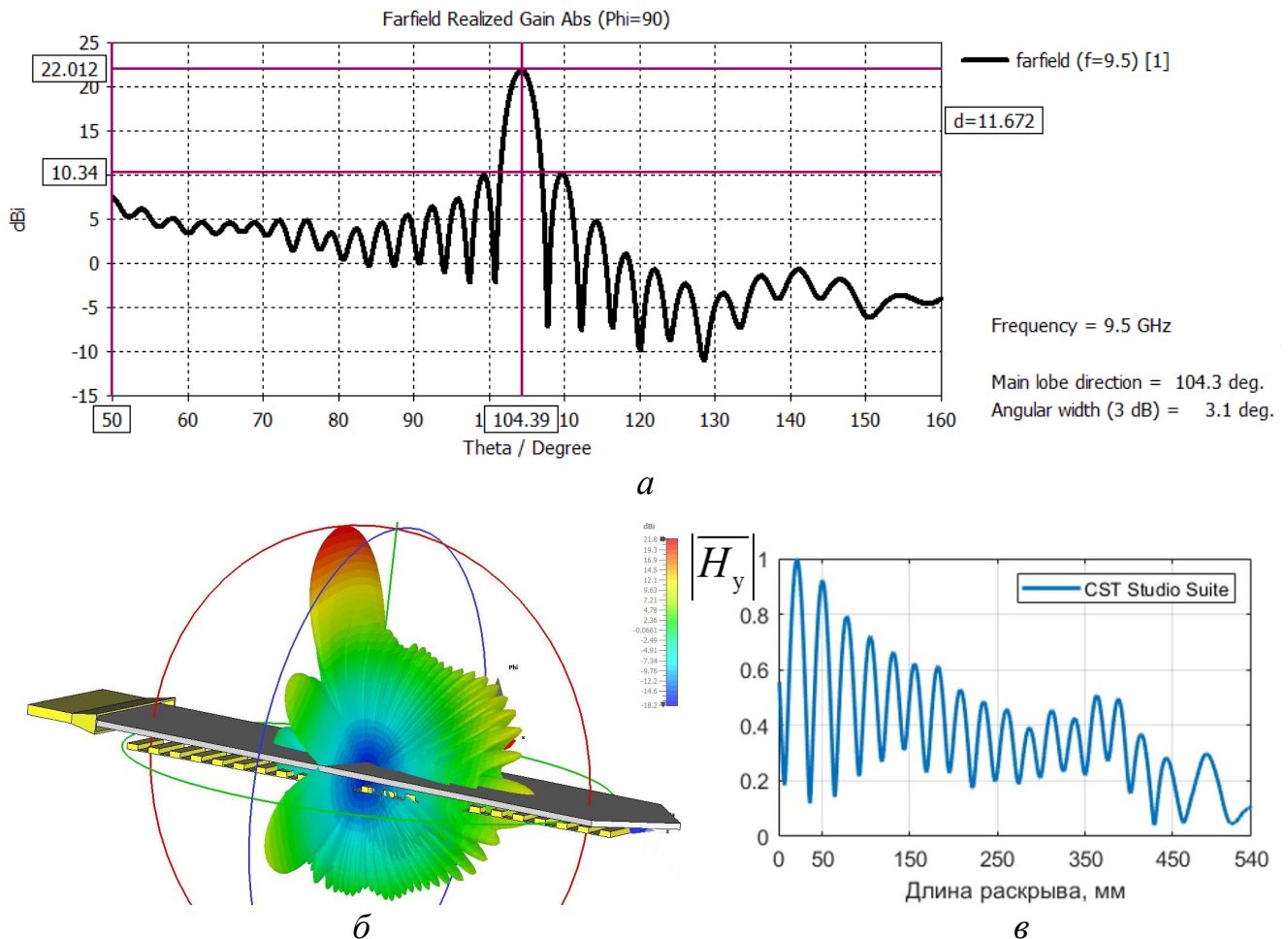


Рис. 2.15. Результаты моделирования антенны с клиновидным прицельным расстоянием на частоте 9,5 ГГц: *a* – ДН; *б* – пространственная ДН; *в* – амплитудное распределение на раскрыве

Однако полученные показатели оказываются несколько хуже, чем у антенны с неравномерным профилем ПДВ (рис. 2.14, *а, б*). Различия проявляются в формах амплитудных распределений (рис. 2.14, *в* и рис. 2.15, *в*). Убывающая форма амплитудного распределения (рис. 2.15, *в*) близкая к экспоненциальной или даже линейной не способствует достижению минимального уровня бокового излучения.

По результатам полноволнового моделирования установлено, что АВВДТ с клиновидным зазором позволяет обеспечить приемлемые электрические характеристики (близкие к характеристикам антенны с неравномерным профилем ПДВ, рис. 2.13) только лишь в нижней части рабочего диапазона – на частотах от 9 до 9,5 ГГц. С увеличением рабочей частоты наблюдается рост максимального УБЛ, что приводит к появлению вторичного (побочного) максимума ДН. Так, на частоте 9,9 ГГц для антенны с клиновидным зазором максимальный УБЛ составляет «минус» 8,4 дБ, а КУ – 22 дБ. (рис. 2.16).

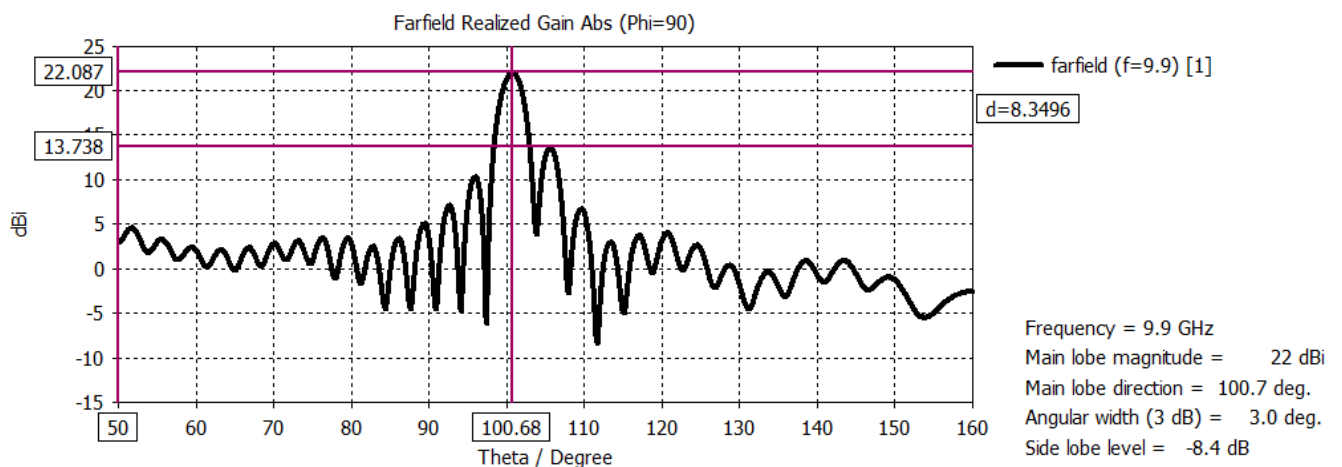


Рис. 2.16. ДН антенны с клиновидным воздушным зазором на частоте 9,9 ГГц

Для сравнения, максимальный УБЛ в антенне с неравномерным профилем ПДВ (рис. 2.13) для частоты 9,9 ГГц равен «минус» 12,8 дБ, КУ составляет 22,5 дБ (рис. 2.17). Направление максимального излучения и ширина ДН по уровню «минус» 3 дБ у данных вариантов конструктивной реализации антенн различается незначительно (в пределах 1°).

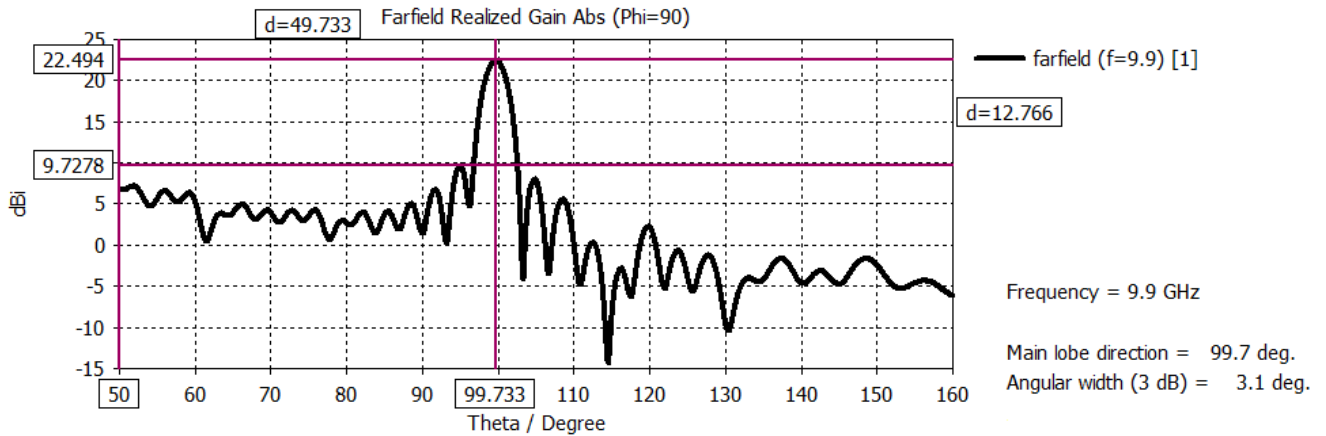


Рис. 2.17. ДН антенны с неравномерным профилем ПДВ на частоте 9,9 ГГц

Важно также заметить, что для указанной частоты у антенны с равномерным профилем (рис. 2.8) максимальный УБЛ составляет всего «минус» 6,2 дБ, КУ – 21,6 дБ (рис. 2.18). Это позволяет сделать однозначный вывод, что вариация прицельного расстояния в соответствии с расчетной закономерностью в ряде случаев позволяет снизить максимальный УБЛ более чем 100 % (на 6,4 дБ) по сравнению с исходным значением.

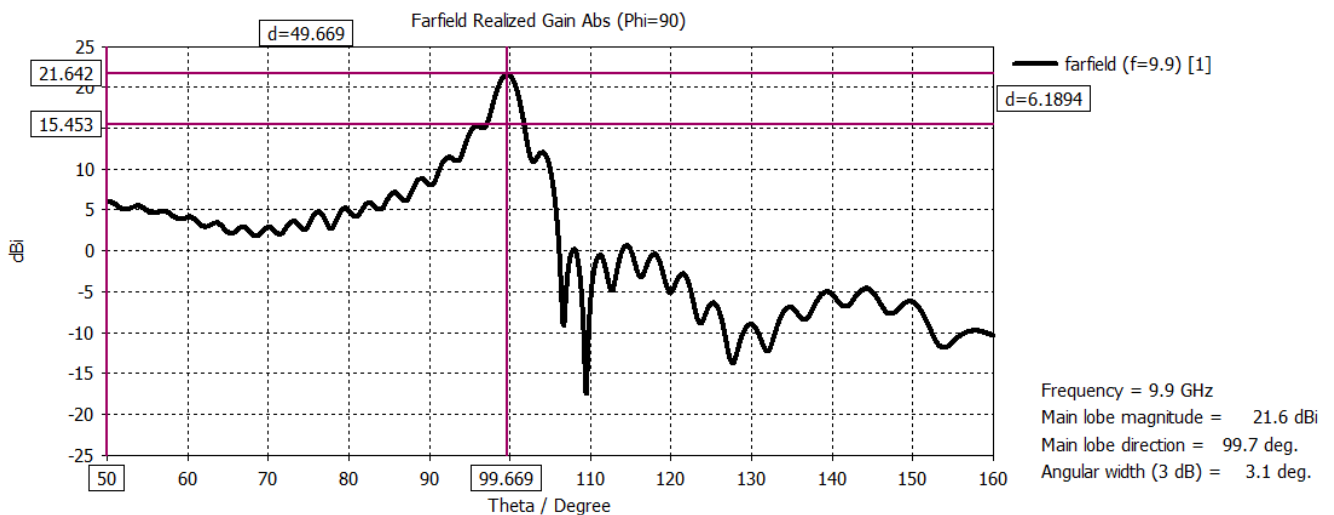


Рис. 2.18. ДН антенны с постоянным прицельным расстоянием на частоте 9,9 ГГц

Анализ полученных результатов показывает, что исходные направленные свойства исследуемой антенны могут быть улучшены путем структурно-параметрического синтеза с использованием предложенной методики. Для оценки

степени согласования исследуемой антенны рассмотрим частотную зависимость КСВН $K_{\text{СВН}}$ (рис. 2.19).

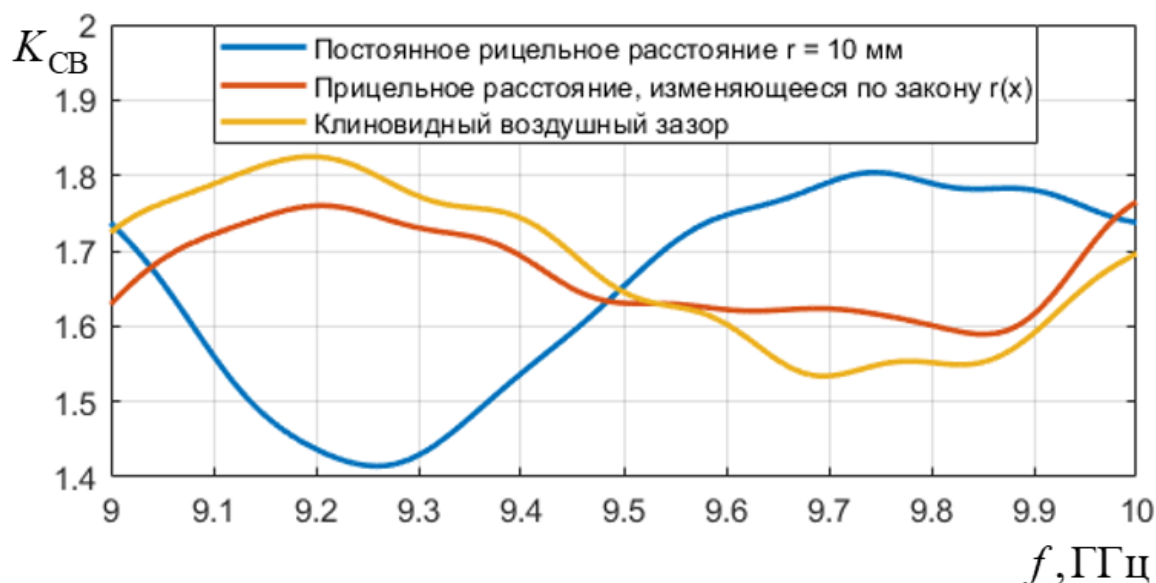


Рис. 2.19. Частотная зависимость КСВН на входе антенны для разных законов изменения прицельного расстояния r

Из представленных зависимостей видно, что антенна с неравномерным профилем ПДВ (рис. 2.13) в области частот от 9,5 до 10 ГГц согласована лучше, чем исходная распределено-излучающая система (рис. 2.8), но несколько уступает антенне с клиновидным зазором. На частотах от 9,1 до 9,5 ГГц наилучшее согласование имеет антенна с постоянным прицельным расстоянием, наихудшее – антенна с клиновидным зазором. Важно заметить, что продольное изменение прицельного расстояния $r(x)$ в соответствии с расчетной закономерностью обеспечивает наиболее равномерную зависимость КСВН от частоты.

КПД антенны ($K_{\text{ПД}}$) с продольной вариацией прицельного расстояния $r(x)$ в соответствии с рис. 2.12, составляет от 87 до 90% (рис. 2.20), незначительно уступая антенне с клиновидным зазором (от 88 до 91%). Наилучшие показатели КПД для такой антенны достигаются на рабочих частотах от 9,5 до 10 ГГц. На частотах от 9,1 до 9,5 ГГц самым высоким КПД обладает антенна с постоянным прицельным расстоянием, самым низким – антенна с клиновидным зазором.

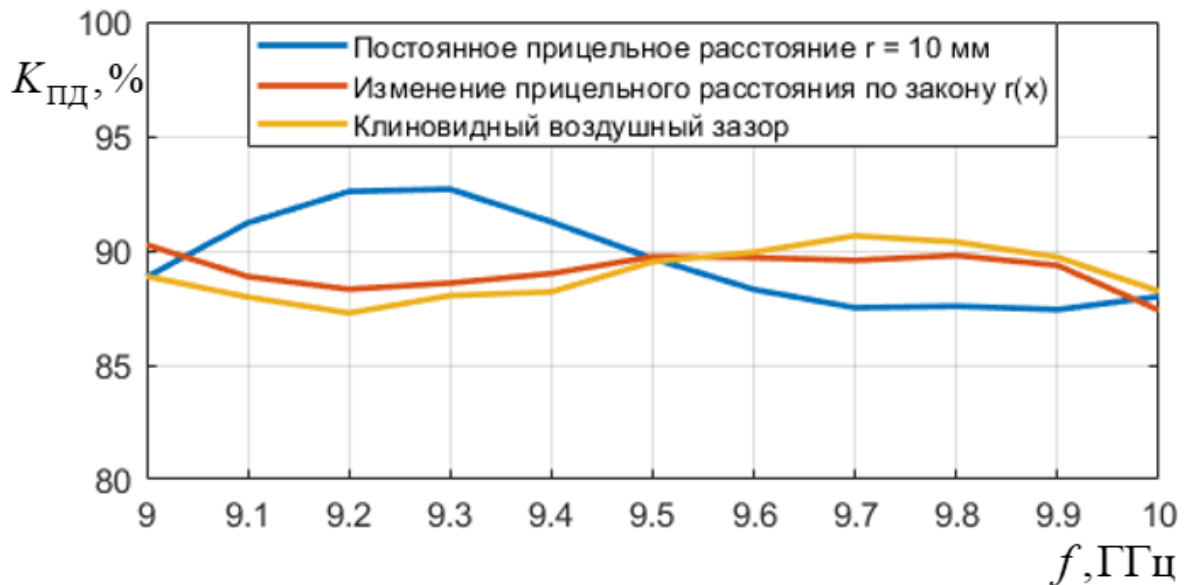


Рис. 2.20. Зависимость КПД антенны от рабочей частоты для разных законов изменения прицельного расстояния

Одним из важных преимуществ реализации АВВДТ на основе распределительно-излучающей системы с неравномерным профилем является высокая технологичность изготовления, гарантируемая широко распространенными современными САД-системами с технологией 3D-печати. Однако чрезмерная вариация профиля антенны может приводить к фазовым искажениям в раскрыве и деформации ДН.

2.6. Оценка фазовых искажений и методика их коррекции

Несовершенства конструкции распределено-излучающей системы и ошибки при изготовлении антенных элементов нарушают линейность фазового распределения, что приводит к искажению формы ДН и снижению КНД. Характерной особенностью антенн вытекающей волны с позиции искажения ДН при наличии случайных возмущений является то, что в таких антеннах нерегулярность линии передачи (а также излучающих элементов) даже на малом участке влияет на распределение поля на всей антенне. Так, изменение фазовой

скорости волны в линии на отдельном конечном участке приводит к расфазировке частей антенны, расположенных по разные стороны от этого участка.

Ввиду того, что параметры АВВДТ представляют собой медленно меняющиеся функции продольной координаты x (рис. 2.4), распределение поля на раскрыве антенны можно представить как

$$v(x) = A(x) \cdot \exp[j(\psi(x) - \beta x)], \quad (2.56)$$

где вещественные функции $A(x)$ и $\exp(-j\beta x)$ описывают соответственно амплитудное и фазовое распределения поля в антенне.

В открытых литературных источниках [77,78] фазовые искажения (ошибки) принято делить на *детерминированные* и *случайные*. Закон распределения фазовой ошибки $\psi(x)$ в случае детерминированных искажений может быть представлен в виде степенного ряда

$$\psi(x) = \psi_1 \left(\frac{2x}{L_A} \right) + \psi_2 \left(\frac{2x}{L_A} \right)^2 + \psi_3 \left(\frac{2x}{L_A} \right)^3 + \dots + \psi_n \left(\frac{2x}{L_A} \right)^n, \quad (2.57)$$

где ψ_n – максимальные фазовые искажения степени n на краю раскрыва. Для практических оценок влияния фазовых ошибок целесообразно ограничиться первыми тремя членами ряда (2.57). Поэтому детерминированные фазовые искажения подразделяют на *линейные*, *квадратичные* и *кубические*. Детерминированные фазовые искажения носят, как правило, *локальный* характер и связаны с отклонением параметров излучающего элемента (например, канавки) от средних значений.

В АВВДТ наряду с локальными могут присутствовать и *нелокальные* фазовые ошибки, обусловленные случайными осцилляциями постоянной распространения β [79,80]. Наиболее часто причиной нелокальных фазовых ошибок становятся механические искажения антенной системы из-за условий эксплуатации, среди которых тепловые искажения, аэродинамическая неустойчивость вследствие ветровых нагрузок и турбулентности, атмосферные осадки, дополнительные ледовые или снежные нагрузки, механические вибрации.

Для определения наличия фазовых искажений в АВВДТ с неравномерным профилем ПДВ вначале измерим фазовое распределение (рис. 2.21) при помощи имитационного моделирования.

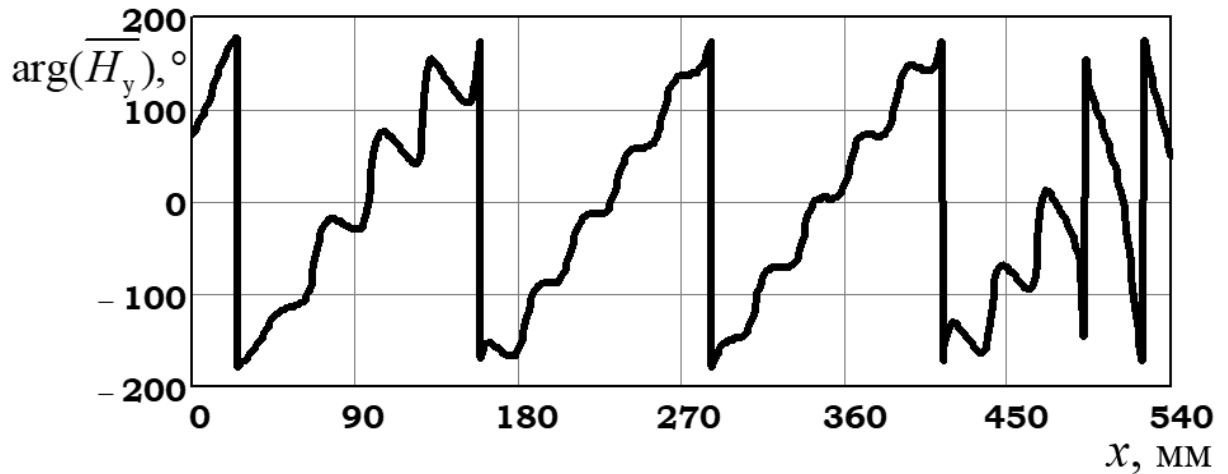


Рис. 2.21. Фазовое распределение на частоте 9,5 ГГц для АВВДТ с неравномерным профилем ПДВ

Степень фазовых искажений предлагается оценить по рис. 2.22, на котором представлена производная фазы компоненты поля $H_y^{(1)}$ по координате x для частоты 9,5 ГГц.

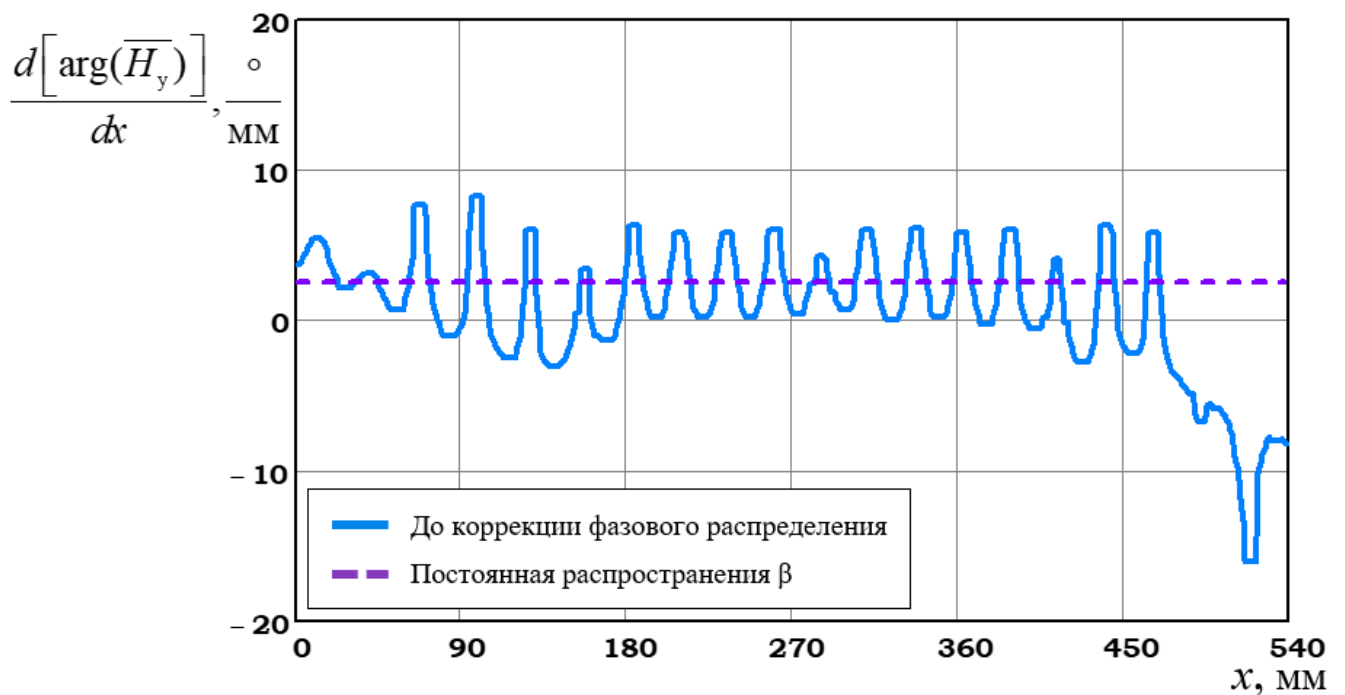


Рис. 2.22. Производная фазы компоненты поля $H_y^{(1)}$ по координате x на частоте 9,5 ГГц для антенны с неравномерным профилем ПДВ

Как видно, на рис. 2.22 присутствует участок с выраженным отклонением производной от постоянного значения β , соответствующий направлению 103° максимума ДН. Наибольшие фазовые искажения для АВВДТ с неравномерным профилем ПДВ наблюдаются на краевом участке 492-540 мм. Среднеквадратическое отклонение (СКО) на указанном участке составляет $13,42^\circ/\text{мм}$.

Известно [77,78], что линейные фазовые искажения приводят к смещению максимума ДН относительно нормали к плоскости раскрыва (рис. 2.9, *a* и рис. 2.14, *a*), по сравнению с ДН, рассчитанной при помощи математической модели (рис. 2.7). Квадратичные фазовые искажения не вызывают смещения ДН, однако приводят к расширению главного лепестка и «заплыванию» минимумов излучения. Изменение формы ДН при квадратичных фазовых искажениях приводит к снижению КНД и уменьшению КИП антенны. Сделать вывод о явном присутствии квадратичных искажений в фазовых распределениях исследуемых антенн весьма затруднительно.

Из-за того, что в антенне с неравномерным профилем ПДВ используется спадающее к краям амплитудное распределение (рис. 2.14, *в*), влияние кубических фазовых искажений на форму ДН ослабляется, так как снижается вклад в излучаемое поле от наиболее расфазированных краевых участков антенны. Однако боковые лепестки ДН, находящиеся по направлению отклонения основного лепестка, возрастают, а в противоположном направлении – уменьшаются, что можно наблюдать на рис. 2.14, *a*. В АВВДТ с постоянным прицельным расстоянием и убывающим амплитудным распределением (рис. 2.9, *в*) кубические фазовые ошибки проявляются в отклонении и расширении основного лепестка ДН, а также в искажении его формы, которая становится несимметричной. Вместе с тем спадающее по экспоненциальному или линейному закону амплитудные распределения поля не являются предпочтительными с позиции обеспечения минимального УБЛ.

Обнаруженные фазовые искажения могут быть уменьшены путем подбора шага следования канавок на основе измерений фазового распределения поля (рис. 2.21). Для этого предлагается воспользоваться следующей методикой.

Направление максимального излучения Θ_m определяется порядком гармоники пространственного спектра рассеяния n , периодом решетки d (шагом следования канавок) и соотношением β_0 и k_0 :

$$\sin \Theta_m = \frac{\beta_0}{k_0} + n \cdot \frac{\lambda_0}{d}.$$

Если шаг следования канавок равен d и постоянная распространения первичной волны, β_0 , то при $n = -1$ фазовая постоянная распространяющейся (-1)-й поверхностной гармоники может быть представлена как [62]:

$$\beta_{-1} = \beta_0 - \frac{2\pi}{d}. \quad (2.58)$$

Полагая, что β_0 имеет слабую зависимость от шага следования канавок d , определяемую преимущественно вычитаемым $2\pi/d$, можно получить значения

$$d = \left(\frac{\beta_0}{2\pi} - \frac{\sin \Theta_m}{\lambda_0} \right)^{-1}, \quad (2.59)$$

обеспечивающие равенство фазовой постоянной β_{-1} величине $k_0 \sin \Theta_m$, где $k_0 = 2\pi/\lambda_0$. Постоянная распространения первичной волны β_0 может быть вычислена по рассчитанному сдвигу фазы за расстояние d как

$$\Delta\varphi_k = \arg(H_y^{(1,k+1)}) - \arg(H_y^{(1,k)}). \quad (2.60)$$

Умножив обе части уравнения (2.58) на шаг следования канавок d , получим $\beta_{-1}d = \beta_0d - 2\pi = \Delta\varphi_k$, откуда следует, что

$$\beta_0 = \frac{\Delta\varphi_k + 2\pi}{d}. \quad (2.61)$$

Подставив (2.61) в уравнение (2.59), получим новые значения расстояний между канавками d' , минимизирующие обнаруженные фазовые искажения (рис. 2.22):

$$d' = \left[\frac{(\Delta\varphi_k + 2\pi)}{2\pi d} - \frac{\sin \Theta_m}{\lambda_0} \right]^{-1}. \quad (2.62)$$

Применение вышеописанной методики коррекции фазового распределения целесообразно только после оптимизации амплитудного распределения на раскрыве, например, как в случае с антенной, имеющей неравномерный профиль ПДВ (рис. 2.13), обеспечивающий амплитудное распределение типа «косинус на пьедестале» (рис. 2.14, в).

Анализ выражения (2.62) показывает, что сдвиг фаз $\Delta\varphi_k$, вызванный значительными ошибками на выбранном шаге следования канавок d , может приводить к чрезмерному отклонению расстояний d' от допустимых значений [8,46]. Это может вызвать расфазирование участков антенного полотна и привести к возникновению новых фазовых искажений и/или побочных максимумов ДН. По результатам имитационного моделирования установлено, что для предотвращения негативных последствий фазовой коррекции (например, появлению на ДН побочных максимумов) необходимо обеспечить девиацию шага следования канавок не более 5% от рекомендуемого значения [8,46]:

$$d = \frac{\lambda_0}{\chi - \sin \Theta_m}, \quad (2.63)$$

где χ – коэффициент замедления волны в ПДВ, определяемый как $\lambda_{\text{пдв}}/\lambda_0$.

Новые значения расстояний между канавками d' могут быть обеспечены изменением ширины ламелей или канавок гребенки. Так как ширина канавок уже выбрана равной $a = 12$ мм для обеспечения одномодового режима, то для коррекции фазового распределения следует изменять ширину ламелей.

На рис. 2.23 представлены новые значения расстояний между канавками d' гребенчатой решетки, полученные из выражения (2.62) согласно описанному выше способу.

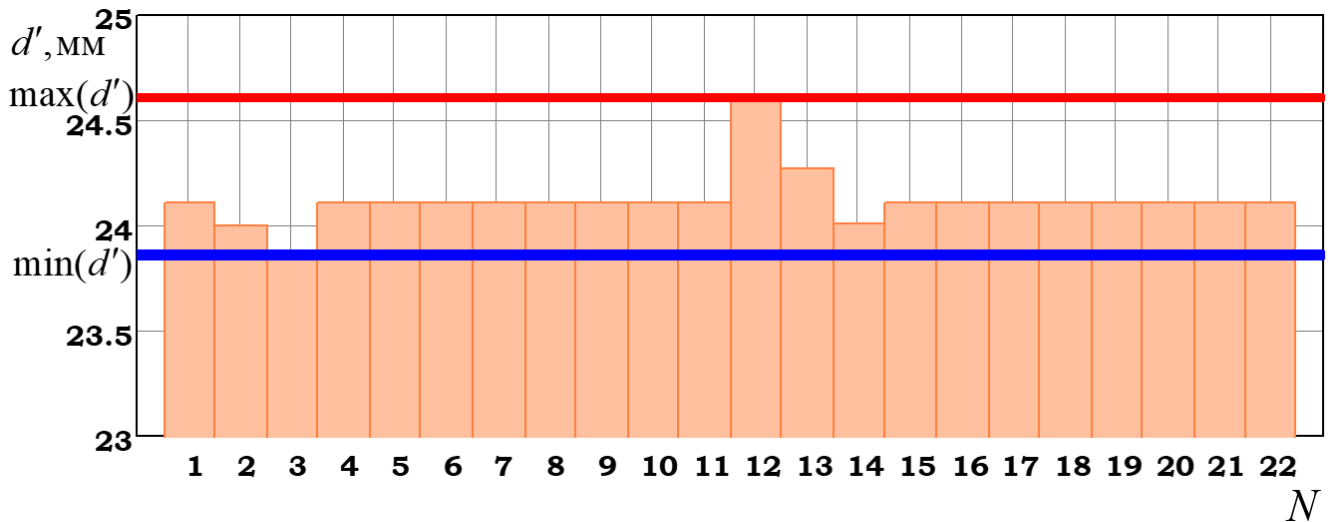


Рис. 2.23. Новые значения периодов гребенчатой решетки

Для наглядного представления интервал девиации шага следования канавок гребенки ограничен линиями $\min(d') = 23,86$, $\max(d') = 24,61$ (рис. 2.23) и составляет 3,1% от рекомендуемого значения 24,1 мм, рассчитанного по формуле (2.63) при условии, что коэффициент замедления χ на рабочей частоте 9,5 ГГц для ПДВ шириной 6 мм, равен 0,88.

Фазовое распределение АВВДТ с неравномерным профилем ПДВ после коррекции фазовых искажений представлено на рис. 2.24.

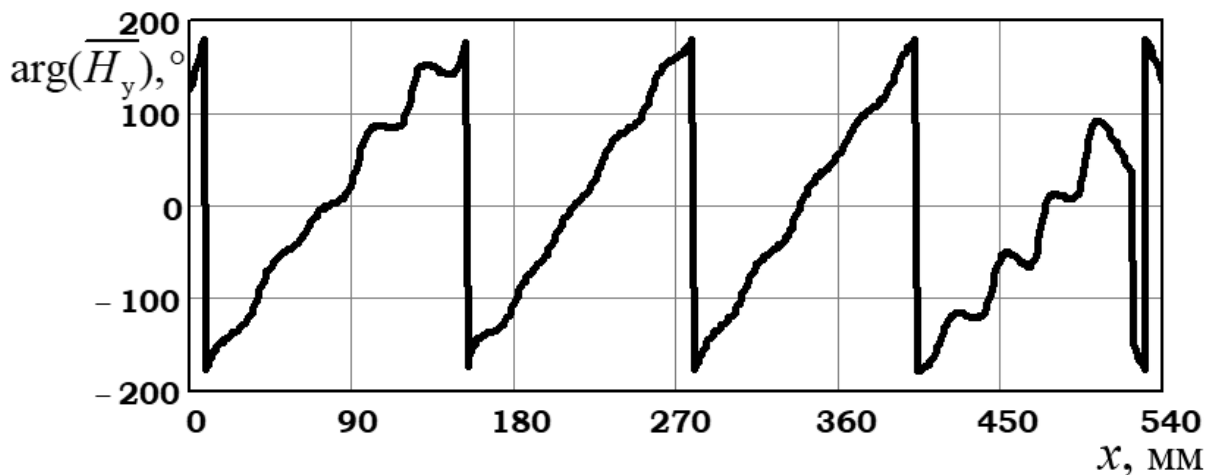


Рис. 2.24. Фазовое распределение на частоте 9,5 ГГц для АВВДТ с неравномерным профилем ПДВ после изменения шага следования канавок

Из сопоставления кривых на рис. 2.21 и рис. 2.24 следует, что предлагаемая методика обеспечивает сглаживание фазового распределения на отдельных участках раскрыва за счет снижения уровня осцилляций, характерных для фазовых искажений.

На рис. 2.25 представлена производная фазы компоненты поля $H_y^{(1)}$ по координате x до и после коррекции фазового распределения для частоты 9,5 ГГц. Производная фазы для антенны с неэквидистантной гребенкой имеет меньшую амплитуду колебаний и на всей апертуре осциллирует около постоянного значения β , соответствующего максимуму ДН в направлении 103° .

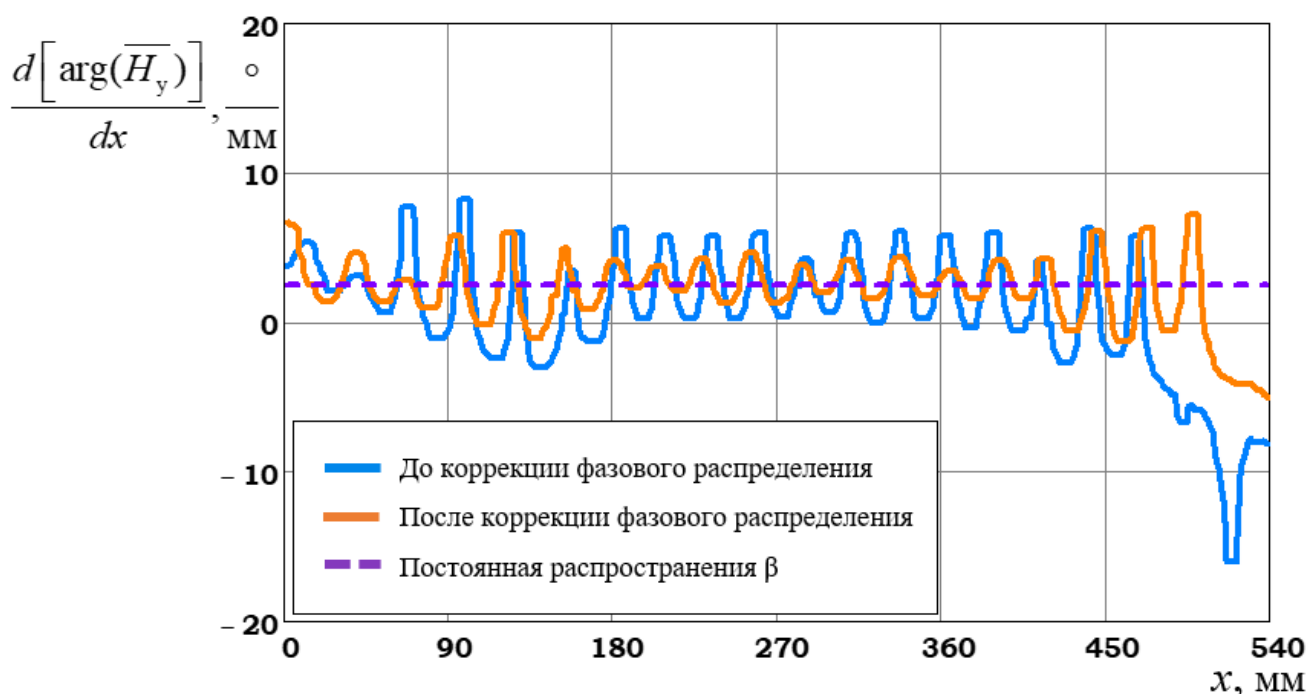


Рис. 2.25. Производная фазы компоненты поля $H_y^{(1)}$ по координате x на частоте 9,5 ГГц до и после коррекции фазового распределения для антенны с неравномерным профилем ПДВ

На рис. 2.26, представлены ДН антенны с продольной вариацией прицельного расстояния до и после изменения шага следования канавок для частоты 9,5 ГГц. Максимальный УБЛ теперь составляет «минус» 15,4 дБ, КУ – 23 дБ. Ширина ДН в вертикальной (E -) плоскости равна $3,3^\circ$, направление максимального излучения $\Theta_m = 103^\circ$.

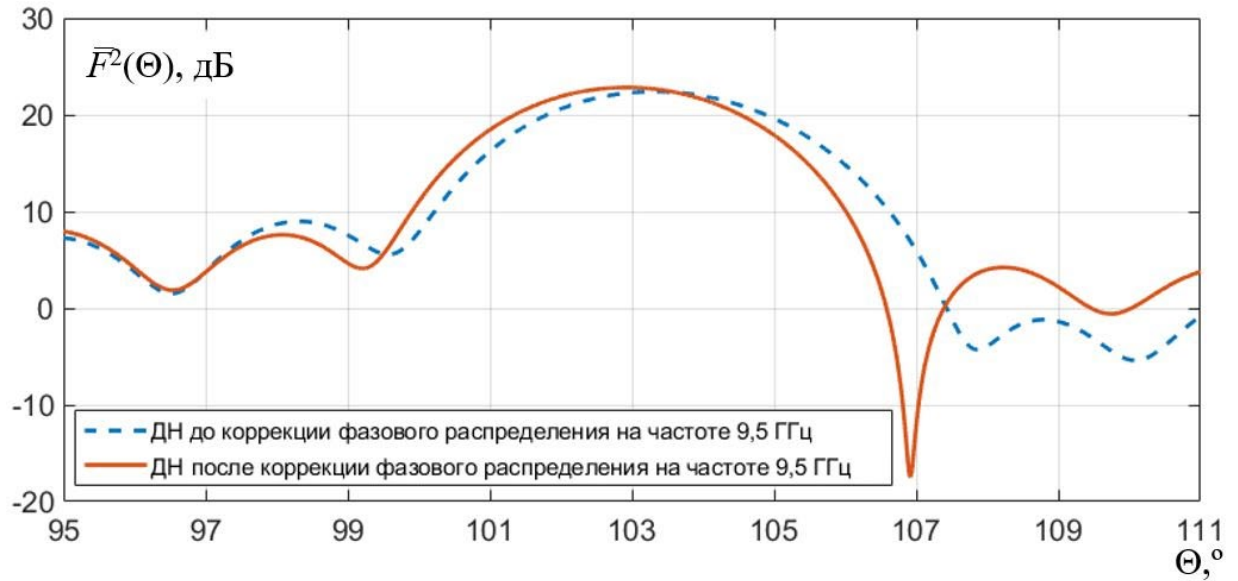


Рис. 2.26. ДН антенны с неравномерным профилем ПДВ на частоте 9,5 ГГц

Для ДН антенны с продольной вариацией прицельного расстояния после изменения шага следования канавок на частоте 9,9 ГГц (рис. 2.27) максимальный УБЛ составляет «минус» 14,4 дБ, КУ – 23,3 дБ. Ширина ДН в вертикальной (E -) плоскости равна 3° , направление максимального излучения $\Theta_m = 99,3^\circ$.

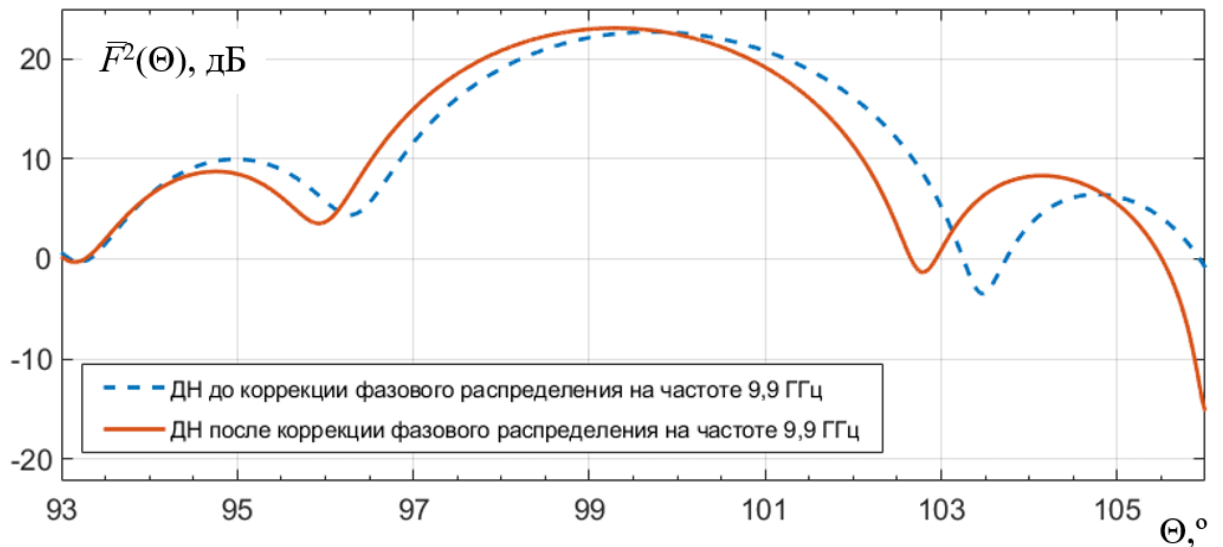


Рис. 2.27. ДН антенны с неравномерным профилем ПДВ на частоте 9,9 ГГц

Из рис. 2.26-2.27 видно, что коррекцией фазового распределения удается несколько увеличить КУ (на 0,9 дБ и 0,8 дБ соответственно) и несколько снизить УБЛ (на 2,3 дБ и 1,6 дБ соответственно) по сравнению с ранее полученными

результатами (рис. 2.14 и рис. 2.17). Не столь значительный выигрыш обусловлен тем, что обнаруженные фазовые искажения представляются незначительными из-за формы амплитудного распределения поля близкой к «косинусу на пьедестале» (рис. 2.14, в). Следует отметить, что изменение расстояний между канавками не оказывает заметного влияния на амплитудное распределение, в отличие, к примеру, от глубинного профилирования [61].

Вместе с тем форма ДН антенны после изменения шага следования канавок становится более симметричной, а боковые лепестки справа и слева от главного максимума имеют меньшее расхождение в уровне, чем на ДН до коррекции фазовых искажений (рис. 2.14 и рис. 2.17). На ДН наблюдается незначительное сужение главного лепестка и сдвиг направления максимального излучения влево, что соответствует меридиональному углу в 103° , изначально выбранному при расчетах постоянной распространения β для частоты 9,5 Гц.

Важно отметить, что корректировать фазовое распределение в АВВДТ следует только после оптимизации амплитудного распределения, так как в противном случае невозможно подлинно оценить степень влияния фазовых искажений на направленные свойства антенны.

Выводы к главе 2

Представлена модификация известной математической модели антенны вытекающей волны, содержащей гребенчатую решетку, имитируемую конечным числом прямоугольных канавок в проводящем экране и возбуждаемую заданной волной плоского диэлектрического волновода. Сущность модификации заключается в разработке вычислительных алгоритмов для расчета амплитудно-фазового распределения на раскрыте АВВДТ методами усеченного интегрирования комплексной спектральной плотности поля дифракции и интеграла Кирхгофа. Адекватность данных, получаемых на основе обоих алгоритмов, подтверждена результатами имитационного моделирования.

Результаты вычислительного эксперимента свидетельствуют о том, что расчет амплитудно-фазового распределения поля по формуле Кирхгофа гарантирует существенно меньшие временные затраты (в среднем на два порядка) по сравнению с методом усеченного интегрирования спектральной плотности при сопоставимой точности вычислений. Обоснована перспективность использования методики расчета АФР на основе интеграла Кирхгофа для решения задач экспресс-анализа и оптимизации направленных свойств антенны.

Предложена и апробирована эффективная методика улучшения показателей направленности АВВДТ на основе реализации продольного изменения профиля распределительно-излучающей системы за счет вариации прицельного расстояния по заданному амплитудному распределению. Методика существенно опирается на электромагнитное моделирование, которое позволяет достаточно быстро и с удовлетворительной точностью получить зависимость отбора мощности от прицельного расстояния для антенн различных конфигураций. Экспериментально установлено, что изменение прицельного расстояния вдоль раскрыва по теоретически рассчитанной закономерности позволяет улучшить исходные направленные свойства антенны: снизить максимальный УБЛ, а также увеличить КУ антенны.

Проведена оценка величины фазовых искажений в АВВДТ после вариации прицельного расстояния. Разработана и апробирована методика уменьшения фазовых искажений в АВВДТ за счет изменения периодов расположения канавок в гребенчатой решетке. Экспериментально установлено, что коррекция фазового распределения позволяет снизить максимальный УБЛ, повысить симметрию ДН, а также обеспечить требуемое направление максимума излучения.

Глава 3. Особенности проектирования и автоматизированного расчета антенн вытекающей волны дифракционного типа с неравномерным профилем излучающего раскрыва

3.1. Методика проектирования и автоматизированного расчета сканирующей антенны вытекающей волны дифракционного типа с неравномерным профилем на основе гребенчатой решетки

Проблема конструирования новых образцов АВВДТ с неравномерным профилем излучающего раскрыва, заключающаяся в стремлении сократить временные затраты, увеличить производительность труда и оптимизировать параметры разрабатываемых систем, привела к необходимости создания методики проектирования, основанной на сочетании автоматизированного расчета с электродинамическим моделированием.

Исходными данными для проектирования АВВДТ с неравномерным профилем излучающего раскрыва согласно предлагаемой методике являются:

- 1) угловой сектор сканирования (качания луча ДН) Θ_C ;
- 2) максимальная ширина ДН $\Delta\Theta_{0,5}$ (по уровню половинной мощности);
- 3) средняя длина излучаемой (принимаемой) волны λ_0 .

Первый этап проектирования заключается в выборе электродинамической схемы АВВДТ. Во многих случаях, как уже отмечалось во 2 главе диссертации, целесообразно отдать предпочтение классической схеме «ПДВ – гребенчатая ДР» (рис. 1.20), позволяющей создавать низкопрофильные конструкции антенн с расширенными функциональными возможностями [10,17].

Возбуждение поверхностной волны в АВВДТ может производиться с одной стороны, с двух сторон и из центра [46,81,82]. Основным достоинством одностороннего возбуждения ПДВ является простота конструкции, так как в ней полностью или частично отсутствует сложная схема питания, являющаяся к тому же источником дополнительных потерь на СВЧ и КВЧ [7]. Для возбуждения ПДВ

с торца рекомендуется использовать стандартный прямоугольный волновод, возбуждаемый штырями, петлями или щелями. Задачей, требующей решения в этом случае, является обеспечение соответствующего перехода от стандартного прямоугольного волновода к ПДВ. Рекомендации по автоматизированному проектированию узла возбуждения для АВВДТ с неравномерным профилем даются на третьем этапе настоящей методики.

Предполагается, что обозначенный угловой сектор сканирования Θ_C соответствует односторонней схеме возбуждения (рис. 3.1, а).

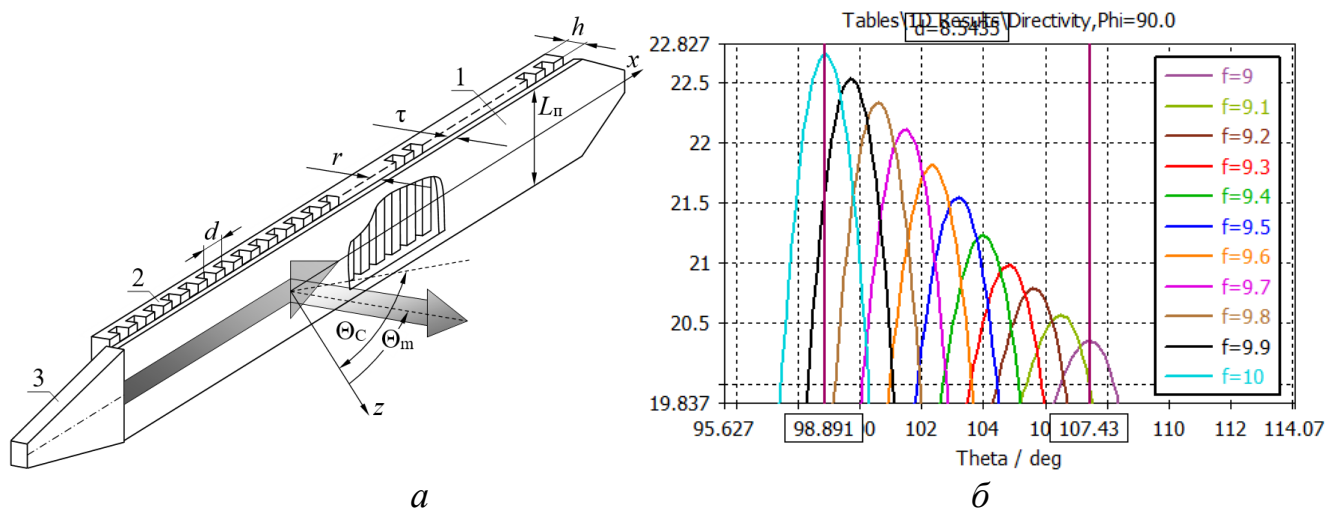


Рис. 3.1. Схематическое изображение границы углового сектора сканирования в АВВДТ, реализованной по классической схеме (а) и пример результатов имитационного моделирования направления максимального излучения для частот 9–10 ГГц (б): 1 – ПДВ толщиной τ с поперечным размером L_n ; 2 – отражательная гребенчатая решетка с периодически (d) расположенными канавками глубиной h ; 3 – устройство возбуждения; r – воздушный зазор между ПДВ и гребенчатой ДР

Предпочтительная реализация сектора качания луча ДН заключается в его асимметричном расположении относительно нормали к плоскости раскрыва (рис. 3.1, б). Это обусловлено тем, что строго нормальное излучение при одностороннем возбуждении АВВДТ энергетически невыгодно из-за проявления дифракции Брэгга, которая приводит к существенному росту коэффициента отражения поверхностной волны от гребенчатой ДР [7,83]. При асимметричном расположении углового сектора

сканирования Θ_C (рис. 3.1, а) направление нормали будет определять его нижнюю границу.

На втором этапе производится предварительный выбор параметров ограниченного ПДВ. В качестве таких параметров выступают относительная диэлектрическая проницаемость материала ε_τ и электрическая толщина τ/λ ПДВ. Подбором перечисленных параметров можно оказывать влияние на величину коэффициента замедления χ фазовой скорости поверхностной волны, что, согласно выражению (2.63), позволяет управлять направлением излучения вытекающей волны.

Весомое влияние на величину замедления χ оказывает металлическая гребенка, экранирующая диэлектрическую питающую линию, особенно при условии их сильной электродинамической связи (в случае небольшого прицельного расстояния r) и резонансной глубины канавок ДР. По причине того, что такое влияние приводит к заметному изменению угло-частотных свойств АВВДТ, изначально рекомендуется выбирать прицельное расстояние r не менее чем $(0,3-0,75)\lambda_0$ [20,46,74].

Для АВВДТ с изменяющимся прицельным расстоянием (неравномерным профилем ПДВ) на данном этапе расчета следует принять предположение, что связь питающей линии и ДР слабая, так что влиянием гребенки на величину χ можно пренебречь. Следовательно, замедление фазовой скорости поверхностной волны χ для разных значений ε_τ , τ/d и $\kappa = d/\lambda$ можно вычислить по результатам решения дисперсионного уравнения (2.15) для волны E -типа ПДВ, экранированного сплошной металлической подложкой. При этом постоянные распространения поверхностной волны в свободном пространстве и диэлектрике могут быть выражены как $\gamma = \frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{1-\chi^2}$ и $\eta = \frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{\varepsilon_\tau - \chi^2}$.

Зная χ , можно определить угловое направление максимального излучения Θ_m и относительную полосу частот (частотного параметра $\Delta\kappa/\kappa$), обеспечивающую заданный сектор сканирования Θ_C .

На рис. 3.2 представлены рассчитанные в соответствии с выражениями (2.15) и (2.63) угло-частотные характеристики АВВДТ $\Theta_m(\kappa)$, зависимости

полосы $\Delta\kappa$ и среднего значения κ_0 частотного параметра от величины реализуемого углового сектора сканирования для материалов с разной диэлектрической проницаемостью и толщины ПДВ [84]. Прицельное расстояние r предполагалось равным $0,5d$.

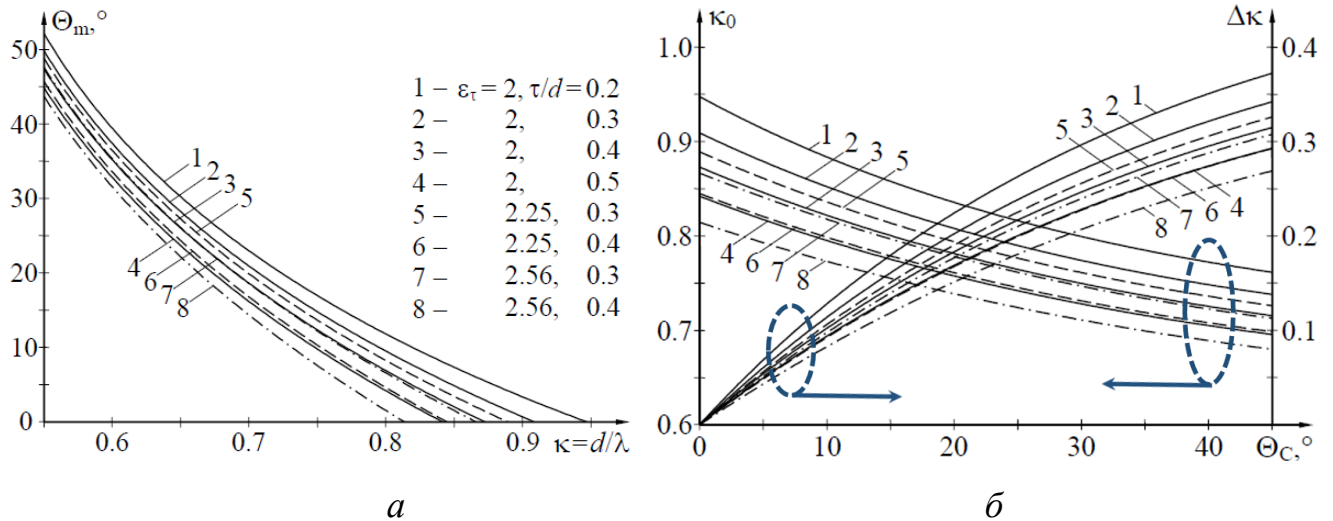


Рис. 3.2. Зависимости направления Θ_m от частотного параметра κ (а) и полосы $\Delta\kappa$, а также среднего значения κ_0 от величины Θ_c (б)

При выборе параметров ПДВ ключевым условием является соответствие критерию обеспечения заданного углового сектора сканирования при наименьшем диапазоне изменения частоты. Анализ кривых, представленных на рис. 3.2 показывает, в частности, что данному критерию в наилучшей степени удовлетворяет ПДВ толщиной $0,4d$ и диэлектрической проницаемостью $\epsilon_\tau = 2,56$. Например, угловой сектор 45° реализуется при изменении κ от 0,545 до 0,814 ($\kappa_0=0,68$, $\Delta\kappa=0,269$), что соответствует относительной полосе частот 39,6% [84].

Толщину ПДВ τ следует выбирать с учетом ограничения (1.16). При этом если величина τ выбрана близкой к $\lambda_0 / (2\sqrt{\epsilon_\tau})$, что соответствует условию «прозрачности» диэлектрического слоя для волны, проходящей по нормали, существенно упрощается процесс настройки антенны. Поскольку в АВВДТ с неравномерным профилем получение нужного амплитудного распределения на апертуре может быть достигнуто изменением прицельного расстояния r вдоль области взаимодействия волновода с

ДР [85], «прозрачный» ПДВ обеспечивает слабую зависимость резонансной глубины канавок от величины r . Это снижает величину фазовых искажений и обеспечивает монотонную экспоненциальную (на отдельных участках линейную) зависимость отбора мощности от прицельного расстояния r [74,86].

Продольный и поперечный размеры ПДВ определяются требованиями к ширине формируемой ДН. ПДВ должен способствовать эффективному рассеиванию поверхностной волны на элементах ДР, что фактически означает соответствие размерам гребенки. В общем случае ширину ПДВ рекомендуется выбирать близкой к $(3-5)\lambda_0$.

На *третьем этапе* проектирования осуществляется выбор конструкции узла возбуждения и ее расчет. Нередко для возбуждения АВВДТ применяется открытый конец волновода с рупором или без него. Возбудители такого типа хорошо работают в открытых линиях передачи, таких как ПДВ. Это объясняется тем, что подобные линии передачи представляют собой класс структур медленных волн, в которых бегущая волна «привязана» к поверхности и зачастую имеет распределение поля в поперечном направлении близкое к распределению в поперечном сечении стандартного волновода или рупора [87].

В конструкциях АВВДТ с низким УБЛ использование рупора (рис. 3.3, *а*) или параболического рефлектора (рис. 3.3, *б*) в качестве переходов между стандартным волноводом (или коаксиальным кабелем) и излучающей секцией позволяет приблизить эффективность возбуждения к уровню 75-90%.

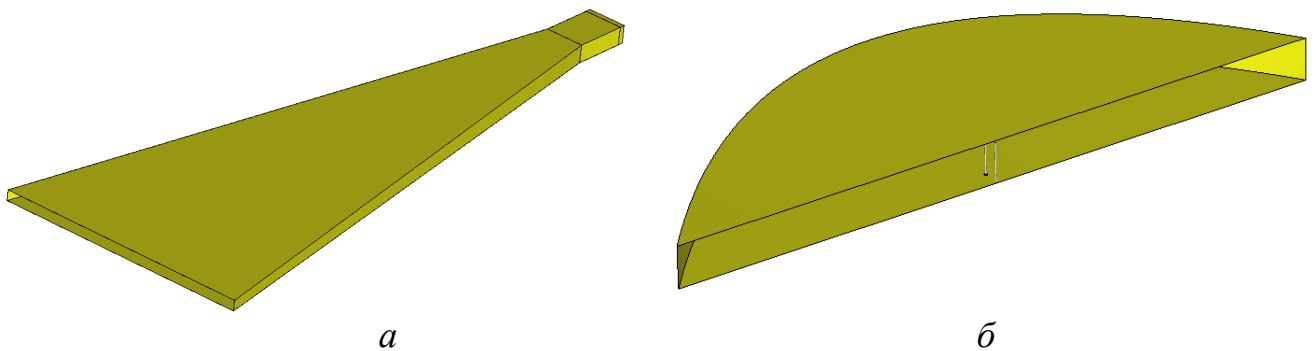


Рис. 3.3. Узлы возбуждения АВВДТ в виде H -плоскостного секториального рупора (*а*) и плоского параболического рефлектора со штырем (*б*)

Современные САЕ- и САD-системы преимущественно ориентированы на работу с параметрическими моделями, поэтому на рис. 3.4-3.5 приведены основные конструктивные параметры для автоматизированного проектирования узлов возбуждения на основе H -плоскостного секториального рупора и плоского параболического рефлектора.

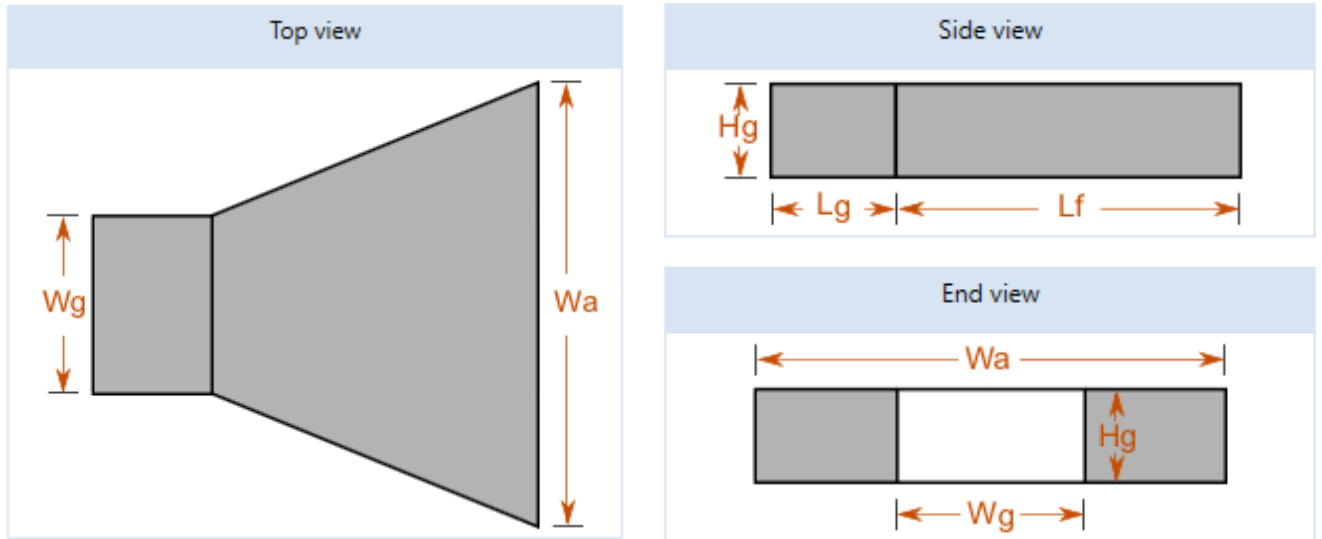


Рис. 3.4. Конструктивные параметры для проектирования узла возбуждения на основе H -плоскостного секториального рупора

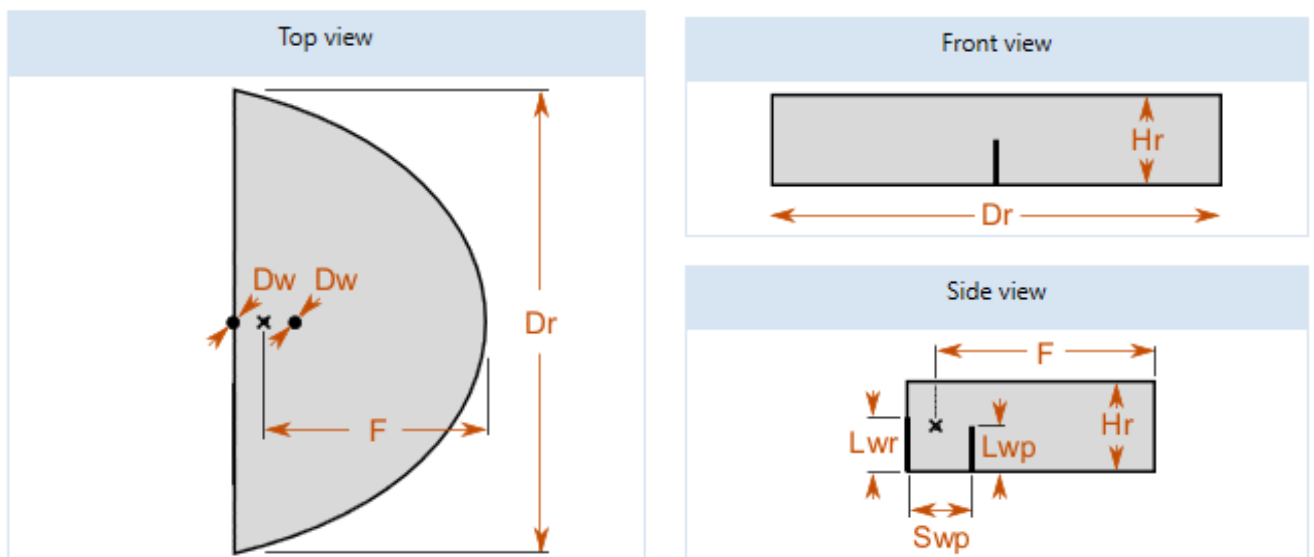


Рис. 3.5. Конструктивные параметры для проектирования узла возбуждения в виде плоского параболического рефлектора со штырем

Следует отметить, что выбранная на предыдущем этапе толщина ПДВ τ , может отличаться от высоты стандартного прямоугольного волновода H_g . Например, для частоты 9 ГГц может быть использован прямоугольный волновод WR-90 с поперечными размерами $22,86 \times 10,16$ мм² и рабочим частотным диапазоном 8,2-12,4 ГГц. В этом случае дополнительным конструктивным параметром будет являться высота рупора в месте соединения с ПДВ.

Для проектирования узлов возбуждения могут быть использованы рассмотренные в 1 главе электродинамические симуляторы (рис. 1.12). Однако для ускорения расчетов рекомендуется использовать программное средство Antenna Magus [88], содержащее базу данных с более чем 350 моделями антенных систем, библиотеку материалов, а также справочные материалы с электрическими и конструктивными характеристиками линий передач, высокочастотных разъемов и радиопрозрачных обтекателей.

Автоматизированное проектирование узлов возбуждения АВВДТ в рамках настоящей методики предлагается свести к автоматическому расчету их конструктивных параметров, обеспечивающих требуемые значения электрических параметров, таких как:

- Диапазон рабочих частот;
- Полоса пропускания;
- КУ;
- КПД;
- Излучающая эффективность (Приложение 1);
- Потери мощности на рассогласование.

Поскольку выбор эталонных значений перечисленных электрических характеристик антенн зачастую приводит к противоречивым требованиям, их расчет должен производиться в заранее заданных допустимых границах. Рекомендуется выбирать диапазон изменения электрических параметров, равный $\pm 20\%$ от целевого значения.

После определения геометрии узла возбуждения следует провести расчет его основных характеристик, таких как пространственные ДН (рис. 3.6), S -параметры и КУ в заданном диапазоне частот (рис. 3.7).

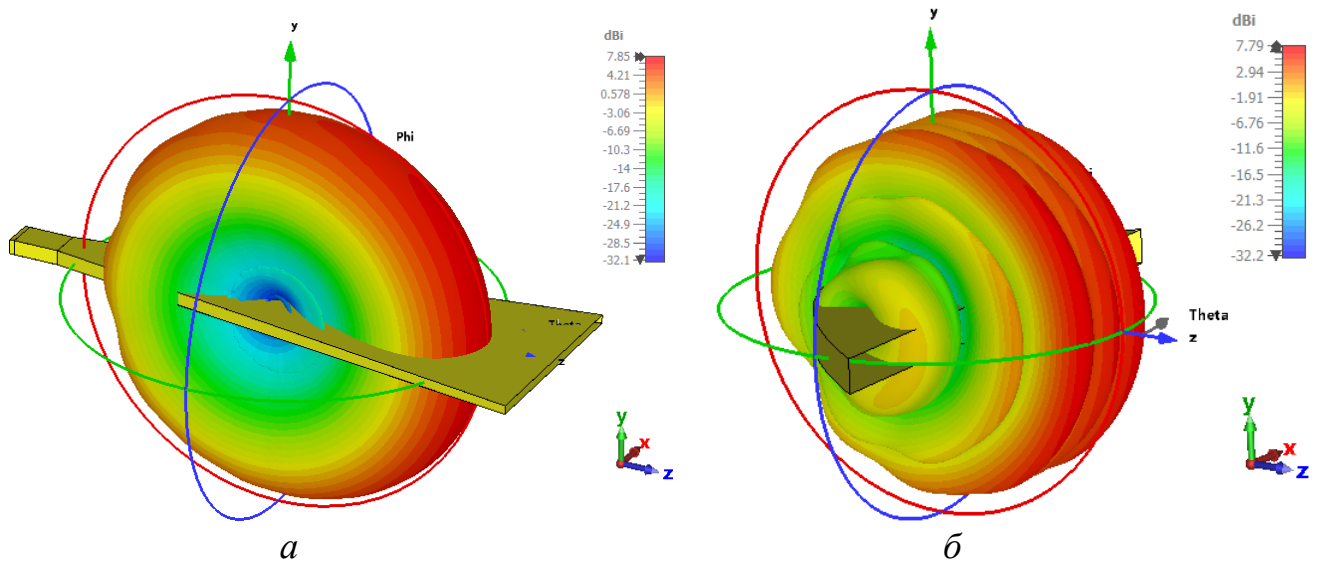


Рис. 3.6. Пространственные ДН H -плоскостного секториального рупора (а) и плоского параболического рефлектора со штырем (б)

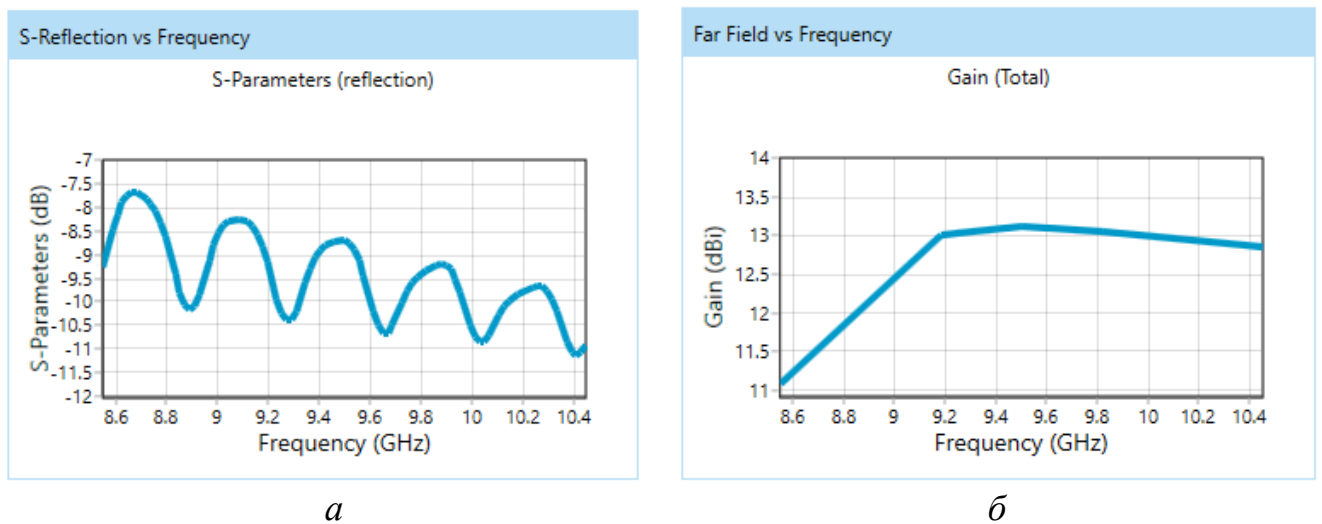


Рис. 3.7. S -параметры (а) и КУ (б) спроектированного узла возбуждения на основе H -плоскостного секториального рупора в зависимости от рабочей частоты

Спроектированные при помощи программного средства Antenna Magus модели узлов возбуждения впоследствии могут быть экспортированы в различные

САЕ- и САD-системы, включая широко распространенные электродинамические симуляторы CST Studio Suite и FEKO.

На *четвертом этапе* проектирования производится выбор геометрических параметров гребенчатой решетки. Число элементов решетки N (канавок гребенки) рекомендуется определять с учетом условия обеспечения в заданном угловом секторе качания луча Θ_C необходимой ширины главного лепестка ДН $\Delta\Theta_{0,5}$, измеряемой в радианах [1]:

$$N \geq 0,89 \frac{1 + \sin \Theta_C}{\Delta\Theta_{0,5} \cdot \cos \Theta_C}. \quad (3.1)$$

Величину пространственного периода гребенки d (шага следования канавок) следует выбирать исходя из среднего значения частотного параметра κ_0 для требуемого сектора сканирования и излучаемой длины волны λ , то есть $d = \kappa_0 \lambda$. При выборе шага расположения канавок d необходимо также учитывать условие отсутствия побочного главного максимума ДН:

$$d < \frac{\lambda_0}{1 + \sin \Theta_m}. \quad (3.2)$$

При одностороннем способе возбуждения следует избегать выбора шага d строго кратному λ , поскольку такая антенна будет иметь низкую эффективность преобразования поверхностной волны в объемную по причине дифракции Брэгга.

Для обеспечения одномодового режима канавок и высокой избирательности по типу поляризации (кросс-поляризационной развязки) при излучении волны линейной H -поляризации (рис. 3.1) ширина канавок не должна превышать $\lambda_{\min}/2$, где λ_{\min} – минимальная длина излучаемой волны [7]. Учитывая, что $\lambda_{\min} = d/\kappa_{\max}$, то для указанных выше параметров ширину канавок следует выбрать меньше, чем $0,61d$. В общем случае рекомендуется выбирать $a = 0,5d$.

На практике глубину канавок часто выбирают близкой к $0,25 \cdot \lambda_0$ [74,75]. Однако оценить резонансную глубину канавок, которая способствует достижению максимальной амплитуды излучаемой электромагнитной волны,

целесообразно по приближенной формуле, не учитывающей влияние диэлектрического слоя, накрывающего ДР [40]:

$$h_{\text{рез}} = (2p + 1) \frac{\lambda}{4} + a \frac{2}{\pi} \ln \left[\sin \left(\frac{\pi a}{2d} \right) \right], \quad (3.3)$$

где $p = 0, 1, 2, \dots$. Тогда, полагая в соответствии с [20,74], что канавки гребенчатой ДР являются нерезонансными во всем частотном диапазоне сканирования, их глубину необходимо выбрать несколько меньше $h_{\text{рез}}$, найденной для минимальной длины волны λ_{min} . Применительно к указанным выше параметрам глубина канавок h не должна превышать значения $0,2d$.

В рамках *пятого этапа* производится реализация необходимого амплитудного распределения на излучающем раскрыве и расчет основных электрических параметров с учетом направленности в H -плоскости. Для выравнивания (изначально экспоненциально спадающего) амплитудного распределения на излучающем раскрыве, увеличения КИП и КПД антенны, а также снижения дефокусировки главного лепестка ДН и УБЛ следует обеспечить изменяющуюся в продольном направлении степень связи излучающих канавок с линией распространения поверхностной волны.

Вариацию коэффициента связи канавок с полем поверхностной волны ПДВ можно осуществить путем изменения в направлении вытекания волны глубины канавок h [24,26,37,75,89] и прицельного расстояния r [10,46,85,86].

Модифицированная численно-аналитическая модель, описанная в главе 2, позволяет выполнять расчет основных электрических характеристик и АФР на излучающем раскрыве с канавками (рис. 2.1), глубина и шаг расположения которых меняется по любому заранее predetermined или найденному в ходе численной оптимизации закону.

Методика энергетического расчета, представленная в главе 2, дополняет модифицированную численно-аналитическую модель и позволяет определить закон изменения прицельного расстояния вдоль излучающего раскрыва (рис. 2.4), обеспечивающий заданное амплитудное распределение.

Предложенные математические модели анализа и синтеза представляют широкие возможности по автоматизации проектирования и применению алгоритмов численной оптимизации. Значительное количество выходных параметров позволяет формировать целевую функцию сложного вида, учитывающую не только КПД, КНД и КИП, но и форму ДН, максимальный УБЛ, КСВ.

На *шестом этапе* осуществляется имитационное моделирование рассчитанного прототипа антенны в электродинамическом симуляторе. При необходимости проводится корректировка фазовых искажений. Для этого может быть использована методика подбора периодов гребенки на основе измерений фазового распределения поля [26,90], изложенная в главе 2 настоящей работы.

Имитационное моделирование АВВДТ с неравномерным профилем в ряде случаев целесообразно совместить с численной оптимизацией по какому-либо конструктивному параметру антенны при помощи графических ускорителей. При этом расчеты, проведенные в рамках второго-пятого этапов настоящей методики, позволяют сократить время такой оптимизации.

Представленная методика проектирования гребенчатых АВВДТ с неравномерным профилем применима к коротковолновой части СВЧ и длинноволновой части КВЧ диапазонов.

3.2. Исследование модифицированной численно-аналитической модели для автоматизированного расчета антенн вытекающей волны на основе гребенчатых решеток и определение ее ограничений

Модифицированная численно-аналитическая модель и дополняющие ее методики анализа и синтеза АВВДТ с неравномерным профилем не учитывают возможные условия неоптимального возбуждения ПДВ, потери мощности в материалах (за исключением методики энергетического расчета) и конечные размеры антенного полотна. В открытых литературных источниках к настоящему времени также отсутствуют математически строгие или экспериментальные данные о влиянии условий несовершенного возбуждения ПДВ и ограниченности его продольного и

поперечного размеров на электрические характеристики АВВДТ с неравномерным профилем, спроектированных на основе гребенчатых решеток. Следовательно, представляется целесообразным более полно исследовать ограничения предложенной математической модели. Для этого в настоящем разделе работы для трех образцов гребенчатых АВВДТ предполагается сравнить результаты расчета основных электрических характеристик, полученные при помощи модифицированной численно-аналитической модели из главы 2 с результатами имитационного моделирования во временной области, выполненного в симуляторе CST Studio Suite с академической лицензией.

В качестве первого исследуемого прототипа АВВДТ рассмотрим эквидистантную гребенчатую решетку, содержащую 30 канавок одинаковой ширины и оптимизированную по критериям численного минимума УБЛ и максимума КПД (80% и более) с помощью модифицированной электродинамической модели. Расстояние между соседними канавками d соизмеримо с длиной волны и составляет $0,753\lambda$, что при $\lambda = 10$ мм соответствует рабочей частоте 22,6 ГГц. В этом случае для достижения максимальной излучательной способности металлической гребенки ширину канавок следует выбрать равной $0,3d$. Пусть глубина канавок (мм) изменяется в направлении вытекания поверхностной волны по полиномиальному закону (рис. 3.8, *a*) с учетом найденных в результате решения задачи оптимизации параметров аппроксимации [58]:

$$h_k = \left[0,640 - 0,397 \cdot (k/N) + 0,826 \cdot (k/N)^2 - 0,469 \cdot (k/N)^3 - 1,161 \cdot (k/N)^4 \right] \cdot d, \quad (3.4)$$

где N – число канавок ДР; k – порядковый номер канавки.

Толщина ПДВ антенны составляет $0,4d$, что удовлетворяет критерию «прозрачности» диэлектрического слоя $\lambda / (2\sqrt{\epsilon_r})$ [74]. Ширина ПДВ для среды имитационного моделирования первоначально выбрана равной 3λ . Прицельное расстояние примем равным нулю ($r = 0$), что соответствует случаю, когда основание диэлектрического волновода будет непосредственно контактировать с ламелями ДР.

Расчеты показывают, что профилирование отражательной гребенчатой ДР по полиномиальному закону (3.4) позволяет обеспечить максимальный УБЛ «минус» 19,9 дБ с полной эффективностью излучения антенны – 65,5%. КИП антенны составляет 81,87%, а КПД при этом достигает 80%. Ширина ДН в вертикальной (E -) плоскости по уровню «минус» 3 дБ равна $2,7^\circ$, направление максимального излучения $\Theta_m = 0,5^\circ$ (рис. 3.8, б).

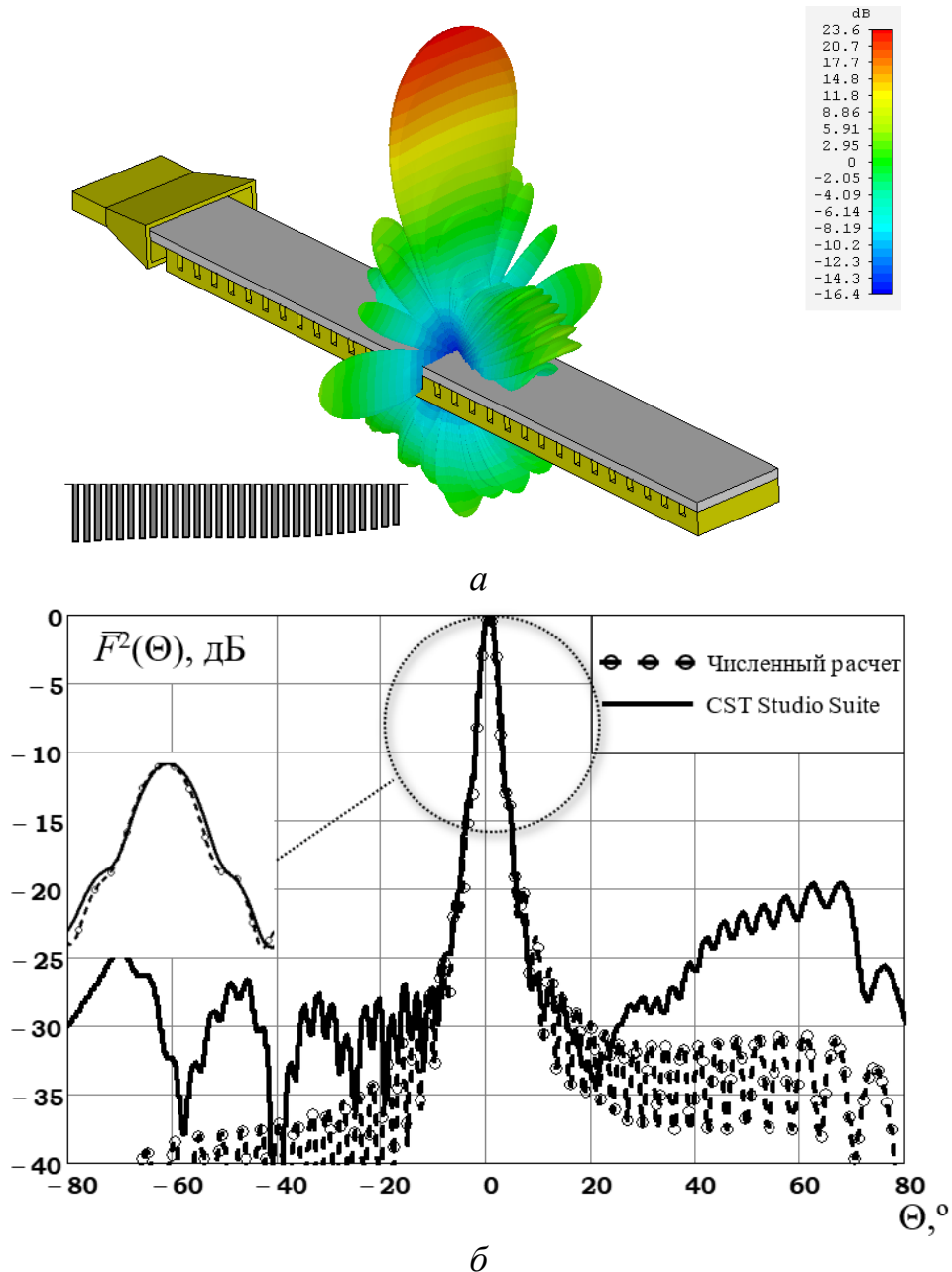


Рис. 3.8. Диаграмма направленности АВВДТ с полотном из 30 канавок, на частоте 22,6 ГГц: a – объемное представление; b – результаты расчета и имитационного моделирования в вертикальной (E -) плоскости

Рассчитанное нормированное амплитудное распределение в раскрыве исследуемой антенны представлено на рис. 3.9, *а*. Изображенная форма линейно убывающего амплитудного распределения не является оптимальной с позиции обеспечения малого УБЛ и высокого КИП. По этой причине исследование следующей антенны начнем с оптимизации амплитудного распределения.

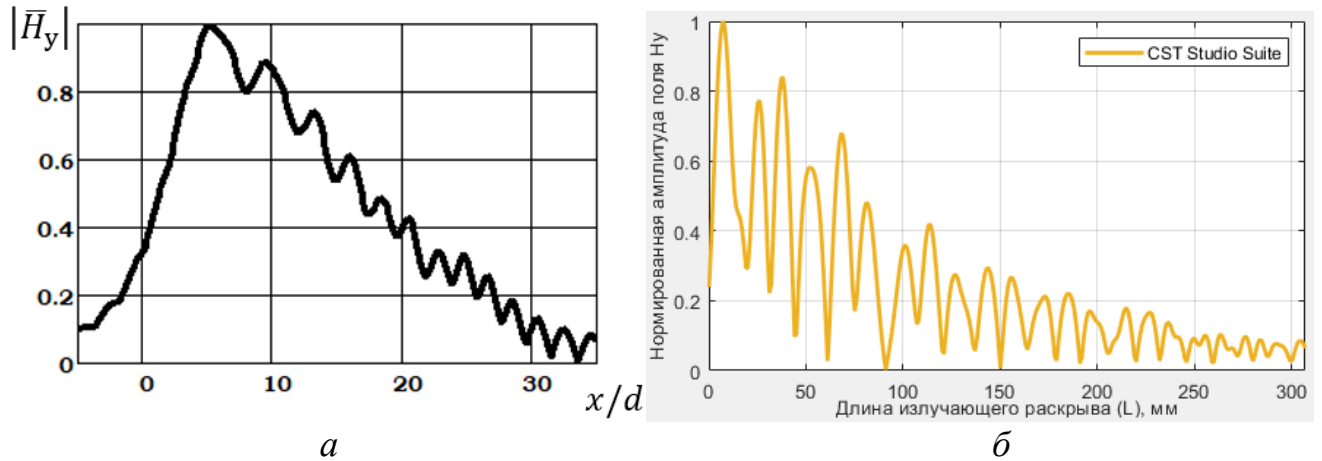


Рис. 3.9. Нормированное амплитудное распределение на частоте 22,6 ГГц:
а – численный расчет; *б* – имитационное моделирование в CST Studio Suite

По результатам имитационного моделирования антенны получены следующие электрические параметры: УБЛ «минус» 12,8 дБ, КУ – 23,6 дБ, КПД равен 60%, КСВН – 3,7. Ширина ДН в вертикальной плоскости по уровню «минус» 3 дБ равна $2,9^\circ$, направление максимального излучения $\Theta_m = 0,6^\circ$ (рис. 3.8). Из полученных данных следует, что рассчитанный УБЛ оказался ниже на «минус» 7,06 дБ, чем полученный в ходе моделирования. Ширина ДН по уровню «минус» 3 дБ и направление максимального излучения отличаются от полученных при помощи численного расчета на десятые доли градуса. Сравнение амплитудных распределений (рис. 3.9) показывает, что по результатам моделирования характер распределения также является убывающим, но по закону близкому к экспоненциальному.

Сопоставляя между собой полученные в ходе экспериментальных исследований графические зависимости (рис. 3.8, *б*), можно выявить имеющиеся различия в формах ДН. Результаты моделирования демонстрируют «заплывание»

минимумов излучения на ДН с одновременным возрастанием УБЛ. Подобные искажения формы ДН, по-видимому, являются признаком наличия фазовых ошибок близких к квадратичным [77,78,91] и не учитываемых в модифицированной численно-аналитической модели. Возникающие фазовые искажения вызваны неоптимальностью рупорного устройства возбуждения и нарушениями линейного закона изменения фазы вследствие проявления электромагнитных свойств материалов и ограниченности размеров антенного полотна. Присутствие фазовых ошибок в АВВДТ может быть обнаружено при помощи построения фазового распределения поля. Представленное на рис. 3.10 фазовое распределение показывает, что в раскрыве антенны имеются области с нарушением линейности изменения фазы.

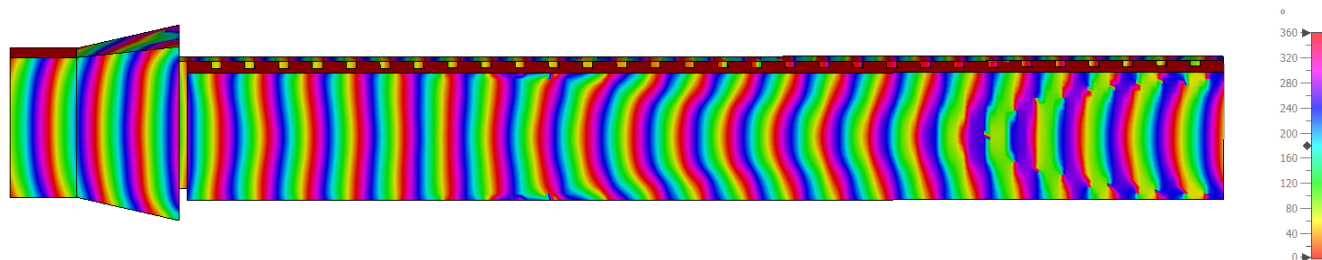


Рис. 3.10. Фазовое распределение в раскрыве антенны на частоте 22,6 ГГц

Заметим, что излучение близкое к нормальному ($\Theta_m \rightarrow 0^\circ$) характеризуется проявлением брэгговского резонанса второго порядка, вследствие которого отражения от основных ламелей и канавок суммируются синфазно. Это подтверждается относительно низким КПД и значительным ростом КСВН. На практике данная проблема может быть решена как применением интерферометрических схем возбуждения [92], так и добавлением в пределах периода d дополнительных канавок [93]. Особенности формирования поперечного излучения в гребенчатых АВВДТ при одностороннем способе возбуждения будут подробно рассмотрены в следующем разделе настоящей главы.

Далее проведем исследование антенны с эквидистантной ДР, состоящей из 30 одинаковых канавок накрытых ПДВ шириной 60 мм ($\sim 4,5\lambda$). АВВДТ оптимизирована по амплитудному распределению поля методом глубинного

профилирования. Показанное на рис. 3.11 амплитудное распределение является близким к оптимальному в отношении КИП или УБЛ, его форма практически симметрична относительно центра гребенки и спадает на краях излучающего раскрыва. Наличие выраженного побочного максимума является следствием задания граничных условий, имитирующих свободное пространство, окружающее антенну на расстоянии $\lambda/4$ относительно центральной частоты [94].

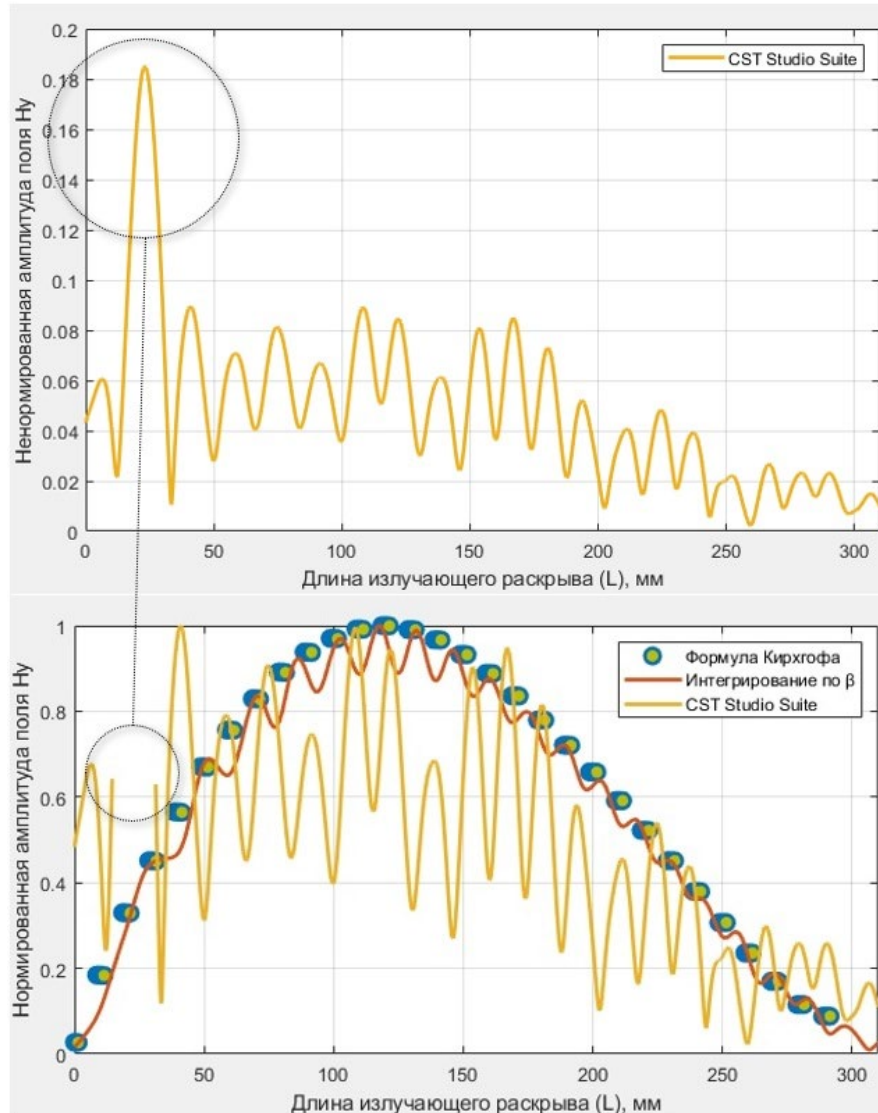


Рис. 3.11. Амплитудное распределение поля на частоте 24 ГГц

Период решетки d составляет $0,8\lambda$, что при $\lambda = 10$ мм соответствует частоте 24 ГГц. Другие параметры антенного полотна аналогичны предыдущему варианту. Глубина канавок (мм) изменяется по полиномиальному закону (рис. 3.12, a) вида:

$$h_k = \left[0,638 - 0,475 \cdot (k/N) + 0,357 \cdot (k/N)^2 - 0,012 \cdot (k/N)^3 - 0,105 \cdot (k/N)^4 \right] \cdot d. \quad (3.5)$$

Проведенные математические расчеты отражательной гребенчатой ДР, синтезированной по полиномиальному закону (3.5), показывают, что максимальный УБЛ составляет «минус» 25,85 дБ, полная эффективность излучения антенны равна 64,6%. КИП близок к 66%, а КПД достигает 97,9%. Ширина ДН в вертикальной (E -) плоскости по уровню «минус» 3 дБ равна $3,2^\circ$, направление максимального излучения $\Theta_m = 4,5^\circ$ (рис. 3.13, б).

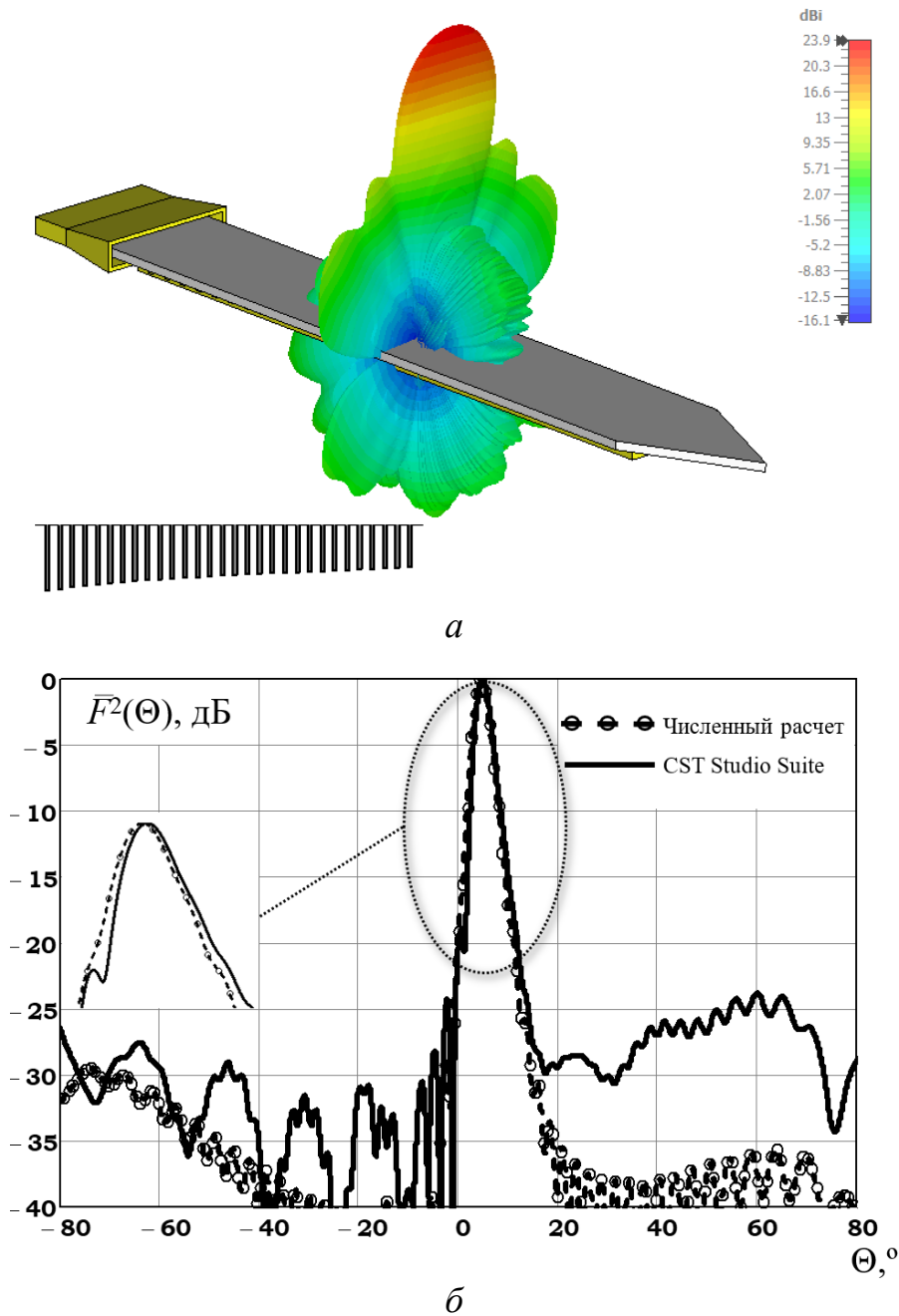


Рис. 3.12. Диаграмма направленности АВВДТ с полотном из 30 канавок, на частоте 24 ГГц: a – объемное представление; b – результаты расчета и имитационного моделирования в вертикальной (E -) плоскости

По результатам полноволнового моделирования антенны были получены следующие электрические характеристики: УБЛ «минус» 18,9 дБ, КУ – 23,9 дБ, КПД составляет 79%, КСВН – 2,1. Ширина ДН в вертикальной (E -) плоскости по уровню «минус» 3 дБ равна $3,3^\circ$, направление максимального излучения $\Theta_m = 5,4^\circ$ (рис. 3.12, б). Рассчитанное значение УБЛ оказалось ниже на «минус» 6,9 дБ, чем полученное в результате моделирования за счет расщепления главного лепестка ДН (рис. 3.12, б). Ширина ДН, измеренная по уровню «минус» 3 дБ, отличается от полученной путем численного расчета в пределах одного градуса.

Сравнение кривых, представленных на рис. 3.12, б показывает, что при экспоненциально убывающем к краям амплитудном распределении, близком к косинусоидальному, отмечается незначительное (на $1,1^\circ$) смещение максимума ДН относительно плоскости раскрыва. Это, предположительно, является признаком наличия линейных фазовых искажений. Однако такое изменение ДН менее значительно, чем при неоптимизированном (линейно убывающем) амплитудном распределении (рис. 3.9), реализованном в первом исследуемом варианте АВВДТ с неравномерным профилем. Из рис. 3.13 видно, что фазовое распределение поля на каждом из периодов решетки преимущественно изменяется по закону близкому к линейному, однако имеются участки с незначительным нарушением линейности фазового распределения.

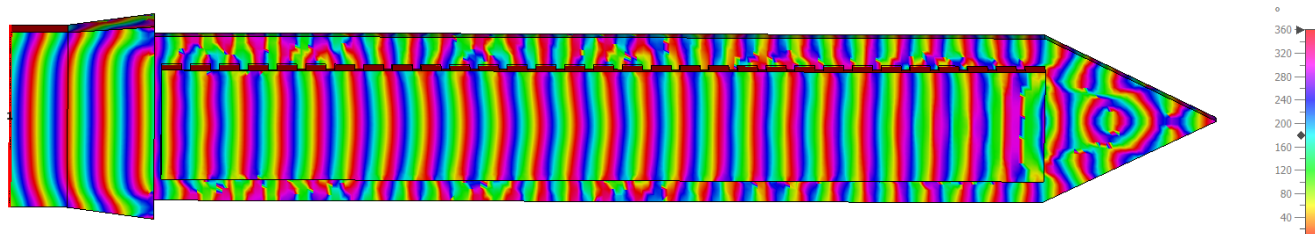


Рис. 3.13. Фазовое распределение в раскрыве антенны на частоте 24 ГГц

Образование добавочного фона бокового излучения, проявляющегося в виде дополнительного бокового лепестка в области максимума ДН (рис. 3.12, б), можно объяснить как наличием фазовых ошибок, так и конечной длиной ПДВ, вызывающей отражение части поверхностной волны в обратном направлении.

Последним исследуемым вариантом АВВДТ с неравномерным профилем является эквидистантная гребенчатая решетка из 40 канавок одинаковой ширины, оптимизированная по максимуму КУ и полной эффективности (80% и более). Шаг следования канавок d для данной антенны составляет $0,743\lambda$, что при $\lambda = 10$ мм соответствует рабочей частоте 22,3 ГГц. Ширина канавок гребенчатой ДР выбрана равной $0,7d$. Глубина канавок (мм) изменяется в направлении вытекания поверхностной волны по полиномиальному закону (рис. 3.14, *a*) с учетом найденных в результате решения задачи оптимизации параметров аппроксимации [58]:

$$h_k = \left[0,076 - 0,219 \cdot (k/N) + 0,643 \cdot (k/N)^2 - 0,314 \cdot (k/N)^3 - 0,131 \cdot (k/N)^4 \right] \cdot d, \quad (3.6)$$

где N – число канавок ДР; k – порядковый номер канавки. Толщина ПДВ составляет $0,5d$. При таком законе профилирования ДР глубина канавок $h_k \ll \lambda$. Ширина ПДВ для среды имитационного моделирования выбрана равной 3λ . Величина зазора между ДР и ПДВ, как и в предыдущих образцах АВВДТ с неравномерным профилем, выбрана равной нулю ($r = 0$).

Расчеты отражательной гребенчатой ДР, профилированной в соответствии с полиномиальным законом (3.6), демонстрируют, что максимальный УБЛ составляет «минус» 14,8 дБ, полная эффективность излучения антенны равна 82,5%. КИП близок к 93%, а КПД достигает 88,9%. Ширина ДН в вертикальной (E -) плоскости по уровню «минус» 3 дБ равна $1,84^\circ$, направление максимального излучения $\Theta_m = 5,3^\circ$ (рис. 3.14, *b*).

Посредством имитационного моделирования дифракционной антенны были получены следующие значения: УБЛ «минус» 14,7 дБ, КУ – 28,3 дБ, КПД – 86%, КСВН – 1,5. Ширина ДН в вертикальной (E -) плоскости по уровню «минус» 3 дБ равна $1,8^\circ$, направление максимального излучения $\Theta_m = 5,5^\circ$ (рис. 3.14). Ширина ДН по уровню «минус» 3 дБ и направление максимального излучения отличаются от полученных при помощи численных расчетов на десятые и сотые доли градуса.

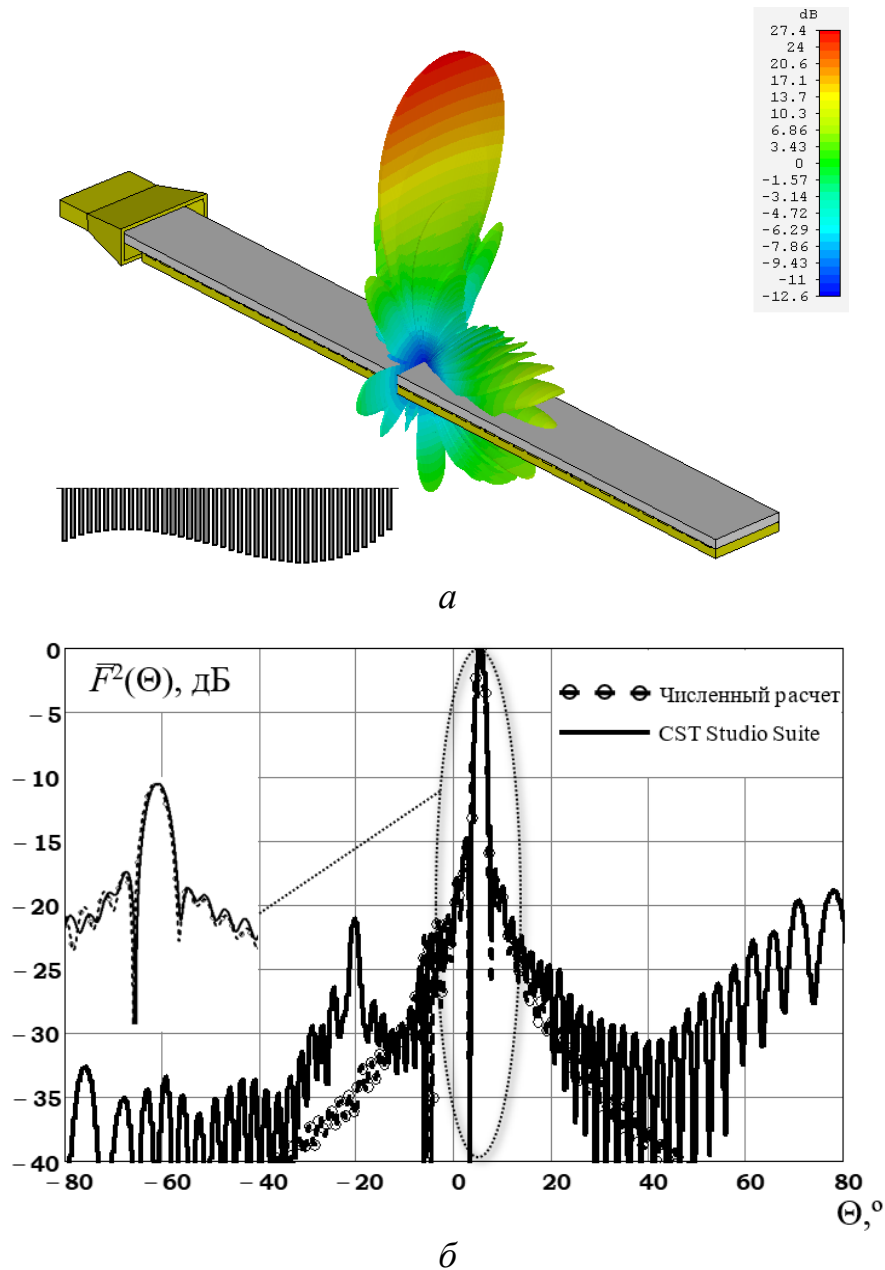


Рис. 3.14. Диаграмма направленности АВВДТ с полотном из 40 канавок, на частоте 22,3 ГГц: *а* – объемное представление; *б* – результаты расчета и имитационного моделирования в вертикальной (*E*-) плоскости

Рассчитанное нормированное амплитудное распределение в раскрыве дифракционной антенны изображено на рис. 3.15, *а*. Его форма не имеет строгой симметрии относительно центра гребенки, но сохраняет тенденцию к «плавному» снижению на краях излучающего раскрыва. Корректность расчета амплитудного распределения подтверждается результатами электродинамического моделирования (рис. 3.15, *б*).

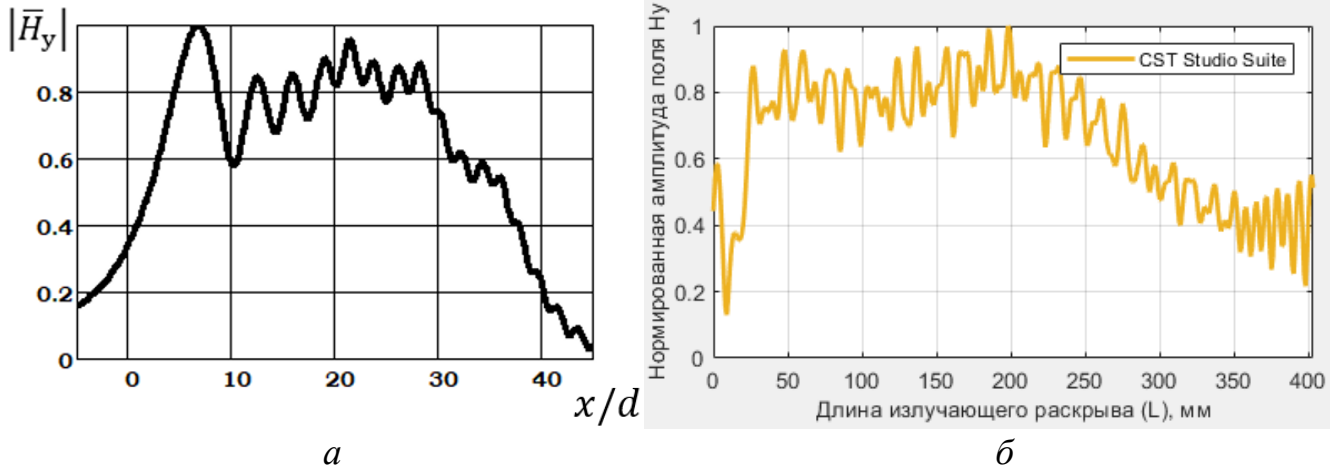


Рис. 3.15. Нормированное амплитудное распределение на частоте 22,3 ГГц: *a* – численный расчет; *б* – имитационное моделирование в CST Studio Suite

Анализ представленных графических зависимостей (рис. 3.14, *б*) свидетельствует о достаточно точном соответствии результатов расчета ДН в области главного лепестка с результатами имитационного моделирования. Так, для исследуемой АВВДТ рассчитанный УБЛ оказался ниже на «минус» 0,2 дБ, чем полученный при помощи электродинамического анализа. Однако слева от главного лепестка ДН в направлении $\Theta = 21^\circ$ наблюдается выраженный «вторичный» максимум (рис. 3.14, *б*). Его появление обусловлено интерференцией полей от отдельных участков раскрыва из-за резкого изменения фазы поля вблизи центра решетки (рис. 3.16).

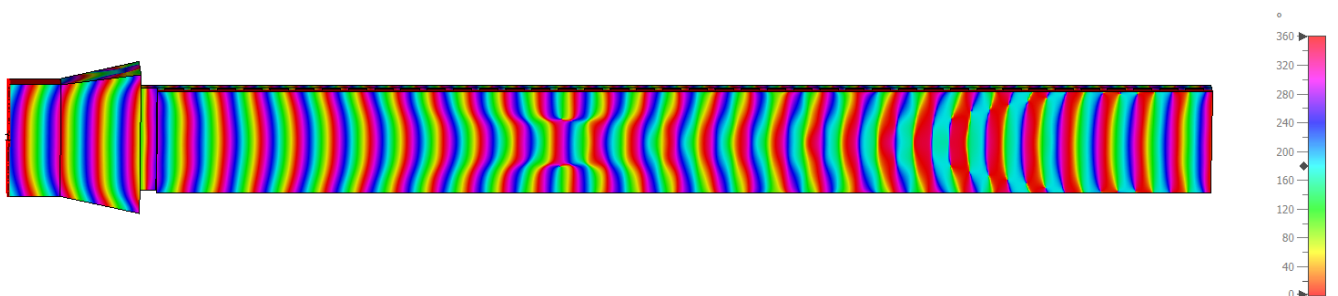


Рис. 3.16. Фазовое распределение в раскрыве антенны на частоте 22,3 ГГц

Обнаруженные фазовые искажения, по-видимому, вызваны значительной вариацией профиля гребенки (рис. 3.14, *a*) и проявлениями сильной связи диэлектрического волновода с гребенчатой решеткой за счет нулевого

прицельного расстояния. Справедливо предположить, что при практической реализации такой антенны эффективность отбора мощности на излучение может значительно уменьшаться. Вместе с тем обнаружить рост УБЛ по результатам имитационного моделирования стало возможным лишь при значительном сокращении величины шага дискретизации значений ДН. Поэтому при практической реализации такой АВВДТ следует ожидать некоторое уменьшение КНД за счет увеличения доли мощности излучения, приходящейся на боковые лепестки, то есть из-за роста коэффициента рассеяния.

Таким образом, по результатам исследования трех образцов антенн на основе гребенчатых решеток модифицированная численно-аналитическая модель демонстрирует удовлетворительную точность расчетов основных электрических характеристик в сравнении с методом электродинамического моделирования во временной области. Однако модель не учитывает эффекты, связанные с конечными размерами распределительно-излучающей системы АВВДТ в направлении регулярности канавок, потери мощности в материалах ПДВ (за исключением энергетического метода расчета) и ДР, а также предполагает идеальные условия возбуждения раскрыва. Несмотря на имеющиеся ограничения, предложенная модель позволяет достаточно быстро выполнить достоверный анализ диэлектрических гребенчатых АВВДТ с произвольной конфигурацией излучающего раскрыва.

3.3. Формирование поперечного излучения в антеннах вытекающей волны дифракционного типа на основе гребенчатой решетки при одностороннем способе возбуждения

Известно [77], что для линейной антенны ширина луча тем уже, чем больше длина антенны L/λ и чем ближе максимум излучения к направлению нормали $\Theta_m = 0$. Однако формирование излучения по нормали в АВВДТ при одностороннем способе возбуждения сопряжено со значительным ростом

коэффициента отражения поверхностной волны от гребенчатой решетки, обусловленного проявлением резонанса Брэгга второго порядка. Следствием этого является увеличение КСВ (до 3-5) и снижение КПД (до 50-60%). Вместе с тем режим работы АВВДТ с поперечным излучением в ряде случаев является предпочтительным, например, в антеннах с фиксированным направлением излучения при реализации радиорелейных линий связи, радиолучевых периметральных охранных систем, в антеннах со сканированием ДН – для устранения разрыва сектора сканирования при излучении по нормали к раскрыву [93].

Для устранения (ослабления) дифракции Брэгга (эффекта нормали) существует несколько способов применительно к периодическим АВВДТ с односторонним возбуждением распределительно-излучающей системы. Первый способ ослабления эффекта нормали заключается в устранении строгой периодичности распределительно-излучающей системы АВВДТ за счет продольной вариации ключевого геометрического параметра неоднородности [24,81].

Другой способ повышения КПД (излучательной способности) дифракционной антенны при одностороннем возбуждении основан на разбиении (фрагментации) решетки неоднородностей на идентичные подрешетки и численной оптимизации расстояния между ними [46].

Третий способ, применимый к периодическим АВВДТ на базе интегрированных в подложку волновода (SIW) и полумодового волновода (HMSIW), заключается в использовании композитных право- и левосторонних структур с последующей оптимизацией дисперсионной характеристики ячейки, например, в виде двойного комплементарного кольцевого резонатора с прорезью [95], в пределах периода по частотным характеристикам.

При четвертом способе *на расстоянии четверти длины волны в линии передачи от основной неоднородности периода решетки реализуется дополнительная неоднородность*, как правило, эквивалентная по размерам основной [16,45,96]. Вследствие этого в режиме брэгговской дифракции волны,

отраженные от ДР основных и системы дополнительных неоднородностей, оказываются противофазными и частично или полностью компенсируют друг друга. В результате излучательная способность АВВДТ в направлении нормали к излучающему раскрыву может существенно возрастать.

Из теории и практики периодических АВВДТ известно [7,45,96], что наиболее эффективное излучение вертикально-поляризованных радиоволн обеспечивается расположенным в горизонтальной плоскости раскрывом с канавками шириной меньше половины длины замедленной волны E -типа ($\lambda_{\text{ПДВ}}/2$), поддерживаемой ПДВ и возбуждающей решетку. Если предположить, что ширина основной канавки меньше $\lambda_{\text{ПДВ}}/4$, то тогда в пределах периода на расстоянии $\lambda_{\text{ПДВ}}/4$ от основной канавки можно разместить дополнительную канавку (рис. 3.17), идентичную по форме основной канавке.

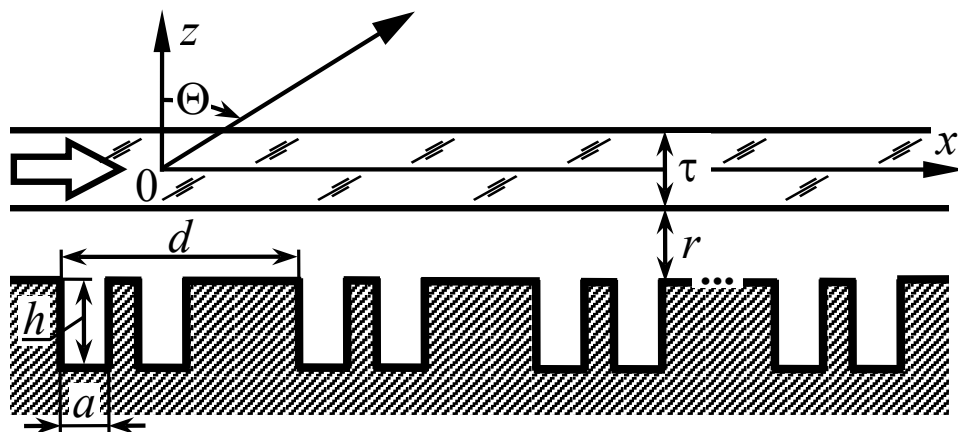


Рис. 3.17. Пример размещения дополнительной канавки на периоде решетки

Направление максимального излучения (1.1) может быть выражено через соотношение между λ_0 и $\lambda_{\text{ПДВ}}$ как

$$\sin \Theta_m = \frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{ПДВ}}} + n \cdot \frac{\lambda_0}{d},$$

где n – порядок пространственной гармоники дифракционного спектра ($n = -1$ соответствует наиболее интенсивной гармонике (-1) -го порядка, распространяющейся в направлении противоположном вытеканию поверхностной волны). Тогда длину замедленной волны возбуждения $\lambda_{\text{ПДВ}}$ можно оценить на основе численного моделирования величиной периода решетки, при котором

исходная конфигурация раскрыва (рис. 2.1) обеспечивает излучение строго в поперечном направлении ($\Theta_m = 0$). Для численного моделирования АВВДТ была использована описанная в главе 2 модифицированная численно-аналитическая модель.

Пусть в качестве материала ПДВ использован полистирол с $\varepsilon_r = 2,56$. Ширина канавок гребенки взята равной $a = 0,2d$. Глубину канавок исходной конфигурации излучающего раскрыва (рис. 2.1) целесообразно оценить согласно (3.2). Так, если $a = 0,2d$, $d \approx \lambda_0$, то $h \leq 0,18\lambda_0$, например, $h = 0,16\lambda_0$.

Полагая, что при неоптимизированном экспоненциальном амплитудном распределении в раскрыве АВВДТ ширина ДН составляет порядка 3-4°, тогда число основных канавок гребенчатой решетки (3.1) не должно превышать двадцати ($N = 20$).

Отношение периода решетки к длине волны (d/λ_0) при излучении на (-1)-й пространственной гармонике примем равным 0,8. Используя описанную в главе 2 математическую модель, рассчитаем ДН антенны и ее вторичные электрические параметры для разных значений толщины ПДВ и расстояния между волноводом и решеткой. Значения параметров раскрыва, обеспечивающие близкий к максимальному КПД: $\tau = 0,22d$, $r = 0,4\lambda_0$. На рис. 3.18 приведена расчетная нормированная ДН (в логарифмическом масштабе) АВВДТ применительно к указанным выше параметрам ПДВ и ДР.

Анализ ДН позволяет определить КПД 98,3% и вторичные электрические параметры АВВДТ: $\Theta_m = -8,2^\circ$, $2\Theta_{0,5} = 3,8^\circ$, УБЛ «минус» 14,8 дБ. Эффективность излучения составляет при этом $\mathcal{E}_{\text{ФФ}} = 67,3\%$. Относительно небольшая эффективность обусловлена недостаточной величиной КИП раскрыва, составляющего 0,68. Это связано с формой амплитудного распределения в раскрыве, не оптимальной в отношении КИП.

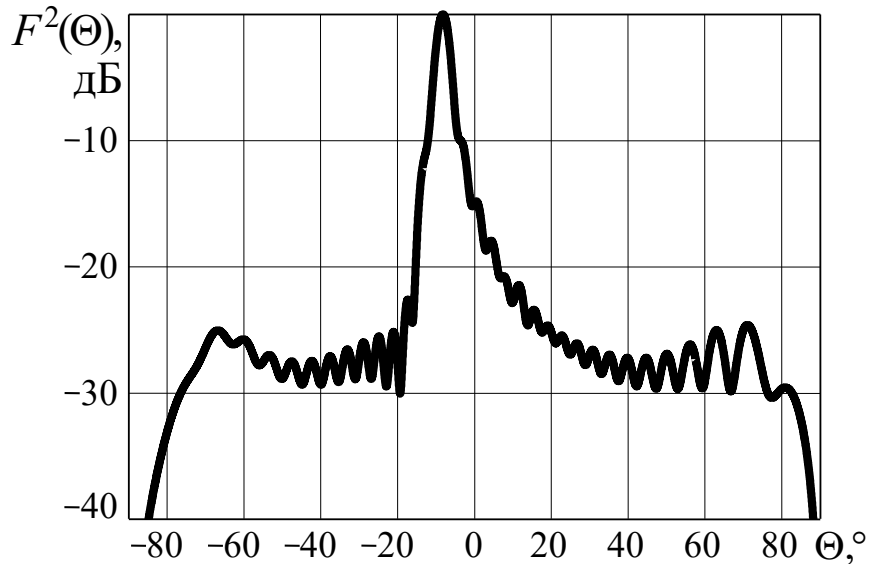


Рис. 3.18. ДН антенны с исходной конфигурацией раскрыва при $d = 0,8\lambda_0$

В рамках исследования будем полагать, что коррекция формы амплитудного распределения является второстепенной задачей, и акцентируем внимание на КПД, который в режиме наклонного излучения составил достаточно большую величину 98,3%. Коэффициент отражения волны возбуждения R_{\leftarrow} от ДР при этом менее 1%.

Далее последовательно увеличим значение периода гребенчатой ДР до величины, при которой максимум ДН совпадет с направлением поперечного излучения ($\Theta_m = 0$). Для указанных выше параметров геометрии раскрыва период оказался равным $d = 0,9\lambda_0$. На рис. 3.19 приведена расчетная ДН антенны в режиме поперечного излучения с исходной (немодифицированной) конфигурацией раскрыва.

Анализ ДН, изображенной на рис. 3.19, свидетельствует о том, что в режиме поперечного излучения амплитудное распределение в раскрыве приблизилось к равномерному. Действительно, расчетное значение КИП равно 0,92, максимальный уровень боковых лепестков составил «минус» 13,4 дБ, ширина ДН уменьшилась до $2\Theta_{0,5} = 2,9^\circ$. КПД антенны достигает всего 20,6% за счет значительного отражения – $R_{\leftarrow} = 69,2\%$.

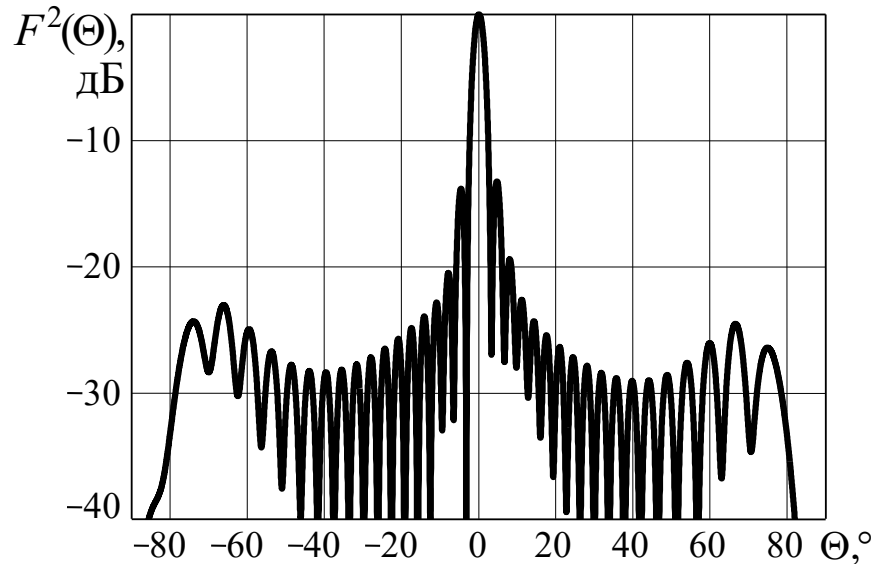


Рис. 3.19. ДН антенны с исходной конфигурацией раскрыва при $d = 0,9\lambda_0$

Модификация конфигурации излучающего раскрыва исследуемой АВВДТ за счет введения на периоде дополнительной канавки (в пределах раскрыва двадцати дополнительных канавок), смещенной относительно основной канавки на $\lambda_{\text{пдв}}/4$, приводит к увеличению КПД. Однако моделирование антенны с модифицированным раскрывом свидетельствует о том, что в случае идентичности дополнительных канавок основным канавкам по ширине и глубине эффект увеличения излучательной способности (устранения дифракции Брэгга) оказывается не столь значительным. Действительно, если глубина и ширина дополнительных канавок в точности равны размерам основных канавок решетки, то КПД АВВДТ составляет 76,5%. Такая величина КПД превосходит КПД антенны без дополнительных канавок в 3,7 раза (на 55,9 %), но он все же меньше величины, соответствующей режиму наклонного излучения, практически в 1,3 раза (на 21,8 %). Очевидно, это связано с тем, что дополнительные и основные канавки, размещенные на расстоянии $\lambda_{\text{пдв}}/4$, обладают сильной взаимной электродинамической связью. Это, в свою очередь, приводит к тому, что электрические параметры основной и дополнительной систем неоднородностей оказываются неэквивалентными.

Для уточнения этого обстоятельства и выяснения оптимальных размеров дополнительных канавок выполнено исследование, в ходе которого ДН АВВДТ и

ее показатели фиксировались при изменении глубины дополнительных канавок. В табл. 3.1 приведены основные показатели антенны для разных значений глубины дополнительных канавок $h_{\text{доп}}$ при условии их смещения от основных канавок на $\lambda_{\text{пдв}}/4$.

Таблица 3.1 – Основные электрические характеристики антенны при изменении глубины дополнительных канавок $h_{\text{доп}}$

$h_{\text{доп}}/\lambda_0$	КПД, %	R_{\leftarrow} , %	УБЛ, дБ	КИП	ЭФФ, %
0,08	90,4	7,4	-10,2	0,74	67,1
0,10	98,3	1,0	-15,0	0,64	62,5
0,12	97,1	2,8	-5,9	0,47	45,9
0,14	83,4	17,2	-2,8	0,41	33,6
0,16	76,5	22,3	-8,1	0,57	43,2
0,18	72,8	24,7	-12,7	0,62	44,7

Из табл. 3.1, в частности, следует, что оптимальная глубина дополнительных канавок, расположенных по соседству с основными канавками, составляет $0,1\lambda_0$ или $0,625h$, где h – глубина основных канавок. При этом исследуемая антенна обладает КПД, равным 98,3%. Максимальный УБЛ составляет «минус» 15 дБ, эффективность излучения – 62,5%. Нормированная ДН АВВДТ для указанной глубины дополнительных канавок показана на рис. 3.20.

Для оптимизации конструкции раскрыва антенны в режиме поперечного излучения, видимо, может быть предпринята попытка вариации смещения дополнительной системы канавок относительно основной системы [97].

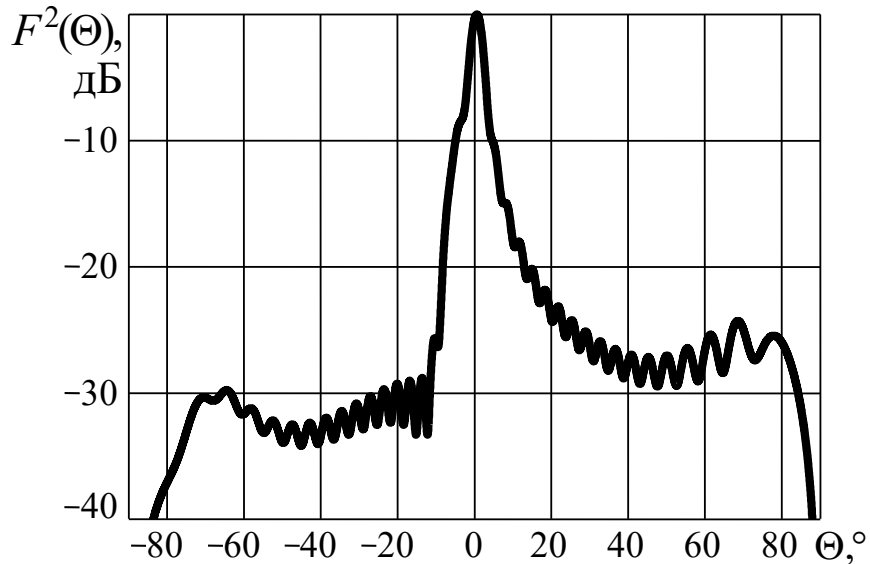


Рис. 3.20. ДН антенны с исходной конфигурацией и $h_{\text{доп}} = 0,625h$

В табл. 3.2 приведены полученные в ходе моделирования основные показатели АВВДТ с системой дополнительных канавок, эквивалентной по размерам основной, но смещенной относительно основной системы на величину $\ell_{\text{доп}}$, несколько бóльшую или меньшую $\lambda_{\text{пдв}}/4$.

Таблица 3.2 – Основные электрические характеристики антенны при изменении смещения дополнительных канавок $\ell_{\text{доп}}$

$\ell_{\text{доп}}/\lambda_0$	КПД, %	R_{\leftarrow} , %	УБЛ, дБ	КИП	Эфф, %
0,24	75,0	24,0	-7,2	0,53	39,7
0,26	76,8	22,1	-8,5	0,57	43,8
0,27	76,5	22,4	-10,8	0,58	44,6
0,28	75,8	23,0	-11,3	0,59	45,0

Из табл. 3.2 следует, что излучательная способность антенны слабо зависит от величины добавочного смещения между системами канавок. В частности, смещение на $0,27\lambda_0$ позволяет увеличить КПД, но всего на 0,3%. Коррекция смещения потенциально может быть использована как дополнительный инструмент для увеличения излучательной способности антенны после оптимизации глубины дополнительных канавок.

В табл. 3.3 представлены полученные основные показатели АВВДТ с системой дополнительных канавок глубиной $0,1\lambda_0$, смещенных относительно основной системы канавок на величину $\ell_{\text{доп}}$.

Таблица 3.3 – Основные электрические характеристики антенны при изменении смещения дополнительных канавок $\ell_{\text{доп}}$ глубиной $0,1\lambda_0$

$\ell_{\text{доп}}/\lambda_0$	КПД, %	R_{\leftarrow} , %	УБЛ, дБ	КИП	$\mathcal{E}_{\text{ФФ}}$, %
0,24	96,5	2,5	-15,3	0,66	63,7
0,26	99,3	0,3	-17,8	0,61	61,0
0,27	99,5	0,2	-17,6	0,59	59,1
0,28	99,0	0,8	-17,4	0,58	57,0
0,29	98,0	1,9	-19,5	0,56	54,8
0,24	96,5	2,5	-15,3	0,66	63,7

Анализ данных из табл. 3.3 показывает, что оптимальное расположение системы дополнительных канавок глубиной $0,1\lambda_0$ относительно периодической ДР основных канавок глубиной $0,16\lambda_0$ составляет величину, равную $0,27\lambda_0$. Соответствующие показатели АВВДТ приведены в табл. 3.3. ДН антенны для $\ell_{\text{доп}} = 0,27\lambda_0$ показана на рис. 3.21.

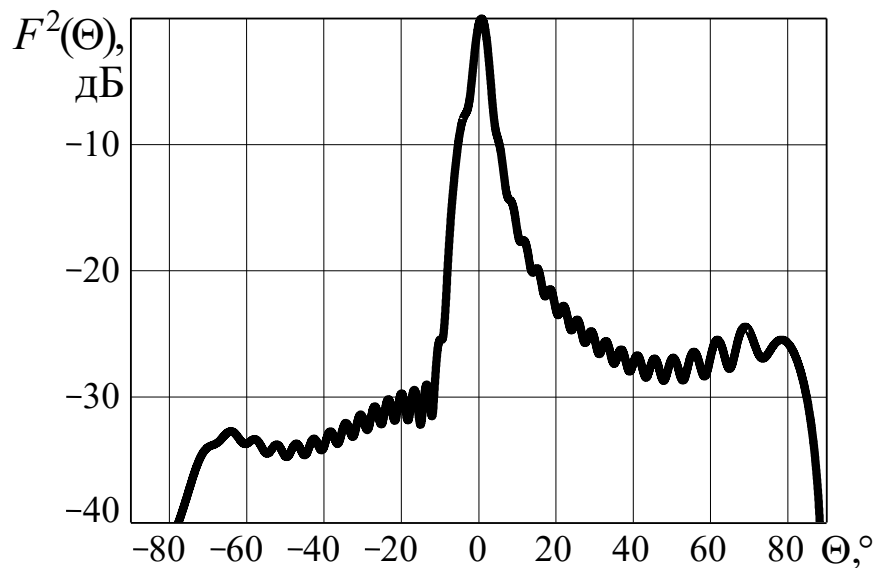


Рис. 3.21. ДН антенны с исходной конфигурацией и $\ell_{\text{доп}} = 0,27\lambda_0$

Сравнение ДН, показанных на рис. 3.20 и 3.21, свидетельствует об их схожести, однако АВВДТ с ДН, приведенной на рис. 3.21, имеет бóльшую на 1,5% излучательную способность (КПД) и меньший на 2,6 дБ УБЛ.

3.4. Расчетная модель для проектирования антенны вытекающей волны дифракционного типа на основе решетки с неэквидистантным расположением металлических лент на периоде

АВВДТ, содержащие ДР в виде тонких металлических лент, нанесенных на слой экранированного диэлектрика, широко используются для создания планарных антенн СВЧ и КВЧ диапазона волн [13,14,16,40,98-101]. Главными достоинствами антенн с ленточными решетками (ЛР) являются небольшие поперечные габаритные размеры, малый вес, простота конструкции и высокая технологичность. Сравнительно небольшая стоимость плоских антенн, созданных на основе ЛР, способствует их широкому распространению в современных системах мобильной связи стандарта 5G и беспроводных сетях типа Wi-Fi [102-104]. Общим недостатком антенн с ЛР является значительный уровень тепловых потерь в диэлектрических материалах, что снижает их КПД. Известно, что ленточные АВВДТ с последовательным питанием имеют более высокий КПД по сравнению с вибраторными микрополосковыми и полосковыми антеннами, в которых реализована параллельная схема питания излучающих элементов [81,105-108].

На сегодняшний день существует достаточно много методов расчета и проектирования АВВДТ на основе ЛР, проверенных на практике. Так, в работе [109] в рамках теории дифракции, основанной на прямых проекционных методах, выполнен электродинамический анализ бесконечной периодической структуры типа «щелевая решетка – воздушный зазор – диэлектрический волновод – воздушный зазор – металлическая гребенка» в режиме преобразования приходящей извне плоской волны линейной H -поляризации в поверхностную волну. В работах [66,110] показано, что для анализа структуры «ленточная-

решетка (ЛР) – плоский диэлектрический волновод (ПДВ) – металлический экран (МЭ)» с одной щелью на периоде (рис. 3.22) может быть использован математический аппарат из [109] при условии замены экранирующей гребенчатой решетки на гладкий МЭ и равенства нулю воздушных зазоров между ЛР и ПДВ, а также ПДВ и гребенчатой решеткой.

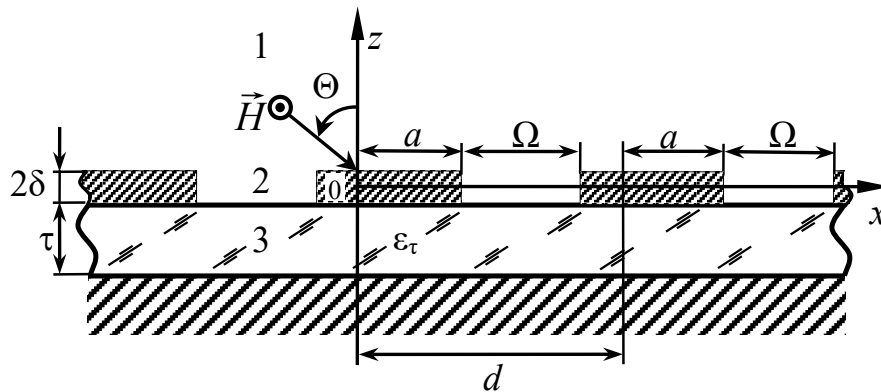


Рис. 3.22. Геометрия структуры «ЛР-ПДВ-МЭ» с одной щелью на периоде

Существующие методы расчета ориентированы преимущественно на анализ эквидистантных ЛР с одной щелью на периоде. Однако известно, что использование на периоде нескольких лент разной ширины позволяет существенно снизить уровень КСВН на входе АВВДТ за счет взаимной компенсации отраженных от них волн в режиме резонанса Брэгга второго порядка. В качестве примера можно привести линейные антенны на основе желобкового волновода с парными лентами конечной длины [111-114].

Результаты исследований [115] демонстрируют возможность по управлению фазовой постоянной и постоянной ослабления поверхностной волны за счет введения дополнительных лент на периоде решетки, а также согласованного изменения их толщины и расстояния между ними. Тем самым обеспечиваются дополнительные степени свободы для снижения УБЛ и улучшения формы ДН. В работе [116] утверждается, что выбором закона изменения ширины каждой из двух лент на периоде можно обеспечить требуемое

амплитудное распределение поля в раскрыве антенны, например n -параметрическое распределение Тейлора [117].

Таким образом, разработка расчетной модели для проектирования АВВДТ на основе ЛР с неэквидистантным расположением металлических лент на периоде представляется весьма актуальной.

Рассмотрим математическую модель дифракции плоской однородной H -поляризованной электромагнитной волны на одномерно-периодичной ЛР, содержащей несколько лент на периоде (рис. 3.23).

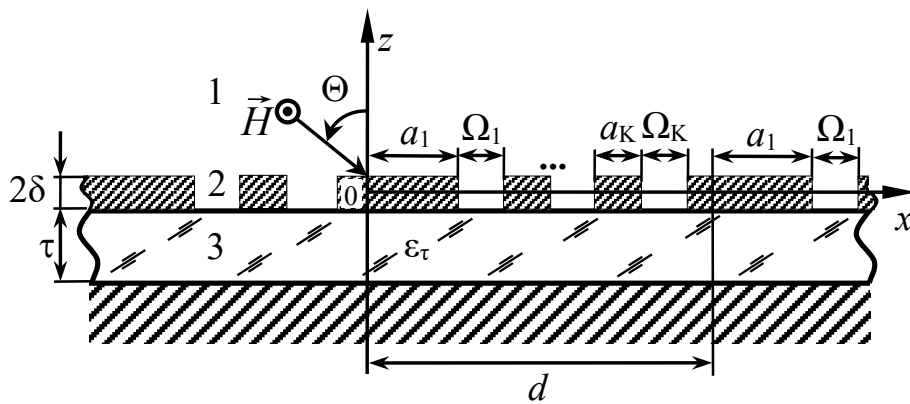


Рис. 3.23. Геометрия структуры «ЛР-ПДВ-МЭ» с несколькими щелями на периоде

Пусть на антенное полотно (рис. 3.23) из верхнего полупространства падает под углом однородная электромагнитная волна единичной амплитуды и H -поляризации с плоским фазовым фронтом. Поле дифракции над структурой вследствие ее периодичности можно представить в виде суммы пространственных гармоник. Тогда полное поле в области над структурой (с учетом поля первичной волны) имеет вид:

$$H_y^{(1)} = \exp[-j\gamma_0(z - \delta)] \cdot \exp(j\beta_0 x) + \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n \cdot \exp[j\gamma_n(z - \delta)] \cdot \exp(j\beta_n x), \quad (3.7)$$

где $\gamma_n = \sqrt{k_0^2 - \beta_n^2}$, $\beta_n = k_0 \sin \Theta + 2\pi \cdot n/d$, $k_0 = 2\pi/\lambda_0$, A_n – амплитуда n -й пространственной гармоники рассеянного поля. Зависимость от времени изменяется по закону $\exp(-j\omega t)$.

Поле в щелях ЛР (область 2) описывается аналогично полю плоского полубесконечного волновода [62]:

$$H_y^{(2)} = \sum_{m=0}^{\infty} \left\{ B_m \cdot \exp[-jq_m^{(k)}(z + \delta)] - C_m \cdot \exp[jq_m^{(k)}(z + \delta)] \right\} \cdot f_m^{(k)}(x), \quad (3.8)$$

где $k = \overline{1, K}$, B_m , C_m – амплитуды волноводных мод, $q_m^{(k)} = \sqrt{k_0^2 - (m\pi/\Omega_k)^2}$, Ω_k – ширина k -й щели, $f_m^{(k)}(x)$ – модальная функция для щелевого зазора в ЛР, обеспечивающая автоматическое выполнение граничных условий на металлических лентах:

$$f_m^{(k)}(x) = \begin{cases} \cos \left[\frac{m\pi}{\Omega_k} \left(x - \sum_{i=1}^k a_i \right) \right], & x \in \left[\sum_{i=1}^k a_i, \sum_{i=1}^k a_i + \Omega_k \right]; \\ 0, & x \notin \left[\sum_{i=1}^k a_i, \sum_{i=1}^k a_i + \Omega_k \right]. \end{cases} \quad (3.9)$$

При наличии в плоскости $z = -\delta - \tau$ идеально проводящего гладкого МЭ H -компоненту в пределах диэлектрического слоя (область 3) удобно представить в виде, позволяющем обеспечить автоматическое равенство нулю касательной компоненты электрического поля:

$$H_y^{(3)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n \cdot \cos[\eta_n(z + \delta + \tau)] \cdot \exp(j\beta_n x), \quad (3.10)$$

где $\eta_n = \sqrt{k_0^2 \cdot \varepsilon_\tau - \beta_n^2}$, F_n – амплитуды гармоник поля внутри ПДВ, τ – толщина ПДВ, ε_τ – его относительная диэлектрическая проницаемость.

Касательные компоненты электрического поля в обозначенных частичных областях могут быть определены в соответствии с уравнениями (2.6).

Условия непрерывности тангенциальных компонент магнитного $H_y^{(p)}$ и электрического $E_x^{(p)}$ полей частичных областей ($p = 1 \dots 3$) на границах раздела ($z = \delta$ и $-\delta$) имеют следующий вид:

$$\begin{cases} \begin{cases} H_y \\ E_x \end{cases}^{(1-\text{пад})} + \begin{cases} H_y \\ E_x \end{cases}^{(1-\text{рас})} = \begin{cases} H_y \\ E_x \end{cases}^{(2,k)}, & z = \delta; \\ \begin{cases} H_y \\ E_x \end{cases}^{(2,k)} = \begin{cases} H_y \\ E_x \end{cases}^{(3)}, & z = -\delta. \end{cases} \quad (3.11)$$

Удовлетворение условиям сопряжения тангенциальных компонент полей $H_y^{(p)}$ и $E_x^{(p)}$ (3.11) приводит к следующей системе функциональных уравнений:

$$\begin{cases} \sum_{n=-\infty}^{\infty} (A_n + \Delta_n^0) \cdot \exp(j\beta_n x) = \sum_{m=0}^{\infty} [B_m \cdot \exp(-2jq_m^{(k)}\delta) + \\ + C_m \cdot \exp(2jq_m^{(k)}\delta)] \cdot f_m^{(k)}(x), \quad k = \overline{1, K}; \end{cases} \quad (3.12)$$

$$\begin{cases} \sum_{n=-\infty}^{\infty} (-A_n + \Delta_n^0) \cdot \gamma_n \cdot \exp(j\beta_n x) = \sum_{k=1}^K \sum_{m=0}^{\infty} [B_m \cdot \exp(-2jq_m^{(k)}\delta) - \\ - C_m \cdot \exp(2jq_m^{(k)}\delta)] \cdot q_m^{(k)} \cdot f_m^{(k)}(x); \end{cases} \quad (3.13)$$

$$\sum_{m=0}^{\infty} (B_m + C_m) \cdot f_m^{(k)}(x) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n \cdot \cos(\eta_n \tau) \cdot \exp(j\beta_n x), \quad k = \overline{1, K}; \quad (3.14)$$

$$\sum_{k=1}^K \sum_{m=0}^{\infty} (B_m - C_m) \cdot q_m^{(k)} \cdot f_m^{(k)}(x) = \frac{-j}{\varepsilon_\tau} \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n \cdot \sin(\eta_n \tau) \cdot \eta_n \cdot \exp(j\beta_n x), \quad (3.15)$$

где $\Delta_n^0 = \begin{cases} 1, n = 0, \\ 0, n \neq 0 \end{cases}$ – символ Кронекера.

Дальнейшее решение задачи подразумевает исключение координаты x из модальных функций уравнений системы (3.12)-(3.15), т.е. получение такой системы уравнений, в которой содержатся лишь неизвестные амплитуды парциальных волн частичных областей.

Для этого следует почленно сложить уравнения (3.12) и (3.14), предварительно разложив в ряд Фурье присутствующую в каждом из них базисную функцию $\exp(j\beta_n x)$ по ортогональной системе функций $f_m^{(k)}(x)$:

$$\exp(j\beta_n x) = \sum_{m=0}^{\infty} I_{nm}^{(k)} \cdot f_m^{(k)}(x), \quad (3.16)$$

где $I_{nm}^{(k)}$ – коэффициенты разложения.

Затем вычесть из (3.13) уравнение (3.15) и в полученном уравнении представить

$$f_m^{(k)}(x) = \sum_{m=0}^{\infty} J_{mn}^{(k)} \cdot \exp(j\beta_n x), \quad (3.17)$$

где $J_{mn}^{(k)}$ – коэффициенты разложения с последующей заменой индекса n на эквивалентный ν .

Далее, представив тригонометрические функции $\cos(q_m^{(k)}\delta)$ и $\sin(q_m^{(k)}\delta)$ в виде линейных комбинаций экспоненциальных функций в соответствии с известным тождеством Эйлера [118]:

$$\begin{cases} \cos(q_m^{(k)}\delta) = [\exp(jq_m^{(k)}\delta) + \exp(-jq_m^{(k)}\delta)]/2; \\ \sin(q_m^{(k)}\delta) = [\exp(jq_m^{(k)}\delta) - \exp(-jq_m^{(k)}\delta)]/2j, \end{cases} \quad (3.18)$$

и введя новую переменную $B_{+m} = 2[B_m \cdot \exp(-jq_m^{(k)}\delta) + C_m \cdot \exp(jq_m^{(k)}\delta)]$, можем получить следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} B_{+m} \cdot \cos(q_m^{(k)}\delta) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [A_n + \Delta_n^0 + F_n \cdot \cos(\eta_n \tau)] \cdot I_{nm}^{(k)}; \\ -j \sum_{k=1}^K \sum_{m=0}^{\infty} B_{+m} \cdot \sin(q_m^{(k)}\delta) \cdot q_m^{(k)} \cdot J_{mv}^{(k)} = [-A_v + \Delta_v^0 + \frac{j}{\varepsilon_\tau} F_v \cdot \sin(\eta_v \tau)] \cdot \gamma_v. \end{cases} \quad (3.19)$$

Исключив из уравнений (3.19) переменную B_{+m} , получим первую подсистему алгебраических уравнений для численного моделирования:

$$\begin{aligned} & \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n \cdot (-j\Phi_{+nv} + \Delta_n^v \gamma_n) + \\ & + jF_n \cdot [-\Phi_{+nv} \cos(\eta_n \tau) - \Delta_n^v \frac{\eta_n}{\varepsilon_\tau} \sin(\eta_n \tau)] = j\Phi_{+0v} + \Delta_v^0 \gamma_v, \quad -\infty < \nu < \infty, \end{aligned} \quad (3.20)$$

где $\Phi_{+nv} = \sum_{k=1}^K \sum_{m=0}^{\infty} q_m^{(k)} \cdot I_{nm}^{(k)} \cdot J_{mv}^{(k)} \cdot \operatorname{tg}(q_m^{(k)}\delta)$;

$$I_{nm}^{(k)} = \frac{\Psi_{nm}^{(k)}}{1 + \Delta_m^0}; \quad J_{mv}^{(k)} = \frac{\Psi_{vm}^{*(k)} \cdot \Omega_k}{2d}; \quad \Psi_{vm}^{*(k)} \text{ – комплексное сопряжение } \Psi_{vm}^{(k)};$$

$$\Psi_{nm}^{(k)} = \exp \left\{ j \left[\beta_n \sum_{i=1}^k \left(a_i + \frac{\Omega_i}{1 + \Delta_i^k} \right) + \frac{m\pi}{2} \right] \right\} \cdot \left[\operatorname{sinc} \left(\frac{\beta_n \Omega_k + m\pi}{2} \right) + \right. \\ \left. + (-1)^m \cdot \operatorname{sinc} \left(\frac{\beta_n \Omega_k - m\pi}{2} \right) \right];$$

$$\operatorname{sinc}(x) = \frac{\sin(x)}{x}.$$

Вторую подсистему получим, оперируя функциональными уравнениями (3.12)-(3.15) в обратной последовательности. Для этого сложим почленно (3.13) и (3.15) с последующей заменой модальной функции $f_m^{(k)}(x)$ согласно разложению (3.17), вычтем из (3.12) уравнение (3.14), предварительно произведя замену в соответствии с (3.16). Снова используя представление (3.18) и введя новую переменную $B_{-m} = 2[B_m \cdot \exp(-jq_m^{(k)}\delta) - C_m \cdot \exp(jq_m^{(k)}\delta)]$, получим следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} \sum_{k=1}^K \sum_{m=0}^{\infty} B_{-m} \cdot \cos(q_m^{(k)}\delta) \cdot q_m^{(k)} \cdot J_{mv}^{(k)} = [-A_v + \Delta_v^0 - \frac{j}{\varepsilon_\tau} F_v \cdot \sin(\eta_v \tau)] \cdot \gamma_v; \\ -jB_{-m} \cdot \sin(q_m^{(k)}\delta) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [A_n + \Delta_n^0 - F_n \cdot \cos(\eta_n \tau)] \cdot I_{nm}^{(k)}, \end{cases} \quad (3.21)$$

Исключив из уравнений (3.21) переменную B_{-m} , получим вторую подсистему алгебраических уравнений для численного моделирования:

$$\begin{aligned} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n \cdot (j\Phi_{-nv} + \Delta_n^v \gamma_n) + \\ + jF_n \cdot [-\Phi_{-nv} \cos(\eta_n \tau) + \Delta_n^v \frac{\eta_n}{\varepsilon_\tau} \sin(\eta_n \tau)] = -j\Phi_{-0v} + \Delta_v^0 \gamma_v, \quad -\infty < v < \infty, \end{aligned} \quad (3.22)$$

где $\Phi_{-nv} = \sum_{k=1}^K \sum_{m=0}^{\infty} q_m^{(k)} \cdot I_{nm}^{(k)} \cdot J_{mv}^{(k)} \cdot \operatorname{ctg}(q_m^{(k)}\delta)$.

Результирующая СЛАУ может быть получена совмещением бесконечных уравнений (3.20) и (3.22) с последующим их редуцированием путем ограничения числа учитываемых ПГ:

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{n=-N_1}^{N_2} A_n \cdot (-j\Phi_{+nv} + \Delta_n^v \gamma_n) + \\ \quad + jF_n \cdot [-\Phi_{+nv} \cos(\eta_n \tau) - \Delta_n^v \frac{\eta_n}{\varepsilon_\tau} \sin(\eta_n \tau)] = j\Phi_{+0v} + \Delta_v^0 \gamma_v; \\ \sum_{n=-N_1}^{N_2} A_n \cdot (j\Phi_{-nv} + \Delta_n^v \gamma_n) + \\ \quad + jF_n \cdot [-\Phi_{-nv} \cos(\eta_n \tau) + \Delta_n^v \frac{\eta_n}{\varepsilon_\tau} \sin(\eta_n \tau)] = -j\Phi_{-0v} + \Delta_v^0 \gamma_v, \end{array} \right. \quad (3.23)$$

где $v = \overline{-N_1, N_2}$, $N_{1,2} = \frac{M-1}{2} - \text{round}\left(\frac{d \cdot \sin(\Theta)}{\lambda_0}\right)$, M – целое нечетное число

учитываемых пространственных гармоник (ПГ) поля, $\text{round}(\cdot)$ – операция округления числа до ближайшего целого.

СЛАУ (3.23) однозначно разрешается относительно комплексных амплитуд ПГ A_n и F_n , что позволяет ее использовать для анализа структур типа «ЛР-ПДВ-МЭ» с несколькими щелями на периоде (рис. 3.23).

Следует заметить, что при $K = 1$ модальная функция для щелевого зазора (3.9) упрощается и принимает следующий вид:

$$f_m(x) = \begin{cases} \cos\left[\frac{m\pi}{\Omega}(x-a)\right], & x \in [a, a + \Omega]; \\ 0, & x \in (0, a) \cup (a + \Omega, d). \end{cases} \quad (3.24)$$

Используя модальную функцию (3.24) и выполняя по аналогии все вышеописанные действия, можно получить СЛАУ, представленную в работе [110] и пригодную для расчета структуры «ЛР-ПДВ-МЭ» с одной щелью на периоде (рис. 3.22).

Для проектирования антенны на основе «ЛР-ПДВ-МЭ», содержащей как одну, так и несколько щелей на периоде целесообразно воспользоваться графическими зависимостями из [7,40] и рекомендациями из [82,83,110,119].

В рамках представленной расчетной модели толщина лент предполагается малой, не более $0,01d$. При таком значении достигается хорошее соответствие модели с результатами анализа ЛР из лент бесконечно малой толщины.

В качестве материала ПДВ предпочтительны листовые диэлектрики, обладающие относительно малыми потерями и небольшой относительной диэлектрической проницаемостью, например полистирол Preperm 255, Preperm L260 или листовые ламинаты с медным покрытием, например Sivolam 245. Толщину диэлектрика t рекомендуется выбирать исходя из условия обеспечения одномодового режима ПДВ (1.16). При этом необходимо учитывать достаточно сильную угловую дисперсию, которая присуща раскрыву антенны на основе «ЛР-ПДВ-МЭ» [66], особенно при малой величине t .

Выбор периода решетки d целесообразно осуществлять на основании анализа угло-частотных поверхностей раскрыва $|A_{-1}\gamma_{-1}| = f(\Theta, d/\lambda_0)$, расчет которых возможен при помощи представленной модели. Важно отметить, что в случае центрального возбуждения антенного полотна и наличия двух лент на периоде, с уменьшением ширины щелей направление максимума ДН в вертикальной (E -) плоскости смещается к нормали плоскости раскрыва [119]. Это происходит за счет увеличения электродинамической связи между лентами, что одновременно приводит к ухудшению согласования из-за расширения резонансной области частот. Наилучшее согласование может быть достигнуто при использовании на периоде решетки из двух лент, существенно отличающихся по ширине.

Для обеспечения требуемого амплитудного распределения на раскрыве ширину лент (щелей) решетки целесообразно варьировать в направлении распространения поверхностной волны [82].

Выводы к главе 3

Разработана методика проектирования АВВДТ с неравномерным профилем распределительно-излучающей системы на основе ПДВ и гребенчатой решетки. Предложенная методика включает в себя ряд последовательных этапов проектирования, которые (за исключением первого) могут быть

автоматизированы при помощи предложенной модифицированной численно-аналитической модели, разработанного энергетического метода расчета, адаптированного метода коррекции фазовых искажений и имитационного моделирования.

Проведены экспериментальные исследования по оценке влияния конечных размеров ПДВ и условий его несовершенного возбуждения на электрические характеристики, а также форму амплитудного и фазового распределений в АВВДТ с различными законами изменения глубины канавок. С помощью имитационного моделирования для исследуемых образцов антенн получены фазовые распределения поля на апертуре, подтверждающие наличие фазовых искажений, не учитываемых модифицированной численно-аналитической моделью. В наибольшей степени влияние фазовых ошибок в АВВДТ проявляется в увеличении фона бокового излучения и искажениях формы ДН, таких как «заплывание» минимумов излучения и смещение максимума ДН относительно плоскости раскрыва. Коррекция фазовых ошибок в диэлектрических гребенчатых антеннах может быть проведена путем адаптированного изменения шага следования канавок согласно методике из главы 2 настоящей работы. Несмотря на имеющиеся ограничения, модифицированная численно-аналитическая модель и дополняющие ее методики позволяют производить близкий к достоверному расчет основных электрических характеристик диэлектрических гребенчатых АВВДТ с произвольной конфигурацией излучающего раскрыва. Использование такой математической модели целесообразно для быстрого проектирования первичной конфигурации АВВДТ, которая в дальнейшем может быть скорректирована (или оптимизирована) на основе результатов имитационного моделирования и натурных испытаний.

Применительно к антенне с излучающим раскрывом в виде ПДВ, нагруженного периодической гребенчатой решеткой, реализована методика устранения брэгговской дифракции, ухудшающей излучательную способность в поперечном направлении, за счет введения на периоде дополнительной канавки на удалении четверти длины волны от основной канавки. Отмечено, что при

появлении на периоде дополнительной канавки, эквивалентной по размерам основной канавке, приращение излучательной способности антенны не столь существенно. Предложены два варианта увеличения КПД антенны с модифицированным раскрывом за счет оптимизации положения дополнительной канавки относительно основной или подбора глубины дополнительной канавки. Установлено, что приращение излучательной способности и эффективности излучения АВВДТ при оптимизации глубины дополнительных канавок выше, чем в случае подбора расстояния между дополнительными и основными канавками.

Методом частичных областей с использованием процедуры переразложения Фурье и специальной модальной функции, описывающей граничные условия поля на металлических лентах, решена задача дифракции плоской однородной H -поляризованной электромагнитной волны на одномерно-периодичной ЛР, содержащей несколько щелей (лент) на периоде. Показано, что при наличии одной щели на периоде ДР решение задачи совпадает с результатами, полученными другими авторами. Разработанная модель позволяет проводить анализ и параметрический синтез АВВДТ с несколькими металлическими лентами (щелями) разной ширины, учитывая неэквидистантный способ их размещения в пределах периода решетки. Модель обладает простотой реализации и может быть использована для автоматизированного проектирования АВВДТ с соответствующей конфигурацией распределительно-излучающей системы.

Глава 4. Разработка и экспериментальные исследования антенн вытекающей волны дифракционного типа с нерегулярной распределительно-излучающей системой

4.1. Высокотехнологичная антенна для базовой станции LTE на основе однопроводной линии передачи, экранированной гребенчатой решеткой

Антенные системы для базовых станций стандарта LTE (4G)/WiMAX в настоящее время широко востребованы [120-122]. В целях повышения пропускной способности и помехозащищенности канала связи каждая сота, обслуживаемая базовой станцией, разделена на несколько секторов (рис. 4.1). Каждый сектор обслуживается выделенной направленной антенной.

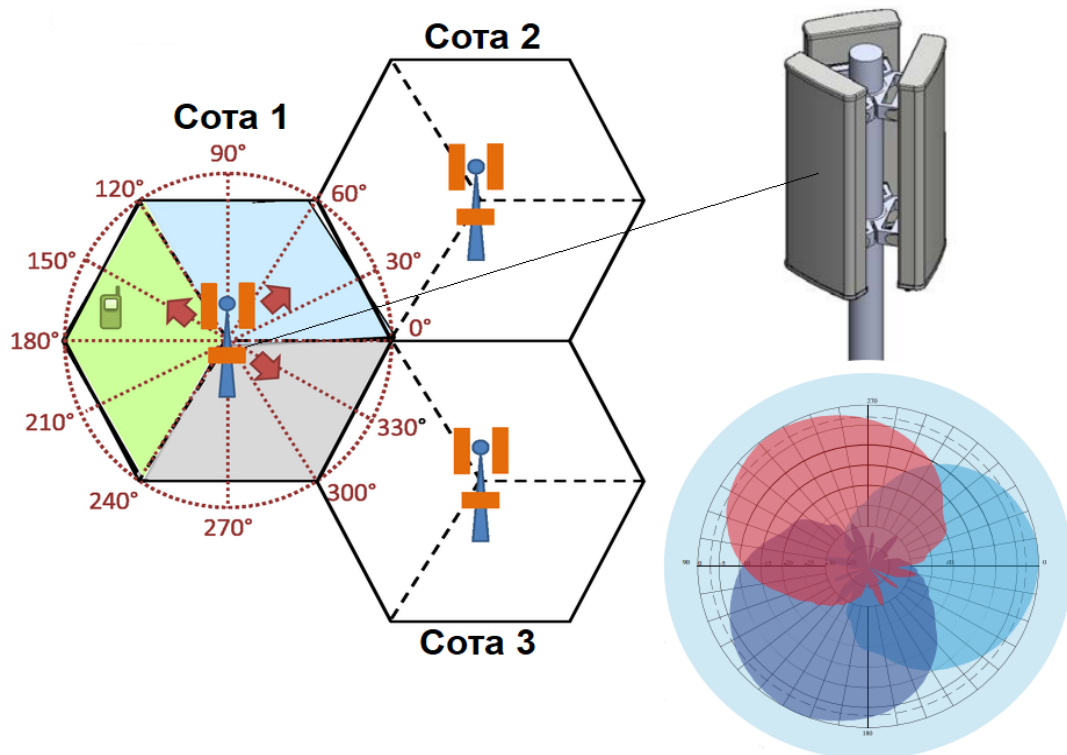


Рис. 4.1. Типовая структура трехсекторных сот в системах связи LTE/WiMAX

Основными преимуществами секторных антенн являются высокий КУ, помехозащищенность от других передатчиков LTE/WiMAX и относительно небольшие габаритные размеры. Применение секторных антенн позволяет создавать беспроводные сети различных топологий, распределять нагрузку на

сеть, состоящую из большого числа клиентских устройств и регулировать зоны покрытия передатчиков практически без ущерба для остальных сегментов беспроводной сети стандарта LTE/WiMAX.

Основным недостатком секторных антенн является неравномерность излучаемой мощности в направлении горизонта. Поэтому для ограничения уровня мощности и обеспечения более равномерного покрытия секторные антенны проектируют с некоторым электрическим наклоном ДН. Вместе с тем секторные антенны базовых станций должны сохранять постоянство электрических характеристик при воздействии негативных условий окружающей среды, таких как повышенная влажность, ветровые нагрузки, обледенение, перепады температур, фотохимический смог и т.п. Это приводит к достаточно высоким требованиям, предъявляемым к таким антеннам как по конструктивным параметрам, так и по технологии изготовления.

В качестве секторной антенны базовой станции с рабочей частотой 2,4 ГГц предлагается высокотехнологичная АВВДТ [123], содержащая однопроводную линию передачи на основе центральной жилы коаксиального кабеля с тефлоновой изоляцией (диаметр медной жилы – 0,5 мм, толщина тефлонового покрытия – 1 мм), рупорное устройство возбуждения и периодическую гребенчатую ДР (рис. 4.2).

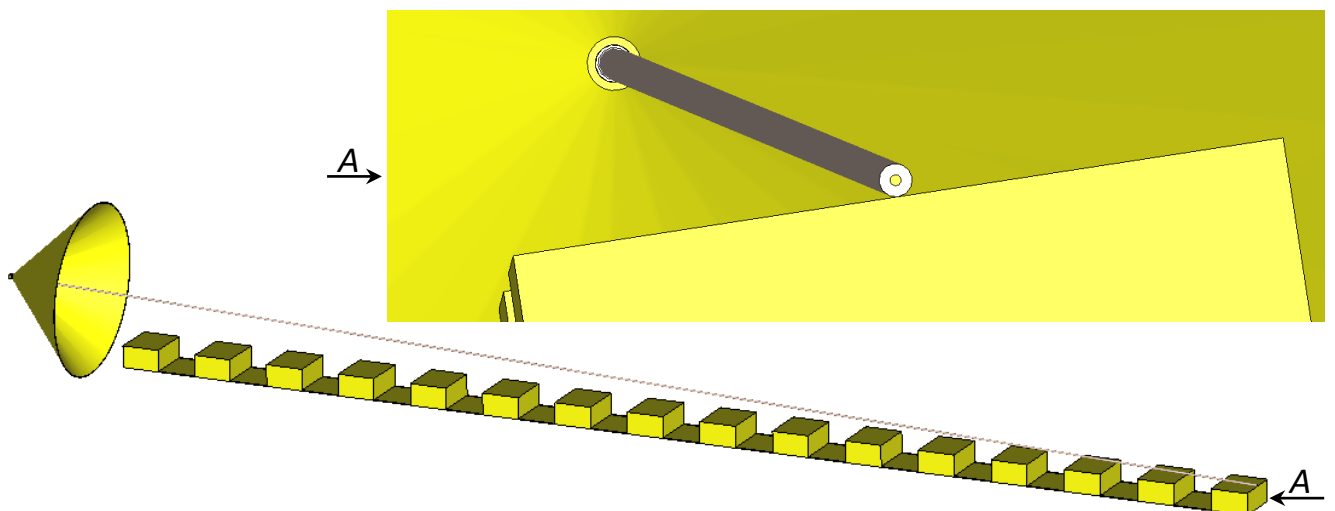


Рис. 4.2. Антенна для базовой станции LTE на основе однопроводной линии передачи с периодической гребенчатой решеткой

Геометрические параметры предложенной АВВДТ выбраны согласно методике, представленной в главе 3. Общая длина структуры составляет 1930 мм или около $15\lambda_0$, диаметр конического рупора – 250 мм, длина гребенчатой решетки (L_A) – 1740 мм, ширина (W) – 70 мм, период (d) – 112 мм. Решетка состоит из 15 канавок прямоугольного профиля с шириной (a) 57 мм и глубиной (h) 31 мм каждая. Между однопроводной линией и ДР имеется клиновидный зазор r , подобранный по критерию максимума полной эффективности.

На рис. 4.3 представлены основные электрические характеристики антенны, полученные по результатам электродинамического моделирования.

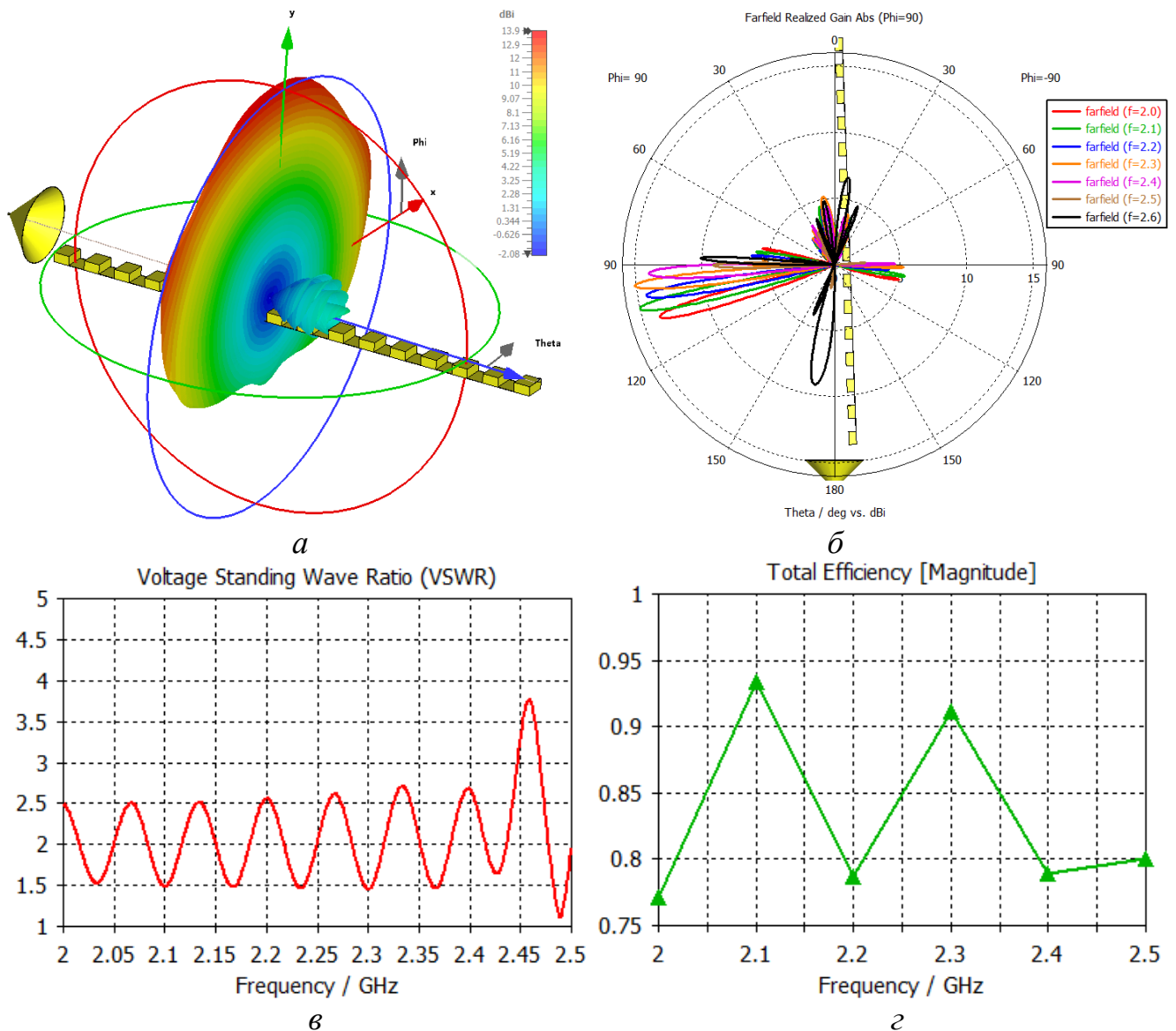


Рис. 4.3. Результаты полноволнового моделирования: а – пространственная ДН (2,4 ГГц); б – ДН в вертикальной (E -) плоскости; в – КСВН; г – КПД

Из полученных результатов видно, что синтезированная антенна на частотах от 2 до 2,5 ГГц обладает достаточно высоким КПД (более 77%). Однако наилучшие показатели КПД достигаются на частотах 2,1 и 2,3 ГГц – 93% и 90% соответственно (рис. 4.3, в). КСВН в полосе 2-2,4 ГГц изменяется в пределах от 1,5 до 2,7, что для ряда частот удовлетворяет рекомендациям к параметрам антенн для базовых станций [124,125], при которых КСВН должен быть $\leq 1,5$. Отметим, что на частоте 2,46 ГГц антенна имеет высокое значение КСВН, равное 3,7.

Направление максимума ДН в вертикальной (E -) плоскости меняется в зависимости от частоты в пределах 14° . Ширина ДН практически не изменяется в рассматриваемом частотном диапазоне и составляет в среднем 5° . КУ на частоте 2,4 ГГц составляет 14 дБ, УБЛ равен «минус» 12,9 дБ. Направление максимума ДН в горизонтальной (H -) плоскости остается постоянным (90°) для частот 2-2,4 ГГц, а ширина ДН изменяется в пределах от 109° до 174° . ДН имеет веерный характер, который объясняется существенно большей длиной антенной системы по сравнению с ее шириной. На частоте 2,5 ГГц в горизонтальной (H -) плоскости отмечено раздвоение главного лепестка ДН.

Предложенная конструкция антенны (рис. 4.2) может быть оптимизирована за счет автоматизированного подбора конструктивных параметров ДР и определения наилучшего закона изменения прицельного расстояния $r(x)$ в соответствии с методикой энергетического расчета. Важно заметить, что если пренебречь влиянием конца однопроводной линии передачи, то амплитудное и фазовое распределения поля вдоль нее можно изменять, подбирая соответствующим образом диэлектрическую проницаемость материала покрытия и меняя размер поперечного сечения линии вдоль излучающего раскрытия антенны. При этом чтобы однопроводная линия имела малые потери, диэлектрическая проницаемость ее покрытия должна быть больше диэлектрической проницаемости свободного пространства [87]. Вместе с тем, согласно предложенной конструкции АВВДТ однопроводная линия возбуждается с использованием традиционного конического рупора и в ней распространяются TM -волны. Известно [87], что для снижения потерь однопроводной линии

эффективность возбуждения и приема TM -волн должна быть как можно ближе к единице. По этой причине исследуем возможность повышения эффективности АВВДТ за счет применения устройств возбуждения, отличных от конического рупора (рис. 4.4, *a*).

На рис. 4.4, *б-е* представлены варианты устройств возбуждения однопроводной линии, обеспечивающие плавную трансформацию характеристического (волнового) сопротивления волновода (коаксиального кабеля) и его приближение к волновому сопротивлению окружающего пространства, что уменьшает отражения от раскрыва и улучшает согласование.

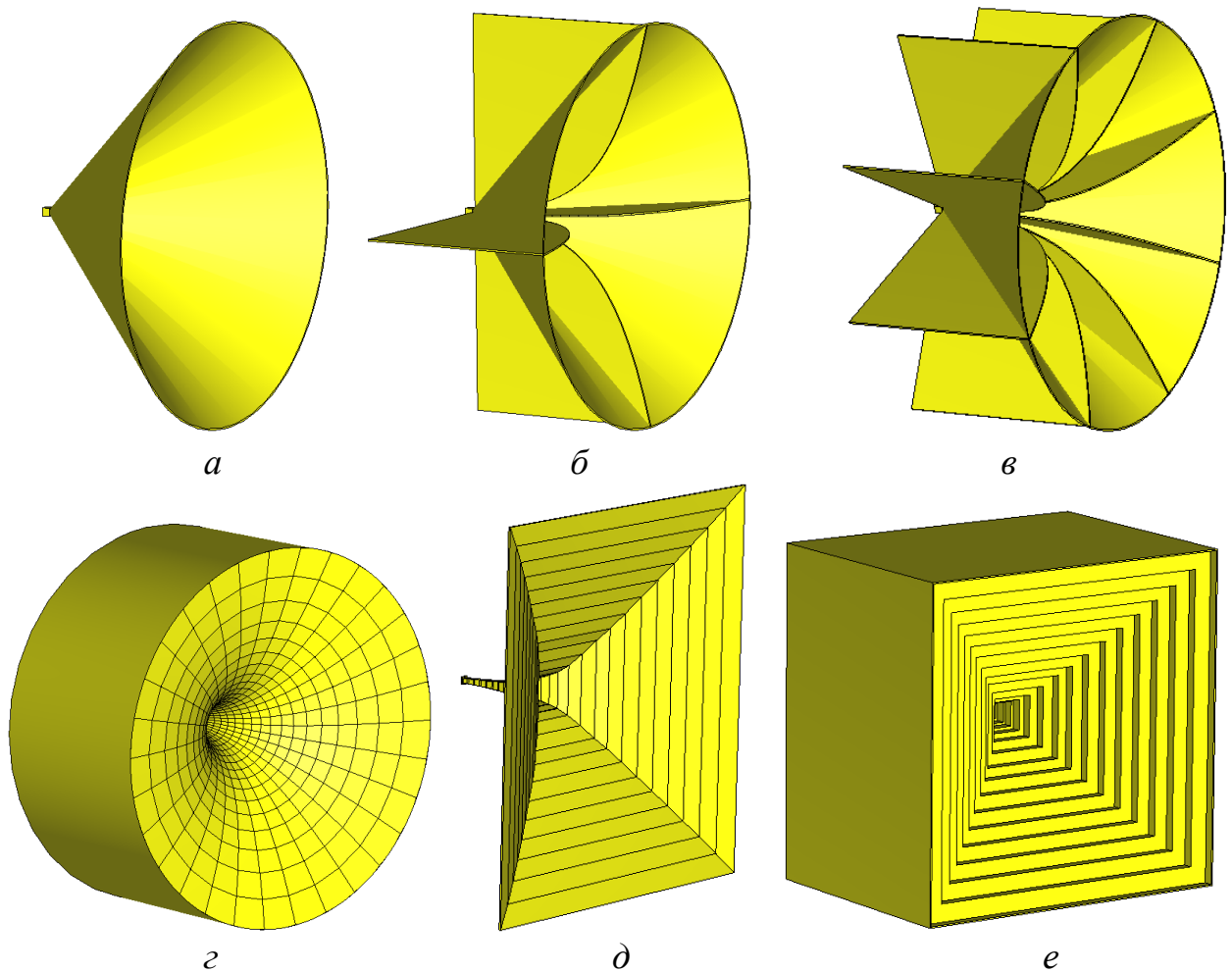


Рис. 4.4. Устройства возбуждения однопроводной линии: *a* – конический рупор; *б* – широкополосный конический рупор с четырьмя элементами Вивальди; *в* – широкополосный конический рупор с восемью элементами Вивальди; *г* – конический плавный диффузор; *д* – прямоугольный плавный рупор; *е* – прямоугольный ступенчатый диффузор

Одним из наиболее распространенных широкополосных излучателей, обладающих высоким КУ, является антенна Вивальди [126]. Она представляет собой плавно расширяющуюся щелевую линию передачи, которая может направлять электромагнитные волны, вплоть до весьма низких частот [127]. Благодаря плавному изменению параметров антенна Вивальди обеспечивает хорошее согласование источника возбуждения со свободным пространством в широком частотном диапазоне и широком диапазоне углов сканирования. Наряду с этим антенна Вивальди обладает малыми размерами, простотой конструкции и может быть изготовлена из цельного куска листового металла, например, тонких медных листов, печатной платы или из диэлектрической пластины, металлизированной с одной или обеих сторон.

Расчет антенны Вивальди достаточно сложен, поэтому для ее проектирования целесообразно использовать САЕ- или САD-системы, такие как MATLAB (пакеты Antenna Toolbox, RF Toolbox), Antenna Magus и др. На рис. 4.5 приведены основные конструктивные параметры для автоматизированного проектирования антенны Вивальди и геометрические характеристики ее элемента, используемого в модифицированных конических рупорах (рис. 4.4, б-в).

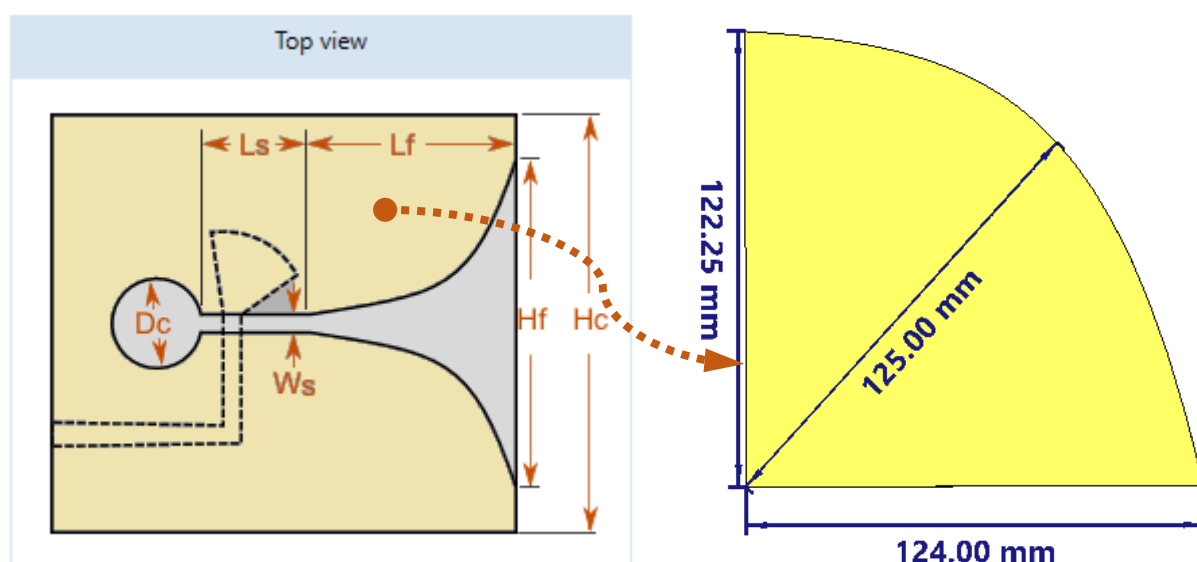


Рис. 4.5. Конструктивные параметры антенны Вивальди

Верхняя частота антенны Вивальди ограничена шириной зазора (W_s), а нижняя размером отверстия (D_c).

На рис. 4.6 и 4.7, *a* приведены основные электрические характеристики антенны для случая возбуждения широкополосным коническим рупором с четырьмя элементами Вивальди (рис. 4.4, *б*).

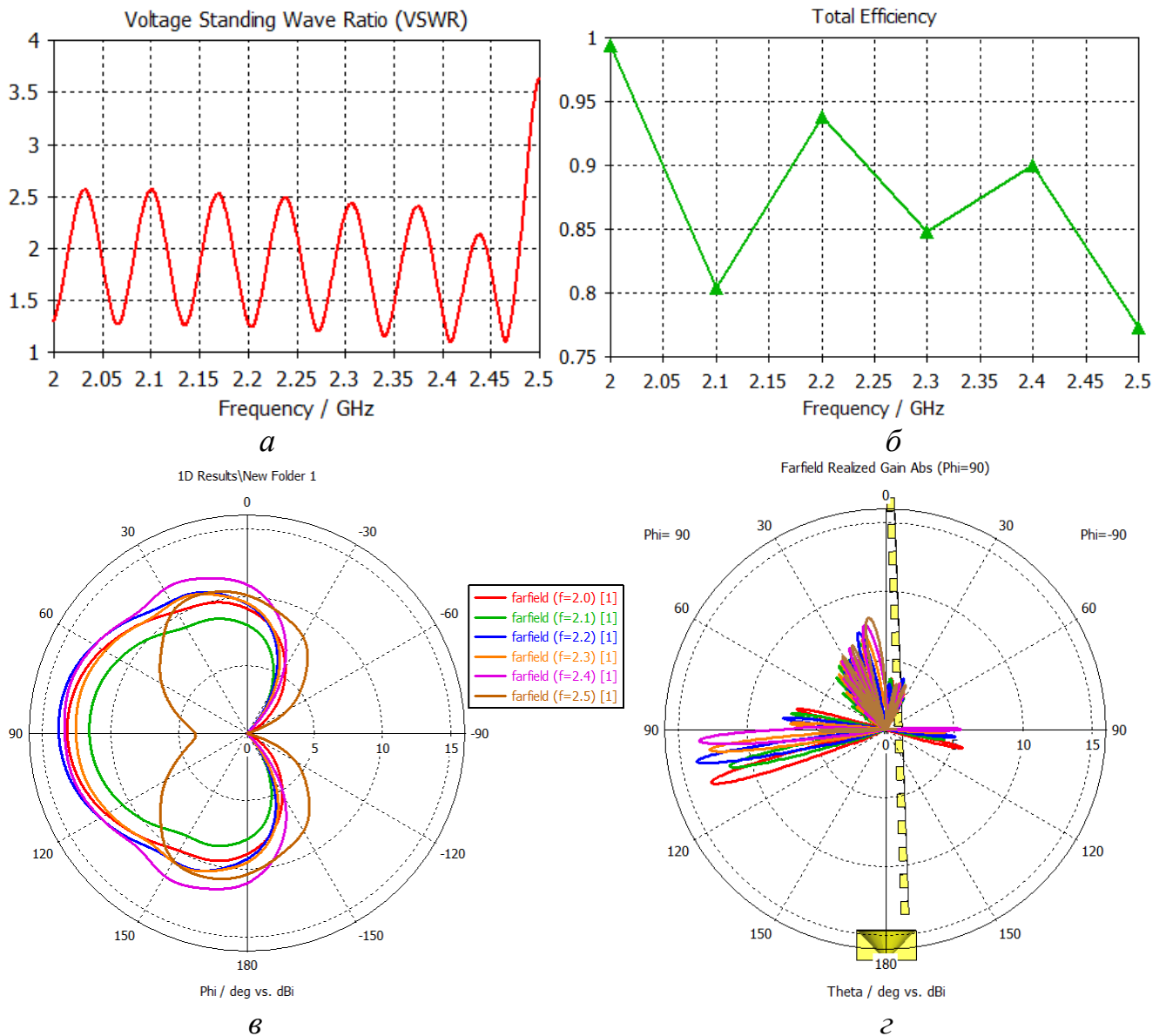


Рис. 4.6. Характеристики АВВДТ при возбуждении широкополосным коническим рупором с четырьмя элементами Вивальди: *a* – КСВН; *б* – КПД; *в* – ДН в горизонтальной (*H*-) плоскости; *г* – ДН в вертикальной (*E*-) плоскости

Результаты моделирования показывают улучшение согласования антенны на частотах 2,4–2,47 ГГц. КСВН на рабочей частоте 2,4 ГГц равен 1,06 (рис. 4.6, *a*), КУ составляет 13,5 дБ (рис. 4.7, *a*), УБЛ – «минус» 13,4 дБ. КПД на рабочей частоте достигает 90%, а на частоте 2 ГГц близок к 98% (рис. 4.6, *б*). Направление

максимума ДН в вертикальной (E -) плоскости для частот 2-2,4 ГГц меняется в зависимости от частоты в пределах 13° , ширина ДН составляет в среднем $4,5^\circ$ (рис. 4.6, z). Однако на частоте 2,5 ГГц в горизонтальной (H -) плоскости по-прежнему наблюдается расщепление главного лепестка ДН (рис. 4.6, $в$). Ширина ДН при этом изменяется от 118° до 189° .

Увеличение количества элементов Вивальди до восьми (рис. 4.4, $в$) позволяет незначительно увеличить КПД антенны на рабочей частоте, а также повысить (выровнять) значения КУ для частот 2-2,4 ГГц (рис. 4.7, $б$). УБЛ для частоты 2,4 ГГц составляет «минус» 14 дБ, КСВН – 1,6.

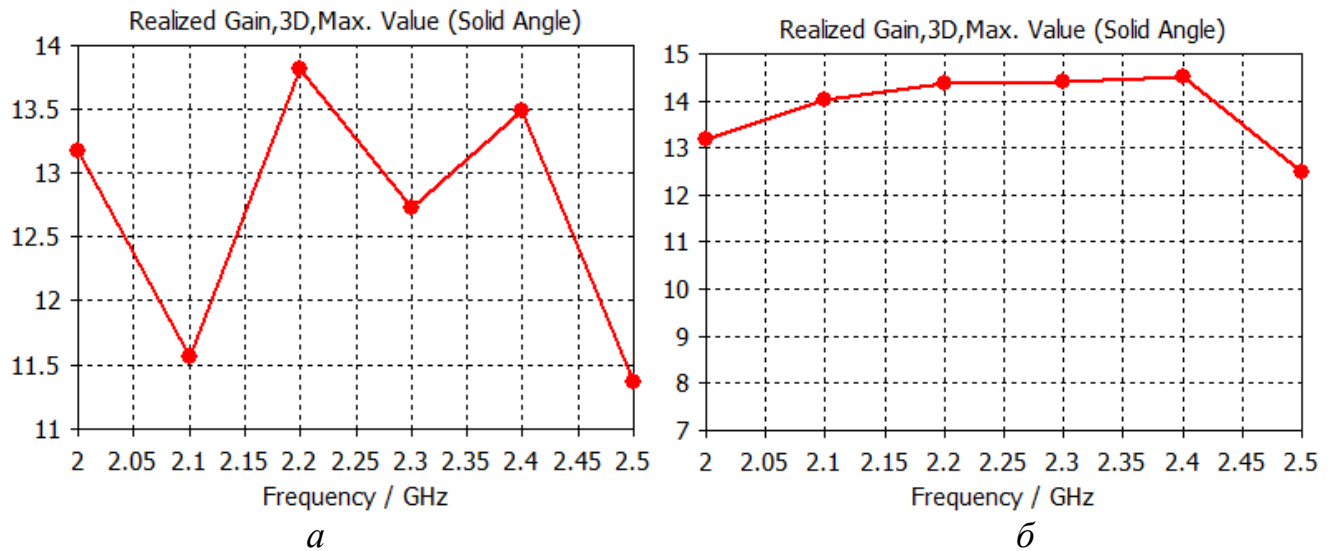


Рис. 4.7. Значения КУ (дБ) в зависимости от частоты: a – АВВДТ с коническим рупором с четырьмя элементами Вивальди; $б$ – АВВДТ с коническим рупором с восемью элементами Вивальди

Моделирование антенны с коническим плавным диффузором диаметром 250 мм (рис. 4.4, z) показало, что такое устройство возбуждения позволяет обеспечить удовлетворительное согласование лишь на частотах 2-2,26 ГГц. В этом случае КСВН находится в пределах от 1,04 до 3 (рис. 4.8, a), а КПД от 84 до 94% (рис. 4.8, $б$). Наилучшее значение КУ (16,4 дБ) достигается на частоте 2,2 ГГц (рис. 4.8, $в$), УБЛ при этом составляет «минус» 16,6 дБ. В сторону верхних частот от 2,26 ГГц УБЛ изменяется до «минус» 6 дБ. Направление максимума ДН в вертикальной (E -) плоскости на частотах 2-2,26 ГГц изменяется в пределах 8° ,

ширина в среднем равна $4,8^\circ$. ДН в горизонтальной (H -) плоскости сохраняет веерный характер (рис. 4.8, z).

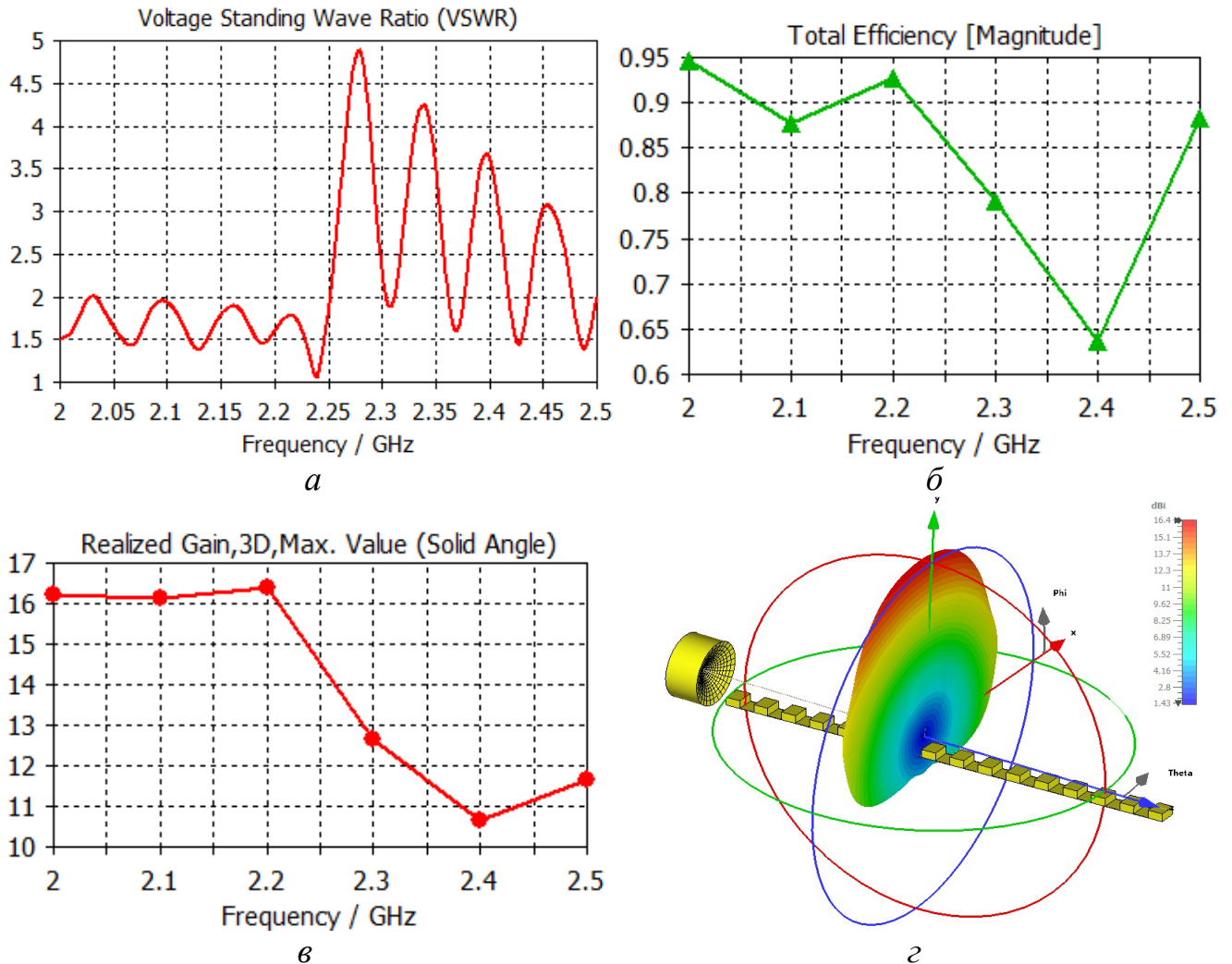


Рис. 4.8. Характеристики АВВДТ при возбуждении коническим плавным диффузором: a – КСВН; b – КПД; c – КУ (дБ); z – пространственная ДН (2,2 ГГц)

Устройство возбуждения в виде прямоугольного плавного рупора с раскрытием 250×250 мм² (рис. 4.4, d) обеспечивает удовлетворительный уровень КСВН – от 1,03 до 2,9 (рис. 4.9, a). Значения КПД (рис. 4.9, b) в целом схожи с результатами, полученными для широкополосного конического рупора с четырьмя элементами Вивальди (рис. 4.6, z). Однако на рабочей частоте 2,4 ГГц КПД составляет порядка 83,5%.

Значение КУ на рабочей частоте 2,4 ГГц составляет 13 дБ (рис. 4.9, c), УБЛ при этом равен «минус» 13,4 дБ. На частоте диапазона 2,1 ГГц наблюдается

изменение УБЛ до «минус» 5,8 дБ. Направление максимума ДН в вертикальной (E -) плоскости изменяется в пределах 14° , а ширина в среднем равна $4,3^\circ$ (рис. 4.9, z). ДН в горизонтальной (H -) плоскости имеет веерный характер, схожий с ДН при возбуждении антенны коническим рупором с четырьмя элементами Вивальди (рис. 4.6, a). Ширина ДН изменяется в пределах от 129° до 172° .

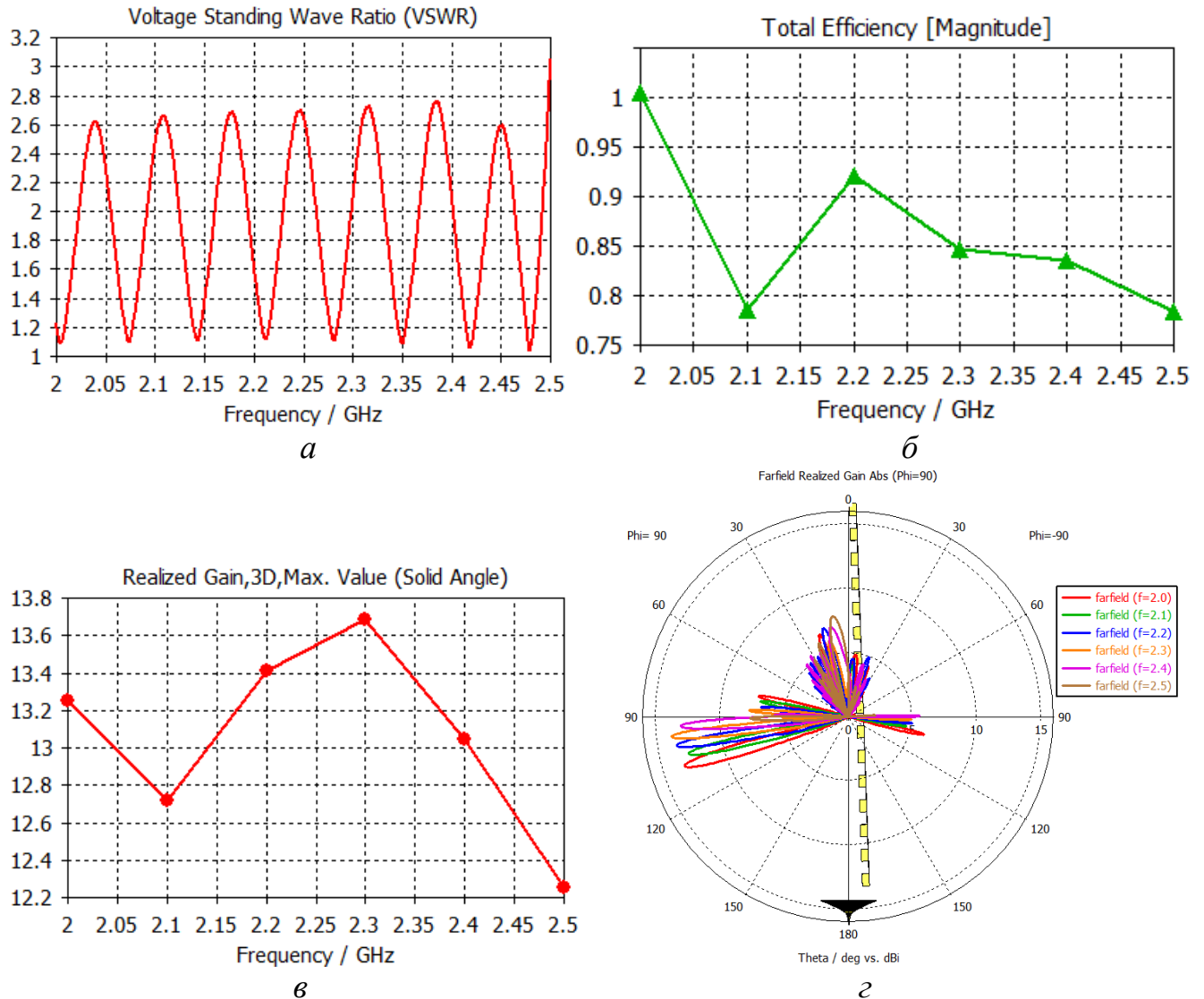


Рис. 4.9. Характеристики АВВДТ при возбуждении прямоугольным плавным рупором: a – КСВН; b – КПД; v – КУ (дБ); z – ДН в вертикальной (E -) плоскости

На рис. 4.10-4.11 приведены основные электрические характеристики АВВДТ для случая возбуждения прямоугольным ступенчатым диффузором (рис. 4.4, e).

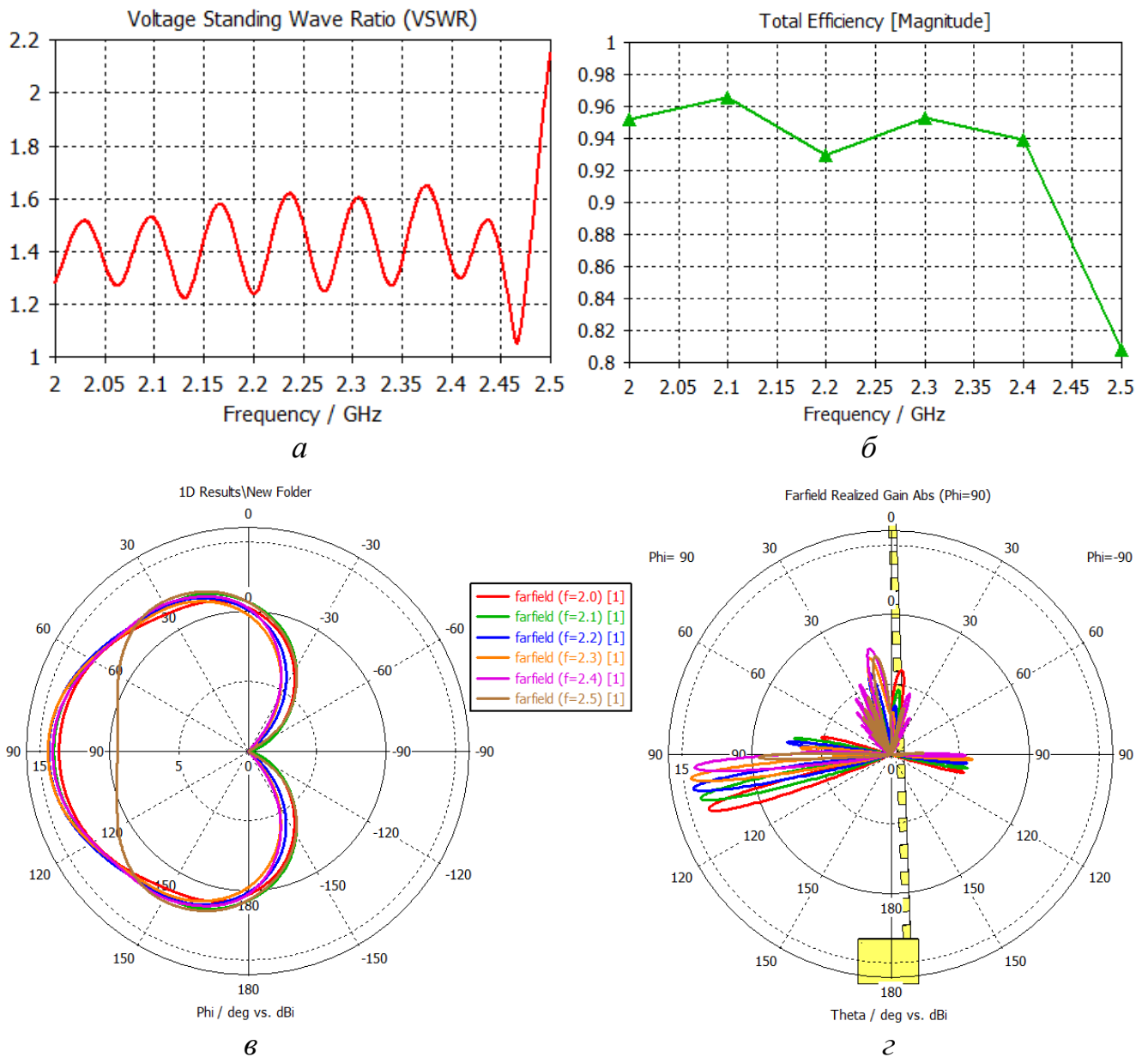


Рис. 4.10. Характеристики АВВДТ при возбуждении прямоугольным ступенчатым диффузором: *a* – КСВН; *b* – КПД; *c* – ДН в горизонтальной (*H*-) плоскости; *d* – ДН в вертикальной (*E*-) плоскости

Прямоугольный ступенчатый диффузор с раскрытием 250×250 мм² и шириной ступени 7,2 мм (рис. 4.4, *e*) обеспечивает уровень КСВН в пределах от 1,3 до 2,1 (рис. 4.10, *a*), а также значительный КПД (от 93 до 97%) для частот 2-2,4 ГГц (рис. 4.10, *b*). Достигнутые показатели являются наилучшими среди рассматриваемых устройств возбуждения.

Направление максимума ДН в вертикальной (E -) плоскости варьируется в пределах 13° , а ширина главного лепестка ДН составляет $4,7^\circ$ (рис. 4.10, z). КУ на частоте 2,4 ГГц достигает 14,1 дБ (рис. 4.11, $б$), УБЛ при этом равен «минус» 13,6 дБ. ДН в горизонтальной (H -) плоскости имеет веерный характер, а расщепление главного лепестка ДН на частоте 2,5 ГГц, наблюдаемое при возбуждении антенного полотна широкополосным коническим рупором с четырьмя элементами Вивальди (рис. 4.6, $в$), отсутствует. Ширина ДН изменяется в пределах от 129° до 172° .

Комплексное входное сопротивление антенны в зависимости от частоты представлено номограммой Вольперта-Смита (рис. 4.11, $б$). Из рис. 4.11, $б$ видно, что кривая сопротивления описывает окружности, пересекающие центральную ось близко к геометрическому центру номограммы, равному активному сопротивлению нагрузки в 50 Ом. Это свидетельствует о хорошем согласовании импедансов и подтверждает малую мощность отраженного сигнала в рассматриваемом частотном диапазоне.

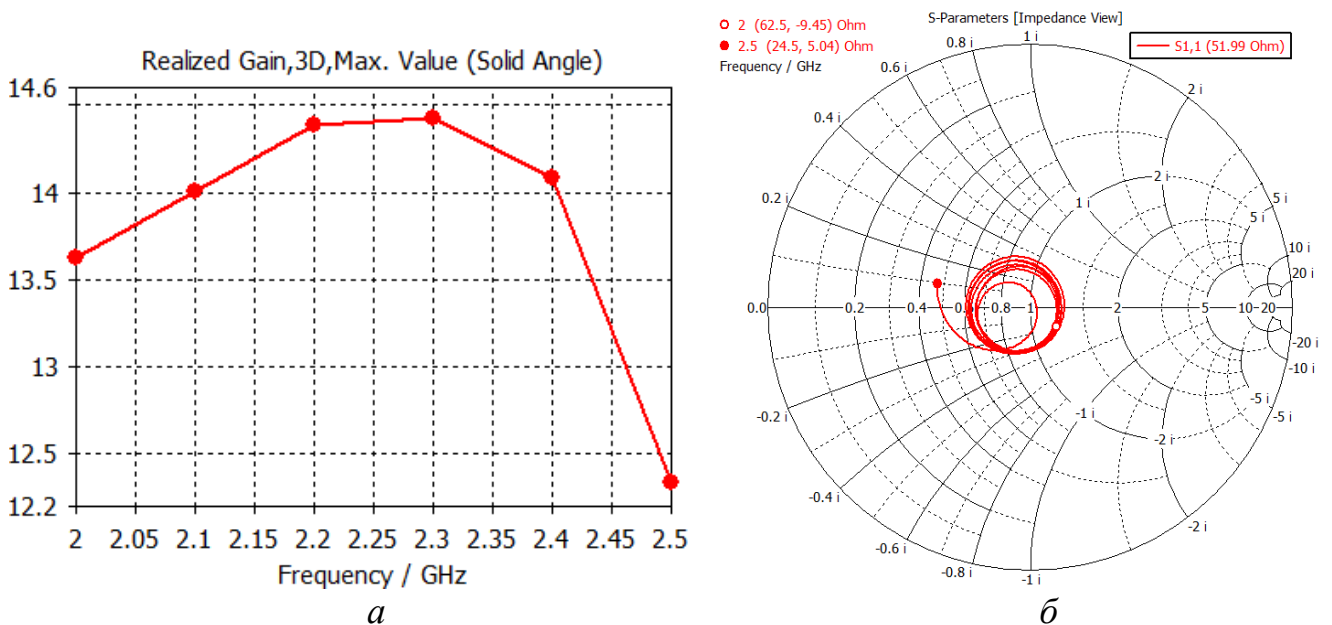


Рис. 4.11. Частотные зависимости КУ (дБ) (a) и комплексного входного сопротивления антенны ($б$)

Рассмотренная антенна для базовой станции на основе однопроводной линии передачи с гребенчатой ДР имеет ряд преимуществ, среди которых

ключевыми являются простота конструкции и технологичность изготовления. Так, для получения однопроводной линии передачи достаточно удалить защитную оболочку и экранирующую оплетку с высокочастотного коаксиального кабеля. ДР может быть изготовлена из цельного куска листового металла (например, тонкого листа меди) методом штамповки или диэлектрического основания, созданного при помощи 3D-печати с последующей металлизацией с одной или обеих сторон. Изготовление устройств возбуждения также не требует сложных технологических операций и может быть реализовано, к примеру, намоткой металлических лент на конусное основание (конические рупоры), штамповкой или вытачиванием.

Другими преимуществами предложенной антенны являются достаточный уровень КСВН, соответствующий техническим требованиям и рекомендациям [124,125], веерный характер ДН, значительный КПД (80-97%), а также возможность гибкой настройки и оптимизации электрических характеристик за счет большого количества конструктивных параметров.

В качестве недостатков следует указать значительную длину антенного полотна для частоты 2,4 ГГц (порядка 1,8 м) и необходимость использования дополнительного герметичного корпуса для защиты распределительно-излучающей системы от воздействия окружающей среды. Следует также учитывать, что при близком расположении нескольких антенн (например, трех антенн в пределах одной базовой станции) может возникнуть проблема их электромагнитной совместимости. Для исключения (ослабления) взаимных помех между секторными антеннами рекомендуется применять дополнительные защитные прямоугольные или коробчатые металлические экраны [128].

4.2. Узконаправленная линейная антенна для X-диапазона на основе периодической гребенчатой решетки

Антенные системы являются важнейшей частью обзорных радиолокационных станций (РЛС) и многопозиционных разностно-дальномерных систем [129,130]. Для обеспечения хорошей помехоустойчивости и обзора пространства с высокой разрешающей способностью по дальности и азимуту требуются антенны с УБЛ не менее «минус» 15-25 дБ и шириной главного лепестка ДН по уровню «минус» 3 дБ в одной из плоскостей не более 2-3° [131-133]. Согласно резолюции [134] РЛС, устанавливаемые на морских судах, обязательно должны работать в X-диапазоне (9,2-9,5 ГГц). В этом же диапазоне функционируют ответные маяки, предназначенные для помощи воздушным и морским судам, РЛС обнаружения и предотвращения столкновений с беспилотными воздушными судами, метеорологические РЛС и другое радиолокационное оборудование, расположенное на сухопутных, транспортируемых, судовых и воздушных платформах [133].

Применительно к X-диапазону антенны с направленностью такого типа и низким уровнем бокового излучения могут быть реализованы на основе различных конструкций линейных антенных решеток с параллельной или последовательной системой питания излучающих элементов. Для каждой конструкции узконаправленной решетки характерны свои недостатки. Например, антенны на основе волноводно-щелевых решеток могут обладать большими габаритно-весовыми характеристиками, а при параллельном питании излучающих элементов – сложной системой возбуждения. Одним из возможных вариантов реализации узконаправленной линейной антенной решетки является АВВДТ на основе электродинамической схемы «ПДВ – гребенчатая ДР» (рис. 1.20).

Используя методику проектирования из главы 3 и рекомендации из главы 2 диссертации проведем синтез АВВДТ с гребенчатой ДР. В качестве материала ПДВ целесообразно выбрать тефлон, который в указанном частотном диапазоне обладает относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r=2,1$ и тангенсом

угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg}\delta=0,0002$. Последнее гарантирует относительно невысокие тепловые потери в диэлектрическом волноводе.

Для частоты 9,5 ГГц толщина ПДВ не должна превышать $0,48 \cdot \lambda = 15$ мм. В целях снижения угло-частотной чувствительности [24,75], заключающейся в изменении направления максимального излучения при вариации частоты излучаемой волны, имеет смысл взять толщину несколько меньшей максимально допустимой, например, $\tau=12$ мм. При этом по отношению к ПДВ практически выполняется условие радиоволновой прозрачности [74].

Период ДР следует выбирать исходя из необходимости наклонного излучения под углом, отличающимся от направления поперечного излучения не менее чем на $5-15^\circ$ [7,26]. Полагая, что замедление ПДВ без учета влияния экранирующей решетки составляет $\chi \approx 1,18$ [70,135,136], а угол максимального излучения, отсчитываемый от нормали к поверхности волновода по часовой стрелке, равен $\Theta_m = -(5-15^\circ)$, то с использованием (2.15) несложно рассчитать рекомендуемые значения периода решетки $(0,7-0,8) \cdot \lambda = (22-25)$ мм. Отсюда следует, что вполне допустим период величиной $d=24$ мм. Ширину канавок a достаточно взять равной половине периода, что составит $a=12$ мм.

Прицельное расстояние r между ПДВ и периодической ДР является постоянным, и во избежание сильной электродинамической связи его необходимо выбрать, например, равным $r=12$ мм.

Глубину канавок h периодической ДР изначально целесообразно взять близкой к $\lambda/4$, то есть $h=8$ мм. Количество канавок решетки можно рассчитать по заданной ширине главного лепестка ДН ($\Delta\Theta_{0,5} = 1^\circ \approx 0,0174$ рад) согласно оценке (3.1), справедливой для антенной решетки с равноамплитудным распределением на раскрытии. С учетом отличия амплитудного распределения на раскрытии антенны от равномерного распределения в сторону, например, традиционного экспоненциального, число периодов следует скорректировать (увеличить).

С использованием модифицированной численно-аналитической модели из главы 2 применительно к частоте 9,35 ГГц рассчитана ДН гребенчатой АВВДТ

для указанных выше параметров распределительно-излучающей системы. Установлено, что ДН обладает главным лепестком, ориентированным под углом $\Theta_m = -9,3^\circ$, шириной по половинной мощности (уровню «минус» 3 дБ), равной $\Delta\Theta_{0,5} = 1,4^\circ$. Максимальный УБЛ составляет «минус» 12,5 дБ, КПД – 80,6%.

В целях достижения заданной ширины главного лепестка выполнен расчет характеристик и показателей антенны при увеличенном числе периодов (канавок) ДР, и установлено, что близкая к 1° ширина реализуется при 69-ти периодах решетки [137].

На рис. 4.12 показаны расчетные нормированные ДН гребенчатой АВВДТ на частотах 9,3 и 9,4 ГГц, предположительно основных рабочих частот X-диапазона. Направления максимального излучения антенны составляют $\Theta_m = -9,8^\circ$ и $-8,8^\circ$ соответственно, ширина главного лепестка ДН $\Delta\Theta_{0,5} = 1^\circ$, максимальный УБЛ «минус» 12,1 дБ и «минус» 12,3 дБ соответственно. КПД антенны на указанных частотах составляет 90,5 и 87,1%, коэффициент отражения R_{\leftarrow} не превышает 0,04%, обеспечивая при этом КСВ не более 1,04.

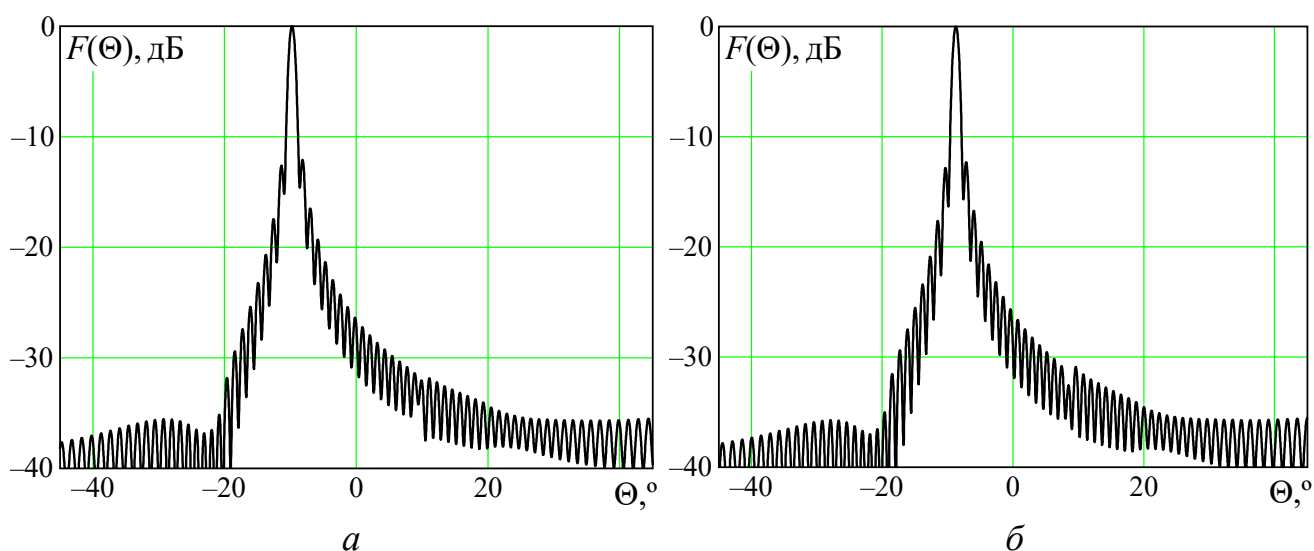


Рис. 4.12. Расчетные ДН гребенчатой АВВДТ с полотном из 69 канавок: *a* – 9,3 ГГц; *b* – 9,4 ГГц

С использованием программного продукта CST Studio Suite с академической лицензией проведено моделирование гребенчатой АВВДТ, конструкция которой

представлена на рис. 4.13, *а*. Для возбуждения антенного полотна использовано специально разработанное рупорное устройство с диэлектрической замедляющей линзой (рис. 4.13, *б*). Питание АВВДТ организуется при помощи стандартного прямоугольного волновода WR-90 с сечением $23 \times 10 \text{ мм}^2$ (рис. 4.13, *в*).

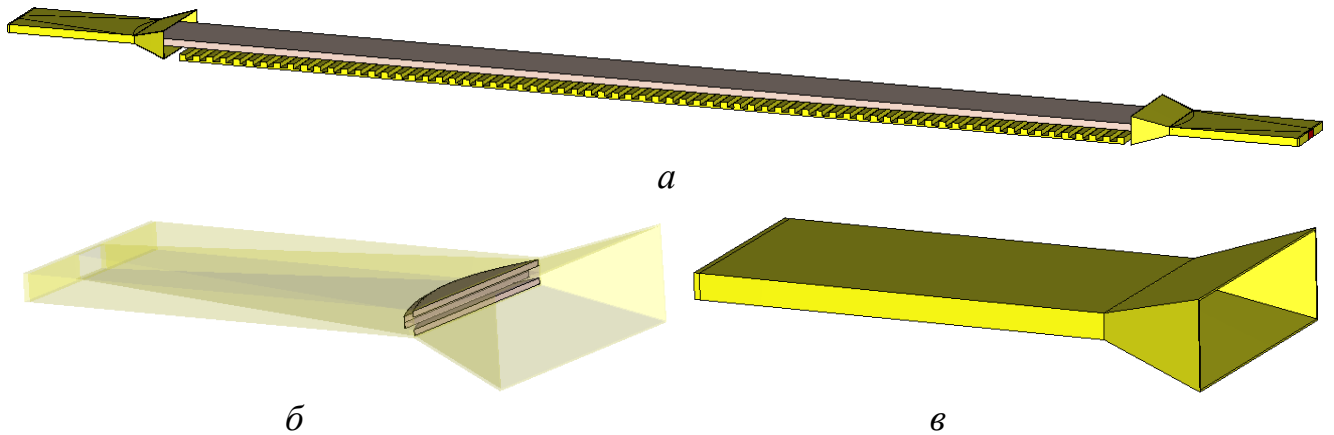


Рис. 4.13. Конструкция гребенчатой АВВДТ с полотном из 69 канавок (*а*), узлом возбуждения в виде рупорно-линзового устройства (*б*) и волноводом WR-90 (*в*)

Ширина распределительно-излучающей системы (ПДВ из тефлона и металлической ДР, выполненной из алюминия) взята равной 110 мм или $3,4 \cdot \lambda_0$, где λ_0 – длина излучаемой волны, соответствующей центральной частоте 9,35 ГГц. Длина периодической металлической ДР составляет 1668 мм, длина антенны с учетом устройства возбуждения – 1930 мм.

Результаты полноволнового моделирования спроектированной антенны на частотах 9,3 и 9,4 ГГц в виде нормированных ДН в *E*-плоскости показаны на рис. 4.14. На рис. 4.14, *а* ДН, полученная при моделировании, показана за кривой, рассчитанной на основе модифицированной численно-аналитической модели, на рис. 4.14, *б* – напротив, поверх ДН, полученной при помощи вычислительного алгоритма из главы 2.

Анализ кривых на рис. 4.14 свидетельствует о хорошем соответствии ДН, полученных на основе модифицированной численно-аналитической модели и полноволнового моделирования во временной области в симуляторе CST Studio Suite. Заметим, что направления максимума главных лепестков ДН на рис. 4.14 отличаются

не более чем на 1° , ширина главного лепестка ДН в вертикальной (E -) плоскости по уровню «минус» 3дБ – менее чем на $0,05^\circ$.

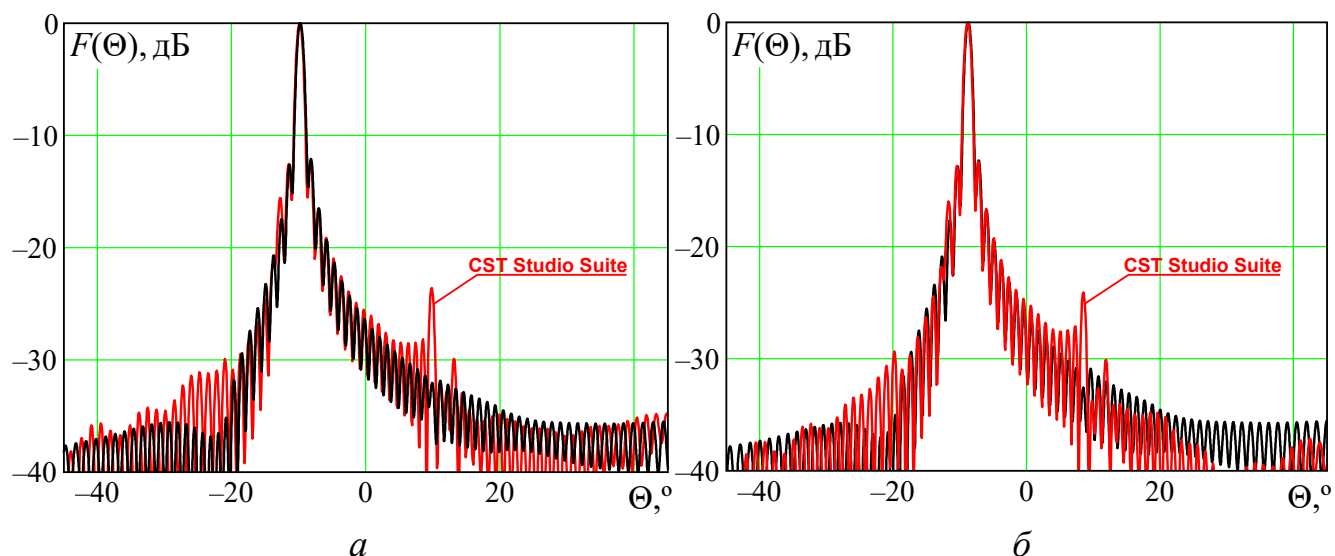


Рис. 4.14. ДН, полученные в результате полноволнового моделирования гребенчатой АВВДТ с полотном из 69 канавок на частоте: a – 9,3 ГГц; b – 9,4 ГГц

КУ антенны на частотах 9,3 и 9,4 ГГц составляет 31,7 дБ. КСВН во всем рабочем диапазоне частот не превышает значения 1,3 (рис. 4.15, a), для частот 9,3 и 9,4 ГГц соответственно равен 1,24 и 1,16. Из графика на рис. 4.15, b видно, что КПД антенны снижается с увеличением частоты с 88 до 76%, для частот 9,3 и 9,4 ГГц составляет 84,7 и 80,8% соответственно. Тепловые потери в АВВДТ на указанных частотах не превышают 0,6-0,7 дБ.

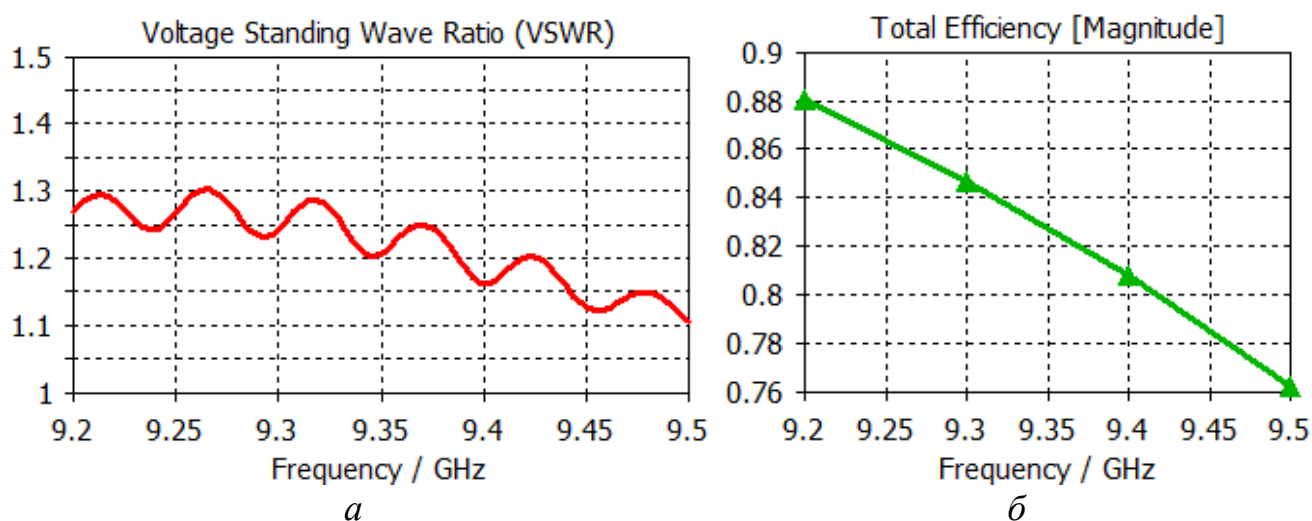


Рис. 4.15. Значения КСВН (a) и КПД (b) в зависимости от частоты, полученные в результате полноволнового моделирования антенны

Максимальный УБЛ на частотах 9,3 и 9,4 ГГц составляет «минус» 12,3 дБ, что практически совпадает со значениями, рассчитанными при помощи модифицированной численно-аналитической модели. Ширина ДН по уровню «минус» 3дБ в горизонтальной (H -) плоскости составляет 15° . Разработанная антенна обладает близкими характеристиками к указанным выше в пределах X -диапазона. Тепловые потери для 9,5 ГГц возрастают до 0,9 дБ.

Для практического использования АВВДТ, спроектированных на основе электродинамической схемы «ПДВ – гребенчатая ДР» (рис. 1.20), часто требуется обеспечить дополнительную механическую жесткость конструкции [3-5]. Одним из эффективных вариантов повышения механической прочности антенны является интеграция ПДВ с гребенчатой ДР [24,138,139]. В этом случае отсутствует не только зазор между ПДВ и ДР ($r = 0$), но и канавки гребенки заполняются диэлектрическим материалом, составляющим с ПДВ единое целое (рис. 4.16).

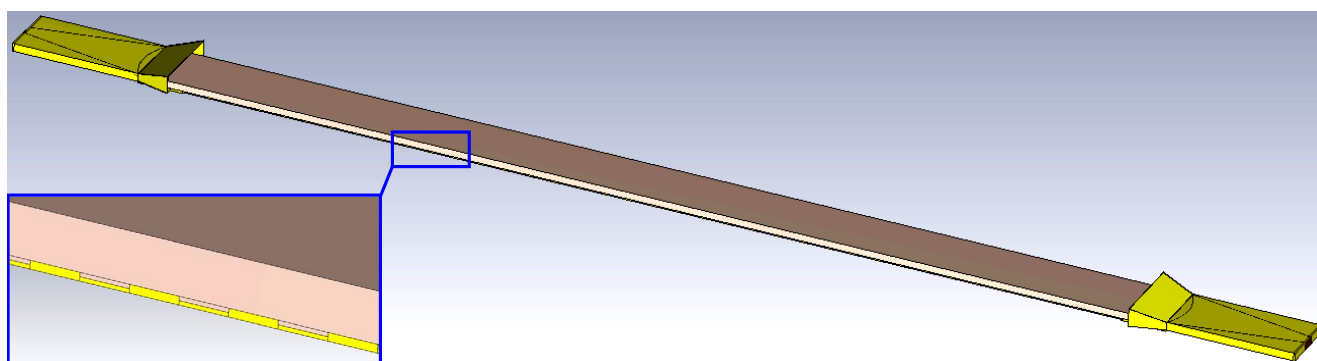


Рис. 4.16. Конструкция интегрированной АВВДТ с полотном из 69 канавок

Наличие металлического основания обеспечивает дополнительную механическую жесткость конструкции АВВДТ с распределительно-излучающей системой длиной $61\lambda_0$. В качестве устройства возбуждения по-прежнему целесообразно выбрать рупорно-линзовую антенну.

С использованием рекомендаций из главы 2 и ключевых положений методики проектирования гребенчатых АВВДТ из главы 3 диссертации были выбраны следующие конструктивные параметры антенны: толщина ПДВ – 12 мм (материал – тефлон с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r=2,1$), период расположения канавок – 22 мм, ширина канавок – 12 мм, глубина – 1 мм.

Для обеспечения заданной ширины главного лепестка ДН в вертикальной (E -) плоскости количество канавок взято равным 69. При таких параметрах совокупная длина антенны с устройством возбуждения и согласованной нагрузкой составляет 2280 мм, ширина излучающего раскрыва – 110 мм.

Расчеты, проведенные при помощи модифицированной численно-аналитической модели из главы 2 диссертации, показали, что такая АВВДТ способна функционировать с КПД от 82 до 86% в пределах X-диапазона. При этом направление максимального излучения отклоняется от направления нормали к раскрыву антенны на $(7-4)^\circ$, а ширина главного лепестка ДН в вертикальной (E -) плоскости по уровню «минус» 3дБ составляет порядка 1° (рис. 4.17).

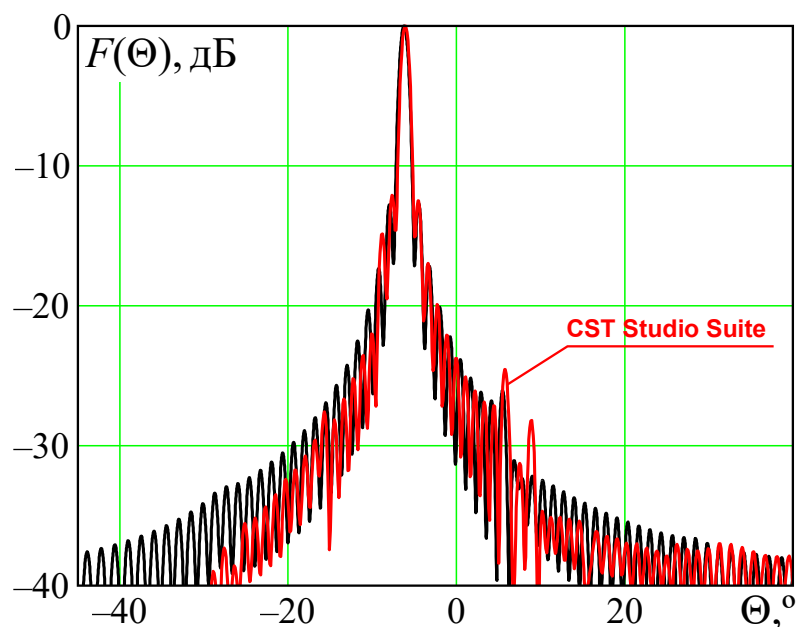


Рис. 4.17. ДН интегрированной АВВДТ с полотном из 69 канавок на частоте 9,3 ГГц, полученные в результате расчета и полноволнового моделирования

Результаты полноволнового электродинамического моделирования интегрированной АВВДТ подтверждают ее работоспособность и относительно высокий КПД в заявленной полосе частот. КПД составляет около (83-84)%, тепловые потери не превышают 0,5 дБ в пределах X-диапазона.

Максимум главного лепестка ДН на частоте 9,3 ГГц шириной 1° в вертикальной (E -) плоскости отклонен от направления нормали на угол 6° . Антенна обладает на этой частоте КУ равным 32,5 дБ. Максимальный УБЛ

составляет порядка «минус» 12,1 дБ (рис. 4.17). КСВН в пределах рассматриваемой полосы рабочих частот составляет менее 1,1.

Предложенные конструкции узконаправленной линейной антенны для X-диапазона и варианта ее интегрированной реализации могут найти применение в современных наземных системах радиосвязи, в метеорологических РЛС предупреждения о неблагоприятных погодных условиях, РЛС картографической съемки и рельефа местности, системах пассивной радиолокации и наземных спутниковых терминалах связи.

Следует заметить, что конструкция синтезированной узконаправленной линейной АВВДТ (рис. 4.13) не была оптимизирована в части минимума УБЛ. Снижение УБЛ до «минус» 15 дБ при сохранении текущих электрических характеристик потенциально позволит использовать предложенную АВВДТ в РЛС обнаружения наземных и маловысотных целей, а также навигационных РЛС воздушного и морского базирования [131].

4.3. Оптимизация гребенчатой периодической антенны X-диапазона по критериям низкого уровня бокового излучения и малой ширины главного лепестка диаграммы направленности

Несмотря на высокие значения КУ и КПД, а также малые тепловые потери спроектированная антенна (рис. 4.13) должна соответствовать требованиям [131-133] в части минимально допустимого УБЛ. По этой причине конструкцию распределительно-излучающей системы АВВДТ предлагается модифицировать, оптимизировав амплитудное распределение на излучающем раскрыве, например, за счет глубинного профилирования гребенчатой ДР [24,26,37,60,89].

На основе имеющегося опыта разработки периодических гребенчатых АВВДТ, а также учитывая результаты исследований [75,92,140,141], предлагается *плавно увеличивать глубину канавок в направлении распространения возбуждающей раскрыв поверхностной волны ПДВ*. Следует заметить, что выбор закономерности, которой должна подчиняться глубина канавок по мере

взаимодействия с ними волны возбуждения, не является очевидной. В работах [26,58,66] было установлено, что за счет полиномиального закона изменения глубины канавок возможно значительное снижение УБЛ. В частности, отмечено возможное снижение уровня бокового излучения до «минус» 22,7 при общей эффективности не ниже 95% [26] и «минус» 27 дБ при общей эффективности не ниже 70% [66]. Однако при этом возрастает КСВ (в среднем до 1,31). Примерно такой же УБЛ гарантирует синусоидальный профиль гребенчатой ДР, обеспечивающий меньшее значение КСВ (порядка 1,2) [66]. Поскольку уменьшение УБЛ из-за оптимизации амплитудного распределения на раскрыве неизбежно сопровождается расширением главного лепестка ДН, принято решение взять за основу линейный закон изменения глубины канавок гребенки (мм):

$$h_k = h_0 + \Delta h \cdot k/N, \quad (4.1)$$

где h_0 , Δh – константы, k – порядковый номер канавки. Поиск констант, характеризующих глубинный профиль решетки, производился с использованием представленной в главе 2 модифицированной численно-аналитической модели. Для автоматизированного поиска модель сопряжена с модифицированным генетическим алгоритмом [142,143]. Такая реализация алгоритма дополнительно использует информацию о рельефе целевой функции при генерации потомков, что позволяет достигать глобального экстремума при меньшем числе обращений к целевой функции, по сравнению с классическим генетическим алгоритмом [25,58]. Соответственно время поиска глобального экстремума уменьшается.

В качестве целевой функции взята зависимость максимального УБЛ ДН от констант h_0 и Δh при фиксированных значениях всех прочих геометрических и диэлектрических параметров излучающей апертуры АВВДТ на средней частоте 9,35 ГГц. Целевая функция дополнена барьерными функциями, отбраковывающими решение оптимизационной задачи, приводящее к снижению КПД до величины меньшей 90%, и расширению главного лепестка ДН более чем на 20% [25,58].

Применительно к выбранным и рассчитанным ранее параметрам распределительно-излучающей системы антенны и указанному критерию оптимизации установлено, что наилучшими значениями констант, определяющих глубинный профиль ДР (4.1), являются $h_0 = 1$ мм и $\Delta h = 6,6$ мм. При выявленной закономерности изменения глубины канавок (мм):

$$h_k = 1 + 6,6 \cdot k/69, \quad (4.2)$$

максимальный расчетный УБЛ на частотах 9,3 и 9,4 ГГц составляет порядка «минус» 20 дБ, ширина главного лепестка ДН – $1,2^\circ$. Расчеты показывают, что вполне достигим значительно меньший уровень бокового излучения, однако при этом ширина главного лепестка ДН существенно возрастает, что не удовлетворяет требованиям [131-133]. Заметим, что она увеличивается не столько за счет оптимизации амплитудного распределения, сколько по причине проявления квадратичных фазовых искажений, приводящих к объединению первых боковых лепестков с главным лепестком. Расчетный КПД с учетом направленности только в вертикальной (E -) плоскости равен 92,8 и 91,8% соответственно.

ДН, синтезированной АВВДТ на частотах 9,3 и 9,4 ГГц для случая глубинного профилирования ДР по линейному закону (4.2), показаны на рис. 4.18 на фоне диаграмм при отсутствии профилирования.

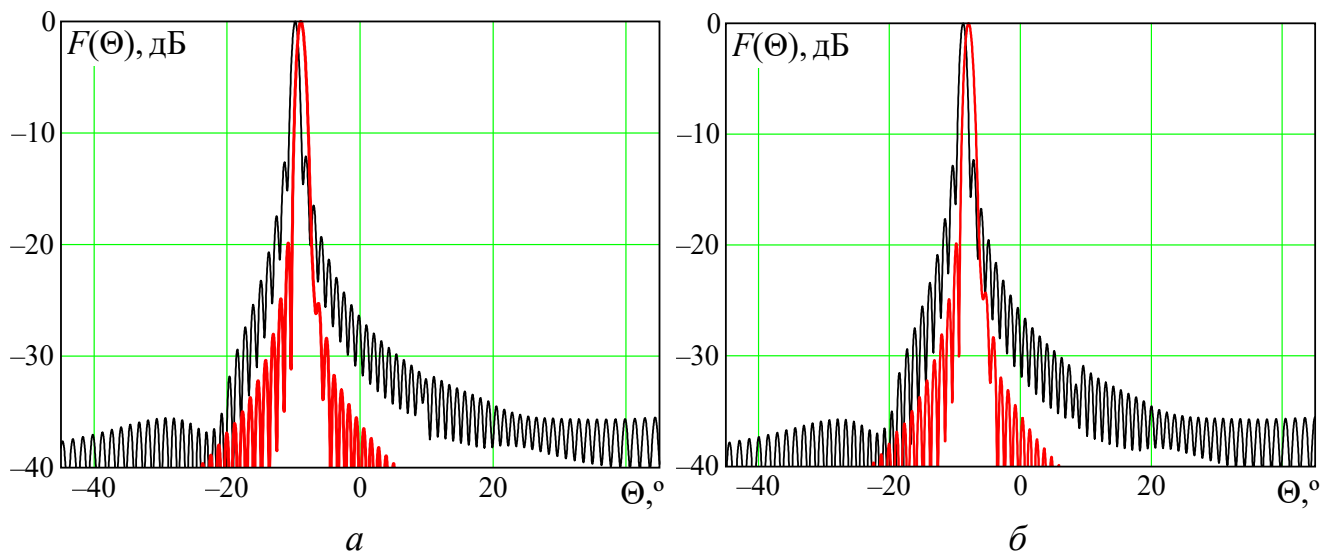


Рис. 4.18. Расчетные ДН квазипериодической АВВДТ с глубинным профилированием ДР: a – на частоте 9,3 ГГц; b – на частоте 9,4 ГГц

Анализ ДН, изображенных на рис. 4.18, свидетельствует о том, что доля мощности, излученной антенной в пределах ширины главного лепестка, в процентах от подведенной мощности увеличилась примерно на 11-12% соответственно. Последнее связано не только с приростом КПД (на 2-5%), но и снижением максимального УБЛ почти на 8 дБ.

Проект квазипериодической гребенчатой АВВДТ с глубинным профилированием реализован в симуляторе CST Studio Suite. На рис. 4.19 представлена гребенчатая ДР с глубиной канавок, изменяющейся по закону (4.2).

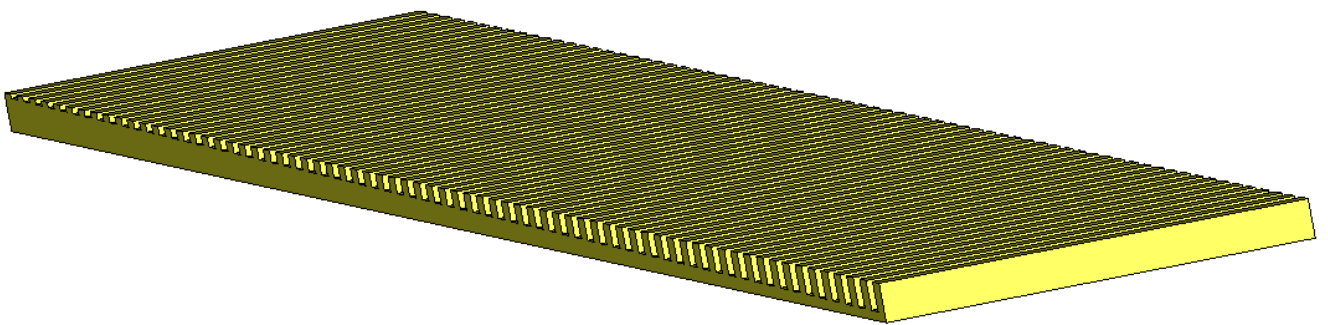
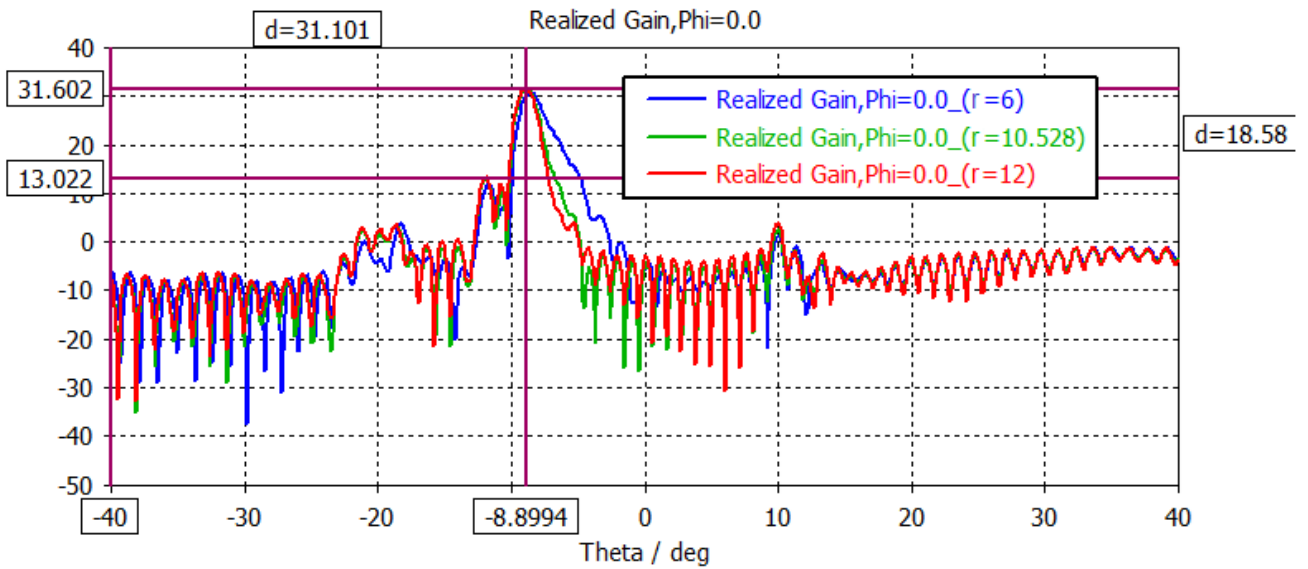
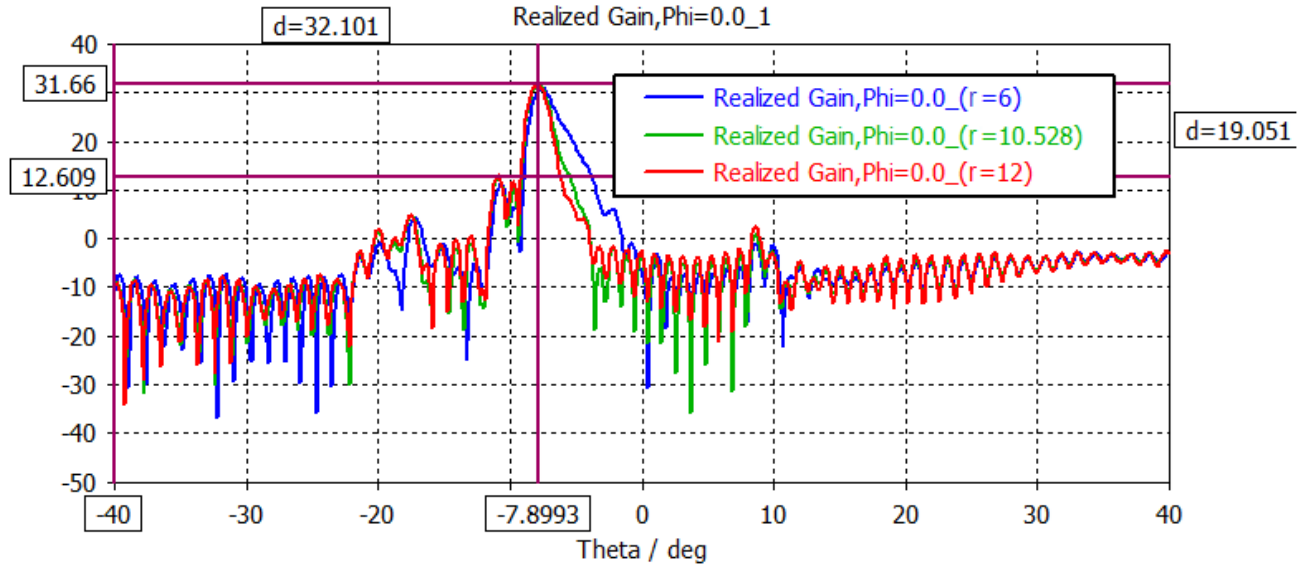


Рис. 4.19. Гребенчатая решетка с увеличивающейся по линейному закону глубиной канавок в направлении распространения поверхностной волны

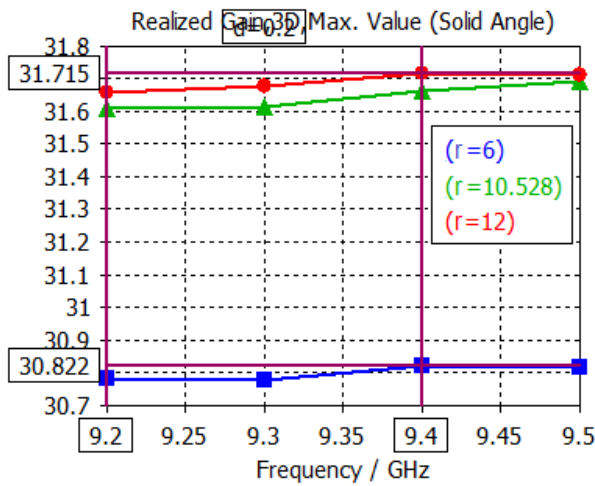
В результате полноволнового электродинамического моделирования АВВДТ с изменяющейся глубиной канавок установлено, что в случае прицельного расстояния равного $r = 12$ мм для частот 9,3 и 9,4 ГГц КУ составляет 31,6 и 31,7 дБ (рис. 4.20, *а-в*), УБЛ при этом равен «минус» 18,4 и «минус» 18,8 дБ соответственно (рис. 4.20, *а, б, в*). Ширина главного лепестка ДН в вертикальной (*E*-) плоскости по уровню «минус» 3 дБ порядка $1,2^\circ$. КСВН не превышает 1,25 (рис. 4.21, *а*), КПД равен 87 и 86 % соответственно (рис. 4.21, *б*).



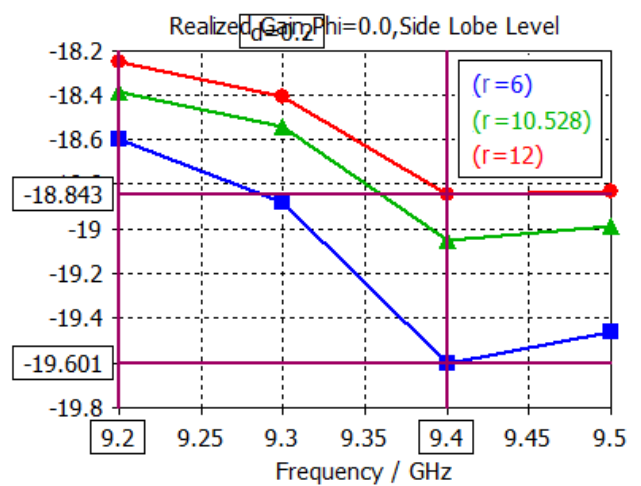
a



b



v



z

Рис. 4.20. Результаты полноволнового моделирования АВВДТ с глубинным профилированием ДР для прицельного расстояния ($r = 6; 10,53$ и 12 мм): *a* – ДН на частоте 9,3 ГГц; *b* – ДН на частоте 9,4 ГГц; *v* – КУ (дБ); *z* – УБЛ (дБ)

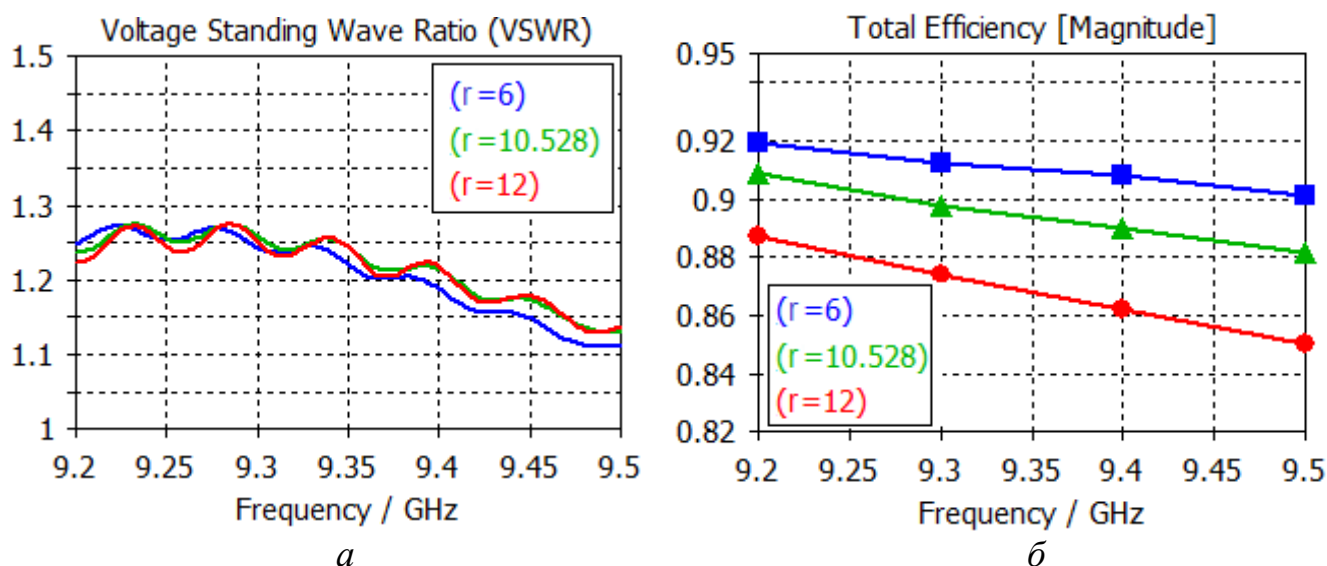


Рис. 4.21. Значения КСВН (а) и КПД (б) в зависимости от частоты и прицельного расстояния ($r = 6$; 10,53 и 12 мм), полученные в результате полноволнового моделирования антенны с глубинным профилированием ДР

Проведем экспериментальное исследование возможности уменьшения уровня бокового излучения за счет изменения прицельного расстояния r . В качестве критериев оптимизации выберем УБЛ (не выше «минус» 20 дБ) и ширину главного лепестка ДН в вертикальной (E -) плоскости (не более 2°).

Двухкритериальную оптимизацию выполним с использованием широко известного стохастического метода роя частиц (Particle Swarm Optimization – PSO) [144]. Результаты исследований [145-146] свидетельствуют о том, что данный метод хорошо подходит для решения многокритериальных задач оптимизации нелинейных антенн и СВЧ-устройств. В работе [147] показано, что для антенной решетки с длиной апертуры 34λ , состоящей из 35 излучающих элементов, метод роя частиц сходится в 1,2 раза быстрее генетического алгоритма при одинаковом числе итераций. Вместе с тем, координаты расположения излучателей, полученные при помощи PSO, позволяют обеспечить УБЛ порядка «минус» 27 дБ, а при использовании генетического алгоритма наилучший уровень бокового излучения составляет «минус» 23 дБ.

Метод роя частиц опирается на упрощенную модель поведения птиц в стае или рыб в косяке. Согласно концепции PSO, группа частиц (например, стая птиц) выполняет процесс поиска наилучшей позиции в пространстве решений. Каждая частица после смещения в пространстве решений делится своей текущей наилучшей позицией с одной или несколькими частицами роя [148]. В итоге каждая частица определяет свой следующий шаг в пространстве решений, основываясь на пройденном пути других (соседних) частиц. Как только все частицы обновят свои позиции на текущей итерации, начинается следующая итерация процесса поиска наилучшей позиции. В результате весь рой приближается к глобальному экстремуму целевой функции со скоростью сходимости, которая *зависит от заданного размера роя и максимального количества итераций*.

Для оптимизации УБЛ разработанной АВВДТ за счет вариации прицельного расстояния размер роя частиц выбран равным $n = 30$, а максимальное количество итераций $m = 15$. Максимально возможное количество шагов (оценок параметра r) определяется формулой $(m \cdot n) + 1$ и для выбранных параметров составляет 451. Оптимизация проводилась на персональном компьютере с объемом оперативной памяти 16 ГБ типа DDR4 и процессором 11th Gen Intel(R) Core(TM) i7-11800H с тактовой частотой 2,3 ГГц, имеющим 8 ядер архитектуры «Willow Cove». Для сокращения времени расчетов использовался графический ускоритель NVIDIA GeForce RTX 3070 Laptop с объемом видеопамати 8 ГБ.

В табл. 4.1 представлены результаты двухкритериальной оптимизации АВВДТ методом роя частиц для частот X-диапазона. Изначально для текущего значения $r = 12$ мм интервал оптимизации был выбран в $\pm 15\%$. Наилучшее ослабление бокового излучения для частот 9,3 и 9,4 ГГц было достигнуто при $r' = 10,53$ мм и составило «минус» 18,6 и «минус» 19,1 дБ соответственно (рис. 4.20, а, б, в). Значение КУ осталось практически без изменений (рис. 4.20, в). Ширина главного лепестка ДН в вертикальной ($-E$) плоскости не превысила $1,3^\circ$.

Сниженный УБЛ незначительно отличается от изначально достигнутого (не более чем на 0,5 дБ), что объясняется небольшим поисковым интервалом PSO и ранее проведенной оптимизацией антенны за счет глубинного профилирования.

Таблица 4.1 – Результаты оптимизации УБЛ ДН антенны методом роя частиц

Частота, ГГц	r , мм	Критерий выбора интервала оптимизации	Интервал оптимизации r , мм	r' , мм	УБЛ, дБ	$\Delta\Theta_{0,5}$, °	КУ, дБ	Время поиска глобального экстремума
9,2	12	$\pm 15\%$ от r	10,2-13,8	10,53	-18,4	1,3	31,6	18 мин 55 с
9,3					-18,6	1,3	31,6	
9,4					-19,1	1,3	31,7	
9,5					-19	1,3	31,7	
9,2	7	$\pm 20\%$ от r	5,6-8,4	6	-18,6	1,5	30,8	24 мин 46 с
9,3					-18,9	1,5	30,8	
9,4					-19,6	1,5	30,8	
9,5					-19,5	1,5	30,8	

Далее была проведена оптимизация с интервалом $\pm 20\%$ для прицельного расстояния равного $r = 7$ мм. При этом наилучший УБЛ для частот 9,3 и 9,4 ГГц был достигнут при $r' = 6$ мм и составил «минус» 18,9 и «минус» 19,6 дБ соответственно (рис. 4.20, *а*, *б*, *г*). КУ уменьшился в среднем на 0,9 дБ. Ширина главного лепестка ДН в вертикальной ($-E$) плоскости не превысила $1,5^\circ$.

Следует заметить, что с уменьшением прицельного расстояния увеличивается КПД и при $r = 6$ мм составляет более 90% во всем частотном диапазоне (рис. 4.21, *б*). КСВН при уменьшении r в области частот выше 9,35 ГГц имеет тенденцию к снижению и не превышает 1,25 (рис. 4.21, *а*). УБЛ удалось снизить не более чем на 0,8 дБ (рис. 4.20, *г*). Однако дальнейшее сокращение прицельного расстояния ($r \rightarrow 0$) при заданном законе изменения глубины канавок (4.2) не целесообразно, так как приводит к сильной связи между ПДВ и гребенчатой ДР. Наличие сильной связи значительно снижает эффективность преобразования объемной волны в рабочую поверхностную гармонику, ДН антенны становится широкоугольной и изрезанной. Напротив, увеличение

прицельного расстояния сверх $r = 12$ мм ослабляет связь между ПДВ и гребенкой, приводя к уменьшению постоянной ослабления. Поэтому для достижения желаемых КПД и КСВН потребуется использовать гребенку большей длины.

Полученные результаты свидетельствуют о том, что уровень бокового излучения при необходимости может быть несколько скорректирован за счет изменения прицельного расстояния. Преимуществом такого подхода является возможность донастройки уже изготовленной АВВДТ.

4.4. Плоская антенна для частотного диапазона 27,5-28,3 ГГц из двух симметричных ленточных решеток с центральным питанием

Одним из важных направлений развития технологии высокоскоростной передачи данных 5G является создание малогабаритных (планарных) антенных систем для базовых станций. Для обеспечения пиковой скорости передачи данных (до 20 Гбит/с) в сетях радиодоступа 5G антенные системы должны иметь возможность работать в длинноволновой части КВЧ и (или) коротковолновой части СВЧ диапазона, например, в полосе частот от 27,5 до 28,3 ГГц (частотный диапазон FR2-n261) [149,150].

В качестве секторной антенны базовой станции с центральной рабочей частотой 27,9 ГГц предлагается планарная АВВДТ, содержащая две симметричные ЛР (подрешетки), расположенные поверх экранированного ПДВ, и устройство возбуждения в виде открытого конца волновода WR-28 длиной 9,4 мм с поперечным сечением $7,2 \times 3,4$ мм² (рис. 4.22).

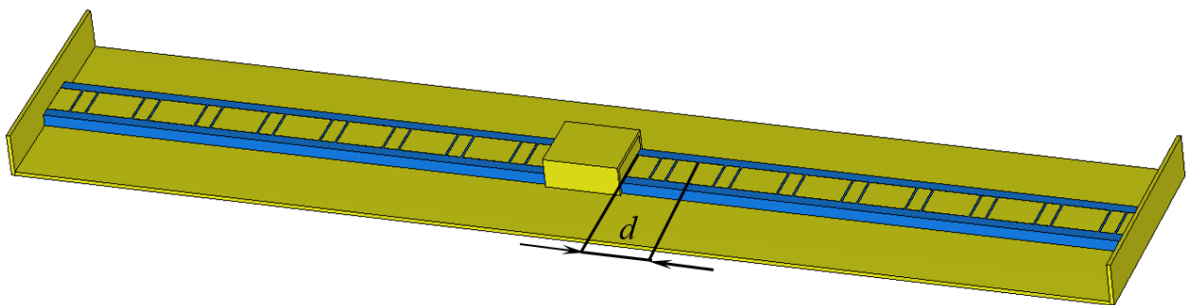


Рис. 4.22. Антенна для базовой станции 5G на основе двух симметричных ЛР с центральным питанием

Для изготовления симметричных ЛР предлагается использовать высокочастотный ламинат с медным покрытием Sivolam 245 толщиной 1,52 мм ($\tau \approx \lambda/7$). Ламинат Sivolam 245 изготовлен на основе полипропилена с относительной с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_r=2,45$ и тангенсом диэлектрических потерь $\text{tg}\delta$ не превышающим $8 \cdot 10^{-4}$. Необходимый узор ЛР может быть получен субтрактивным методом на основе травления меди с участков щелей.

Геометрические параметры ленточной АВВДТ выбраны при помощи расчетной модели, представленной в главе 3 настоящей работы. Общая длина структуры составляет $12,8\lambda_0$, период решетки $d = 0,74\lambda_0$, длина каждой ЛР $8d - 64$ мм, ширина диэлектрического слоя ЛР ($W_{\text{ЛР}}$) – 7,2 мм, ширина экранирующего металлического основания равна 27,2 мм. ЛР на периоде содержит две щели одинаковой ширины $\Omega = d/32$ (0,25 мм) – основную, расположенную на расстоянии $0,38d$ от возбуждающего волновода и дополнительную, смещенную относительно основной на $0,25d$. Смещение дополнительной щели подобрано по критерию максимума КПД для центральной частоты 27,9 ГГц.

Известно [82,87], что для снижения УБЛ требуется сформировать в АВВДТ амплитудное распределения поля симметрично спадающее к краям раскрыва. Применительно к рассматриваемой конструкции антенны это может быть реализовано, например, вариацией постоянной ослабления за счет подбора ширины лент при постоянном периоде решетки [82]. Однако такой способ не является предпочтительным по причине сравнительно малого количества элементов решетки (лент) и ограниченных возможностей регулирования постоянной ослабления путем вариации ширины лент, а также зависимости от ширины лент и периода решетки фазовой постоянной основой пространственной гармоникой, определяющей режим фазового синхронизма в антенне и ее направленные свойства.

Для снижения УБЛ в рассматриваемой антенне предлагается использовать режим короткого замыкания (КЗ) основной линии передачи, питающей излучающие элементы ЛР [87]. Для этого с торцов апертура антенны экранирована медными

пластинами размером $27,2 \times 5,7$ мм² каждая (рис. 4.22). Такие отражающие элементы обеспечивают КЗ крайних лент подрешеток на металлический экран ПДВ.

Как в отношении линейных полосковых решеток [82], так и в случае исследуемой АВВДТ снижение УБЛ объясняется тем, что при КЗ на торцах структуры в излучающей апертуре в направлениях вытекания поверхностной волны формируется амплитудное распределение поля, близкое по форме к треугольному (рис. 4.23, а). Для сравнения, амплитудное распределение на раскрыве в режиме холостого хода (отражательные элементы на торцах отсутствуют) имеет форму близкую к экспоненциальной (рис. 4.23, б), что не способствует минимизации уровня бокового излучения.

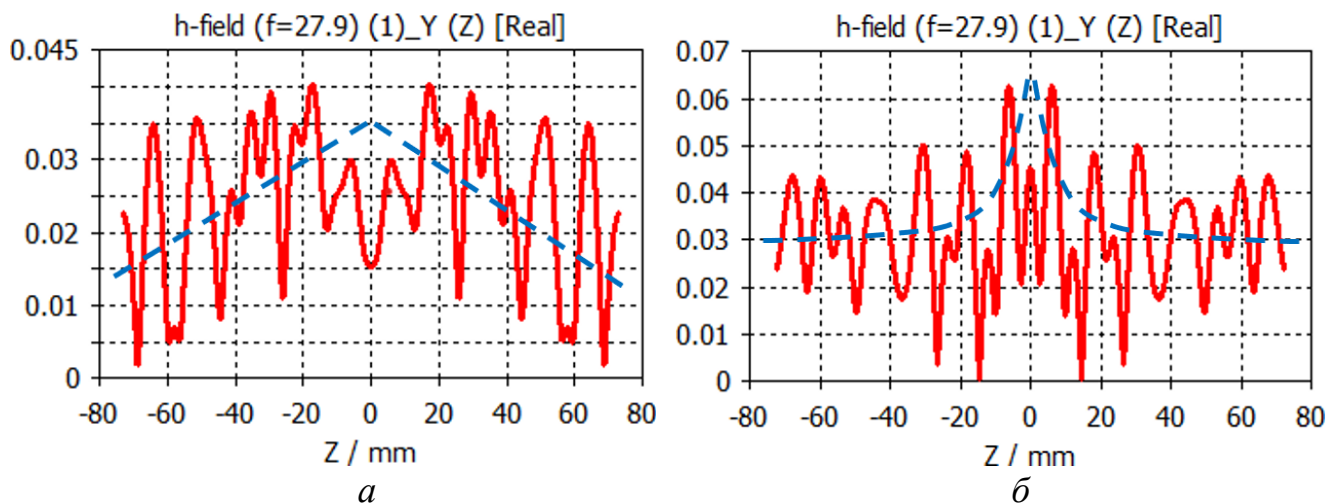


Рис. 4.23. Амплитудное распределение на раскрыве антенны (А/м): а – в режиме КЗ крайних лент; б – в режиме холостого хода

Высота медных пластин выбрана близкой к $\lambda/2$, что позволяет эффективно отражать недоизлученную волну в обратном направлении с целью ее последующего синфазного сложения с вытекающей волной на системе лент (щелей). Это позволяет сократить длину распределительно-излучающей системы и одновременно обеспечить приемлемое согласование антенны по входу.

Основные электрические характеристики антенны, полученные в ходе полноволнового моделирования в CST Studio Suite, представлены на рис. 4.24.

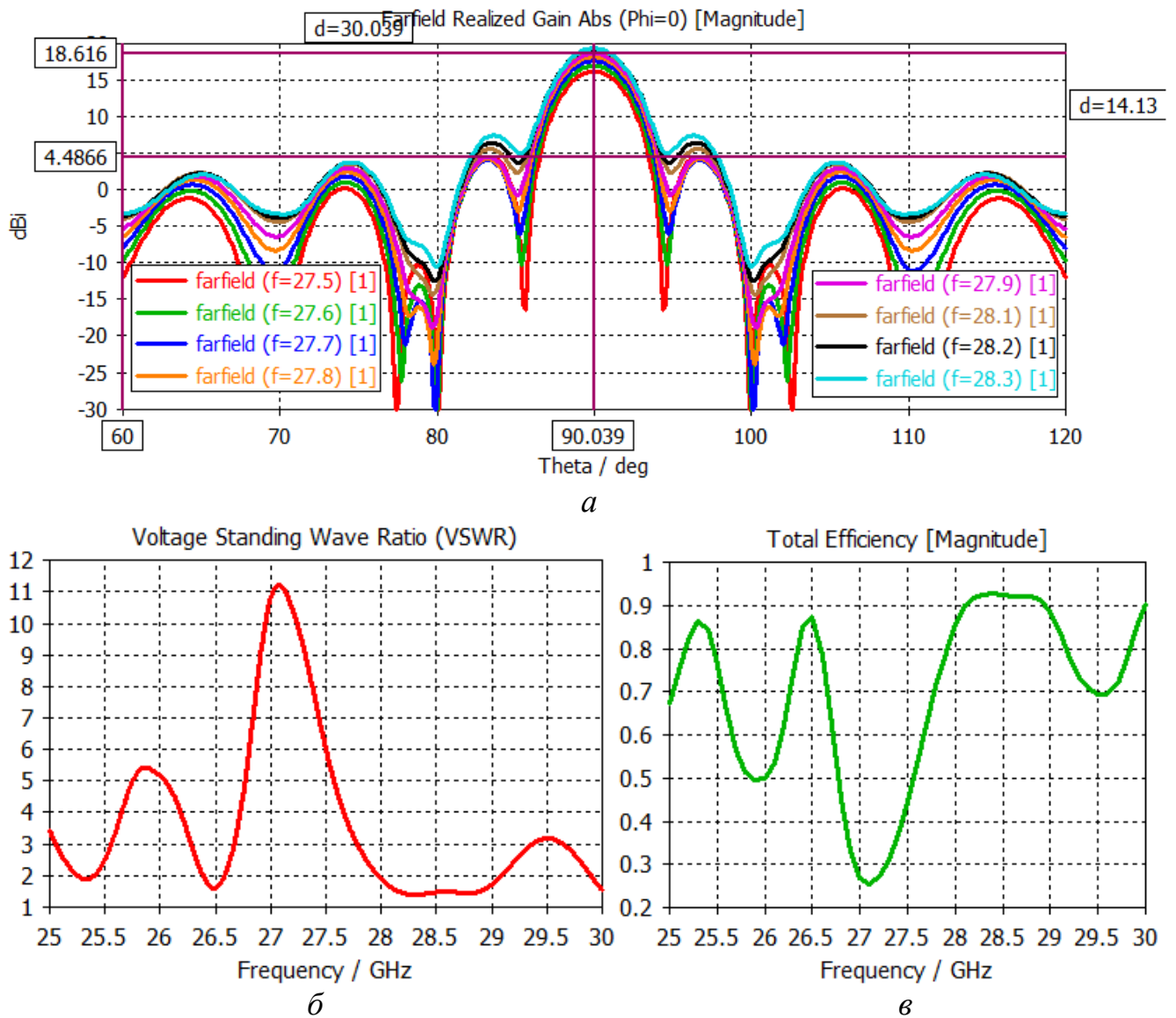


Рис. 4.24. Результаты полноволнового моделирования плоской АВВД с двумя симметричными ЛР: *a* – ДН антенны в вертикальной (*E*-) плоскости на частотах 27,5-28,3 ГГц; *b* – КСВН; *v* – КПД

Результаты показывают, что максимум ДН в вертикальной (*E*-) плоскости направлен по нормали к плоскости раскрыва ($\Theta_m \approx 90^\circ$) и остается фиксированным при изменении рабочей частоты (рис. 4.24, *a*). Отсутствие частотной дисперсии достигается за счет центрального питания симметричных ЛР. Ширина главного лепестка ДН в вертикальной (*E*-) плоскости практически не изменяется в рассматриваемом частотном диапазоне и составляет порядка 4° .

Ширина ДН в горизонтальной (H -) плоскости варьируется в пределах от 77° до 80° . КУ на частоте 27,9 ГГц достигает 18,6 дБ, УБЛ равен «минус» 14,1 дБ.

Спроектированная антенна на частотах от 27,9 до 28,3 ГГц обладает достаточно высоким КПД (более 80%). Однако к нижней границе диапазона рабочих частот (27,5 ГГц) КПД снижается с 79 до 45%. Наилучшие показатели КПД (более 90%) достигаются на частотах 28,1-28,3 ГГц (рис. 4.24, ϵ). КСВН в полосе 28-28,3 ГГц изменяется в пределах от 1,4 до 1,9 (рис. 4.24, δ). Отметим, что на частоте 27,5 ГГц антенна имеет значение КСВН равное 6.

Частотные зависимости, полученные по результатам моделирования АВВДТ, показывают, что КУ в рассматриваемой полосе частот изменяется от 16,1 до 19,3 дБ (рис. 4.25, a), а уровень бокового излучения находится в пределах от «минус» 11,7 до «минус» 14,1 дБ (рис. 4.25, δ).

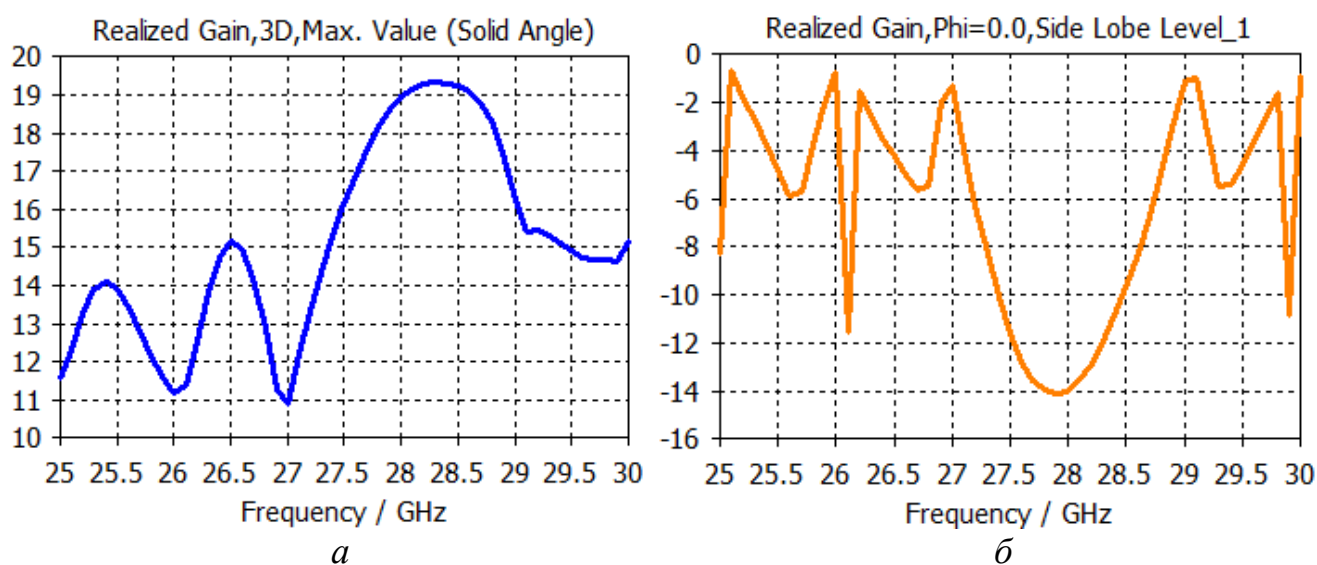


Рис. 4.25. Частотные зависимости характеристик антенны с двумя симметричными ЛР: a – КУ (дБ); δ – УБЛ (дБ)

ДН антенны имеет веерный характер (рис. 4.26), который объясняется значительно большей длиной антенного полотна по сравнению с его шириной. Полученные результаты позволяют сделать вывод, что использование отражающих элементов, обеспечивающих КЗ крайних лент подрешеток на металлический экран ПДВ, дает возможность существенно снизить УБЛ ДН

плоской АВВДТ с центральным питанием при сохранении высокого КПД и КУ в расширенной полосе рабочих частот.

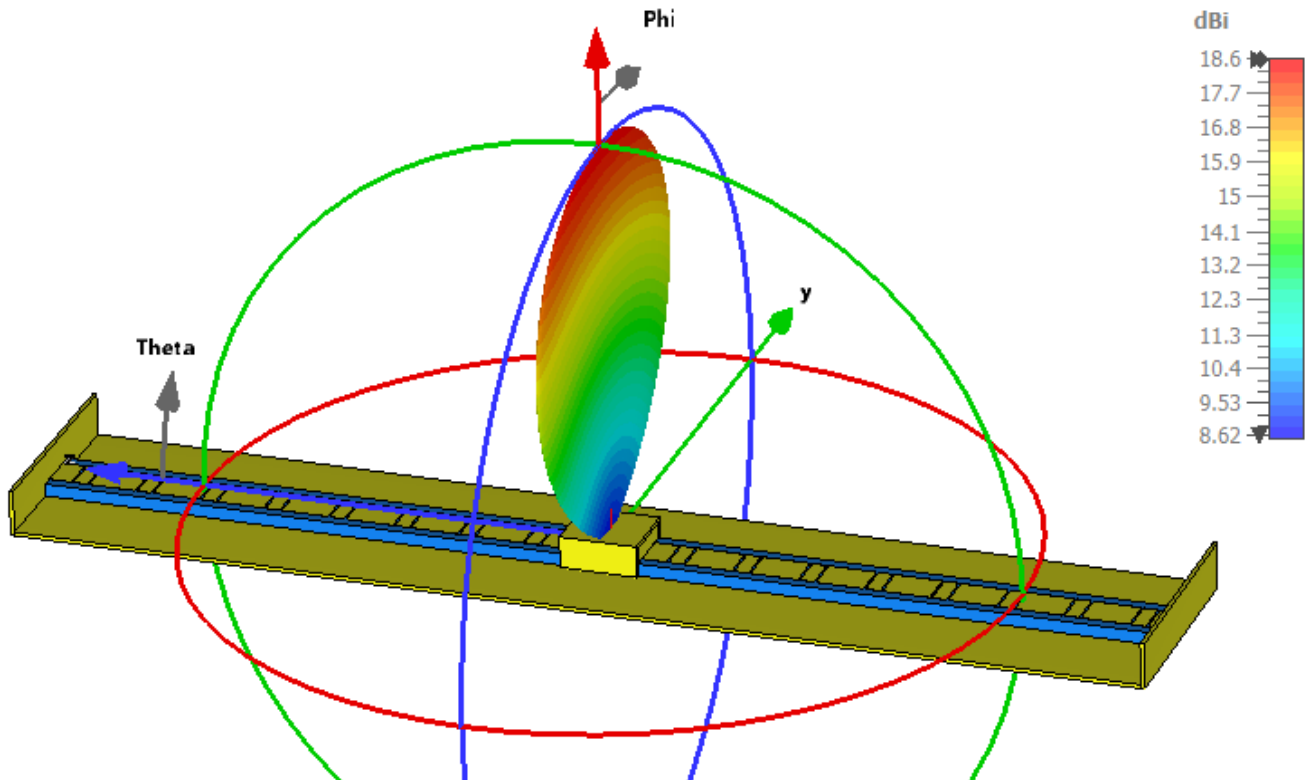


Рис. 4.26. Пространственная ДН антенны на частоте 27,9 ГГц

Дальнейшие экспериментальные исследования на основе электродинамической симуляции показывают, что согласованное изменение ширины основной и дополнительной щелей на периоде при сохранении расстояния между ними способствует снижению КСВН на входе антенны и повышению КПД. Это достигается за счет влияния, оказываемого дополнительной щелью на коэффициент прохождения (отражения) ЛР. Следует заметить, что наличие на периоде решетки нескольких щелей (лент) разного размера позволяет расширить резонансную область частот АВВДТ [40].

Из рис. 4.27, а видно, что уменьшение ширины щелей ЛР до $\Omega = d/47$ (0,17 мм) действительно способствует снижению КСВН на частоте 27,9 ГГц на 19% (рис. 4.27, а). КПД при этом увеличивается до 94% (рис. 4.27, б).

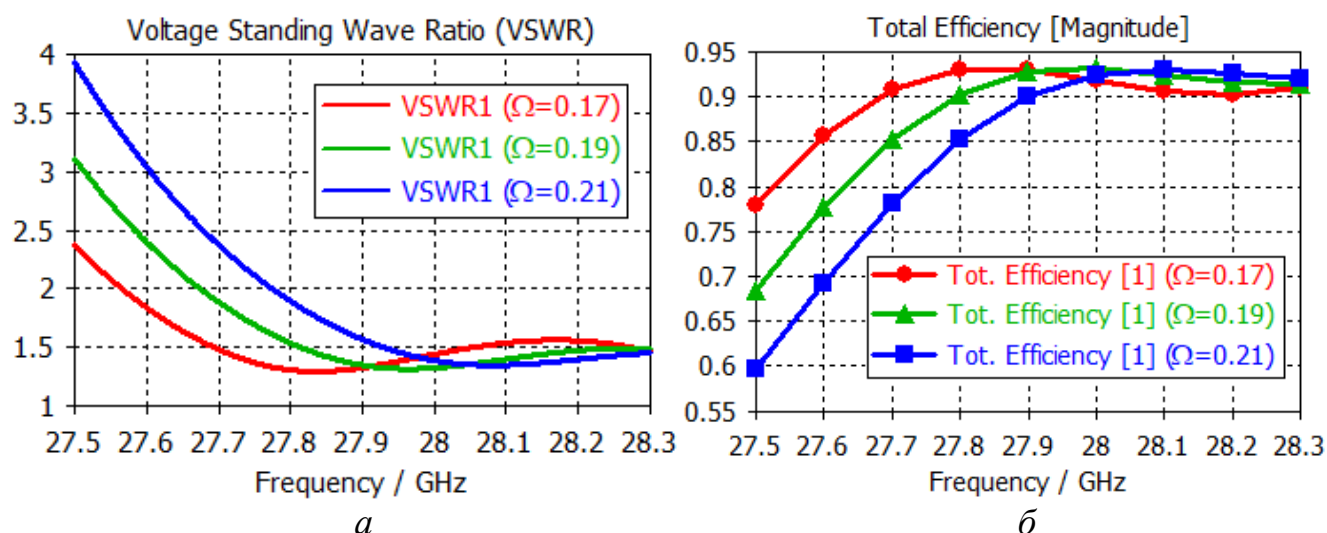


Рис. 4.27. Значения КСВН (а) и КПД (б) в зависимости от частоты и ширины щелей ($\Omega = 0,17; 0,19$ и $0,21$ мм)

Обобщение полученных результатов свидетельствует о том, что рассматриваемая АВВДТ на основе двух симметричных ЛР с центральным питанием достаточно эффективно функционирует на частотах от 27,9 до 28,3 ГГц и может быть использована в качестве антенны для базовой станции стандарта радиосвязи 5G. Следует заметить, что представленная конструкция антенны не содержит дорогостоящих материалов, имеет малые габаритные размеры и проста в изготовлении.

Выводы к главе 4

Предложена конструкция АВВДТ для базовой станции на основе однопроводной линии передачи с гребенчатой ДР. Результаты экспериментальных исследований свидетельствуют о том, что антенна обладает низким КСВН, имеет веерный характер ДН и значительный КПД. Проведены экспериментальные исследования шести различных устройств возбуждения однопроводной линии. Показано, что наилучшие электрические характеристики АВВДТ достигаются при возбуждении однопроводной линии коническим рупором с восемью элементами Вивальди и прямоугольным ступенчатым

диффузором. Среди преимуществ спроектированной антенны следует выделить простоту конструкции и технологичность изготовления.

Разработана узконаправленная линейная антенна для X-диапазона на основе периодической гребенчатой решетки. Предлагаемая конструкция АВВДТ, обладая площадью излучающего раскрыва не более $0,19 \text{ м}^2$, характеризуется высокими КУ и КПД, а также низким КСВН и малыми тепловыми потерями. Показана возможность эффективной реализации антенной системы на основе ПДВ, интегрированного с металлической периодической решеткой, образованной канавками прямоугольного профиля.

На основе развитого подхода к оптимизации амплитудного распределения на излучающем раскрыве выполнено глубинное профилирование гребенчатой ДР по линейному закону. Согласно выявленной на основе модифицированной численно-аналитической модели закономерности, глубина канавок плавно увеличивается в направлении распространения поверхностной волны ПДВ. Экспериментально подтверждено, что такое профилирование ДР позволило увеличить долю мощности, излученной антенной в пределах ширины главного лепестка ДН, и, как следствие, повысить КПД с одновременным снижением максимального УБЛ.

С использованием метода роя частиц (Particle Swarm Optimization) показана дополнительная возможность уменьшения уровня бокового излучения за счет оптимизации величины воздушного зазора между ПВД и ДР. Оптимизация прицельного расстояния проводилась по критериям минимума УБЛ и сохранения ширины главного лепестка ДН в вертикальной (E -) плоскости в пределах двух градусов. Благодаря малой ширине главного лепестка ДН и низкому УБЛ предложенная линейная АВВДТ может найти применение в РЛС обнаружения наземных и маловысотных целей, а также навигационных РЛС воздушного и морского базирования.

Предложена конструкция антенны для базовой станции стандарта радиосвязи 5G на основе двух симметричных ЛР с центральным питанием. Экспериментально доказано, что спроектированная АВВДТ имеет верную ДН, а в

верхней части частотного диапазона FR2-n261 обладает высокими значениями КПД и КУ, низкими КСВН и УБЛ. Установлено, что согласованное изменение ширины щелей (ширины лент) на периоде решетки позволяет снизить уровень КСВН и повысить КПД. Это достигается за счет влияния, оказываемого дополнительной щелью на коэффициент прохождения (отражения) решетки из металлических лент. Предлагаемая конструкция антенны сочетает отсутствие дорогостоящих материалов с технологичностью изготовления. Наличие на периоде решетки нескольких щелей (лент) разного размера позволяет расширить резонансную область частот АВВДТ.

Заключение

В диссертации разработан комплекс методик, позволяющих проводить параметрический синтез высокоэффективных дифракционных антенн с неравномерным профилем распределительно-излучающей системы. На основе разработанных методик проектирования и расчета создан ряд высокотехнологичных конструкций АВВДТ с улучшенными характеристиками.

В диссертации получены следующие **основные результаты**:

1. Выполнена модификация известной электродинамической модели для анализа и синтеза АВВДТ с неравномерным профилем распределительно-излучающей системы, заключающаяся в дополнении модели математическим аппаратом для экспресс-расчета АФР. Отличие разработанного аппарата от известных методов расчета заключается в представлении поля дифракции в конечном числе точек на излучающем раскрыве в соответствии с формулой Кирхгофа из скалярной теории дифракции. Предложенный способ расчета АФР значительно превосходит по быстродействию известный метод интегрирования спектральной плотности поля над излучающим раскрывом, обеспечивая соизмеримую точность вычислений, и может быть использован на ранних этапах проектирования, где требуется экспресс-анализ характеристик и показателей АВВДТ.

2. Разработана методика энергетического расчета АВВДТ с изменяющимся вдоль раскрыва расстоянием между ПВД и ДР при заданном амплитудном распределении поля. Отличие предлагаемой методики от известных методов энергетического расчета заключается в использовании полученной на основе модифицированной численно-аналитической модели зависимости отбора мощности от прицельного расстояния и учета относительной мощности потерь в ПДВ. Это делает методику пригодной для синтеза квазипериодических раскрывов АВВДТ применительно к коротковолновой части СВЧ и КВЧ диапазонов. Для получения зависимости отбора мощности от прицельного расстояния для

различных профилей излучающих раскрывов использована модифицированная численно-аналитическая модель для анализа и синтеза АВВДТ.

3. Разработана методика формирования высокоэффективного поперечного излучения в АВВДТ с модифицированным раскрывом при одностороннем способе возбуждения, позволяющая увеличить КПД антенны за счет оптимизации положения системы дополнительных канавок относительно основной и/или подбора глубины дополнительных канавок. Установлено, что приращение излучательной способности и эффективности излучения АВВДТ при оптимизации глубины системы дополнительных канавок выше, чем в случае подбора расстояния между дополнительными и основными канавками.

4. Предложена высокотехнологичная АВВДТ с длиной раскрыва $15\lambda_0$, состоящая из устройства возбуждения в виде прямоугольного ступенчатого диффузора, периодической гребенчатой решетки и однопроводной линии передачи на основе центральной жилы коаксиального кабеля с тефлоновой изоляцией. Разработанная антенна на частоте 2,4 ГГц обладает КСВН равным 1,3, значительным КПД (94%), имеет веерный характер ДН (в H -плоскости) с шириной ДН в E -плоскости менее 5° и КУ – 14,5 дБ. Конструкция АВВДТ обеспечивает возможность гибкой настройки электрических характеристик.

5. Разработана узконаправленная линейная антенна X -диапазона на основе накрытой ПДВ периодической гребенчатой решетки. Предлагаемая конструкция АВВДТ, обладая площадью излучающего раскрыва менее $0,2 \text{ м}^2$, характеризуется высокими КУ и КПД, шириной ДН в E -плоскости не больше 1° , а также низким КСВН и малыми тепловыми потерями. Показана возможность эффективной реализации антенной системы на основе ПДВ, интегрированного с металлической периодической решеткой, образованной канавками прямоугольного профиля. Продемонстрирована возможность уменьшения уровня бокового излучения более чем на 6 дБ за счет глубинного профилирования ДР и последующей оптимизации величины зазора между ПВД и ДР.

6. Разработана планарная АВВДТ для базовой станции стандарта 5G. Конструкция антенны содержит две симметричные металлические ленточные

решетки, изготовленные на основе ламината Sivolam 245, и устройство центрального возбуждения в виде открытого конца волновода. КУ оптимизированной конструкции антенны в полосе частот 27,9-28,3 ГГц составляет от 16 до 19,3 дБ, а уровень бокового излучения не превышает «минус» 11,7 дБ. КПД в заявленной полосе частот составляет от 90 до 93%. Разработанная антенна характеризуется малыми габаритными размерами, простотой конструкции и технологичностью изготовления.

Результаты, полученные в диссертации, способствуют совершенствованию методологической базы проектирования АВВДТ с улучшенными параметрами.

Список цитируемых источников

1. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток: Учеб. пособие для вузов / Под ред. Д.И. Воскресенского. Изд. 4-е, перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2012. – 744 с.: ил.
2. Воскресенский Д.И. Антенны с обработкой сигнала: Учеб. пособие для вузов. – М.: Сайнс-пресс, 2002. – 80 с.: ил.
3. ГОСТ Р 50736-95. Антенно-фидерные устройства систем сухопутной подвижной радиосвязи. Типы, основные параметры, технические требования и методы измерений. М., 1995. 22 с.
4. ГОСТ Р 50867-96. Антенны радиорелейных линий связи. Классификация и общие технические требования. М., 1996. 16 с.
5. ГОСТ Р 51798-2001. Решетки антенные многовходовые для оборудования систем подвижной радиосвязи. Основные параметры, общие технические требования, методы измерений. М., 2001. 12 с.
6. Beal J.J. A satellite view from Paris // Cable Satellite Communications International. – October 1994. – Vol. 3. – № 1. – p. 46.
7. Шестопалов В.П. Физические основы мм и субмм техники. Т.1. Открытые структуры. – Киев: Наук. Думка, 1985. – 216 с.
8. Андреев С.Д. Антенные решетки миллиметрового диапазона волн / С.Д. Андреев, Н.Д. Девятков, В.П. Шестопалов // Докл. АН СССР. – 1978. – Т. 240. – № 6. – С.1340-1343.
9. Евдокимов А.П. Новое направление в технике антенных решеток / А.П. Евдокимов, В.В. Крыжановский // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1996. – Т. 39. – № 9-10. – С. 54-61.
10. Евдокимов А.П. Планарная антенна дифракционного излучения КВЧ диапазона / А.П. Евдокимов, В.В. Крыжановский, Ю.К. Сиренко // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2011. – Т. 16. – № 6. – С. 53-61.

11. А. с. 1072154 СССР, МКП H01Q 3/26. Антенна бегущей волны / Э.Ф. Зайцев, А.Н. Федотов // № 3472785-18-09; заявл. 16.07.82; опубл. 07.02.84, Бюл. № 5.

12. А. с. 1658248 СССР, МКП H01Q 3/44. Антенна бегущей волны / А.И. Климов, В.И. Юдин // № 4669499/09; заявл. 27.03.89; опубл. 23.06.91, Бюл. № 23.

13. Пат. 2432650 RU, МПК H01Q13/00. Плоская антенна с управляемой поляризационной характеристикой / Ю.Б. Нечаев, А.И. Климов, А.В. Золотухин, М.Ю. Сидоров // № 2010110828/06; заявл. 22.03.2010; опубл. 27.10.2011, Бюл. № 30.

14. Пат. 2435260 RU, МПК H01Q13/00. Плоская антенна / Ю.Б. Нечаев, А.И. Климов, Н.С. Хохлов, В.И. Юдин, П.Н. Радько // № 2010100683/07; заявл. 11.01.2010; опубл. 27.11.2011, Бюл. № 33.

15. Крюков Д.Ю. Рефлективный анализ возможностей и основных конструктивно-технических характеристик антенн дифракционного излучения на основе периодических замедляющих структур / Д.Ю. Крюков, А.В. Останков // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2017. – Т. 13. – №1. – С. 95-103.

16. Классен В.И. Антенны Ka диапазона для перспективных средств телекоммуникаций. Часть 1. Печатные антенны / В.И. Классен, Ю.Е. Седельников // Научно-технический вестник Поволжья. – 2013. – №. 6. – С. 326-330.

17. Евдокимов А.П. Антенны дифракционного излучения / А.П. Евдокимов // Физические основы приборостроения. – 2013. –Т. 2. – № 1. – С. 108-124.

18. Пат. 2449435 RU, МПК H01Q13/00, H01P5/12. Плоская антенная решетка дифракционного излучения и делитель мощности, используемый в ней / Е.В. Петров, С.М. Кустов, М.С. Захаров // № 2011104303/07; заявл. 07.02.2011; опубл. 27.04.2012, Бюл. № 12.

19. Евдокимов А.П. Когерентный радиолокатор миллиметрового диапазона для обзора летного поля / А.П. Евдокимов, В.А. Комяк, П.Н. Мележик // Прикладная радиоэлектроника, – 2003. – Т.1. – № 1. – С. 10-17.

20. Евдокимов А.П. Антенна радиолокатора 8-миллиметрового диапазона обзора летного поля / А.П. Евдокимов, В.В. Крыжановский // Электромагнитные волны и электронные системы, – 2008. – Т.13. – №6. – С. 46-52.

21. Pat. US 20120056794A1, H01Q13/20, H01P3/16. Planar dielectric waveguide with metal grid for antenna applications / V. Manasson, V. Khodos, L. Sadovnik, A. Avakian, V. Litvinov, D. Jia, M. Felman, M. Aretskin // Pub. Date: 08.03.2012.

22. Pat. US7667660 B2, H01Q13/00 Scanning antenna with beam-forming waveguide structure / V. Manasson, V. Litvinov, L. Sadovnik, M. Aretskin, M. Felman, A. Avakian // Pub. Date: 23.02.2010.

23. Евдокимов А.П., Крыжановский В.В. Сканирующие антенны радаров миллиметровых волн для предупреждения столкновений транспортных средств / А.П. Евдокимов, В.В. Крыжановский // Успехи современной радиоэлектроники. – 2006. – № 4. – С. 70-79.

24. Останков А.В. Дифракционная антенна вытекающей волны с нестандартной реализацией излучающего раскрыва / А.В. Останков // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2010. – Т. 6. – № 8. – С. 17-26.

25. Останков А.В. Синтез гребенчатого полотна антенны вытекающей волны с заданным направлением излучения и максимальной эффективностью / А.В. Останков // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2011. – Т. 7. – № 5. – С. 157-161.

26. Стешенко С.А. Синтез антенны вытекающих волн по заданному распределению поля на апертуре / С.А. Стешенко // Радиофизика и радиоастрономия. – 2013. – Т. 18. – № 4. – С. 373-380.

27. D. Wang, R. Gillard, R. Loison, «A Notched Dielectric Resonator Antenna Unit-Cell for 60GHz Passive Repeater with Endfire Radiation», European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP2014), pp. 3167-3170, Apr., 2014.

28. Y. H. Cho, W. J. Byun, M. S. Song, «Metallic-Rectangular-Grooves Based 2D Reflectarray Antenna Excited by an Open-Ended Parallel-Plate Waveguide», IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 58, No. 5, pp. 650-656, May, 2010.

29. Григорьев А.Д. Методы вычислительной электродинамики. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2012. – 432 с.

30. Jin J. The finite element method in electromagnetic. / 3-nd edition. N.-Y.: John Wiley & Sons Inc, 2014. 876 p.

31. Darve, E. The fast multipole method: Numerical implementation // J. Comput. Phys. – 2000. – Vol. 160. – No. 1. – pp. 195-240.

32. O. Ergul, L. Gurel The Multilevel Fast Multipole Algorithm (MLFMA) for Solving Large-Scale Computational Electromagnetics Problems. / N.-Y.: John Wiley & Sons Inc, 2014. 480 p.

33. Li J., Shields S. «Superconvergence analysis of Yee scheme for metamaterial Maxwell's equations on non-uniform rectangular meshes». Numer. Math. 134, pp. 741–781 (2016).

34. Григорьев А.Д. Усовершенствованные методы численного моделирования высокочастотных электромагнитных полей / А.Д. Григорьев // Сборник трудов всероссийской конференции «Микроэлектроника СВЧ», Санкт-Петербург, СПбГЭТУ 4-7 июня 2012, С. 202-206.

35. G. Mur Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic field equations. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility 23 (4): pp. 377–382.

36. Weiland T.A. Discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields / T.A. Weiland // Electronics and Communication, – 1977. – Vol. 31. – pp. 116-120.

37. Крюков Д.Ю. Оптимизация характеристик антенны дифракционного излучения за счет глубинного профилирования одномерной квазипериодической гребенчатой решетки / Д.Ю. Крюков, А.В. Останков // Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXIII Международной научно-технической конференции. В 3-х томах, Воронеж, 18-20 апреля 2017 года. Том 3. – Воронеж: ООО «Вэлборн», 2017. – С. 1054-1060.

38. Matsumoto M. Radiation of millimeter waves from a leaky dielectric waveguide with a light-induced grating layer / M. Matsumoto, M. Tsutsumi, N. Kumagai // IEEE Trans. Microwave Theory and Techn. – 1987. – Vol. 35. – № 11. – pp. 1033-1041.

39. Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн: учебник для вузов / Г.А. Ерохин, О.В. Чернышев, Н.Д. Козырев, В.Г. Кочержевский; под ред. Г.А. Ерохина. – 3-е изд., стереотип. – М.: Горячая линия-Телеком, 2007. – 491 с.

40. Дифракция волн на решетках / В.П. Шестопапов, Л.Н. Литвиненко, С.А. Масалов, В.Г. Сологуб. – Харьков: Изд-во Харьк. ун-та, 1973. – 278 с.

41. Шестопапов В.П. Резонансное рассеяние волн. Т.1. Дифракционные решетки / Шестопапов В.П., Кириленко А.А., Масалов С.А., Сиренко Ю.К. – Киев: Наук. думка, 1986. – 232 с.

42. PREPERM Low Loss Dielectric Thermoplastics. URL: <https://www.avient.com/products/engineered-polymer-formulations/conductive-signal-radiation-shielding-formulations/preperm-low-loss-dielectric-thermoplastics> (дата обращения 14.01.2026).

43. AVIENT Technical Data Sheet Preperm 255. URL: <https://catalog.ides.com/Datasheet.aspx?I=19843&FMT=PDF&CULTURE=en-US&E=453389&SKEY=19843.1484624.258059810%3A142d8522-9959-4435-aa0a-e8d71d06dde5&> (дата обращения 14.01.2026).

44. Климов А.И. Экспериментальные исследования антенных характеристик гребенки с двумя пазами и со слоем диэлектрика / А.И. Климов, К.Б. Меркулов,

А.В. Останков и др. // Приборы и техника эксперимента. – 1999. – № 4. – С. 113-116.

45. Пастернак Ю.Г. Математическое моделирование, оптимизация и автоматизированное проектирование дифракционных и вибраторных мобильных антенных решеток / Ю.Г. Пастернак; Под ред. В.И. Юдина. – Воронеж: Изд-во ВГТУ, 1999. – 257 с.

46. Мележик П.Н. Плоскостная антенна дифракционного излучения радиолокационного комплекса миллиметрового диапазона / П.Н. Мележик, Ю.Б. Сидоренко, С.А. Провалов и др. // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2010. – Т.53. – № 5. – С. 12-21.

47. Останков А.В. Ретроспективный анализ возможностей, конструкций и основных характеристик дифракционных антенн вытекающей волны / А.В. Останков // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2010. – Т. 6. – № 8. – С. 75-81.

48. Шило С.А. Перспективы создания многолучевых сканирующих СВЧ-радиометрических систем на основе антенн с открытыми электродинамическими структурами / С.А. Шило, В.А. Комяк // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2008. – Т. 13, № 2-3. – С. 101-110.

49. Климов А.И. Плоские дифракционные СВЧ-антенны с фиксированной ориентацией линейной поляризации / А.И. Климов, К.Б. Меркулов, А.В. Останков и др. // Приборы и техника эксперимента. – 1999. – № 6. – С. 136.

50. Неганов В.А., Табаков, Д.П., Яровой Г.П. Современная теория и практическое применение антенн. / Предисловие академика Ю.В. Гуляева, под ред. Неганова. – М.: Радиотехника, 2009. – 720 с.: ил.

51. Воскресенский Д.И. Устройства СВЧ и антенны / Под ред. Д.И. Воскресенского. Изд. 2-е, доп. и перераб. – М.: Радиотехника. – 2006. – 376 с.: ил.

52. Меркулов К.Б. Плоская измерительная антенна СВЧ диапазона волн с электронным управлением поляризации излучения / К.Б. Меркулов, А.В.

Останков, Ю.Г. Пастернак и др. // Приборы и техника эксперимента. – 2003. – № 3. – С. 162-163.

53. Останков А.В. Параметрический синтез линейной дифракционной антенны вытекающей волны с ослабленной поляризационной чувствительностью / А.В. Останков, В.И. Юдин // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2011. – Т. 7. – № 5. – С. 143-146.

53. Климов А.И., Пастернак Ю.Г., Юдин В.И. Дифракция волн на отражательной решетке с диэлектрическим слоем // Радиотехника и электроника. – 1998. – Т. 43. – № 7. – С. 800-803.

54. Сиренко Ю.К. Численное моделирование электродинамических характеристик / Ю.К. Сиренко, А.И. Вязьмитинова, В.Л. Пазынин, К.Ю. Сиренко // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2007. – Т. 12. – № 1. – С. 24-34.

55. Иванов С.А. Метод импедансного аналога электромагнитного пространства для решения начально-краевых задач электродинамики / А.Н. Боголюбов, Б.В. Сестрорецкий // Вычислительные методы и программирование. – 2008 – Т. 9. – № 4. – С. 274-304.

56. Климов К.Н. Фирсов-Шибяев Д.О., Гежа Д.С. Метод импедансного аналога электромагнитного пространства. – Saarbrücken, Germany: LAP Lambert Academic Publishing, 2013. – 124 с.

57. Стешенко С.А. Строгая двумерная модель эффекта преобразования поверхностных волн в объемные / С.А. Стешенко, А.А. Кириленко // Радиофизика и электроника (ИРЭ НАН Украины). – 2005. – Т. 10. – № 1. – С. 30-38.

58. Останков А.В. Синтез излучающего гребенчатого раскрыва антенны вытекающей волны // Радиотехника. – 2012. – № 2. – С. 38-44.

59. Провалов С.А. Преобразователи поверхностных волн в объемные на базе связанных линий // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2010. – Т. 15. – № 4. – С. 40-45.

60. Останков А.В. Анализ и оптимизация дифракционной антенны поверхностной волны // Антенны. – 2010. – № 9 (160). – С. 44-53.
61. Крюков Д.Ю. Особенности учета конечных размеров диэлектрического волновода и условий его несовершенного возбуждения в электродинамической модели антенны дифракционного излучения / Д.Ю. Крюков, А.В. Останков // Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXIV Международной научно-технической конференции. В 5-и томах, Воронеж, 17-19 апреля 2018 года. Том 4. – Воронеж: ООО «Вэлборн», 2018. – С. 188-200.
62. Миттра Р. Аналитические методы в теории волноводов / Р. Миттра, С. Ли. – М.: Мир, 1974. – 327 с.
63. Красюк В.Н. Антенны СВЧ с диэлектрическими покрытиями (особенности расчета и проектирования) – Л.: Судостроение, 1986. – 164 с., ил.
64. Крюков Д.Ю. Дисперсионное уравнение излучающей линии в виде диэлектрического слоя, экранированного металлической гребенкой / Д.Ю. Крюков, А.В. Останков // Актуальные направления научных исследований XXI века: теория и практика. – 2015. – Т.3. – № 5-1 (16-1). – С. 123-128.
65. Современные проблемы антенно-волноводной техники / Под ред. Пистолькорса, А.А. Изд-во: М.: Наука, 1967 г.
66. Останков А.В. Электродинамические модели резонансных гребенчатых структур для анализа и синтеза высокоэффективных дифракционных антенн: дисс. на соиск. уч. ст. д-ра техн. наук. Воронеж: ФГБОУ ВПО «Воронежский государственный технический университет», 2011. – 415 с.
67. Aleksandr V. Ostankov, Dmitry Y. Kryukov, Alexandra V. Salnikova, Oleg Vyacheslavovich Chernoyarov «A Method for Calculating the Characteristics of Leaky Wave Antennas Implemented by Means of the Open Comb Transmission Lines» // International Journal on Communications Antenna and Propagation (IRECAP), 2020, – Vol. 10, No. 6. – pp. 360-370.
68. Александров Н.Л. О некоторых методах расчета конечных волноводных решеток / Н.Л. Александров, Ю.П. Виниченко // Радиотехника и электроника. – 1991. – Т. 36. – №10. – С. 1939-1945.

69. Марков Г.Т. Возбуждение электромагнитных волн / Г.Т. Марков, А.Ф. Чаплин. – М.: Энергия, 1967. – 376 с.
70. Фельд Я.Н. Основы теории антенн: учеб. пособие для вузов / Я.Н. Фельд, Л.С. Бененсон. – 2 изд., перераб. – М.: Дрофа, 2007. – 491 с.
71. Братчиков А.Н. Активные фазированные антенные решетки / под ред. Д.И. Воскресенского и А.И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2004. – 488 с.: ил.
72. Кюн Р. Микроволновые антенны (антенны сверхвысоких частот) / Р. Кюн; пер. с нем. В.И. Тарабина и Э.В. Лабецкого; под ред. М. П. Долуханова. – Л.: Судостроение, 1967. – 517 с.
73. Ефимов И.Е., Шермина Г.А. Волноводные линии передачи. – М.: Связь, 1979. – 232 с.: ил.
74. Евдокимов А.П. Дифракционные явления в антеннах вытекающих волн / А.П. Евдокимов, В.В. Крыжановский // Антенны. – 2003. – №3-4 (70-71). – С.50-56.
75. Крыжановский В.В. Резонансные свойства системы планарный диэлектрический волновод – гребенка / В.В. Крыжановский, С.В. Крыжановский, С.А. Стешенко, О.В. Чистякова // Радиофизика и электроника. – 2008. – Т. 13. – № 3. – С. 481-488.
76. N. Chiotellis, S. Zhang, Y. C. Vardaxoglou and A. Grbic «X Wave Radiator Implemented With 3-D Printed Metamaterials» // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2020, Vol. 68, No. 7, pp. 5478-5486.
77. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ: Учеб. для радиотехнич. спец. вузов. – М.: Высш. шк., 1988. – 432 с.: ил.
78. Жук М.С., Молочков Ю.Б. Проектирование антенно-фидерных устройств М. – Л.: Энергия, 1966. – 648 с.: ил.
79. Таланов В.И., Шеронова Н.М. О влиянии случайных ошибок в распределении источников на диаграммы направленности антенн бегущей волны. «Известия вузов», Радиофизика, 1959, Т. II, № 3, с. 424.
80. Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн. М.: «Советское радио», 1970. – 384 с.: ил.

81. Shaaban, M.N., Ali, M.H.E., Yasseen, M.S. et al. A promising Ka band leaky-wave antenna based on a periodic structure of non-identical irregularities. *J Wireless Com Network*, 2022, Vol. 2022, article No. 97.

82. Климов А.И. Плоская антенна СВЧ с высоким коэффициентом усиления и низким уровнем боковых лепестков диаграммы направленности / А.И. Климов, М.А. Галуза, Д.А. Ерошенко // *Вестник Воронежского института МВД России*. – 2022. – № 4. – С. 124–133.

83. Климов А.И. Разработка и исследование плоских дифракционных антенн СВЧ и КВЧ диапазонов с электрически управляемыми характеристиками. – Воронеж: Науч. книга, 2010. – 118 с.

84. Останков А.В. Методика расчета частотно-сканирующей антенны вытекающей волны дифракционного типа / А.В. Останков, А.Е. Степанов // *Вестник Воронежского государственного технического университета*. – 2012. – Т. 8. – № 7-1. – С. 133-139.

85. Крюков Д.Ю. Улучшение показателей направленности антенны дифракционного излучения методом вариации профиля излучающего раскрыва / Д.Ю. Крюков, А.В. Останков, А.Ю. Чернышев, С.Ю. Дашян // *Вестник Воронежского государственного технического университета*. – 2022. – Т. 18. – № 1. – С. 79-90.

86. Dmitry Y. Kryukov, Aleksandr V. Ostankov, Leila Golpaiegany, Elena V. Chernoiarova «Evaluating the Efficiency of the Longitudinal Variation of the Distribution-Radiating System of the Leaky-Wave Antenna» // *International Journal on Communications Antenna and Propagation (IRECAP)*, 2024, – Vol. 14, No. 3. – pp. 154-163.

87. Уолтер К. Антенны бегущей волны / Пер. с английского под общей редакцией Чаплина А.Ф. - М.: Энергия, 1970. – 448 с.

88. Antenna Magus. Antenna Design Software. – URL: <https://www.3ds.com/products/simulia/antenna-magus> (дата обращения 17.02.2026).

89. Крюков Д.Ю. Подходы к вариации профиля излучающего раскрыва антенны вытекающей волны дифракционного типа для улучшения характеристик

направленности / Д.Ю. Крюков, А.В. Останков, С.А. Антипов, К.А. Разинкин // Радиотехника. – 2022. – Т. 86, № 7. – С. 25-32.

90. Крюков Д.Ю. Коррекция фазовых искажений в периодической антенне вытекающей волны с нерегулярной распределительно-излучающей системой / Д.Ю. Крюков, А.В. Останков // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2024. – Т. 20. – № 1. – С. 61-68.

91. Айзенберг Г.З., Ямпольский В.Г., Терешин О.Н. Антенны УКВ. Под ред. Г.З. Айзенберга. В 2-х ч. Ч. 1. М., «Связь», 1977.

92. Останков А.В. Оптимизация антенны дифракционного излучения, реализованной по интерферометрической схеме // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2010. – Т. 6. – № 11. – С. 51-54.

93. Останков А.В. Диэлектрическая антенна вытекающей волны с поперечным излучением / А.В. Останков, Д.Ю. Крюков // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2024. – Т. 20. – № 1. – С. 80-91.

94. Крюков Д.Ю. Расчет амплитудно-фазового распределения в раскрыве антенны вытекающей волны с неравномерным профилем / Д.Ю. Крюков, А.В. Останков // Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXVIII Международной научно-технической конференции, посвященной памяти Б.Я. Осипова. В 6-ти томах, Воронеж, 27-29 сентября 2022 года. Том 5. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2022. – С. 245-263.

95. Антипов С.А. Компактная антенна вытекающей волны со сканированием диаграммы направленности на основе композитных право- и левосторонних структур / С.А. Антипов, Ю.Е. Калинин, А.В. Останков и др. // Радиотехника. – 2021. – Т. 85. – № 6. – С. 34-39.

96. Калошин В.А. Линейная волноводно-щелевая антенная решетка со 180-градусным сектором частотного сканирования / В.А. Калошин, В.И. Калиничев // Радиотехника и электроника. – 2019. – Т. 64. – № 7. – С. 678-683.

97. High efficiency dielectric periodic leaky wave antenna in the transverse radiation mode / A.V. Ostankov, D.Y. Kryukov, A.Y. Chernyshev, O.V. Chernoyarov,

E.V. Chernoiarova // International Journal on Communications Antenna and Propagation. – 2025. – Vol. 15, No. 1. – pp. 19-29.

98. D. Comite, S.K. Podilchak; P. Baccarelli, P. Burghignoli; A. Galli; A.P. Freundorfer «Design of a Polarization-Diverse Planar Leaky-Wave Antenna for Broadside Radiation» // IEEE Access, Vol. 7, pp. 28672-28683, 2019.

99. P. Baccarelli, P. Burghignoli, F. Frezza, A. Galli, P. Lampariello, G. Lovat. «Surface and Leaky Waves of a Metal Strip Grating on a Grounded Slab» // 18th International Conference on Applied Electromagnetics and Communications, Dubrovnik, Croatia, pp. 1-4, 2005.

100. Борисов Д.Н. Однослойные антенные решетки вытекающей волны с центральным питанием / Д.Н. Борисов, Д.А. Ерошенко, А.И. Климов, Ю.Б. Нечаев, В.И. Юдин // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2015. – Т. 11. – № 1. – С. 74-78.

101. Банков С.Е. Антенные решетки с последовательным питанием. – М.: Физматлит, 2013. – 416 с.

102. Y.J. He, J.C. Jiang, L. Zhang, L. Wenting, W. Sai-Wai, D. Wei, C. Baoyong «Leaky-wave antennas for 5G/B5G mobile communication systems: a survey» // ZTE Communications, Sept. 2020. – Vol. 18, No. 3, pp. 3-11.

103. Z. Mekkioui, H. Baudrand «Radiating characteristics and performances optimization of non uniform linear tapered microstrip leaky-wave antenna» // Advanc. in Model, Jan-Feb. 2009. – part B, Vol. 53, No. 1-2, pp. 51-71.

104. R. Khan, D.C. Dubkariya «Design of Series Feed Microstrip Antenna Array for Low Side Lobe Level» // International Journal of Electronics & Communication Technology (IJECT), 2015. – Vol. 6, Issue 3, pp. 45-47.

105. Koichi I., Kenji O., Yoshihiro K. «Planar antennas for satellite reception» // IEEE Transact. on Broadcasting, 1988. – Vol. 34, No. 4, pp. 457-464.

106. James J., Hall P. «Handbook of microstrip antennas». London: Peter Peregrinus Ltd, 1989. – Vol. 2, 1312 p.

107. Голин А.М., Клейменов Ю.А., Ракитянский О.И. Антенные решетки для приема спутникового телевидения // Зарубежная радиоэлектроника, 1992. – № 6. С. 3-9.
108. Ahmad A, Mukherjee J. Broadside scanning comb-line leaky-wave antenna with gain enhancement and reduced cross-polarization. *Microw Opt Technol Lett.* 2023; pp. 1-7.
109. Останков А.В. Моделирование рассеяния волн на щелевой решетке, экранированной периодической «гребенкой» со слоем диэлектрика / А.В. Останков, Ю.Г. Пастернак, О.И. Шерстюк, В.И. Юдин // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2003. – Т. 6. – № 2. – С. 68-71.
110. Останков А.В., Кирпичева И.А. Расчет параметров решетки из проводящих лент на экранированном диэлектрическом волноводе для антенны дифракционного излучения // Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Серия: Естественные и Технические Науки. – 2015. – № 1-2. – С. 3-10.
111. Rozzi T., Ma L. Equivalent network of transverse dipoles on inset dielectric guide: application to linear arrays // *IEEE Trans. Antennas and Propag*, 1990. – Vol. 38, No. 3, pp. 380-383.
112. Hedges S., Rozzi T. The loss analysis of inset dielectric guide including bending losses and a comparison with image guide // *Proc. 17-th European Microwave Conf. Rome*, 1987. pp. 933-938.
113. Rozzi T., Ma L. Mode completeness, normalization and Green's function of the inset dielectric guide // *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech*, 1988. – Vol. 36, No. 3, pp. 542-551.
114. Rozzi T., Ma L. Scattering by dipoles in inset dielectric guide and application to millimetric leaky wave antennas // *Proc. 17-th European Microwave Conf. Rome*, 1987. – pp. 933-938.
115. P. Vaccarelli, P. Burghignoli, C. Di Nallo, F. Frezza, A. Galli and P. Lampariello, «Improving Performance in Leaky-Wave Antennas Based on Uniform Microstrip Lines» // *29th European Microwave Conference, Munich, Germany*, 1999. – pp. 126-129.

116. Kawamura T. «Dual–Layer Parallel–Plate Waveguide Feed for Dielectric Leaky–Wave Antenna» / T. Kawamura [et al.] // Proceedings of ISAP2007. – 2007. – Niigata, Japan. – pp. 117–120.
117. Хансен Р.С. Фазированные антенные решётки. Второе издание. – М.: «Техносфера», 2012. – 560 с.
118. Толстов Г.П. Ряды Фурье / Г.П. Толстов // Изд. 2-е, испр. – М.: «Физматгиз», 1960. – 390 с. – (Физико-математич. библиотека инженера).
119. Zhou Z., Shi J., Liu G., Xu K., Jiang R. «A Bidirectional Quasi-Endfire Patch Antenna with Low Elevation Angle» // Micromachines (Basel), Jun 2024. – 15, 777, pp. 1-13.
120. Yan-Fu Li, Chuazhou Jia Set of System Reliability Metrics for Mobile Telecommunication Network / Li Yan-Fu, Jia Chuazhou // Proceedings of the 31st European Safety and Reliability Conference, January 2021. ESREL2021, pp. 1-6.
121. Novel Cellular Active Array Antenna System at Base Station for Beyond 4G IEICE Transactions on Communications, 2017, pp. 195-202.
122. N. Pampa, R.J. Sekhar Performance Comparison of Optimization Methods for Flat-Top Sector Beamforming in a Cellular Network / Pampa N., Sekhar R.J. // Journal of Telecommunications and Information Technology, 2022. Т. 3. pp. 39-46.
123. Крюков Д.Ю. Высокотехнологичная антенна вытекающей волны на основе дифракционной решетки с периодической гребенчатой структурой / Д.Ю. Крюков, А.В. Останков, Ю.Г. Пастернак, В.И. Юдин // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2015. – Т. 11. – № 6. – С. 80-83.
124. Приложение 4 к Приказу Министерства информационных технологий и связи РФ от 23 ноября 2006 г. N 153 «Об утверждении Правил применения антенн и фидерных устройств».
125. Chen Zhi Ning, Luk Kwai Man. Antennas for base stations in wireless communications / New York: McGraw-Hill, 2009, Communication engineering, 372 p.

126. R. Dhawan, G. Kaur. Vivaldi antenna simulation on defining parameters, parametric study and results / Rajveer Dhawan, Gurkiran Deep Kaur // IJSTA 9 (11), 2016, pp. 5129-5138.

127. Банков С.Е. Плоские решетки антенн Вивальди в одноволновом приближении / С.Е. Банков, М.Д. Дупленкова // Радиотехника и электроника. – 2015. – Т. 60, № 6. – С. 618.

128. Агафонова М.А. Панельная антенна с режекторной ДН в горизонтальной плоскости / М.А. Агафонова, Т.А. Гайнутдинов // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2012. – Т. 6, № 10. – С. 12-14.

129. Бакулев П.А. Радиолокационные системы: учебник для вузов / Бакулев П.А. – М.: Радиотехника, 2015. – 440 с.: ил.

130. Matveev V.V. «The comparative analysis of the algorithms for the positioning of radio sources in multiposition passive TDOA systems» / V.V. Matveev, D.Y. Kryukov, O.V. Chernoyarov, A. A. Artemenko // Applied Mathematical Sciences. – 2015. – Vol. 9, No. 120. – pp. 5995-6006.

131. Рекомендация МСЭ-R М.1796-2 (02/2014). Характеристики и защитные отношения для наземных радаров службы радиоопределения, работающих в полосе частот 8500-10680 МГц. Серия М. URL: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/m/R-REC-M.1796-2-201402-S!!PDF-R.pdf (дата обращения 15.12.2025).

132. Руководство по вторичным обзорным радиолокационным (ВОРЛ) системам. Международная организация гражданской авиации. Издание третье – 2004. URL: https://aerohelp.ru/sysfiles/374_239.pdf (дата обращения 17.12.2025).

133. Кондратьева С.Г. Двухчастотная фазированная мобильная антенная решетка РЛС L-диапазона: дисс. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук. Москва: ФГБОУ ВО «Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)», 2015. – 150 с.

134. Резолюция MSC.192(79), принятая Комитетом морской безопасности Международной морской организации. URL: [https://wwwcdn.imo.org/localresources/en/KnowledgeCentre/IndexofIMOResolutions/MSCResolutions/MSC.192\(79\).pdf](https://wwwcdn.imo.org/localresources/en/KnowledgeCentre/IndexofIMOResolutions/MSCResolutions/MSC.192(79).pdf) (дата обращения 17.12.2025).

135. Останков А.В. Математическая модель дифракции волны на конечной металлодиэлектрической гребенке для проектирования антенн вытекающей волны // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2009. – Т. 5. – № 7. – С. 89-91.

136. Останков А.В., Кирпичева И.А., Рябчунов А.И. Угловая дисперсия антенны дифракционного излучения // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2015, – Т. 11. – № 4. – С. 76-79.

137. Крюков Д.Ю. Высокоскоростная линейная периодическая антенна вытекающей волны / Д.Ю. Крюков, А.В. Останков, Ю.Г. Пастернак // Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXX Международной научно-технической конференции. В 5-ти томах, Воронеж, 16-18 апреля 2024 года. – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2024. – С. 1-10.

138. Останков А.В. Интегрированная линейная антенна вытекающей волны с большим коэффициентом усиления / А.В. Останков, А.Ю. Чернышев, Д.Ю. Крюков, Ю.Е. Калинин // Радиотехника. – 2024. – Т. 88. – № 7. – С. 64-67.

139. Останков А.В. Узконаправленная интегрированная антенна вытекающей волны / А.В. Останков, Д.Ю. Крюков, В.С. Вагнер // Техника и безопасность объектов уголовно-исполнительной системы: сборник материалов Международной научно-практической конференции, Воронеж, 22-23 мая 2024 года. – Воронеж: Строки, 2024. – С. 67-70.

140. Пат. 2007795 RU, МКИ {5} H01Q13/20. Антенна поверхностной волны с поперечным излучением / А.Ф. Чаплин, А.С. Кондратьев (SU). № 5008133/09; заявл. 31.10.91; опубл. 15.02.94, Бюл. № 3.

141. Провалов С.А. Преобразователи поверхностных волн в объемные на базе связанных линий / С.А. Провалов // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2010. – Т. 15, № 4. – С. 40-45.

142. Сабанин В.Р., Смирнов Н.И., Репин А.И. Модифицированный генетический алгоритм для задач оптимизации в управлении // Exponenta Pro. Математика в приложениях. – 2004. – № 3-4. – С. 78-85.

143. Сабанин В.Р., Смирнов Н.И., Репин А.И. Параметрическая оптимизация и диагностика с использованием генетических алгоритмов // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2004. – № 12. – С. 27-31.
144. Kennedy J., Eberhart R.C. «Particle swarm optimization» // In Proceedings of IEEE International Conference on Neural Networks. – 1995. – pp. 1942-1948.
145. Ruzica M. Golubovic, Dragan I. Olcan, and Branko M. Kolundzija «Particle Swarm Optimization Algorithm and Its Modifications Applied to EM Problems» // 2007 8th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services, Sept. 2007, pp. 427-430.
146. Jin N., Rahmat-Samii Y. Particle Swarm Optimization for Antenna Designs in Engineering Electromagnetics. J. Artif. Evol. Appl. 2008, Vol. 2008, Article ID 728929, 10 p.
147. L. Xue, J. Zhang, Y. Pan and Y. Liu «Particle Swarm Optimization for Side Lobe Reduction of Antenna Array» // 2019 Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC), Taiyuan, China, 2019, pp. 1-3.
148. Казакова Е. М. Краткий обзор методов оптимизации на основе роя частиц // Вестник КРАУНЦ. Физ.-мат. науки. – 2022. – Т. 39. – № 2. – С. 156-180.
149. 5G New Radio Network. Use Cases, Spectrum, Technologies and Architecture // Nokia white paper, 2021. – 14 p. URL: <https://onestore.nokia.com/asset/205407> (дата обращения: 12.01.2026).
150. Тихвинский В.О., Терентьев С.В., Коваль В.А., Девяткин Е.Е. Развитие сетей мобильной связи от 5G Advanced к 6G: проекты, технологии, архитектура Москва: Техносфера, 2023. – 528 с.

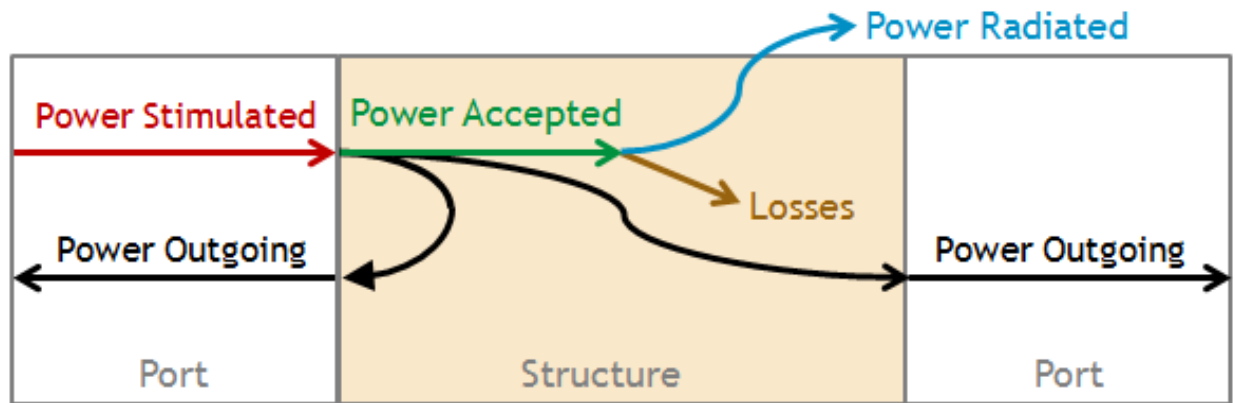
Баланс мощностей при полноволновом имитационном моделировании антенн и СВЧ-устройств

В диссертационной работе используются два вида математического моделирования: *аналитическое* и *имитационное*. При аналитическом моделировании изучаются математические (абстрактные) модели реальных антенн в виде алгебраических, дифференциальных и других уравнений, предусматривающих осуществление однозначной вычислительной процедуры, приводящей к их решению с заданной степенью точности. При имитационном моделировании исследуются математические модели в виде алгоритмов, воспроизводящих функционирование исследуемой антенной системы путем последовательного выполнения большого количества элементарных операций. Имитационное моделирование, проводимое в большинстве современных электромагнитных симуляторов, является *полноволновым*. Под полноволновым моделированием будем подразумевать решение уравнений Максвелла для всей области пространства вокруг исследуемой структуры (антенны) с учетом заданных граничных условий. Такой вид имитационного моделирования позволяет получить наиболее точное представление о поведении электромагнитных полей и волновых явлениях. Важнейшими энергетическими характеристиками антенны, рассчитываемыми при полноволновом моделировании в симуляторе CST Studio Suite, являются:

1. *Мощность моделируемой структуры* (Power Stimulated), которая возбуждается в одном или нескольких портах антенны (в зависимости от конструкции и параметров расчета). Согласно энергетическому балансу (рис. П.1.1) мощность моделируемой структуры (антенны) складывается из:

– Мощности, принятой структурой (Power Accepted). Принятая мощность преобразуется в потери (Losses) в диэлектриках, металлах, сосредоточенных элементах и (или) излучается (Power Radiated);

– Мощности, которая покидает структуру через порты (Power Outgoing – исходящая мощность). Следует заметить, что в симуляторе CST Studio Suite нет как такового разделения на прошедшую и отраженную мощности, но возможна привязка доли мощности к портам антенны.



$$\text{Power Stimulated} = \text{Power Accepted} + \text{Power Outgoing (all Ports)}$$

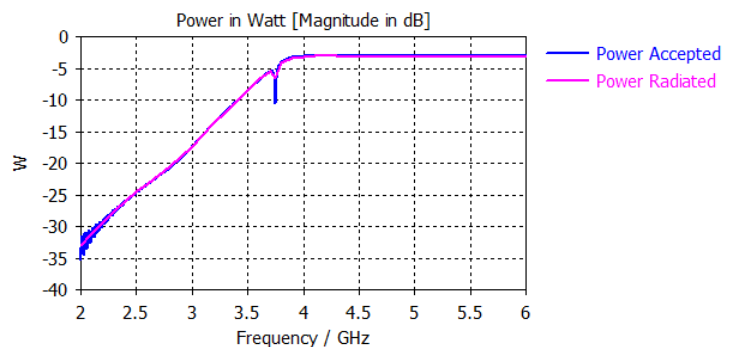
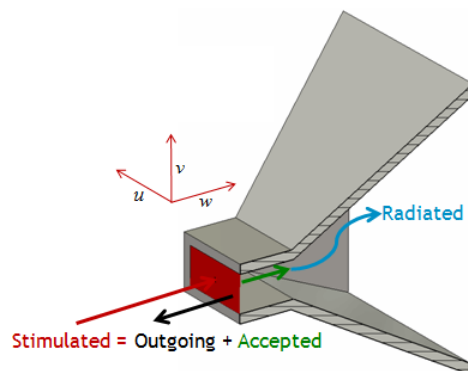


Рис. П.1.1. Распределение баланса мощностей при полноволновом моделировании

2. Эффективность моделируемой структуры, которая подразделяется на:

– Излучающую эффективность (Radiation Efficiency), представляющую собой отношение КУ к КНД или отношение излучаемой антенной мощности (Power Radiated) к поступившей (Power Accepted) за вычетом потерь (Losses);

– Общую эффективность (Total Efficiency), определяемую как отношение излучаемой мощности (Power Radiated) к мощности возбуждаемой в портах моделируемой структуры (Power Stimulated). В отличие от эффективности излучения, общая эффективность учитывает потери мощности (Losses) в материалах структуры и является эквивалентом реального КПД.

Акты о внедрении результатов диссертации

УТВЕРЖДАЮ
 Генеральный директор АО НПП «АСС»
 (г. Воронеж),
 Гендюрин В.А.
 29 » апреля 2022 г.



АКТ ВНЕДРЕНИЯ

результатов диссертации Крюкова Дмитрия Юрьевича, представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук

Комиссия в составе: председателя комиссии – начальника сектора ЦОС АО НПП «АСС» (г. Воронеж) Гусева Б. Л., начальника научно-исследовательского сектора АО НПП «АСС» (г. Воронеж) Родионова С.В., инженера – конструктора I категории АО НПП «АСС» (г. Воронеж) Агаркова И.В., подтверждает, что перечисленные ниже результаты, полученные Крюковым Д.Ю. внедрены и использованы в АО НПП «Автоматизированные системы связи» (г. Воронеж) при разработке антенн вытекающих волн дифракционного типа.

ПЕРЕЧЕНЬ ВНЕДРЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

№	Наименование внедренных результатов	Итоговая эффективность внедренных результатов
1	Рекомендации по выбору устройств возбуждения антенны вытекающей волны на основе однопроводной линии и гребенчатой дифракционной решётки	Проектирование и разработка высокотехнологичных антенн беспроводной связи в диапазонах от 2.4 до 5.9 ГГц
2	Методики по улучшению характеристик направленности антенн вытекающих волн дифракционного типа за счет вариации профиля излучающего раскрыва	
3	Методики проектирования и результаты экспериментальных исследований антенны вытекающей волны дифракционного типа на двух подрешетках с разным периодом расположения канавок	Расширение функциональных возможностей аппаратуры радиосвязи СВЧ и КВЧ диапазонов

Председатель комиссии

 Б. Л. Гусев

Члены комиссии

 С.В. Родионов

 И.В. Агарков

Экз. № 1

УТВЕРЖДАЮ

И.о. первого проректора. Проректора по науке
ФГБОУ ВО «ВГТУ»

И.Г. Дроздов

«20» 04 2022 г.

А К Т

о внедрении результатов диссертационных исследований в учебный процесс
Воронежского государственного технического университета

Автор: Крюков Дмитрий Юрьевич.

Научный руководитель: Останков Александр Витальевич.

Диссертация выполнена в Воронежском государственном техническом университете (г. Воронеж) на кафедре радиотехники.

Результаты научно-исследовательской работы внедрены в учебный процесс ВГТУ на основании решения кафедры радиотехники от «20» апреля 2022 г., протокол № 10.

1. Вид результатов, внедренных в учебный процесс:

- особенности проектирования и разработки антенн вытекающей волны дифракционного типа (АВВДТ) на основе имитационного моделирования;
- методики расчета амплитудно-фазового распределения в АВВДТ с неравномерным профилем излучающего раскрыва;
- методы улучшения показателей направленности АВВДТ при помощи вариации профиля излучающего раскрыва;
- рекомендации по оптимизации характеристик АВВДТ в отношении полной эффективности за счет изменения глубины канавок гребенчатой отрагательной решетки;
- рекомендации по учету конечных размеров диэлектрического волновода и условий его несовершенного возбуждения в электродинамической модели антенны дифракционного излучения.

2. Область применения: лекционные и лабораторные занятия по дисциплине «Технологии беспроводного доступа в телекоммуникационных системах» направления подготовки 11.03.01 «Радиотехника» (специализация «Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов»), а также лекционные и лабораторные занятия направления по дисциплине «Микроволновые устройства обработки сигналов» подготовки 11.04.01 «Радиотехника» (специализация «Радиотехнические средства обработки и защиты информации в каналах связи»).

3. Форма внедрения – уточнение и дополнение материала отдельных тем лекционных занятий, введение дополнительного исследования в лабораторных работах.

4. Основные публикации по теме научно-исследовательской работы:

Антенные решетки с коммутационным сканированием для бортовых ретрансляторов систем радиорелейной связи / Д.Ю. Крюков, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, И.В. Попов, В.И. Штефан // Радиотехника. 2022. Т. 86. № 3. С. 88-103.

Улучшение показателей направленности антенны дифракционного излучения методом вариации профиля излучающего раскрыва / Д.Ю. Крюков, А.В. Останков // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2022. Т. 18. №1. С. 79-90.

Сканирующие антенные решетки для ретрансляторов связи на высокоподнятых аэростатных платформах / Д.Ю. Крюков, Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, И.В. Попов, В.И. Штефан // Радиолокация, навигация, связь: сб. докл. 27-й междунар. науч.-техн. конф. Воронеж, 2021. Т. 4. С. 416-433.

A method for calculating the characteristics of leaky wave antennas implemented by means of the open comb transmission lines / A.V. Ostankov, D.Y. Kryukov, A.V. Salnikova, O.V. Chernoyarov // International Journal on Communications Antenna and Propagation. 2020. Т. 10. № 6. С. 360-370.

Амплитудно-фазовое распределение поля антенны дифракционного излучения с неравномерным профилем излучающего раскрыва / Д.Ю. Крюков, А.В. Останков // «Актуальные проблемы деятельности подразделений УИС»: Сборник материалов Всероссийской научно-практической конференции. В 2-х частях. 2019. С. 304-308.

Особенности учёта конечных размеров диэлектрического волновода и условий его несовершенного возбуждения в электродинамической модели антенны дифракционного излучения / Д.Ю. Крюков, А.В. Останков // Радиолокация, навигация, связь: сб. докл. 24-й междунар. науч.-техн. конф. Воронеж, 2018. Т. 5. С. 188-200.

Рефлективный анализ возможностей и основных конструктивно-технических характеристик антенн дифракционного излучения на основе периодических замедляющих структур / Д.Ю. Крюков, А.В. Останков // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2017. Т. 13. № 1. С. 95-103.

Оптимизация характеристик антенны дифракционного излучения за счет глубинного профилирования одномерной квазипериодической гребенчатой решетки / Д.Ю. Крюков, А.В. Останков // Радиолокация, навигация, связь: сб. докл. 23-й междунар. науч.-техн. конф. Воронеж, 2017. Т. 3. С. 1054-1060.

Leaky-wave antenna based on diffraction grating for the millimeter waveband / D.Yu. Kryukov // «Развитие личности как стратегия современной системы образования»: Материалы Международной научно-практической конференции. 2016. С. 397-398.

Высокотехнологичная антенна вытекающей волны на основе дифракционной решетки с периодической гребенчатой структурой / Д.Ю. Крюков, А.В. Останков, Ю.Г. Пастернак, В.И. Юдин // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2015. Т. 11. № 6. С. 80-83.

Дисперсионное уравнение излучающей линии в виде диэлектрического слоя, экранированного металлической гребенкой / Д.Ю. Крюков, А.В. Останков // Актуальные направления научных исследований XXI века: теория и практика. 2015. Т.3. № 5-1 (16-1). С. 123-128.

Исследование диаграммообразующих устройств многолучевых антенных решеток на основе плоской линзы Ротмана / Д.Ю. Крюков, Ю.С. Курьян, Ю.Г. Пастернак // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2014. Т. 10. № 3-1. С.63-65.

5. Эффект от внедрения: повышение качества образования, достигаемое за счет новых знаний в области проектирования и разработки антенн дифракционного излучения, включая вычислительные алгоритмы для расчета амплитудно-фазового распределения и методы оптимизации характеристик направленности за счет изменения профиля распределительно-излучающей системы.

И. о. проректора по учебной работе

А.И. Колосов

« 20 » 04 2022 г.

Декан факультета радиотехники и электроники

В.А. Небольсин

« 20 » 04 2022 г.

Заведующий кафедрой радиотехники

А.В. Останков

« 20 » 04 2022 г.



УТВЕРЖДАЮ

Заместитель проректора по учебной работе МТУСИ

А.С. Аджигова

2023 г.

А К Т

о реализации в Ордена Трудового Красного Знамени федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования «Московский технический университет связи и информатики» результатов диссертации КРЮКОВА Дмитрия Юрьевича, представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук

Комиссия в составе:

председателя – заведующего кафедрой «Радиотехнические системы», доктора технических наук, доцента Чирова Дениса Сергеевича;

членов комиссии – доцента кафедры «Радиотехнические системы», кандидата технических наук, доцента Лобова Евгения Михайловича;

доцента кафедры «Радиотехнические системы», кандидата технических наук Кандаурова Николая Александровича

составила настоящий акт о том, что результаты диссертационных исследований по развитию методов анализа и структурно-параметрического синтеза антенн вытекающей волны дифракционного типа с неравномерным профилем излучающего раскрыва реализованы в учебном процессе кафедры «Радиотехнические системы» МТУСИ.

Форма внедрения – лабораторный практикум для студентов бакалавриата направления 11.03.01 «Радиотехника» по дисциплине «Радиотехнические системы»: лабораторная работа № 5 «Расчет амплитудно-фазового распределения в раскрыве антенны методом интеграла Кирхгофа», лабораторная работа № 6 «Проектирование антенн вытекающей волны дифракционного типа с решётками из проводящих лент на экранированном диэлектрическом волноводе».

Председатель комиссии:

Заведующий кафедрой РТС

доктор технических наук, доцент

Д.С. Чиров

Члены комиссии:

доцент кафедры РТС

кандидат технических наук, доцент

Е.М. Лобов

доцент кафедры РТС

кандидат технических наук

Н.А. Кандауров