

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«Национальный исследовательский Нижегородский государственный
университет им. Н.И. Лобачевского»

На правах рукописи

Селезнев Валентин Михайлович

**РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СКАНИРУЮЩИХ
АНТЕНН МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН**

2.2.14 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

Диссертация на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Научный руководитель:
д.ф.-м.н., проф. Мальцев А.А.

Нижний Новгород – 2023

Оглавление

Введение.....	4
1. Антенны современных систем радиосвязи миллиметрового диапазона длин волн.....	13
1.1. Требования к антеннам современных беспроводных систем связи миллиметрового диапазона длин волн	13
1.2. Обзор существующих антенн с пространственным сканированием луча.....	15
1.2.1. Фазированные антенные решетки (ФАР)	15
1.2.2. Линзовые антенны.....	21
1.2.3. Антенны с отражательными решетками	37
1.3. Методы расчета характеристик антенн.....	46
1.3.1. Краткий обзор методов расчета характеристик антенн	46
1.3.2. Метод конечных разностей во временной области (КРВО)	48
1.3.3. Основные возможности программ CST Microwave studio и «Расчет диаграмм направленности диэлектрических линзовых антенн»	52
2. Разработка сканирующих линзовых антенных систем (СЛАС).....	56
2.1. Расчет профилей линз в приближении геометрической оптики	56
2.1.1. Эллиптические линзы	56
2.1.2. Зонированная линза	59
2.1.3. Бифокальная линза	62
2.2. Электромагнитное моделирование разработанных СЛАС	66
2.2.1. Эллиптические линзовые антенны	67
2.2.2. Зонированная линзовая антенна	68
2.2.3. Бифокальные линзовые антенны	70
3. Разработка сканирующих антенн с плоскими отражательными решетками (САПОР).....	72
3.1. Принцип работы антенн с плоскими отражательными решетками	72
3.2. Исследование свойств элементарных отражателей	73
3.3. Краткий обзор методов синтеза отражательных решеток	75
3.4. Итерационный метод фазового синтеза САПОР	76
3.5. Электромагнитное 3D-моделирование САПОР	87
4. Практическая реализация сканирующих антенн диапазона 60 ГГц	94
4.1. Изготовленные прототипы СЛАС	94
4.2. Изготовленные прототипы САПОР	96
4.3. Устройство и принцип работы экспериментальной установки для измерения характеристик разработанных прототипов антенн	98

4.4. Результаты измерений характеристик изготовленных прототипов СЛАС и САПОР	102
4.4.1. Облучатель (ФАР).....	102
4.4.2. Эллиптические линзовые антенны	104
4.4.3. Бифокальная линзовая антенна.....	109
4.4.4. Зонированная линзовая антенна	111
4.4.5. Антенны с плоскими отражательными решетками	112
Заключение	116
Список использованных сокращений	119
Список литературы	120
Приложение	129

Введение

Актуальность темы исследования

В настоящее время вопрос повышения пропускной способности беспроводных систем связи становится все более актуальным вследствие появления новых мультимедийных услуг, в числе которых сервисы дополненной и виртуальной реальности (AR/VR), потоковое вещание видео ультра-высокой четкости (UHD), а также различные технологии интернета вещей IoT. В современных системах мобильной связи 4-ого поколения (WMAN-Advanced и LTE Advanced) и системах беспроводного доступа в Интернет Wi-Fi (IEEE 802.11ac, IEEE 802.11ax), работающих в диапазоне частот до 6 ГГц, для полного использования пропускной способности канала передачи данных применяют новые типы модуляции, высокоэффективные методы помехоустойчивого кодирования, а также разнообразные алгоритмы пространственно-временной обработки сигналов. Тем не менее, даже при полном развертывании эти системы сотовой связи не могут удовлетворить возросшие потребности пользователей из-за ограничений на доступную полосу частот и ширину используемых каналов.

Новые мобильные сети 5-ого поколения (5G) должны обеспечивать скорость передачи данных до нескольких десятков гигабит в секунду. Такие скорости могут быть достигнуты путем перехода систем связи в миллиметровый диапазон частот, использования существенно более широкополосных сигналов (с полосой до 8 ГГц) и особой гетерогенной архитектуры.

В миллиметровом диапазоне есть неиспользуемые современными радиоэлектронными средствами участки спектра, в которых имеется возможность значительного увеличения пропускной способности каналов связи за счет расширения полосы частот передаваемых сигналов до нескольких гигагерц. Например, во многих странах мира существуют упрощенные процедуры оформления разрешительных документов на практическое использование диапазона частот 57 – 66 ГГц. Сильное затухание радиоволн до 16 дБ/км, обусловленное наличием в окрестности частоты 60 ГГц спектральной линии поглощения кислорода, с одной стороны делает данный диапазон малопригодным для беспроводной передачи данных на расстояния более километра, с другой стороны слабо влияет на эффективность систем связи с радиусом действия до нескольких сотен метров.

До недавнего времени миллиметровый диапазон практически не использовался из-за отсутствия элементной базы, необходимой для создания совершенных средств генерации, приема и обработки сигналов. Однако развитие полупроводниковых КМОП-технологий и прогресс в области изготовления радиочастотных интегральных схем обеспечили возможность серийного производства приемо-передатчиков миллиметрового диапазона с рабочей частотой

выше 30 ГГц. Появление дешевых и компактных приемо-передатчиков сделало миллиметровый диапазон привлекательным для создания новых беспроводных систем связи.

Комитетом по стандартизации IEEE уже приняты стандарты IEEE 802.11ad и IEEE 802.11ay, предназначенные для систем Wi-Fi и работающие в частотных диапазонах 57 – 64 ГГц и 57 – 71 ГГц соответственно [1], [2]. Новая концепция построения мобильных сотовых сетей LTE-Rel15 и 5G NR подразумевает развертывание в зонах покрытия существующих макросот в местах большого скопления пользователей (hot-spots) дополнительных малых сот миллиметрового диапазона длин волн с радиусом действия до 50 – 100 метров [3]-[4]. При этом передача большого объема данных между базовыми макро- и микростанциями будет осуществляться с использованием реконфигурируемой транспортной сети из небольших релейных ретрансляторов миллиметрового диапазона, обеспечивающих передачу данных со скоростью до 10 гигабит в секунду. Развертывание таких гетерогенных сетей в сложных для распространения радиосигналов миллиметрового диапазона городских условиях предъявляет особые требования к антенным системам. Используемые на малых базовых станциях и точках доступа антенны должны иметь диаграммы направленности (ДН) специальной формы, высокий коэффициент усиления (КУ) и возможность сканирования для отслеживания мобильных пользователей. При этом конкретную форму диаграммы направленности и максимальный угловой сектор сканирования необходимо определять индивидуально для каждого случая развертывания сети.

Хорошо известно, что многоэлементные фазированные антенные решетки (ФАР) миллиметрового диапазона имеют сложную структуру, низкий коэффициент полезного действия (в силу ряда технологических проблем, возникающих в этом диапазоне) и высокую стоимость изготовления. В связи с этим в приложениях новых стандартов 5G предлагается использовать альтернативные варианты сканирующих антенн [5]. Например, в работах [6]-[9] представлены линзовые антенны миллиметрового диапазона, предназначенные для базовых станций [6], релейных линий [7] и точек доступа [8]-[9]. Наиболее широкое распространение получили антенны с линзами из однородного диэлектрика, сканирование в которых осуществляется путем переключения между элементами антенной решетки, расположенной на задней поверхности линзы. Направление излучения при этом зависит от величины смещения активного элемента относительно точки фокуса линзы. Следует отметить, что по мере увеличения такого смещения не только увеличивается угол отклонения главного луча от центрального положения, но и возрастает уровень внутренних отражений в линзе и, как следствие, уменьшается КУ антенны. Последнее обстоятельство значительно ограничивает сканирующие способности подобных антенн.

Широкий сектор сканирования имеют линзовые антенны Лüneберга [10]-[11]. Однако, несмотря на значительный прогресс в области материаловедения и совершенствование технологий 3D-печати, массовое производство линз Лüneберга для мобильных систем связи миллиметрового диапазона все еще остается трудной задачей.

В настоящее время интенсивно исследуется возможность создания управляемых линзовых антенн, содержащих сложные композитные материалы (метаматериалы) [12]-[14] и перестраиваемые элементы, такие как варикапы [15] и жидкие кристаллы [16]. Например, в работах [15]-[16] представлены прототипы реконфигурируемых линзовых антенн с достаточно широким сектором сканирования до $\pm 50^\circ$, в котором максимальный КУ достигает 15 дБ. Тем не менее подобные многообещающие технологии находятся на ранней стадии развития и должно пройти время, чтобы появились дешевые и надежные решения, способные найти практическое применение в 5G сетях.

Альтернативным и не менее перспективным направлением исследований является разработка антенн с плоскими отражательными решетками [17], в которых сочетаются достоинства классических зеркальных антенн и многоэлементных ФАР. Отражательные решетки, изготавливаемые на основе простых печатных плат, способны создавать ДН требуемой формы подобно ФАР и при этом имеют удобную бесконтактную схему питания, как и классические зеркальные антенны.

Существуют различные варианты сканирующих антенн с плоскими отражательными решетками (САПОР). Например, в работах [18]-[19] представлены два основных подхода к построению механически управляемых антенн с отражательными решетками. Согласно первой концепции сканирование может быть осуществлено путем смещения облучателя относительно точек фокуса печатной решетки. Второй подход подразумевает изменение фазового распределения наведенного тока в элементарных отражателях (ячейках). Несмотря на приемлемые характеристики излучения (широкий сектор сканирования, высокий КУ, низкий уровень боковых лепестков), основным фактором, ограничивающим область применения антенн с механическим типом сканирования, является низкая скорость переключения луча.

В работах [20]-[21] представлены антенны с тремя независимыми и разнесенными в пространстве переключаемыми облучателями, каждый из которых предназначался для работы в определенном угловом секторе. Однако эти антенные системы не могут плавно подстраивать направление излучения для поддержания устойчивого соединения с мобильными пользователями.

Интенсивные исследования также проводятся в области создания электронно-реконфигурируемых отражательных решеток, содержащих микроэлектромеханические структуры (МЭМС) [22]-[24], pin-диоды [25], варикапы [26]-[27], жидкие кристаллы [28]-[29] и

т.д. К числу недостатков таких антенн следует отнести наличие больших потерь энергии при отражении и высокую стоимость изготовления. Таким образом, разработка дешевых сканирующих антенн миллиметрового диапазона с высоким КУ и рабочей полосой частот несколько гигагерц является актуальной задачей.

В настоящей диссертации рассматривается задача проектирования сканирующих антенн диапазона 60 ГГц, представляющих собой комбинацию компактной ФАР, обладающей функцией электронного управления лучом, и пассивной системы в виде линзы или отражателя. Основное назначение пассивных систем – формировать ДН заданной формы в плоскости угла места и в тоже время поддерживать возможность ФАР электронно сканировать пространство лучом в азимутальной плоскости.

Впервые общая концепция построения подобных антенн была предложена в патентах [30]-[31]. В последующих работах на кафедре статистической радиофизики и мобильных систем связи (СР МСС) радиофизического факультета ННГУ им. Н.И. Лобачевского была осуществлена реализация сканирующих антенн диапазона 60 ГГц, содержащих тороидально-эллиптические линзы из полиэтилена, интегрированные с 16-элементной ФАР производства компании Intel. В частности, в ходе выполнения международного проекта MiWEBA (Millimeter Wave Enhanced Backhaul and Access) проводились экспериментальные исследования характеристик тороидально-эллиптических линзовых антенн с вертикальными линейными апертурами 70, 90 и 112 мм [6]. Однако, как показали результаты экспериментальных исследований, изготовленные антенны наряду с целым рядом достоинств (высоким КУ, широкой рабочей полосой частот, простой конструкцией) обладают недостатками, среди которых следует отметить большой вес линз и отсутствие возможности электронного управления лучом в плоскости угла места.

В настоящей работе, используя сформированный на кафедре СР МСС научный задел в этой области, развивается общая концепция построения простых по конструкции сканирующих антенных систем миллиметрового диапазона длин волн, а также предлагается ряд новых конструктивных решений, позволяющих частично преодолеть отмеченные выше недостатки. Данное направление исследований является актуальным и перспективным, поскольку предлагаемые решения сочетают в себе достоинства целого ряда существующих вариантов антенных систем. В частности, они имеют простую конструкцию, низкую стоимость изготовления, способны осуществлять электронное сканирование лучом в широком секторе углов. При этом выбор в пользу той или иной технологии следует делать с учетом специфики развертываемой сети. Так, линзовые антенны могут стать частью приемопередающего оборудования, рассчитанного для работы в широкой полосе частот, а плоские отражательные

решетки являются отличным вариантом для приложений, где необходимы антенны с малым весом.

Цель работы

Целью настоящей диссертации являлась разработка и экспериментальное исследование характеристик прототипов сканирующих линзовых и отражательных антенн миллиметрового диапазона длин волн (57.24 – 65.88 ГГц) с облучателем в виде ФАР. В соответствии с поставленной целью, в ходе выполнения работы были решены следующие задачи:

1. Анализ существующих концепций построения и реализации сканирующих антенн, предназначенных для работы в системах радиосвязи миллиметрового диапазона.
2. Разработка линзовой антенной системы диапазона 57.24 – 65.88 ГГц с высоким КУ (не менее 20 дБи) и обладающей функцией широкоугольного сканирования лучом в азимутальной плоскости (в секторе не менее 90°) с одновременной подстройкой направления излучения в плоскости угла места (в секторе не менее 6°).
3. Разработка линзовой антенной системы диапазона 58 – 62 ГГц с высоким КУ (не менее 20 дБи) в широком секторе сканирования в азимутальной плоскости (не менее 90°) и имеющей при этом небольшую массу (менее 1 кг).
4. Разработка методики проектирования плоских отражательных решеток из пассивных микрополосковых элементов, формирующих заданные диаграммы направленности в плоскости угла места и обеспечивающих электронное сканирование лучом в азимутальной плоскости.
5. Реализация сканирующих антенн диапазона 57.24 – 63.72 ГГц с высоким КУ (не менее 20 дБи), содержащих плоские отражательные решетки из пассивных микрополосковых элементов.
6. Проведение экспериментальных исследований характеристик изготовленных прототипов сканирующих линзовых и отражательных антенн диапазона 57.24 – 65.88 ГГц с облучателем в виде ФАР.

Методы исследования

При расчете профилей и основных характеристик линзовых антенн использовались методы геометрической и волновой оптики. Плоские отражательные решетки были синтезированы итерационным методом, который подразумевает многократное вычисление прямого и обратного преобразования Фурье. Для оценки технических параметров спроектированных антенн проводилось электромагнитное 3D-моделирование в программе CST Microwave Studio. Измерения характеристик изготовленных прототипов сканирующих антенн

проводились в дальней зоне с помощью специально разработанной экспериментальной установки.

Научная новизна

1. Усовершенствована методика расчета профилей диэлектрических бифокальных линз, с помощью которой была разработана и реализована тороидально-бифокальная линзовая антенна диапазона 57.24 – 65.88 ГГц с высоким КУ, способная осуществлять широкоугольное электронное сканирование в азимутальной плоскости с подстройкой направления излучения в плоскости угла места.
2. Теоретически и экспериментально исследована возможность оптимизации формы диэлектрических линз для уменьшения массы сканирующих антенн диапазона 60 ГГц без существенного уменьшения их КУ и секторов сканирования.
3. Усовершенствована методика синтеза плоских отражательных решеток с помощью итерационного алгоритма, в котором используются оригинальные функции эталонных фазовых диаграмм, позволяющие получить более точное приближение к требуемой форме главного луча антенны.
4. Разработана методика проектирования плоских отражательных решеток из пассивных микрополосковых элементов, основанная на сочетании усовершенствованного итерационного метода синтеза с электромагнитным 3D-моделированием.

Практическая значимость результатов

Созданные в ходе выполнения работы прототипы сканирующих антенн отвечают требованиям, предъявляемым стандартами IEEE 802.11ad и IEEE 802.11ay к приемо-передающему антенному оборудованию базовых и релейных станций диапазона 60 ГГц. В связи с этим полученные результаты могут использоваться при проектировании интегрированных линзовых антенн, а также антенн с плоскими отражательными решетками. Потенциальная область применения предлагаемых в настоящей диссертации сканирующих антенных систем включает в себя базовые и радиорелейные станции диапазона 60 ГГц, обеспечивающие высокоскоростную передачу данных на расстояния 25 – 50 м и 100 – 300 м соответственно. Кроме того, полученные результаты могут представлять интерес для специалистов, занимающихся разработкой новых мобильных сетей 5G миллиметрового диапазона длин волн.

Реализация и внедрение результатов

Результаты диссертационной работы, а именно: рассчитанные профили бифокальной и зонированной линз для сканирующих антенн диапазона 57 – 64 ГГц, методика синтеза плоских отражательных решеток, позволяющая получить более точное приближение к требуемой форме главного луча антенны, результаты электромагнитного моделирования и измерений характеристик сканирующих антенн с плоскими отражательными решетками диапазона 57 – 64 ГГц, использовались в ННГУ им. Н. И. Лобачевского при выполнении на кафедре статистической радиофизики и мобильных систем связи госбюджетных и хоздоговорных научно-исследовательских работ. Кроме того, результаты диссертационного исследования вошли в отчет о выполнении соискателем НИОКР по теме «Разработка сканирующей линзовой антенной системы диапазона 57 – 64 ГГц для беспроводной автомобильной связи», проводившейся в рамках программы УМНИК (договор № 11490ГУ/2017 от 17.05.2017, заключенный с ФГБУ «Фонд содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере»).

Акты о внедрении результатов в ННГУ им. Н.И. Лобачевского приведены в приложении к диссертации.

Обоснованность и достоверность

Представленные в настоящей диссертации положения и выводы не противоречат приведенным в научной литературе данным и подтверждаются результатами компьютерного электромагнитного 3D-моделирования разработанных антенн в программе CST Microwave studio, а также результатами экспериментальных исследований характеристик созданных прототипов сканирующих антенн, которые были получены с помощью поверенных средств измерений.

Положения, выносимые на защиту

1. Методика расчета профилей диэлектрических бифокальных линз позволяет проектировать линзовые антенны с многоэлементными ФАР в качестве облучателей, имеющие высокие КУ, способные осуществлять электронное сканирование в азимутальной плоскости с подстройкой направления излучения в плоскости угла места.
2. Результаты расчетов (оптимизации) и практической реализации малогабаритной (тонкой) зонированной линзовой антенны диапазона 58 – 62 ГГц, обладающей высоким КУ, широким сектором сканирования в азимутальной плоскости.

3. Итерационный метод синтеза линейных отражательных решеток, в котором используются предложенные эталонные функции фазовых диаграмм, позволяет уменьшить относительную интегральную погрешность аппроксимации требуемых ДН на 2.5 – 3% по сравнению с известными методами и без больших вычислительных затрат найти близкие к оптимальным амплитудно-фазовые распределения токов на пассивных печатных элементах отражательных решеток, формирующих ДН заданного вида.
4. Методика проектирования плоских отражательных решеток из пассивных отражательных элементов, основанная на сочетании усовершенствованного итерационного метода синтеза с электромагнитным 3D-моделированием, эффективность которой подтверждена экспериментальными исследованиями изготовленных прототипов сканирующих антенн.

Публикации и апробация результатов работы

Основные результаты работы отражены в 15 научных публикациях, в числе которых 5 статей в рецензируемых журналах, 6 работ, представляющих собой опубликованные материалы докладов на конференциях, 1 патент на изобретение и 3 свидетельства о регистрации программы для ЭВМ.

Результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на следующих научных мероприятиях:

1. Двадцать первой научной конференции по радиофизике. Нижний Новгород, 2017 (2 доклада).
2. Третьей научно-технической конференции «Радиолокация. Теория и практика». АО ФНПЦ «ННИИРТ». Нижний Новгород, 2017.
3. Двадцать третьей научной конференции по радиофизике. Нижний Новгород, 2019.
4. 2019 Conference on Microwave Techniques. Пардубице. Чешская Республика, 2019.
5. 2020 International Conference on Machine Learning and Intelligent Systems. Южная Корея, 2020.

Личный вклад автора

Соискатель принимал непосредственное участие в постановке и решении всех задач, сформулированных в диссертации, а также в обсуждении и физической интерпретации полученных результатов электромагнитного моделирования и экспериментальных исследований характеристик разработанных сканирующих антенн. Соискателем без соавторов оформлено одно свидетельство о регистрации программы для ЭВМ, а также опубликовано две

статьи в журналах, включенных в перечень изданий ВАК, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук.

Структура и объем диссертации

Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка цитируемой литературы из 103 наименований и приложения. Общий объем диссертации составляет 130 страниц машинописного текста, включающих 97 рисунков и 6 таблиц.

1. Антенны современных систем радиосвязи миллиметрового диапазона длин волн

В данной Главе приведены основные требования, предъявляемые стандартами IEEE 802.11ad и IEEE 802.11ay к антеннам базовых и релейных станций, работающих в окрестности частоты 60 ГГц. Кроме того, рассмотрены различные концепции построения и методы расчета характеристик сканирующих антенн миллиметрового диапазона.

1.1. Требования к антеннам современных беспроводных систем связи миллиметрового диапазона длин волн

Основные требования к приемо-передающему оборудованию миллиметрового диапазона длин волн, в частности к антеннам, определяются стандартами беспроводных систем связи. Новые системы Wi-Fi диапазона 60 ГГц должны работать в соответствии со стандартами IEEE 802.11ad и IEEE 802.11ay [1]-[2].

Принятый в 2012 году стандарт IEEE 802.11ad охватывает полосу частот 57.24 – 65.88 ГГц. При этом весь объем передаваемых данных, распределяется между четырьмя неперекрывающимися каналами шириной 2.16 ГГц. В 2021 году был утвержден следующий стандарт IEEE 802.11ay, который для дальнейшего увеличения пропускной способности существующих систем связи диапазона 60 ГГц предполагает использование механизмов агрегирования (объединения) нескольких частотных каналов [32]. С помощью технологий агрегирования можно расширить полосу пропускания до 8.64 ГГц, повысить надежность и устойчивость каналов связи. Кроме этого, мобильные сети стандартов IEEE 802.11ad и IEEE 802.11ay будут иметь другие отличия от систем, работающих в традиционных диапазонах ниже 6 ГГц. Большинство отличий связаны с особенностями распространения сигналов миллиметрового диапазона в свободном пространстве и в условиях городской среды. Например, уровень потерь энергии в одном и том же беспроводном канале связи на частоте 60 ГГц в среднем на 22 дБ больше, чем на частоте 5 ГГц. Данный факт следует из формулы Фрииса [33]:

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{G_r G_t \lambda^2}{(4\pi R)^2}, \quad (1)$$

где P_r – принимаемая мощность, P_t – мощность, излучаемая передающей антенной, G_t – коэффициент усиления (КУ) передающей антенны, G_r – КУ приемной антенны, λ – длина волны в свободном пространстве, R – расстояние между антеннами. Следует отметить, что

соотношение (1) справедливо только для идеальных условий, когда вдоль пути распространения радиоволн отсутствуют препятствия. Уравнение Фрииса также не учитывает потери, связанные с поглощением излучения атмосферным кислородом и которые в окрестности частоты 60 ГГц могут достигать 1.5 дБ на 100 метров. Таким образом, для компенсации сильного затухания волн приемо-передающее оборудование систем связи стандартов IEEE 802.11ad и IEEE 802.11ay должно иметь в своем составе антенны с высоким КУ. Согласно оценкам, сделанным в ходе анализа геометрооптической модели канала связи, справедливость которой во многом подтверждают результаты экспериментальных исследований, приведенные в работе [34], для передачи данных на расстояние от 100 до 300 метров необходимо использовать антенны с узким главным лучом шириной менее 20° и максимальным КУ более 20 дБ.

На практике беспроводные системы связи должны обеспечивать надежное соединение не только в условиях прямой видимости, но и когда между приемником и передатчиком есть препятствие. Однако при взаимодействии радиоволн диапазона 60 ГГц с различными препятствиями возникают процессы рассеяния, поглощения и деполяризации излучения, приводящие к амплитудно-фазовым искажениям сигналов и замираниям в канале связи. Поэтому концепция построения систем связи стандартов IEEE 802.11ad и IEEE 802.11ay подразумевает развертывание реконфигурируемых транспортных сетей из небольших релейных станций, оснащенных сканирующими антеннами. С помощью антенн, обладающих функцией электронного сканирования, релейные ретрансляторы в случае изменения условий приема-передачи данных смогут быстро корректировать траекторию распространения сигнала для поддержания устойчивого соединения с базовыми станциями гетерогенных сетей 5G. Учитывая, что базовые станции, обслуживающие малые соты, и макростанции будут занимать различное пространственное положение в горизонтальной (азимутальной) и вертикальной (угломестной) плоскости, в гетерогенных сетях могут найти применение антенны, способные осуществлять двумерное (2D) сканирование лучом. Однако для большинства развертываемых транспортных сетей достаточно наличия у антенн функции сканирования в азимутальной плоскости в угловом секторе от $30^\circ (\pm 15^\circ)$ до $90^\circ (\pm 45^\circ)$.

Несмотря на разнообразие возможных приложений, существует общие требования к антенному оборудованию беспроводных систем связи стандартов IEEE 802.11ad и IEEE 802.11ay. В частности, используемые в гетерогенных сетях антенны должны иметь небольшие размеры, малый вес, низкую стоимость изготовления и обслуживания. При этом особый практический интерес представляют решения, предусматривающие возможность простой интеграции антенн с приемо-передающими модулями базовых и релейных станций миллиметрового диапазона.

1.2. Обзор существующих антенн с пространственным сканированием луча

Появление новых стандартов связи спровоцировало стремительный рост числа научных исследований в области создания приемопередающего оборудования будущих точек доступа и радиорелейных станций. При этом особое внимание стало уделяться разработке антенно-фидерных систем СВЧ-диапазона. В данном Разделе представлен обзор различных концепций построения и технологий реализации антенн с пространственным сканированием луча, предназначенных для работы в системах мобильной радиосвязи 5G миллиметрового диапазона длин волн. Приведен сравнительный анализ характеристик антенн, отмечены основные достоинства и недостатки каждого технического решения.

1.2.1. Фазированные антенные решетки (ФАР)

Долгое время переход систем связи в частотный диапазон выше 5 ГГц был затруднен из-за отсутствия совершенных средств генерации и приема сигналов. Однако активное развитие КМОП-технологий и прогресс в области изготовления печатных плат обеспечили возможность производства дешевых источников излучения с функцией сканирования, в частности ФАР, рабочая частота которых может достигать 100 ГГц. Например, в работе [35] описана антенная решетка диапазона 57 – 64 ГГц с переключаемым лучом, включавшая четыре (1×4) активных патч-элемента. Данная антенна спроектирована на базе печатной платы с двумя слоями диэлектрика типа Rogers 5880 ($\epsilon_r = 2.2$, толщина 0.787 мм). Излучающие патчи вытравлены на верхней поверхности печатной платы и имеют крестообразную форму (см. Рис. 1).

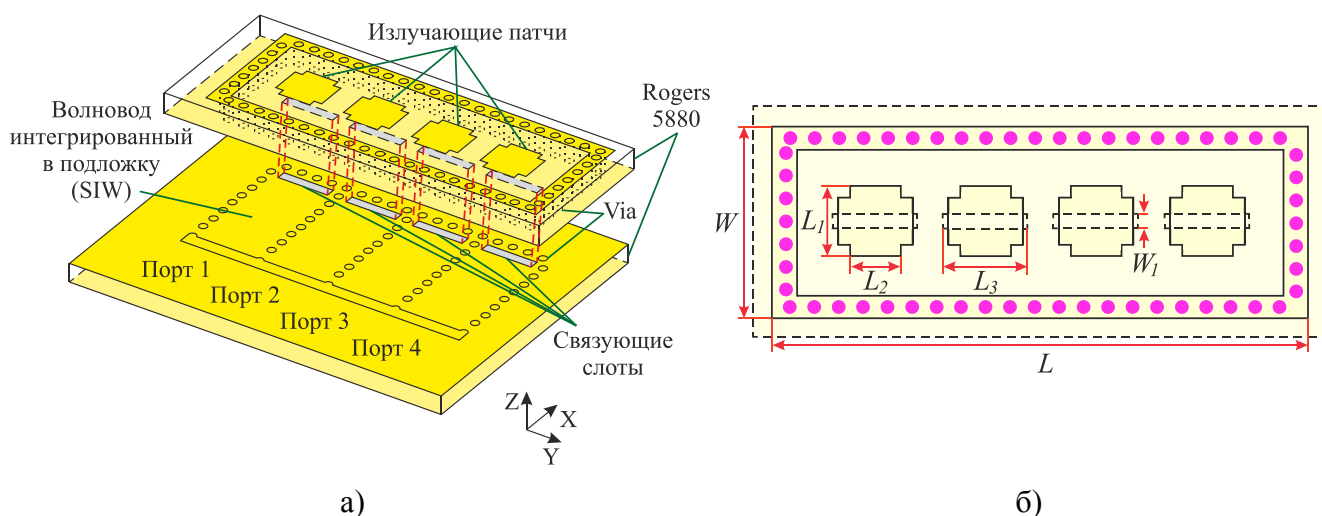


Рис. 1. Конфигурация четырехэлементной антенной решетки: а) – общий вид; б) – вид сверху ($L = 13.0$ мм, $L_1 = 1.8$ мм, $L_2 = 1.25$ мм, $L_3 = 2.1$ мм, $W = 5.0$ мм, $W_1 = 0.36$ мм).

Для подвода электромагнитной энергии к излучающим элементам используются интегрированные в нижний диэлектрический слой (подложку) прямоугольные волноводы, поперечные размеры которых ограничены плотным набором токопроводящих столбов (via), соединяющих металлизированные грани подложки. При этом каждый патч возбуждается отдельным щелевым отверстием (слотом), расположенным на верхней стенке интегрированного в подложку прямоугольного волновода. Для подавления распространения поверхностной волны вдоль подложки, все четыре излучающих патча дополнительно окружены металлическими стенками. Подробная топология печатной платы изображена на Рис. 1б.

Большое значение для сканирующих ФАР имеет схема питания элементов. Согласно [35], сеть питания описанной антенной решетки построена на основе матрицы Батлера. Она включает в себя четыре квадратурных делителя мощности и две пары фазовращателей, сдвигающих фазу на 45° и 0° . Блок-схема сети питания показана на Рис. 2а.

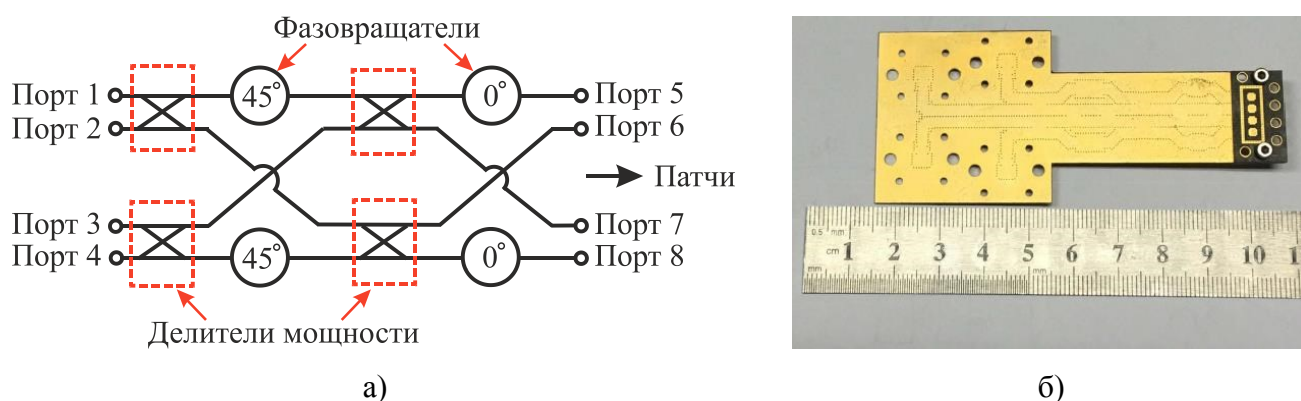


Рис. 2. Прототип четырехэлементной антенной решетки: а) – блок-схема системы питания антенной решетки; б) – фотография изготовленного прототипа антенной решетки.

Направление главного луча ДН ФАР зависит от того, какой входной порт (1 – 4) возбужден. В изготовленном прототипе антенной решетки (см. Рис. 2б) на входы поступали первичные сигналы от внешнего источника, поэтому порты (1 – 4) были адаптированы для работы с прямоугольными волноводами стандартного сечения типа WR-15. Согласно приведенным в [35] результатам экспериментальных исследований прототипа антенной решетки, при последовательном возбуждении портов 1 и 4, отклонение основного луча ДН от центрального положения в плоскости YOZ составило $\pm 12^\circ$, а если внешний сигнал поступал в систему через вход 2 или 3, то $\pm 38^\circ$. Учитывая, что измеренная ширина лучей по уровню половинной мощности (-3 дБ) в азимутальной плоскости (YOZ) равнялась $20^\circ - 26^\circ$, суммарный угловой сектор, который способна покрыть антенная решетка, составил порядка $100^\circ (\pm 50^\circ)$. При этом в заявленном рабочем диапазоне 57 – 64 ГГц уровень боковых лепестков (УБЛ) не превысил -10дБ. Однако у прототипа, представленного в [35], ширина луча ДН в вертикальной плоскости XOZ и величина КУ в значительной степени тоже зависели от номера возбужденного порта.

Например, когда внешний сигнал подавался на вход 1 или 4, ширина луча в плоскости угла места (XOZ) и КУ были равны соответственно 120° и 13 дБ. При возбуждении порта 2 или 3 луч сужался до 80° , а КУ снижался до 11 дБ.

В работе [36] рассмотрена антенная решетка диапазона 28 – 32 ГГц, включающая в себя сеть гибридных питающих линий. Вся решетка состоит из 16 малых подрешеток с 16 (4×4) излучающими элементами в каждой, т.е. всего их 256 (16×16). Структура подрешетки представлена на Рис. 3а.

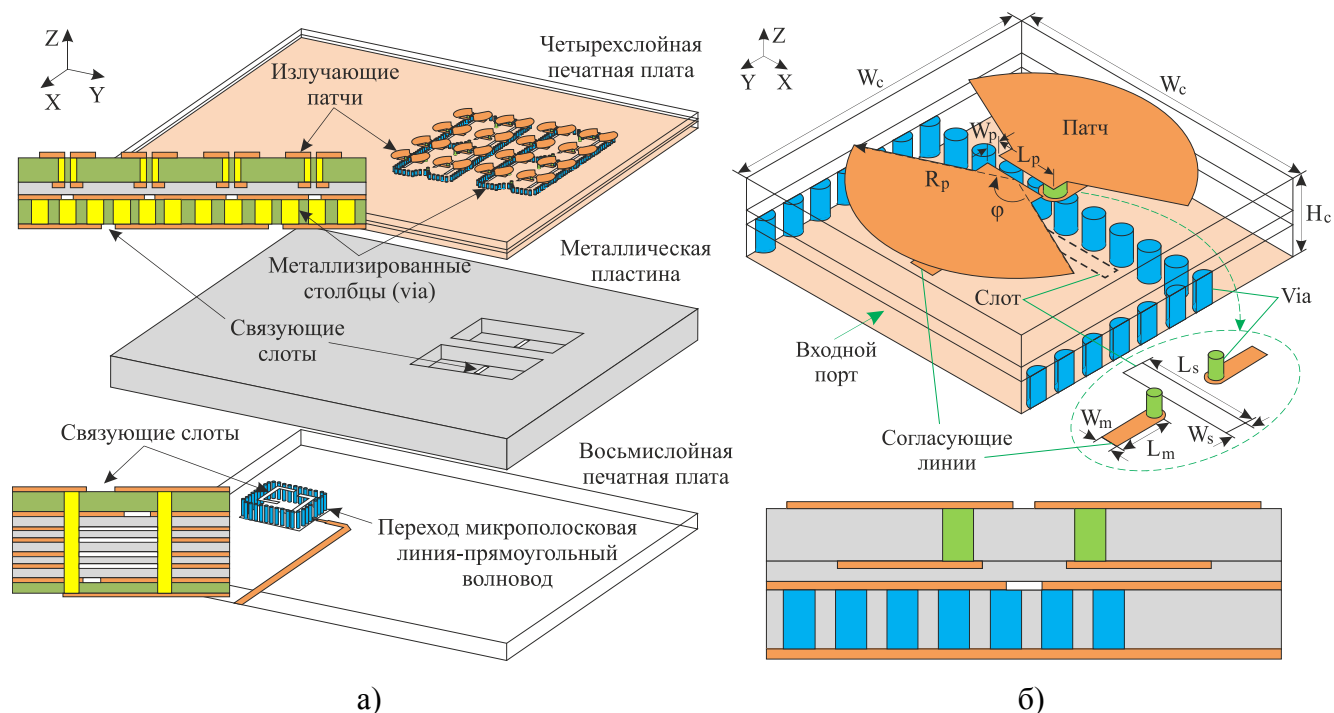


Рис. 3. Конфигурация антенной решетки диапазона 28 – 32 ГГц: а) – структура 16-элементной подрешетки; б) – структура ячейки ($W_c = 5.0$ мм, $W_p = 0.2$ мм, $W_s = 0.25$ мм, $W_m = 0.4$ мм, $L_p = 1.0$ мм, $L_s = 3.5$ мм, $L_m = 1.2$ мм, $H_c = 1.216$ мм, $R_p = 2.2$ мм, $\phi = 130^\circ$).

Верхняя четырехслойная печатная плата сформирована из массива ячеек размером $0.5\lambda_0 \times 0.5\lambda_0$ (см. Рис. 3б), где λ_0 – длина волны в свободном пространстве, соответствующая частоте 30 ГГц. В центре каждой такой ячейки содержится патч-элемент, который состоит из двух симметричных частей (плеч), разделенных зазором $W_p = 0.2$ мм. При этом сами плечи имеют форму усеченного круглого диска (сектора). Возбуждение антенного элемента осуществляется посредством щели, находящейся прямо под патчем. В средней металлической пластине (см. Рис. 3а), дополнительно отводящей тепло, расположены полые волноводы и разветвители. Нижняя восьмислойная печатная плата является промежуточным звеном между внешней питающей сетью и антенной решеткой. В ней реализованы оригинальные переходники типа «микрополосковая линия-прямоугольный волновод», которые состоят из трех объемных диэлектрических областей (зон), разделенных тонкими слоями металла с U-образными слотами.

Первая область расположена в нижней подложке печатной платы и соединена с входной микрополосковой линией. Третья зона включает в себя верхнюю подложку. Все остальные диэлектрические слои вместе образуют вторую область. Поперечные размеры интегрированного переходника ограничены сквозными токопроводящими столбцами (via), соединяющими первый слой металла с восьмым.

Изготовленный прототип антенной решетки показан на Рис. 4. Две печатные платы и средняя алюминиевая пластина скреплены винтами. На задней поверхности антенны расположены SMPM-разъемы, предназначенные для подключения пассивного 16-канального делителя мощности.

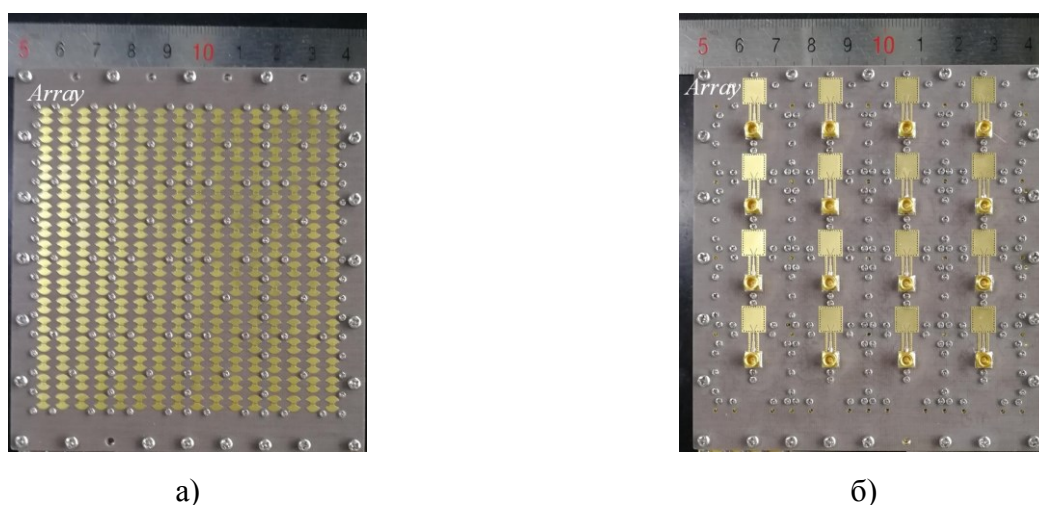


Рис. 4. Прототип антенной решетки диапазона 28 – 32 ГГц: а) – вид спереди; б) – вид сзади.

Как показали результаты измерений, КУ всей системы достигал 28 дБ в рабочем диапазоне частот 28 – 32 ГГц. Для проверки сканирующих способностей было задействовано несколько делителей мощности, каждый из которых обеспечивал поворот главного луча ДН на определенный угол за счет различных фазовых задержек в каналах. На практике, общий угловой сектор покрытия составил всего $\pm 10^\circ$, т. е. антенная решетка способна осуществлять лишь небольшую подстройку направления излучения, а не полноценное широкоугольное сканирование.

Планарная восьми элементная антенная решетка диапазона 25 – 33 ГГц представлена в работе [37]. Данная антенная решетка реализована на четырехслойной печатной плате с двумя подложками марки Taconic RF-30 ($\epsilon_r = 3$, $\text{tg}(\delta) = 0.0014$) толщиной 0.787 мм и одним связующим слоем (препрегом) из стеклотекстолита FR-4 ($\epsilon_r = 4,3$ и $\text{tg}(\delta) = 0.025$) толщиной 0.2 мм. Каждый элемент антенной решетки состоит из двух микрополосковых диполей, вытравленных на разных сторонах печатной платы (см. Рис. 5). Плечи верхних и нижних диполей соединены парой переходных металлизированных столбцов. Посредством дифференциальной полосковой линии один из этих переходных столбцов подключен к центральному проводнику

коаксиального разъема ММРХ, а другой заземлен. Для уменьшения потерь все разъемы ММРХ на печатной плате размещены максимально близко к излучающим диполям. Дополнительные переходные столбцы, расположенные между элементами решетки и вокруг питающих линий, необходимы для подавления поверхностной волны, распространяющейся вдоль подложки.

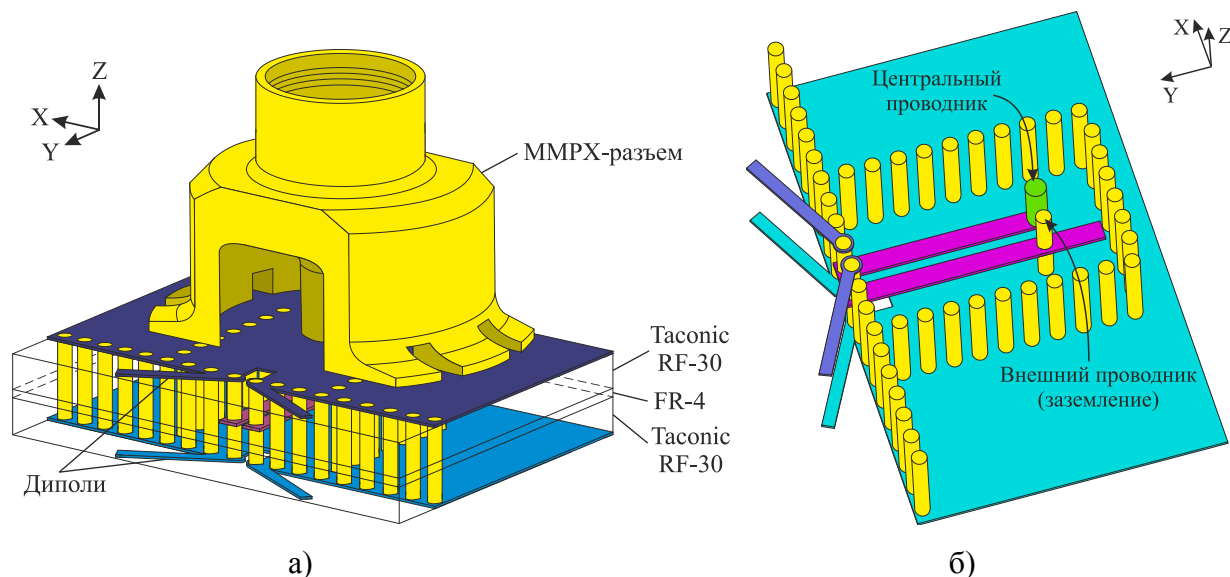


Рис. 5. Конфигурация излучающего элемента антенной решетки диапазона 25 – 33 ГГц: а) – общий вид с ММРХ-разъемом; б) – структура линий питания.

Схематичное изображение и фотография изготовленного прототипа антенной решетки представлены на Рис. 6. Диполи на верхнем и нижнем слоях печатной платы идентичны. Расстояние между центрами соседних диполей составляет 5.5 мм (см. Рис. 6а). Вследствие высокой плотности компоновки элементов решетки, разъемы ММРХ были поочередно установлены на противоположных сторонах печатной платы (см. Рис. 6б).

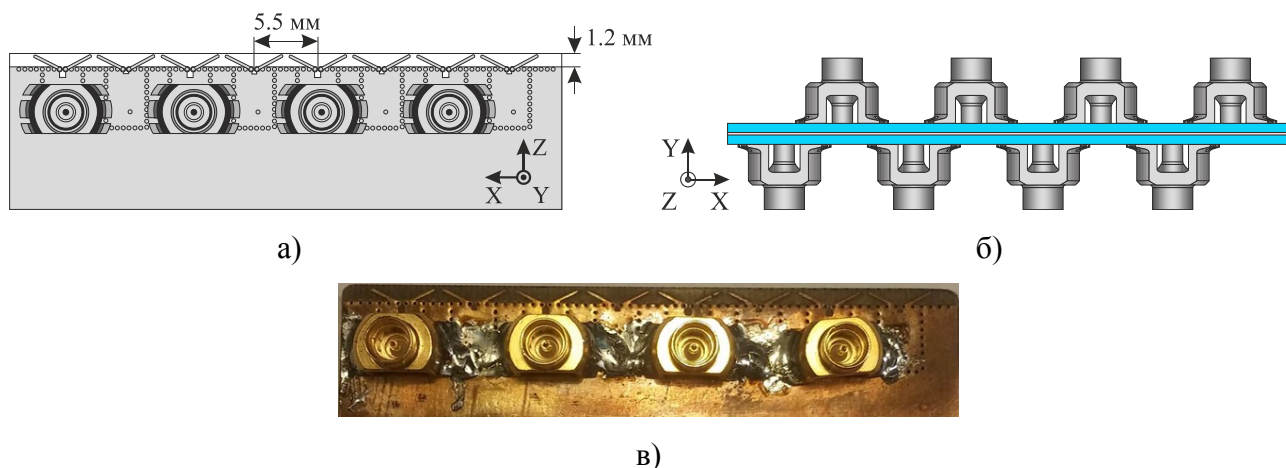


Рис. 6. Прототип антенной решетки диапазона 25 – 33 ГГц: а) – схематичное изображение (вид сверху); б) – схематичное изображение (вид сбоку); в) – фотография прототипа.

Следует отметить, что на этапе экспериментальных исследований у изготовленного прототипа антенной решетки (см. Рис. 6в) отсутствовала общая система питания элементов. Измерения диаграмм направленности и коэффициентов усиления проводились последовательно для каждого излучателя. При этом к двум соседним излучателям подключались аттенюаторы на 20 дБ. Измеренные характеристики сравнивались с результатами электромагнитного моделирования в CST Microwave studio. Далее в процессе постобработки экспериментальных данных, полученных для каждого элемента, рассчитывались ДН и величины КУ всей антенной решетки для различных положений главного луча в азимутальной плоскости. Согласно оценкам, приведенным в [37], в рабочем диапазоне частот 25 – 33 ГГц КУ антенной решетки равен 12 – 14 дБ, а сектор сканирования составляет $\pm 70^\circ$.

В работе [38] представлена 16-элементная ФАР диапазона 57.24 – 65.88 ГГц, разработанная компанией Intel. Излучающими элементами данной ФАР являются щелевые отверстия (слоты) в виде замкнутых петель, вытравленных на верхней поверхности печатной платы (см. Рис. 7а).

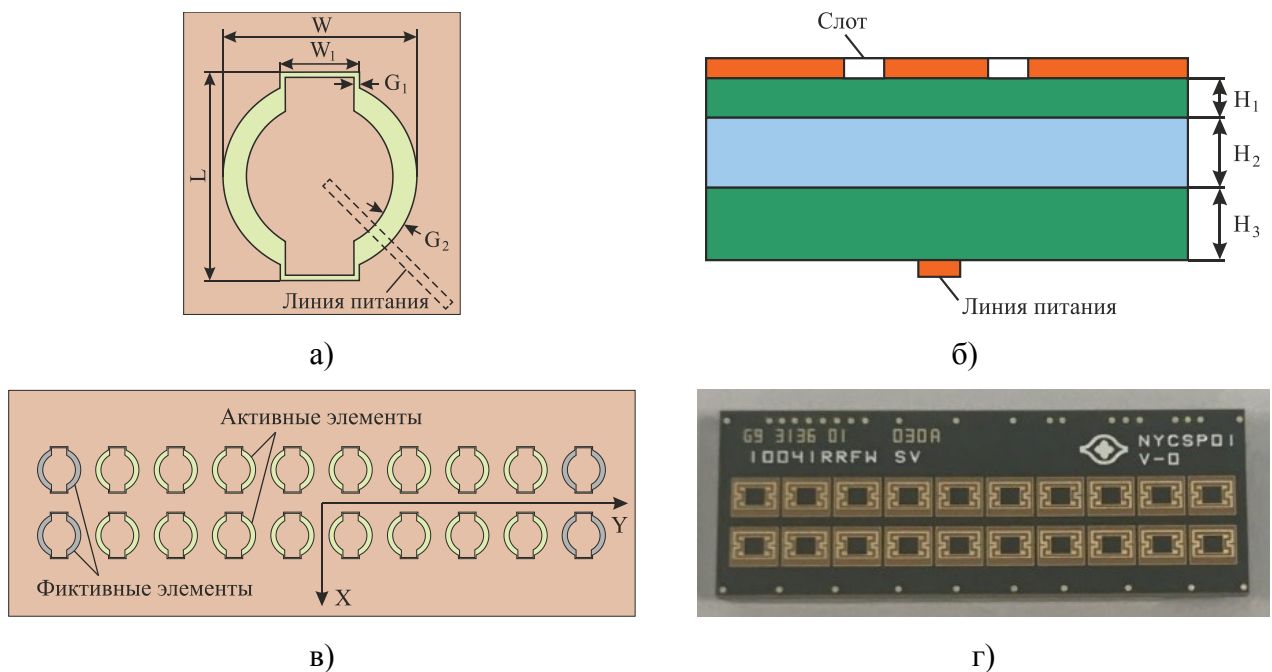


Рис. 7. ФАР диапазона 57.24 – 65.88 ГГц: а) – излучающий элемент (вид сверху), где $L = 1.98$ мм, $W = 1.84$ мм, $W_1 = 0.75$ мм, $G_1 = 0.05$ мм, $G_2 = 0.22$ мм; б) – излучающий элемент (вид сбоку), где $H_1 = 0.025$ мм, $H_2 = H_3 = 0.05$ мм; в) схематичное изображение ФАР; г) – фотография ФАР (вид сверху).

Общая длина контура каждой петли эквивалентна длине волны λ , соответствующей центральной резонансной частоте 60 ГГц. Питание излучающих элементов осуществляется посредством микрополосковых линий, расположенных в нижних слоях печатной платы, содержащей три диэлектрические подложки (см. Рис. 7б). Крайние подложки, изображенные

зеленым цветом на Рис. 7б, изготовлены из материала марки Dupont Pyralux AP8528R/AP8515R ($\epsilon_r = 3.4$, $\text{tg}(\delta) = 0.003$). Средний диэлектрический слой, изображенный синим цветом на Рис. 7б, – препрег марки Gore Speedboard C ($\epsilon_r = 2.6$, $\text{tg}(\delta) = 0.004$). Все металлизированные слои печатной платы выполнены из меди и имеют толщину 18 мкм.

Всего антенная решетка имеет 20 (2×10) элементов (см. Рис. 7в, 7г), расположенных друг от друга на расстоянии 0.5λ (2.5 мм) как по оси X, так и по оси Y. При этом только 16 из них (обозначены зеленым цветом на Рис. 7в) возбуждаются микрополосковыми линиями. Четыре крайних элемента (обозначены серым цветом на Рис. 7в) являются фиктивным продолжением антенной решетки и необходимы для минимизации паразитных краевых эффектов.

Компания Intel не только разработала, но и наладила промышленное производство антенных модулей (фотография экземпляра приведена на Рис. 7г), в которых антенная решетка интегрирована с радиочастью, изготовленной по КМОП технологии. Согласно [38], в рабочем диапазоне частот 57.24 – 65.88 ГГц КУ антенного модуля равен 12 – 15 дБ, а сектор сканирования в азимутальной плоскости составляет $\pm 50^\circ$. Автором также были детально исследованы характеристики излучения данного модуля. Полученные результаты представлены в Разделе 4 настоящей диссертации.

1.2.2. Линзовые антенны

Линзовые антенны состоят из двух основных частей: облучателя (источника первичного излучения) и линзы [39]. В качестве облучателей обычно используются слабонаправленные антенны, такие как открытый конец волновода, микрополосковые диполи, рупоры и т.д. Линза может представлять собой геометрическое тело с заданными свойствами, где электромагнитная волна распространяется с фазовой скоростью v_ϕ , отличной от фазовой скорости v_0 той же волны в свободном пространстве. Существует много разновидностей сканирующих линзовых антенн, отличающихся друг от друга конструктивным устройством. Например, в работе [40] представлены две диэлектрические линзовые антенны из плавленого кварца ($\epsilon = 3.8$, $\text{tg}(\delta) = 0.004$), обладающие возможностью двумерного (2D) электронного сканирования. Управление лучом осуществлялось путем переключения между элементами плоской антенной решетки, расположенной на задней поверхности линзы. При этом направление излучения зависело от позиции, которую занимал возбужденный (активный) элемент антенной решетки относительно фокальной оси линзы.

Антенная решетка, состоящая из 16 (4×4) микрополосковых элементов, реализована на печатной плате с тремя металлизированными слоями, одной подложкой марки RO4003C ($\epsilon = 3.55$) и двумя препрегами типа RO4450B ($\epsilon = 3.54$). Выбор материалов подложки и препрегов

обусловлен тем, что их диэлектрическая проницаемость близка к диэлектрической проницаемости плавленого кварца, вследствие чего предотвращается возбуждение поверхностных волн в подложке. Согласно данным, полученным в результате электромагнитного моделирования в CST Microwave studio, коэффициент направленного действия (КНД) спроектированного микрополоскового элемента, расположенного на границе «воздух-кварц» (антенна излучает в бесконечное полупространство, заполненное кварцем), составляет 7.5 – 8.3 дБи в рабочем диапазоне частот 73 – 94 ГГц. С помощью электромагнитного моделирования также было определено, что уровень изоляции между соседними элементами решетки превышает 20 дБ, когда микрополосковые излучатели расположены друг от друга на расстоянии 1.5 мм. На практике электронное переключение между элементами решетки обеспечивали пять полупроводниковых переключателей SP4T (1 в 4) марки TGS4306-FC производства компании TriQuint Semiconductors.

На Рис. 8а представлены две изготовленные линзы из плавленого кварца, которые имеют полусферическую с цилиндрическим продолжением форму. Диаметры линз составляют 25 мм и 15 мм. Длины цилиндрических продолжений были оптимизированы для увеличения значения КНД и равны соответственно 9 мм и 5.5 мм. Электромагнитное моделирование заявленных линз, интегрированных с плоской антенной решеткой, показало, что перекрытие лучей от соседних элементов решетки, расположенных друг от друга на расстоянии 1.5 мм, происходит на уровне -4 дБ относительно максимума ДН.

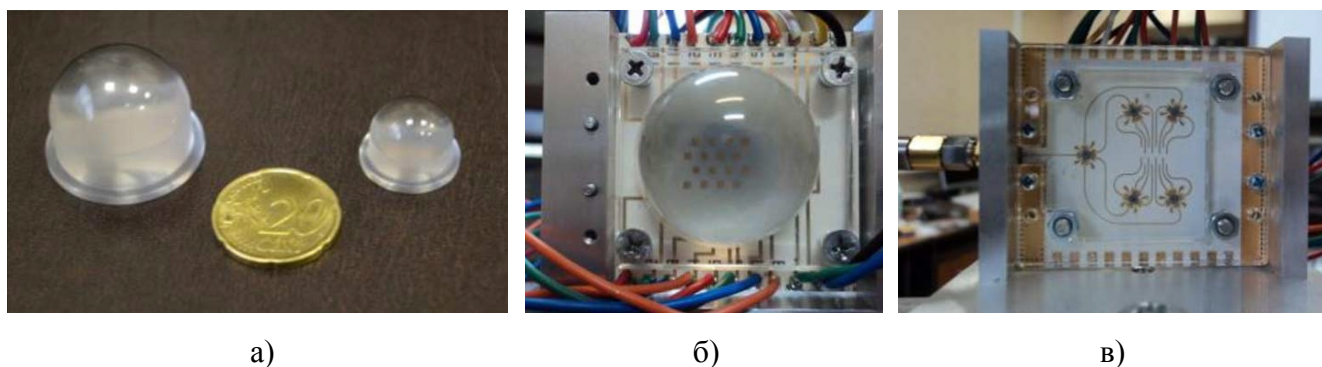


Рис. 8. Сканирующие антенны с линзами из кварца: а) – фотография линз диаметром 25 мм (слева) и 15 мм (справа); б) – фотография прототипа антенны с линзой диаметром 25 мм (вид спереди); в) фотография прототипа антенны с линзой диаметром 25 мм (вид сзади).

В процессе экспериментальных исследований изготовленные линзы и печатная плата взаимно фиксировались с помощью металлических винтов и специальных крепежных элементов из оргстекла. Подведение сигнала от внешнего генератора к разработанной линзовой антенне осуществлялось посредством высокочастотного коаксиального коннектора 11923А производства компании Agilent Technologies. Фотографии изготовленного прототипа

сканирующей антенной системы с кварцевой линзой диаметром 25 мм представлены на Рис. 8б и 8в. Измерения на частотах 77 ГГц и 85 ГГц показали, что КНД данной антенной системы составляет 20 – 25 дБи в угловом секторе сканирования $\pm 18^\circ$. КНД антенны с линзой диаметром 15 мм на тех же частотах имеет значение порядка 16 – 21.5 дБи в угловом секторе сканирования $\pm 27^\circ$. Таким образом, меняя размер линзы, можно адаптировать характеристики излучения антенной системы к требованиям конкретного приложения локальной радиосвязи.

В работе [41] представлена комбинированная линзовая антенна диапазона 71 – 76 ГГц, в конструкции которой сочетаются элементы диэлектрических и металло-пластинчатых линз (см. Рис. 9). В сравнении с классическими линзами, изготовленными из однородного диэлектрика, предлагаемая линза имеет меньшую толщину (фокусное расстояние f).

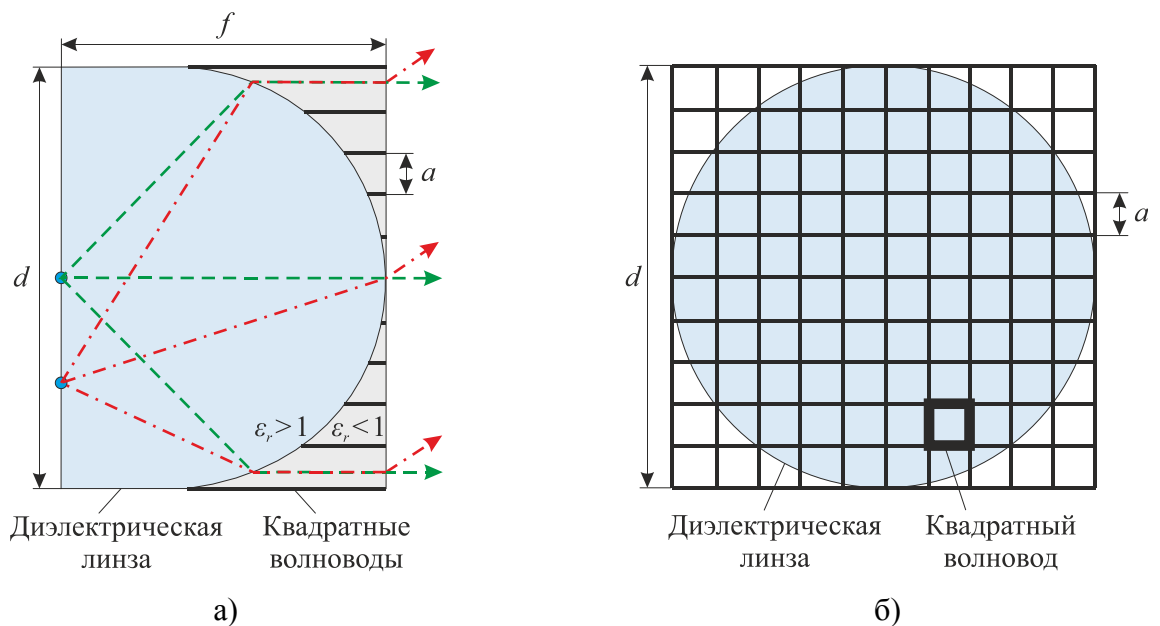


Рис. 9. Геометрическая структура комбинированной линзовой антенны диапазона 71 – 76 ГГц:
а) – вид сбоку; б) – вид спереди.

При распространении в теле комбинированной линзы электромагнитная волна проходит через границу раздела двух сред, одна из которых имеет показатель преломления $n_1 > 1$ (диэлектрическая область), а другая $n_2 < 1$ (область параллельных металлических пластин). Из Рис. 9 видно, что металлические пластины формируют волноводы квадратного сечения. Такая структура обеспечивает возможность работы антенной системы как с вертикальным, так и с горизонтальным типом поляризации электромагнитной волны. Выражение, описывающее профиль преломляющей поверхности линзы, может быть записано следующим образом:

$$(\epsilon_r - \epsilon_m)x^2 + 2\sqrt{\epsilon_r}f(\sqrt{\epsilon_r} - \sqrt{\epsilon_m})x + \epsilon_r y^2 = 0, \quad (2)$$

где f – фокусное расстояние, ε_r – диэлектрическая проницаемость материала линзы, ε_m – эффективная диэлектрическая проницаемость металло-пластинчатой области. Значение эффективной диэлектрической проницаемости ε_m может быть определено из уравнения:

$$\varepsilon_m = 1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a} \right)^2, \quad (3)$$

где λ_0 – длина волны в свободном пространстве, a – расстояние между параллельными пластинами. При уменьшении расстояния между пластинами, с одной стороны, уменьшается толщина линзы, с другой – увеличивается разность диэлектрических проницаемостей на границе раздела «диэлектрик-металл», вследствие чего увеличивается уровень отраженной энергии. Оптимальной, с точки зрения баланса между толщиной и эффективностью излучения, является линза, у которой значение параметра a лежит в интервале от $0.55\lambda_0$ до $0.8\lambda_0$.

В работе [41] представлены результаты электромагнитного моделирования комбинированной линзовой антенны в CST Microwave studio. В качестве облучателя использовался квадратный волновод с апертурой 2.34×2.34 мм². Спроектированная линза диаметром $d = 65.3$ мм и толщиной $f = 46.9$ мм предназначена для работы в полосе частот 71 – 76 ГГц. Диэлектрическая часть линзы выполнена из тефлона ($\varepsilon = 2.1$, $\text{tg}(\delta) = 0.0002$), а расстояние между металлическими пластинами a выбрано равным 2.3 мм, что соответствует $0.575\lambda_0$ ($\lambda_0 = 4.078$ мм). Исходя из проведенного анализа, при заданном диаметре, толщина комбинированной линзы на 35% меньше толщины классической линзы, целиком изготовленной из тефлона. Электромагнитное моделирование показало, что на расчетной частоте 73.5 ГГц КУ двух типов линзовых антенн равны 31.6 дБ. Однако в полосе частот 71 – 78 ГГц КУ комбинированной линзы менялся в пределах 28 – 31.6 дБ, а КУ классической линзы принимал значения, лежащие в интервале 31.5 – 32 дБ.

Проверка сканирующих способностей спроектированной антенны осуществлялась путем смещения облучающего волновода относительно горизонтальной оси линзы на 4.25, 8.5, 12.75 и 16 мм. В результате отклонение главного луча ДН относительно центрального положения составило 8° , 16° , 24° и 30° соответственно. При этом КУ антенны последовательно снижался до 24 дБ. Деградация КУ антенны может быть связана с тем фактом, что при увеличении смещения облучателя уменьшается эффективная апертура линзы и увеличивается уровень отражений на границе «диэлектрик-металл».

В работах [8], [42], [43] предложен вариант решения проблемы высокого уровня потерь в линзовых антеннах с широким сектором сканирования. Паразитные эффекты, связанные с абберрациями, можно минимизировать, разместив облучатели на задней поверхности линзы, имеющей эллиптическую или сферическую форму. Эффективность предложенного решения

можно оценить на основе приведенных в статье [8] результатов теоретических и экспериментальных исследований характеристик антенной системы диапазона 71 – 76 ГГц с линзой из тефлона ($\epsilon = 2.1$, $\text{tg}(\delta) = 0.001$), форма которой образована путем объединения двух полусфер диаметром 52 мм и 75 мм (см. Рис. 10а). Диаметры полусфер выбраны с учетом баланса между величиной КУ и шириной сектора сканирования антенной системы.

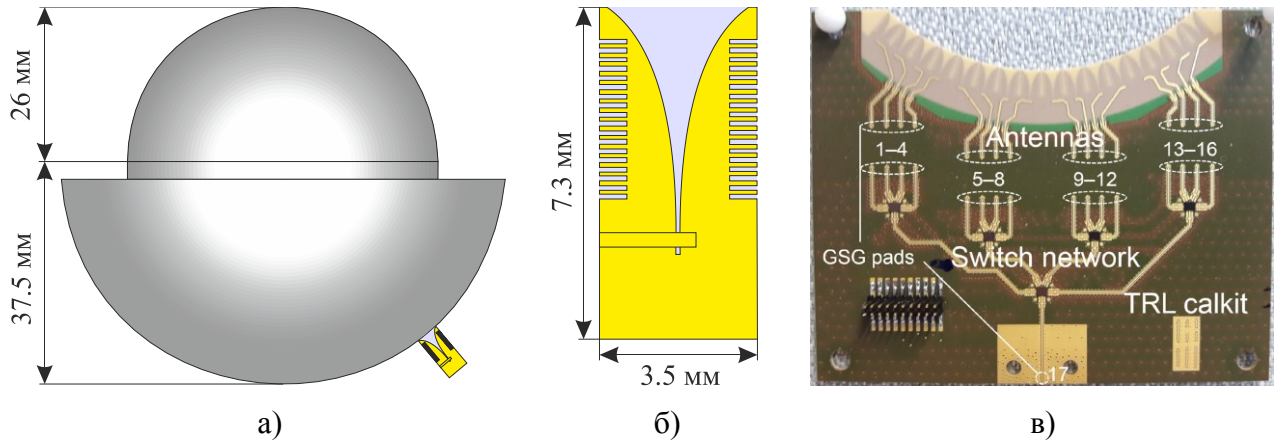


Рис. 10. Сканирующая линзовая антенна диапазона 71 – 76 ГГц: а) – геометрическая структура линзы; б) – геометрическая структура антенны Вивальди; в) фотография изготовленной 16-элементной облучающей антенной решетке.

В качестве облучателя используются плоская экспоненциально сужающаяся щелевая антенна (антенна Вивальди [44]), изображенная на Рис. 10б. Подведение электромагнитной энергии к антенне осуществлялось с помощью микрополосковой линии, расположенной на верхнем слое печатной платы толщиной около 0.5 мм. Излучающая экспоненциально сужающаяся щель вытравлена на заземленной поверхности микрополосковой линии.

Электронное сканирование в изготовленном макете линзовой антенны осуществлялось путем переключения между 16-ю антеннами Вивальди, объединенными в одну линейную решетку, питающая сеть которой состояла из набора копланарных линий передачи и пяти переключателей SP4T (1 в 4) марки TGS4306-FC производства компании Qorvo. Для уменьшения уровня взаимного влияния элементов решетки и улучшения качества согласования антенн Вивальди с фидерным трактом на заземляющей поверхности микрополосковой линии были вытравлены четвертьволновые пазы (см. Рис. 10б) [45]. Кроме того, все 16 антенн Вивальди на печатной плате располагались вдоль дуги окружности радиусом 37.5 мм (см. Рис. 10в), благодаря чему обеспечивалось необходимое прилегание излучающих элементов к задней сферической поверхности линзы.

В ходе экспериментальных исследований было установлено, что в рабочем диапазоне частот 71 – 76 ГГц КУ изготовленной линзовой антенны находился в интервале 13.1 – 19.6 дБ, а сектор сканирования составил $\pm 40^\circ$. При этом величина КУ зависела не только от частоты, но и

от длины питающих линий. Согласно приведенным данным, потери в самых длинных фидерных трактах (1 и 16 на Рис. 10в) на 2.4 дБ больше чем в самых коротких (7 и 10 на Рис. 10в). Следует отметить, что в работе [8] оценка уровня деградации КУ изготовленной антенной системы при сканировании проводилась без учета потерь в питающей сети. В результате разница между максимальным и минимальным значением КУ в секторе сканирования $\pm 40^\circ$ составила менее 1.3 дБ.

Альтернативный вариант решения проблемы больших потерь при широкоугольном сканировании предложен в работе [9]. Основная идея данного подхода заключается в разделении всего сектора сканирования на несколько интервалов, в каждом из которых заданное значение КУ антенны обеспечивает отдельная линза. Например, в антенной системе, представленной в статье [9], вокруг одного облучателя (ФАР) расположены три линзы (см. Рис. 11а). Вместо диэлектрических линз сложной формы здесь используются зонные пластины Френеля. Как видно из Рис. 11а, крайние линзы состоят из трех зонных пластин (каскадов), имеющих различное фокусное расстояние. После последовательного прохождения трех каскадов, фазовый фронт электромагнитной волны, излученной ФАР, становится более плоским, чем на выходе центральной (однокаскадной) линзы. Таким образом, путем каскадирования зонных пластин можно увеличить КУ крайних линз и тем самым компенсировать потери при сканировании.

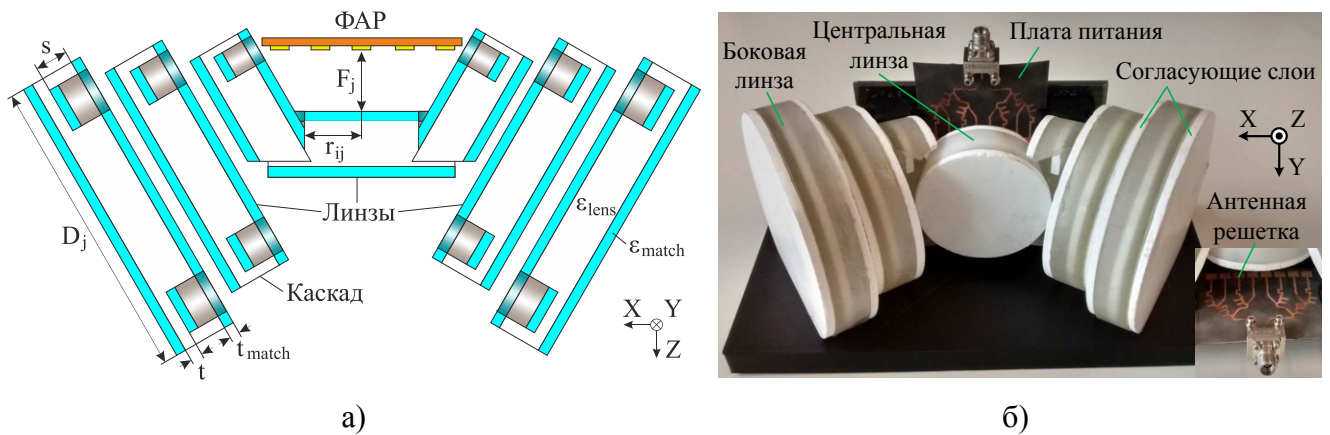


Рис. 11. Каскадная линзовая антенна: а) – геометрическая структура; б) – фотография изготовленного прототипа.

Радиусы зон Френеля r_{ij} определялись из соотношения, используемого в работе [46]:

$$r_{ij} = \sqrt{F_j \lambda_0 i + \left(\frac{\lambda_0 i}{2}\right)^2}, \quad (4)$$

где F_j – фокусное расстояние j -ого каскада ($F_1 = 20$ мм, $F_2 = 40$ мм, $F_3 = 60$ мм), $\lambda_0 \approx 10.7$ мм – длина волны, соответствующая частоте 28 ГГц, i – порядковый номер зоны Френеля. Диаметры

каскадов (D_j) составляли $D_1 = 50$ мм, $D_2 = 67.8$ мм, $D_3 = 81.9$ мм. Глубина вырезов s и толщина пластин t рассчитывались по следующим формулам:

$$s = \frac{\lambda_0}{2(\sqrt{\varepsilon_{lens}} - 1)}, \quad (5)$$

$$t = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\varepsilon_{lens}}}, \quad (6)$$

где $\varepsilon_{lens} = 2.53$ – диэлектрическая проницаемость материала Rexolite 1422, из которого были сделаны линзы. Для уменьшения уровня отражений от границ раздела «воздух-линза» на плоских поверхностях всех зонных пластин располагались тефлоновые согласующие слои ($\varepsilon_{match} = 1.4$, $\text{tg}(\delta) = 0.03$) толщиной t_{match} :

$$t_{match} = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\varepsilon_{match}}}, \quad (7)$$

Изготовленный прототип сканирующей линзовой антенной системы размером $180 \times 90 \times 82$ мм показан на Рис. 11б. Основным недостатком рассматриваемой антенной системы является расщепление главного луча в областях перекрытия смежных линз. В работе [9] данная проблема решалась путем формирования особых (асимметричных) амплитудных распределений тока на поверхности облучателя. При этом в качестве облучателя поочередно использовались четыре антенные решетки, выполненные на отдельных печатных платах и имитировавшие излучение ФАР в направлениях 0° , 14° , 39° и 52° соответственно. Характеристики представленного прототипа антенной системы, измеренные в окрестности рабочей частоты 28 ГГц, приведены в таблице 1.

Таблица 1. Характеристики излучения прототипа сканирующей линзовой антенной системы, измеренные в окрестности рабочей частоты 28 ГГц

Направление главного луча в азимутальной плоскости	Ширина главного луча в азимутальной плоскости	КУ	Коэффициент полезного действия (КПД)	Уровень боковых лепестков
0°	21°	15.35 дБи	75.25 %	-9.74 дБ
$\pm 14^\circ$	24°	13.69 дБи	79.27 %	-9.31 дБ
$\pm 39^\circ$	27°	13.68 дБи	82.5 %	-6.9 дБ
$\pm 52^\circ$	26°	12.96 дБи	62.5 %	-4.78 дБ

Видно, что деградация КУ в секторе сканирования $\pm 52^\circ$ составила 2.39 дБ. Как показали результаты моделирования в CST Microwave studio, данное значение может быть уменьшено до 0.69 дБ, если согласующие слои на зонных пластинах выполнить из материала с низким уровнем диэлектрических потерь, в частности с $\text{tg}(\delta) \sim 0.0004$.

Принципиально иное решение проблемы неравномерного распределения излучаемой энергии в секторе сканирования реализуется в сферических линзах Лüneберга [47]-[49], показатель преломления которых удовлетворяет следующему уравнению:

$$n(r) = \sqrt{\varepsilon(r)} = \sqrt{2 - \left(\frac{r}{R}\right)^2}, \quad (8)$$

где r – расстояние от центра линзы радиусом R до текущей позиции. Обладая сферической симметрией, линзы Лüneберга способны обеспечить заданное значение КУ антенны в широком секторе сканирования по азимуту и углу места.

Существуют различные технологические решения, позволяющие создать внутри линзы распределение показателя преломления, которое может быть аппроксимировано функцией (8). Например, в работе [11] представлена линза Лüneберга диапазона 28 – 38 ГГц, изготовленная с использованием коммерческого оборудования для трехмерной (3D) печати. Шарообразное тело данной линзы сформировано из набора тонких относительно рабочей длины волны колец (ячеек) квадратного сечения размером $a \times a$, где $a = 2.4$ мм (см. Рис. 12).

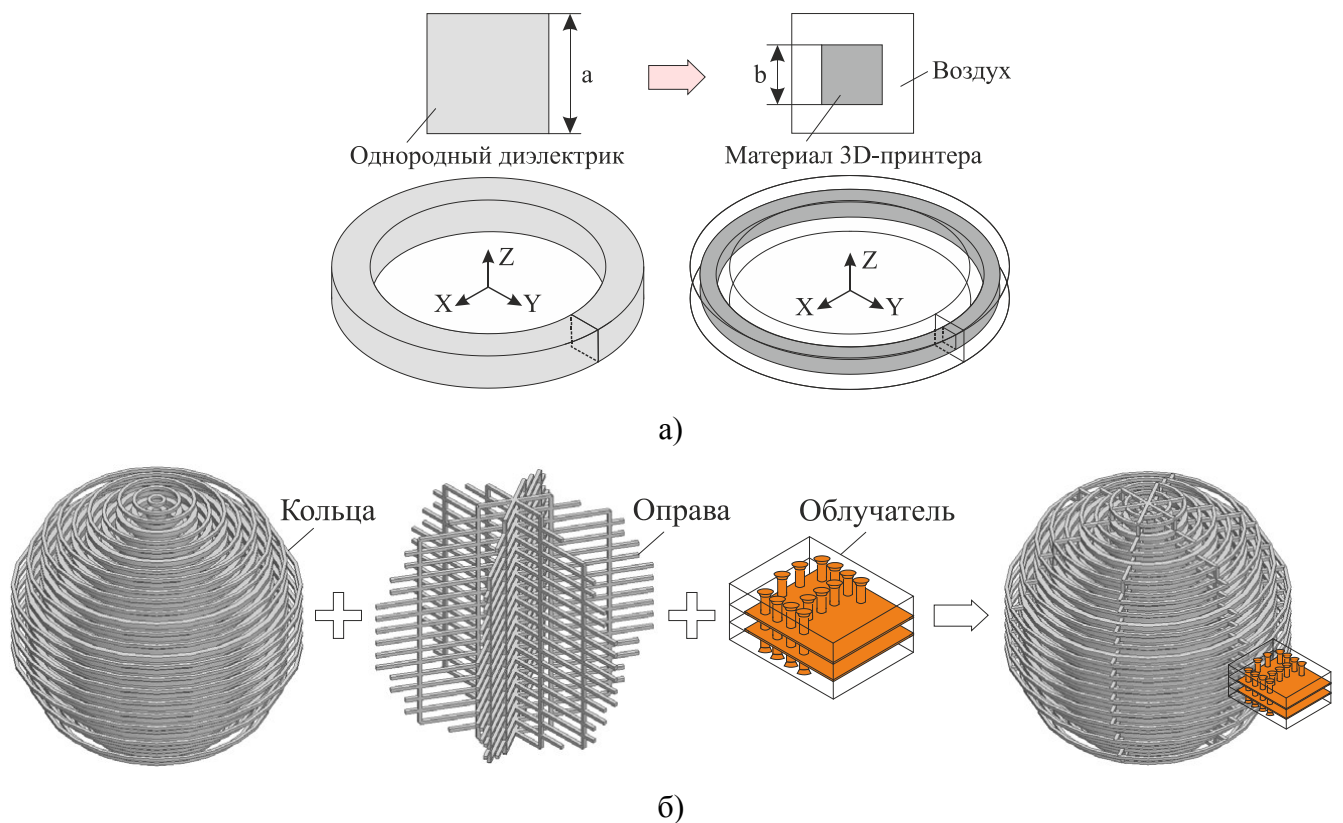


Рис. 12. Модель линзовой антенны Лüneберга: а) – конфигурация торообразных ячеек; б) – основные элементы разработанной модели линзовой антенны Лüneберга.

На практике такие ячейки содержали воздушную оболочку и внутреннее кольцо квадратного сечения размером $b \times b$ ($b < a$), выполненное из материала VeroClear ($\varepsilon = 2.9$, $\text{tg}(\delta) = 0.01$). Вследствие отсутствия сферической симметрии эффективная диэлектрическая

проницаемость тороидальных ячеек ϵ_{eff} зависела не только от отношения V_b/V_a , где V_b – объем внутреннего кольца, V_a – объем ячейки, но и от поляризации падающей волны. Рассматриваемая линза изначально проектировалась для работы с вертикально поляризованным излучением (вектор E перпендикулярен плоскости XOY на Рис. 12а). Как показали результаты электромагнитного моделирования в программе Ansys HFSS, в случае с вертикально поляризованной волной значение параметра ϵ_{eff} у ячеек сечением 2.4×2.4 мм² лежит в интервале от 1.2 до 2, когда внутренние кольца имеют толщину b от 0.55 мм до 1.74 мм. Минимальная толщина внутренних колец 0.55 мм была выбрана с учетом прочностных свойств материала VeroClear.

На Рис. 12б показаны основные элементы и общий план разработанной модели линзовой антенны Люнеберга. Видно, что диэлектрические кольца фиксировались на специальной оправе, составленной из трех плоских рамок толщиной 0.6 мм. В качестве элементарного облучателя использовалась пара диполей, реализованных в виде двух соосных металлизированных столбцов, расположенных на торцевой грани многослойной печатной платы. При этом подведение электромагнитной энергии к диполям осуществлялось с помощью прямоугольного волновода, интегрированного в центральную подложку печатной платы (SIW структура). Подробное описание устройства и основные характеристики элементарного облучателя приведены в работе [50].

Изготовленный прототип антенной системы, содержащий шарообразную линзу Люнеберга диаметром порядка 4 см и печатную плату с девятью элементарными облучателями, изображен на Рис. 13. Следует отметить, что в представленном прототипе отсутствовала единая питающая схема, поэтому проверка сканирующих способностей осуществлялась путем поочередного возбуждения девяти элементарных облучателей, располагавшихся друг от друга на угловом расстоянии $\Delta\phi = 14.5^\circ$ относительно центра линзы. При этом возбуждающие сигналы от внешнего источника подавались на входные порты печатной платы, которые были адаптированы к работе с прямоугольными волноводами стандартного сечения.

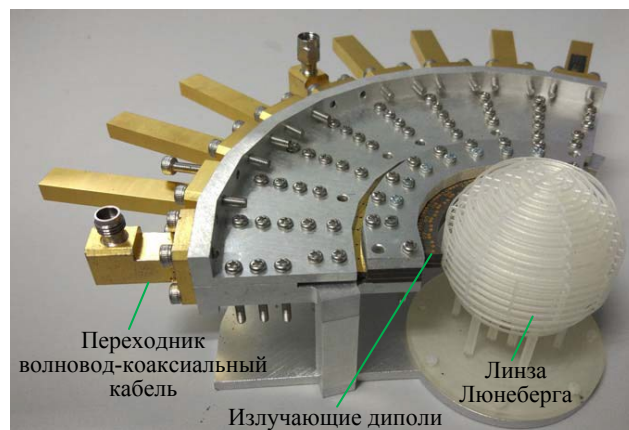


Рис. 13. Изготовленный прототип линзовой антенны Люнеберга.

Согласно приведенным результатам экспериментальных исследований, в рабочем диапазоне частот 28 – 38 ГГц уровень взаимной связи между соседними портами печатной платы не превысил -17 дБ, а КУ изготовленного прототипа линзовой антенны Люнеберга находился в интервале 18.6 – 21.2 дБи. Показано также, что в секторе сканирования $\pm 61^\circ$ (плоскость XOY на Рис. 12а) разница между максимальным и минимальным значением КУ антенной системы составила порядка 1 дБ.

Несмотря на современный уровень развития технологий 3D-печати, массовое производство линз Люнеберга остается затрудненным. В связи с этим растет число исследований, направленных на создание легкорезализуемых, дешевых и компактных антенн. Например, в работе [51] представлена планарная линзовая антенна Ротмана диапазона 28 ГГц, спроектированная на основе печатной платы с одной подложкой RT/Duroid 5880 толщиной 0.127 мм.

Линза Ротмана в изготовленном прототипе антенной системы размером 150.6×110 мм (см. Рис. 14) содержала 7 входных портов, 8 выходных и 8 фиктивных. Каждый входной порт соответствовал определенному направлению главного луча в пространстве. Электронное переключение между входными портами осуществлялось с помощью сети микрополосковых линий шириной 0.365 мм и трех переключателей SP4T (1 в 4) марки ADRF5045 производства компании Analog Devices. Выходные порты были интегрированы с линейной антенной решеткой, составленной из восьми излучающих элементов типа Яги-Уда. При этом расстояние между излучателями было выбрано равным 0.65λ (~7 мм). Каждый элемент антенной решетки включал активный печатный диполь и двенадцать директоров – пассивных полосковых отражателей, вытравленных вдоль линии распространения электромагнитной волны. К фиктивным портам, предназначенным для уменьшения уровня отражений в теле линзы, подключались SMD-резисторы номиналом 50 Ом.

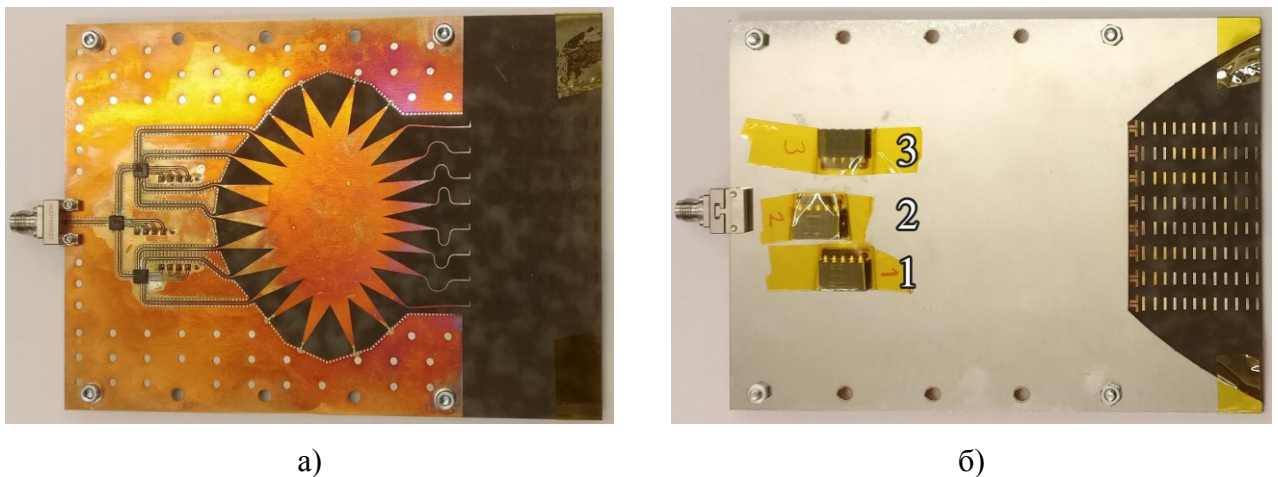


Рис. 14. Изготовленный прототип линзовой антенны Ротмана диапазона 28 ГГц: а) – вид сверху; б) – вид снизу.

Следует отметить, что на верхней стороне печатной платы были расположены питающие линии и линза Ротмана (Рис. 14а), а на нижней – антенная решетка (Рис. 14б). Кроме того, к нижней стороне печатной платы дополнительно крепился заземляющий плоский лист из нержавеющей стали толщиной 1 мм, который имел вырез специальной формы в области антенной решетки. Электромагнитное моделирование в CST Microwave studio показало, что пластина со спроектированным вырезом способна повысить эффективность излучения антенной решетки, в частности увеличить КУ главных лучей на 0.7 дБ и уменьшить уровень задних лепестков на 5 дБ. Согласно приведенным результатам моделирования, КУ антенной решетки с заземляющей пластиной (без питающей сети и линзы Ротмана) на частоте 28 ГГц достигал 18.7 дБи. Однако измеренные значения КУ изготовленного прототипа антенной системы в секторе сканирования $\pm 30^\circ$ находились в интервале 3.6 – 9.4 дБи, т.е. оказались существенно меньше теоретических оценок. В связи с этим было проведено электромагнитное моделирование отдельных компонентов антенной системы (сети питания, линзы Ротмана и излучающей решетки). Из представленных данных следует, что общий уровень потерь в печатной плате составлял порядка 10.2 дБ. Высокий уровень внутренних потерь, а также отсутствие простых конструктивных решений, обеспечивающих двумерное (2D) сканирование, ограничивают область применения линзовых антенн Ротмана.

В статье [52] рассмотрена 2D-сканирующая антенна, основным элементом которой является плоская линза с неоднородным распределением показателя преломления. Принцип работы данной антенны проиллюстрирован на Рис. 15. Линза, состоящая из шести concentрических областей с различной диэлектрической проницаемостью, преобразует сферический фазовый фронт облучателя в плоский. При этом двумерное сканирование осуществляется путем перемещения облучателя вдоль фокальной плоскости XOY (начало координат совпадает с точкой фокуса).

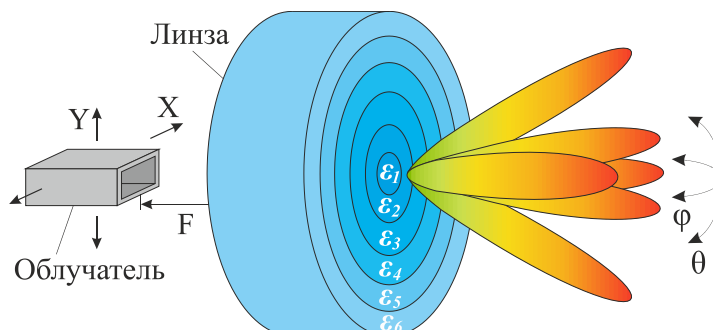


Рис. 15. Принцип работы 2D-сканирующей антенны, содержащей линзу с неоднородным распределением показателя преломления.

Плавное изменение показателя преломления внутри тела линзы на практике сложно реализовать с помощью различных материалов. Поэтому здесь использован другой подход. В

работе [53] показано, что диэлектрическая проницаемость подложки, в которой просверлено множество одинаковых отверстий (сделано перфорирование), меньше диэлектрической проницаемости материала подложки. При этом, если диаметр отверстий d и шаг перфорации s (расстояние между отверстиями) много меньше рабочей длины волны, то подложку можно рассматривать как однородную среду с эффективной диэлектрической проницаемостью ϵ_{eff} , зависящей от коэффициента заполнения α – доли материала, оставшейся после сверления отверстий. В одной пластине можно создать несколько областей с различным значением коэффициента заполнения и таким образом реализовать требуемое распределение показателя преломления вдоль апертуры линзы. Представленная в работе [52] линза диапазона 60 ГГц ($\lambda = 5$ мм) с фокусным расстоянием 6.25 мм и диаметром 25 мм включала шесть концентрических областей, выполненных в подложке Rogers TMM6 ($\epsilon = 6.0$, $\text{tg}(\delta) = 0.0023$) толщиной 7 мм. Параметры каждой области приведены в таблице 2.

Таблица 2. Параметры перфорированных областей плоской линзы диапазона 60 ГГц

Номер области	Ширина области	ϵ_{eff}	α	d	s
1	1.14 мм	6.0	1.0	-	-
2	2.27 мм	5.77	0.94	0.2 мм	0.81 мм
3	2.27 мм	5.06	0.8	0.5 мм	1.08 мм
4	2.27 мм	4.13	0.62	0.5 мм	0.77 мм
5	2.27 мм	3.16	0.43	0.5 мм	0.63 мм
6	2.27 мм	2.25	0.25	0.5 мм	0.55 мм

На практике для плавного уменьшения диэлектрической проницаемости с 6 до 2.25 в подложке TMM6 с помощью станка с числовым программным управлением (ЧПУ) всего было сделано около 1200 отверстий твердосплавными сверлами диаметром 0.2 и 0.5 мм. Фотография изготовленной линзы представлена на Рис. 16.

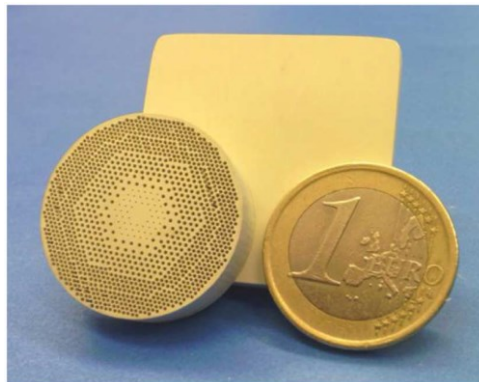


Рис. 16. Фотография линзы с неоднородным распределением показателя преломления.

Экспериментальные исследования характеристик прототипа линзовой антенны проводились на частотах 60 ГГц и 77 ГГц. При этом в качестве облучателей использовались прямоугольные волноводы WR-15 (на частоте 60 ГГц) и WR-10 (на частоте 77 ГГц). Проверка

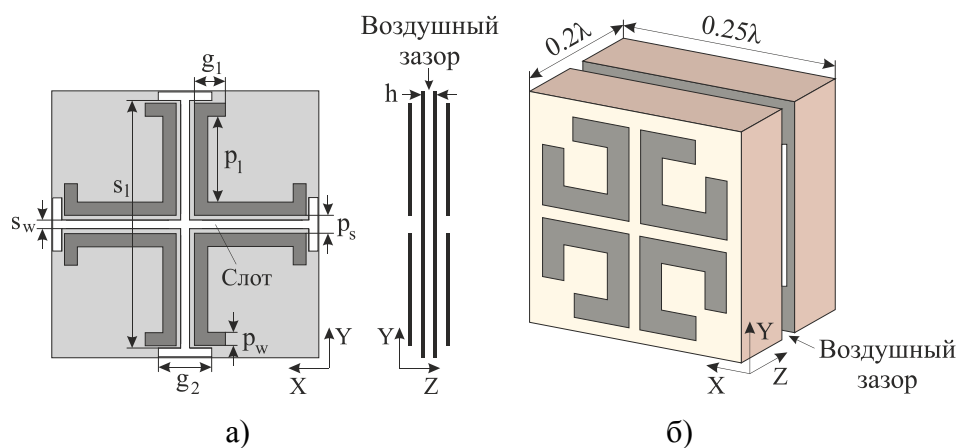
сканирующих способностей линзы осуществлялась в ходе измерений путем последовательного перемещения облучающих волноводов вдоль оси x в интервале от -8 до 8 мм с шагом 2 мм. Результаты экспериментальных исследований приведены в таблице 3.

Таблица 3. Характеристики излучения прототипа линзовой антенны, измеренные на частотах 60 и 77 ГГц

Позиция облучателя на оси x	Измерения на частоте 60 ГГц				Измерения на частоте 77 ГГц			
	КУ	Угол отклонения луча	Ширина луча (-3 дБ)	УБЛ	КУ	Угол отклонения луча	Ширина луча (-3 дБ)	УБЛ
0 мм	18.3 дБи	0°	14°	-18 дБ	18.9 дБи	0°	12°	-20 дБ
± 2 мм	17.2 дБи	$\pm 10^\circ$	15.1°	-13 дБ	17.8 дБи	$\pm 9.8^\circ$	13°	-14 дБ
± 4 мм	16.6 дБи	$\pm 22^\circ$	16.7°	-11.2 дБ	17.3 дБи	$\pm 21.6^\circ$	16.3°	-8.2 дБ
± 6 мм	14.7 дБи	$\pm 32^\circ$	17.8°	-10.5 дБ	16.5 дБи	$\pm 37.5^\circ$	24°	-8.9 дБ
± 8 мм	13.7 дБи	$\pm 48^\circ$	21°	-7.8 дБ	15.4 дБи	$\pm 44.2^\circ$	20°	-3.5 дБ

Видно, что КУ линзовой антенны, измеренный на двух частотах, составлял $13.7 - 18.9$ дБи в секторе сканирования $\pm 48^\circ$. Кроме того, при больших углах поворота главного луча был зафиксирован высокий уровень боковых лепестков (УБЛ), который мог стать следствием нарушения условия фокусировки и дифракционных эффектов на краях линзы.

В работе [54] представлен альтернативный вариант 2D-сканирующей антенны с плоской линзой. Главной особенностью заявленного решения является то, что линза выполнена в виде печатной платы, содержащей упорядоченный набор пассивных полосковых элементов (патчей и слотов), преобразовывавших фазовый фронт падающей электромагнитной волны. Каждый полосковый элемент на печатной плате располагался в отдельной ячейке размером $0.25 \times 0.25 \times 0.2\lambda$ (см. Рис. 17а и 17б), где $\lambda = 10$ мм – длина волны, соответствующая центральной частоте 30 ГГц.



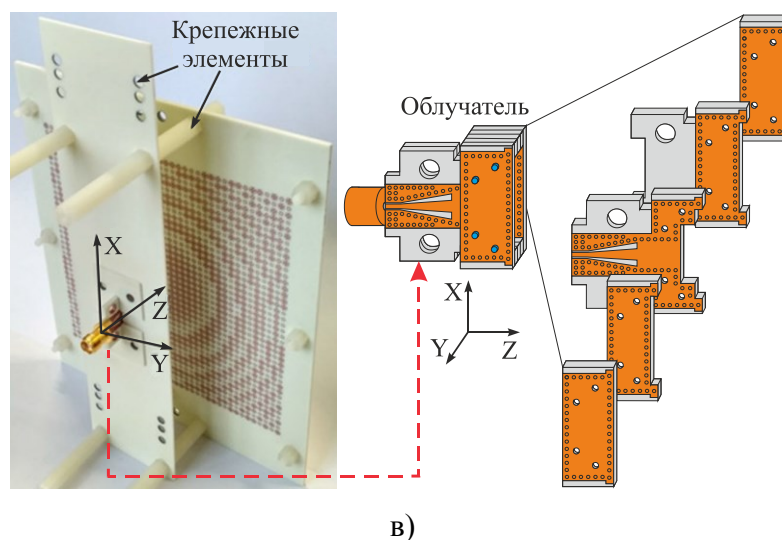


Рис. 17. Сканирующая антенна с плоской линзой на основе пассивных полосковых элементов: а) – геометрическая структура ячейки; б) – 3D-модель ячейки; в) – изготовленный прототип антенны с плоской печатной линзой.

Все ячейки имели одинаковую структуру и включали две диэлектрические подложки RO4003 ($\epsilon = 3.35$, $\text{tg}(\delta) = 0.0027$, $t = 0.83$ мм), которые разделял воздушный зазор шириной $h = 0.3$ мм. Особый топологический рисунок на диэлектрических подложках обеспечивал прохождение электромагнитной волны сквозь линзу с задержкой по фазе. Для точной оценки величины вносимой фазовой поправки использовалось электромагнитное моделирование в программе FEKO. Таким образом, всего было спроектировано семь типов ячеек (см. таблицу 4), осуществлявших коррекцию фазы падающей волны в диапазоне от 0° до 360° с шагом 50° .

Таблица 4. Параметры спроектированных ячеек

Номер ячейки	P_l , мм	P_s , мм	g_1 , мм	g_2 , мм	Относительная фазовая задержка
1	0.2	0.3	0.25	0.5	0°
2	0.41	0.25	0.26	0.84	50°
3	0.5	0.19	0.52	1.22	100°
4	0.52	0.11	0.68	1.56	150°
5	0.55	0.1	0.71	1.67	200°
6	0.58	0.1	0.64	1.794	250°
7	0.6	0.1	0.6	1.82	300°

Изготовленный прототип 2D-сканирующей антенны с плоской фокусирующей линзой показан на Рис. 17в. Фазосдвигающая область на печатной плате, сформированная из 1600 (40×40) ячеек, имела размер 105×105 мм. В качестве облучателя использовалась рупорная антенна, которая состояла из пяти скрепленных друг с другом пластин, разработанных на основе диэлектрических подложек RO4003C ($\epsilon = 3.55$, $\text{tg}(\delta) = 0.0027$). Фидерный тракт облучателя включал микрополосковую линию и интегрированный в центральную подложку

прямоугольный волновод. Двумерное широкоугольное сканирование осуществлялось путем механического перемещения рупорной антенны вдоль фокальной плоскости линзы.

В ходе экспериментальных исследований, проведенных в окрестности рабочей частоты 30 ГГц, было установлено, что сектор сканирования изготовленной линзовой антенны в азимутальной и угломестной плоскости составил $\pm 60^\circ$. При этом в двумерном секторе сканирования ($\pm 60^\circ, \pm 60^\circ$) главные лучи имели ширину $12^\circ - 20^\circ$, уровень боковых лепестков не превышал -7.5 дБ, а КУ линзовой антенны находился в интервале 14.8 – 18.5 дБи. Однако реализованное механическое сканирование не может обеспечить быстрое перенаправление луча, поэтому область применения таких антенн ограничена.

Высокую скорость сканирования имеют антенны с реконфигурируемыми линзами, сформированными из частотно-селективных ячеек [55], в состав которых входят перестраиваемые элементы, такие как микроэлектромеханические (МЭМС) переключатели, рпн-диоды, варикапы и т.д. Управляя параметрами перестраиваемых элементов, можно изменять амплитудно-фазовое распределение вдоль апертуры линзы и таким образом осуществлять пространственное сканирование.

Основными компонентами частотно-селективных ячеек обычно являются полосковые элементы, вытравленные на поверхностях диэлектрических подложек многослойной печатной платы и характеризующиеся определенными значениями емкости и индуктивности. При этом принципиальная электрическая схема отдельной ячейки может быть представлена в виде параллельного LC-фильтра (см. Рис. 18а). На практике функции конденсаторов и катушки индуктивности выполняют соответственно парные патч-элементы, расположенные на противоположных сторонах печатной платы, и круглое отверстие, вытравленное в среднем металлизированном слое (см. Рис. 18б). Для плавной коррекции фазы электромагнитной волны, проходящей сквозь ячейку, к парным патч-элементам припаивают варикапы, барьерные емкости которых зависят от величины приложенного обратного напряжения.

Пример реализации частотно-селективной ячейки показан на Рис. 18в. Данная слоистая структура лежит в основе планарной реконфигурируемой линзы Френеля, представленной в работе [15]. Особенность заявленного решения заключается в том, что катушки индуктивности в ячейках выполнены в виде скрытых металлизированных полостей диаметром 1.6 мм и глубиной порядка 0.3 мм (см. Рис. 18в). Кроме того, сеть микрополосковых линий, расположенная между двумя заземленными слоями печатной платы и предназначенная для питания варикапов, полностью экранирована и поэтому не оказывала влияния на частотно-селективные характеристики ячеек.

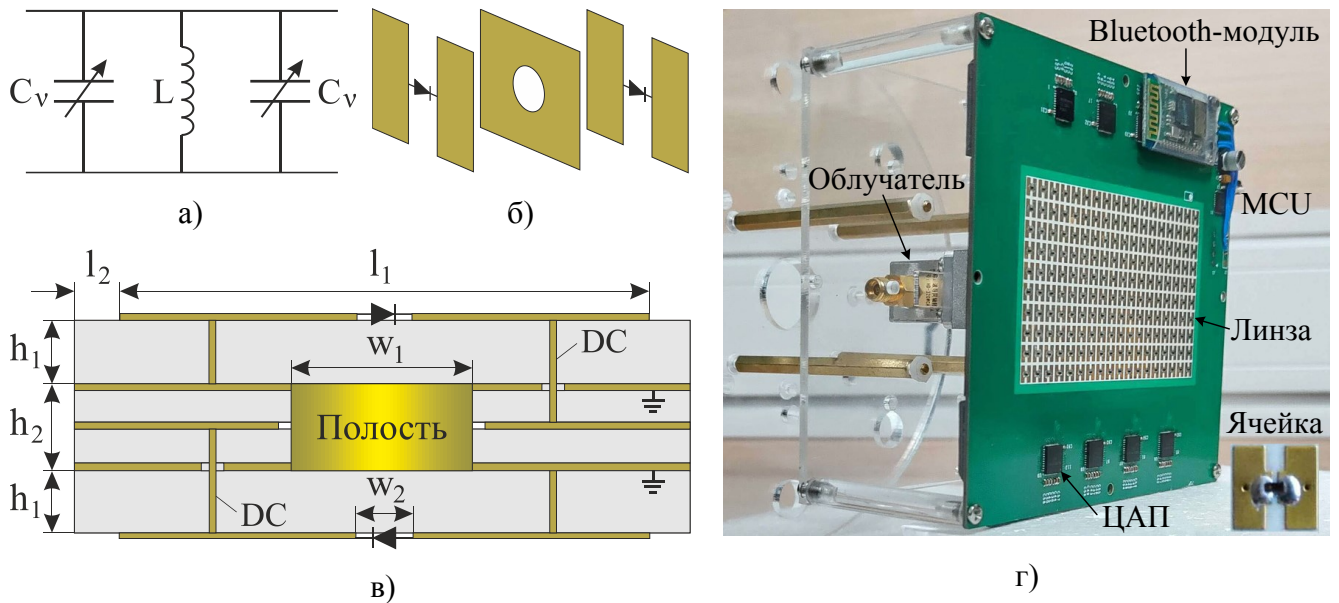


Рис. 18. Планарная реконфигурируемая линза Френеля: а) – электрическая схема ячейки; б) – послойная структура ячейки; в) – поперечная структура ячейки ($l_1 = 3.6$ мм, $l_2 = 0.3$ мм, $w_1 = 1.6$ мм, $w_2 = 0.8$ мм, $h_1 = 0.168$ мм, $h_2 = 0.572$ мм); г) – фотография прототипа антенны с планарной реконфигурируемой линзой Френеля.

Фотография изготовленного прототипа 2D-сканирующей антенны с планарной реконфигурируемой линзой Френеля представлена на Рис. 18. В качестве облучателя использовался открытый конец прямоугольного волновода, располагавшийся в 30 мм от центра линзы. Фазосдвигающая область на печатной плате, содержащей диэлектрические подложки Rogers 4350В ($\epsilon = 3.48$, $\text{tg}(\delta) = 0.0037$), сформирована из 128 (16×8) активных ячеек. По периметру данной области располагались 52 фиктивные ячейки, предназначенные для минимизации паразитных краевых эффектов. Функции перестраиваемых конденсаторов выполняли варикапы MACOM MAVR-011020-1411, емкость которых составляла 0.025 – 0.19 пФ при значениях обратного напряжения 0 – 20 В. Сеть питания варикапов, позволявшая электронно устанавливать в каждой активной ячейке определенное значение фазовой задержки, включала восемь 16-канальных цифро-аналоговых преобразователей, сопряженных с микроконтроллером ST STM8S105K4. Команды на микроконтроллер (MCU) поступали от управляющего ноутбука по беспроводному каналу связи Bluetooth.

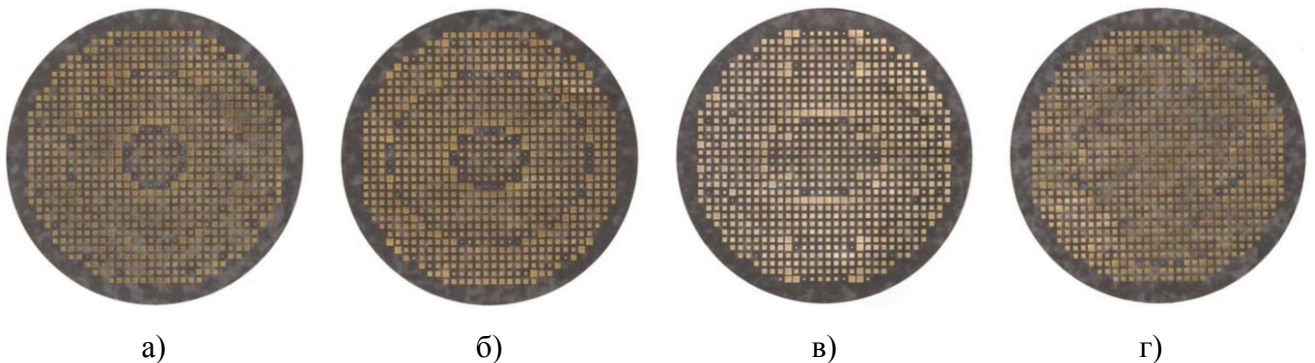
В ходе экспериментальных исследований активные ячейки перестраивали фазу падающей электромагнитной волны в интервале $0^\circ - 187.6^\circ$ с шагом $20^\circ - 25^\circ$. Следует отметить, что в рабочем диапазоне частот 27 – 28 ГГц потери в ячейках при перестройке фазы составляли 1.17 – 6.5 дБ. Согласно приведенным данным, изготовленная реконфигурируемая линза Френеля, содержащая такие элементарные фазовращатели, осуществляла пространственное сканирование с шагом 10° и покрывала сектор $\pm 50^\circ$ в азимутальной плоскости и $\pm 30^\circ$ в

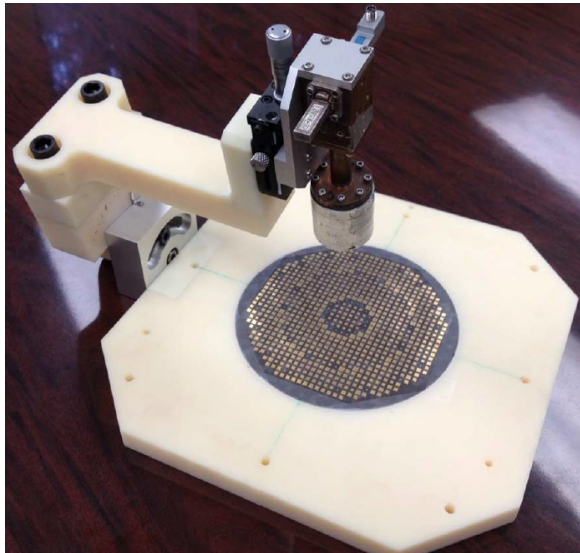
плоскости угла места. При этом в двумерном секторе сканирования ($\pm 50^\circ$, $\pm 30^\circ$) КУ линзовой антенны находился в пределах 9 – 16 дБи, а уровень боковых лепестков не превышал -10 дБ.

1.2.3. Антенны с отражательными решетками

Интерес к антенным системам с отражательными решетками возник в конце 1980-х годов, когда технологии изготовления многослойных печатных плат стали массово использоваться в процессе производства радиоэлектронной аппаратуры СВЧ-диапазона. Типичная отражательная решетка состоит из множества пассивных микрополосковых элементов, напечатанных на диэлектрической подложке. В отличие от зеркальных антенн, характеристики излучения которых определяются формой рефлектора, в отражательных решетках преобразование фронта падающей электромагнитной волны обусловлено свойствами печатных элементов [17]. В простейшем случае величина вносимой фазовой задержки зависит от размера и формы печатного элемента. Реконфигурируемые отражательные решетки с управляемой фазовой подстройкой могут быть реализованы с помощью МЭМС-переключателей, pin-диодов, варикапов и жидких кристаллов. Подобные системы способны создавать лучи требуемой формы подобно ФАР и при этом лишены сложных высокочастотных фидерных трактов, поскольку используют бесконтактную схему питания, как у классических зеркальных антенн.

Существуют различные варианты сканирующих антенн с отражательными решетками миллиметрового диапазона длин волн. Например, в работе [18] представлены четыре антенны, в которых управление лучом осуществлялось путем механического смещения облучателя относительно точек фокуса плоских круглых отражательных решеток, имевших соответственно параболический, бифокальный (два типа) и четырехфокусный фазовый профиль (см. Рис. 19). Каждая отражательная решетка содержала 848 квадратных патчей шириной от 1 до 4.2 мм, напечатанных на диэлектрической подложке Rogers 5880 толщиной 0.254 мм. При этом все патчи располагались в отдельных ячейках размером $0.5 \times 0.5\lambda$, где $\lambda \approx 9.37$ мм – длина волны, соответствующая центральной рабочей частоте 32 ГГц. Как отмечено в работе [18], ячейки осуществляли коррекцию фазы падающей электромагнитной волны в интервале $0^\circ - 330^\circ$.





д)

Рис. 19. Плоские отражательные решетки с различными фазовыми профилями: а) – параболический фазовый профиль; б) – бифокальный фазовый профиль (ГО); в) – бифокальный фазовый профиль (МРЧ); г) – четырехфокусный фазовый профиль (МРЧ); д) – фотография прототипа антенны с плоской отражательной решеткой.

Фазовые профили отражательных решеток, представленных на Рис. 19, были рассчитаны с помощью различных методов. В частности, параболическое фазовое распределение (см. Рис. 19а) получено в предположении, что все лучи, исходящие от точечного источника, отразившись от плоской решетки, распространяются параллельно друг другу. Бифокальный профиль отражательной решетки, изображенной на Рис. 19б, также рассчитан в приближении геометрической оптики (ГО). В данном случае ячейки имели усредненную фазовую задержку, обеспечивавшую преобразование сферических электромагнитных волн, излученных двумя пространственно разнесенными источниками, в плоские волны. Фазовые распределения, лежащие в основе отражательных решеток с двумя и четырьмя фокусами (см. Рис. 19в и 19г) получены с помощью метода роя частиц (МРЧ). Базовые принципы и примеры решения задач синтеза излучающих систем методом роя частиц рассмотрены в работах [56]-[58].

На Рис. 19д представлена фотография одного из четырех изготовленных прототипов сканирующих отражательных антенн диапазона 32 ГГц. Каждый прототип включал круглую отражательную решетку диаметром порядка 16 см и облучающую рупорную антенну, установленную на опорно-поворотном устройстве. Сканирование осуществлялось путем механического смещения рупора вдоль дуги окружности радиусом около 12 см, проходившей вблизи точек фокуса отражательных решеток. Характеристики излучения четырех прототипов отражательных антенн, измеренные в угловом секторе $60^\circ (\pm 30^\circ)$, приведены в таблице 5.

Таблица 5. Характеристики излучения четырех прототипов отражательных антенн, измеренные в угловом секторе $60^\circ (\pm 30^\circ)$

Тип отражательной решетки	КУ в секторе сканирования $60^\circ (\pm 30^\circ)$	Рабочая полоса частот	Уровень боковых лепестков	Смещение главного луча при частотном сканировании
Параболический	28.5 – 31.76 дБи	31.85 – 33.01 ГГц	-6 дБ	0.94°
Бифокальный (ГО)	29.93 – 30.68 дБи	31.53 – 32.92 ГГц	-13 дБ	1.94°
Бифокальный (МРЧ)	29.44 – 30.05 дБи	31.89 – 33.17 ГГц	-18 дБ	1.63°
Четырехфокусный (МРЧ)	29.04 – 30.71 дБи	31.63 – 33.17 ГГц	-15 дБ	0.91°

Согласно приведенным данным, у всех антенн средний КУ в секторе сканирования $\pm 30^\circ$ составил порядка 30 дБи, а девиация пространственной ориентации главных лучей в рабочих диапазонах частот не превышала 2° . Однако многофокусные отражательные решетки обеспечивали более равномерное распределение излученной энергии в угловом секторе $\pm 30^\circ$, чем решетка с параболическим фазовым профилем. Кроме того, наименьший уровень боковых лепестков (-18 дБ) и самая широкая рабочая полоса частот (>1.5 ГГц) были зафиксированы в ходе измерений характеристик антенн, частью которых являлись отражательные решетки, имевшие соответственно бифокальный и четырехфокусный фазовые профили, рассчитанные с помощью метода роя частиц.

Наряду с рассмотренными однозеркальными антеннами в системах связи миллиметрового диапазона длин волн используются антенны, содержащие несколько отражателей [59]-[61]. Такие многозеркальные антенны обычно состоят из главных и вспомогательных отражательных решеток. Наличие вспомогательных рефлекторов, расположенных вдоль пути распространения радиоволн, расширяет возможности реализации антенн, адаптированных к требованиям развертываемой мобильной сети. В частности, с помощью вспомогательных рефлекторов можно сформировать в раскрыве главной отражательной решетки амплитудное распределение близкое к равномерному и таким образом увеличить коэффициент использования поверхности (КИП) и КПД антенны. Кроме того, существуют варианты исполнения многозеркальных антенн, в которых облучатель размещен вблизи главного рефлектора. Как правило, подобные технические решения характеризуются наличием простой и компактной сети питания с малым уровнем потерь энергии в фидерных трактах.

На практике наиболее широкое распространение получили двухзеркальные антенны. Например, в работах [60]-[61] представлены сканирующие в двух плоскостях антенные системы, содержащие вспомогательную отражательную решетку с поляризационно-селективными свойствами. Принципы действия и конструктивные особенности заявленных антенн проиллюстрированы на Рис. 20.

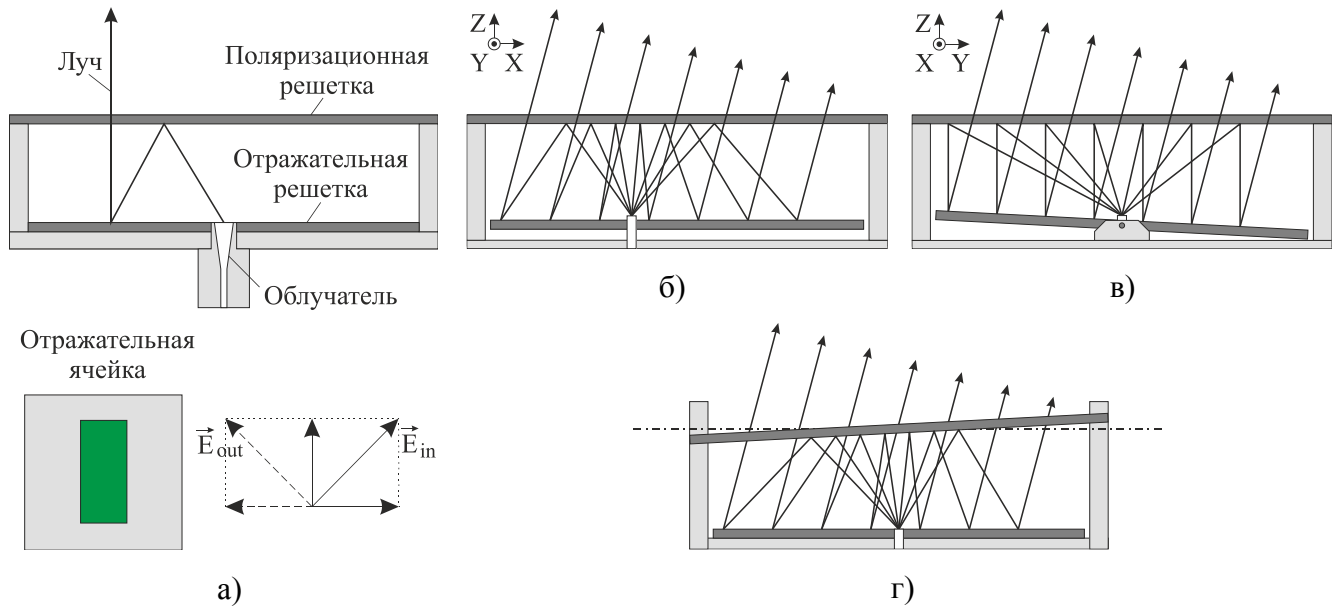


Рис. 20. Сканирующие отражательные антенны с поляризационной решеткой: а) – принцип работы отражательных антенн с поляризационной решеткой; б) и в) – схемы управления лучом, реализованные в антенной системе диапазона 77 ГГц; г) – схема управления лучом, реализованная в антенной системе диапазона 40 ГГц.

Облучатель, расположенный вблизи центра главного зеркала (см. Рис. 20а), испускает линейно поляризованные электромагнитные волны, которые отражаются от вспомогательного рефлектора (поляризационного фильтра) и падают на поверхность главной отражательной решетки, состоящей из упорядоченного набора пассивных микрополосковых патч-элементов прямоугольной формы. Данный массив патчей, напечатанный на тонкой диэлектрической подложке, преобразовывает фазовые фронты волн и поворачивает плоскость поляризации излучения на 90° . Отразившись от главного зеркала, электромагнитные волны проходят сквозь поляризационный фильтр и распространяются далее в свободном пространстве.

В подобных антеннах могут быть реализованы различные схемы управления лучом. Например, в работе [60] представлена антенная система диапазона 77 ГГц с комбинированным типом сканирования (см. Рис. 20б и 20в). Управление лучом в плоскости XOZ (Рис. 20б) осуществлялось посредством переключения между семью круглыми волноводами, которые располагались вдоль оси X (начало координат совпадает с центром главной отражательной решетки). Сканирование в ортогональной плоскости YOZ (Рис. 20в) производилось путем механического вращения главного зеркала вокруг оси X . Следует отметить, что в данной антенне вспомогательный отражатель кроме поляризационной сетки содержал массив узких патчей, фокусирующий излучение волноводов в плоскости YOZ и свободно пропускавший волны, отраженные от главного рефлектора. В связи с этим главная отражательная решетка

имела вдоль оси Y постоянный фазовый профиль, т.е. не преобразовывала волновые фронты в плоскости YOZ.

При построении антенн с рассмотренным комбинированным типом сканирования необходимо совместить подвижный главный отражатель, облучатели и сеть питания в единую конструкцию. Однако возможные варианты решения данной задачи часто характеризуются низкой надежностью, громоздкостью и, как следствие, высоким уровнем потерь энергии в фидерных трактах. Компактный интегрированный облучатель в виде прямоугольного целевого отверстия (слота), вытравленного на поверхности печатной платы, содержащей патч-элементы главной отражательной решетки, был реализован в антенной системе диапазона 40 ГГц, описание которой приведено в статье [61]. Двумерное сканирование здесь производилось путем механического наклона (вращения) вспомогательного отражателя (поляризационной решетки) относительно плоскости неподвижного главного зеркала (см. Рис. 20г).

На Рис. 21 представлены фотографии двух прототипов антенных систем с различными схемами управления лучом. В антенной системе диапазона 77 ГГц (см. Рис. 21а) расстояние между круглыми отражательными решетками диаметром 100 мм составляло 30 мм, а круглые волноводы радиусом 1.5 мм, использовавшиеся в качестве облучателей, были установлены эквидистантно с шагом 4 мм. В антенной системе диапазона 40 ГГц (см. Рис. 21б) поляризационная решетка и главное зеркало имели квадратную апертуру размером $93 \times 93 \text{ мм}^2$ и располагались друг от друга на расстоянии 23 мм. Фидерный тракт данной антенны состоял из интегрированного в подложку прямоугольного волновода и SMA-разъема, находившегося на нижней поверхности печатной платы главного отражателя. Измеренные характеристики излучения представленных прототипов двухзеркальных антенн приведены в таблице 6.

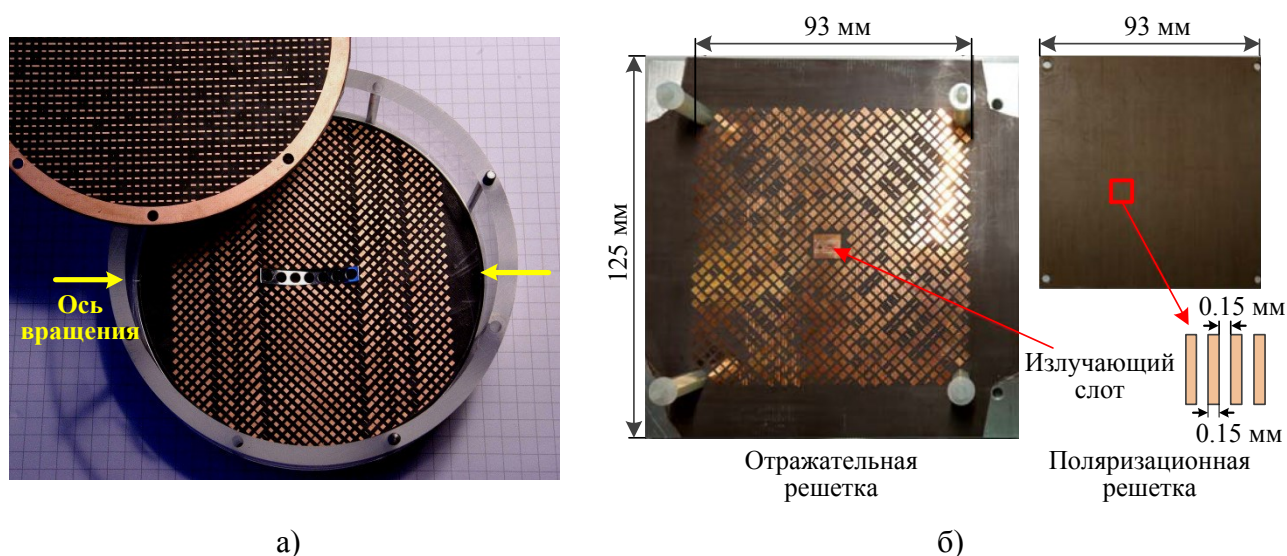


Рис. 21. Фотографии изготовленных прототипов сканирующих отражательных антенн с поляризационными решетками: а) – антенная система диапазона 77 ГГц; б) – антенная система диапазона 40 ГГц.

Таблица 6. Характеристики излучения прототипов двухзеркальных антенных систем

Характеристика	Антенная система диапазона 77 ГГц	Антенная система диапазона 40 ГГц
Ширина луча (-3 дБ)	3.1° – 3.75°	4.3° – 5.2°
Сектор сканирования в плоскости XOZ / YOZ	±16° / ±9°	±7° / ±7°
Максимальное значение КУ	29.7 дБ	27.4 дБ
Уровень боковых лепестков	-16 дБ	-9 дБ

Видно, что обе антенны обладают фокусирующими свойствами и имеют высокие значения КУ. Однако антенная система диапазона 77 ГГц отличается более широким сектором сканирования. Таким образом, для каждого приложения следует выбирать схему управления лучом с учетом баланса между шириной сектора сканирования и простотой исполнения антенны.

Недостатком антенных систем с механическим сканированием является низкая скорость переключения луча. В связи с этим растет число исследований, направленных на создание электронно-реконфигурируемых отражательных решеток, содержащих МЭМС-элементы, рin-диоды, варикапы и т.д. Например, в работе [25] представлена 2D-сканирующая отражательная решетка диапазона 60 ГГц, в которой электронное управление лучом осуществлялось с помощью однобитных фазовращателей на основе рin-диодов. Модель элементарного отражателя (ячейки) данной антенны изображена на Рис. 22.

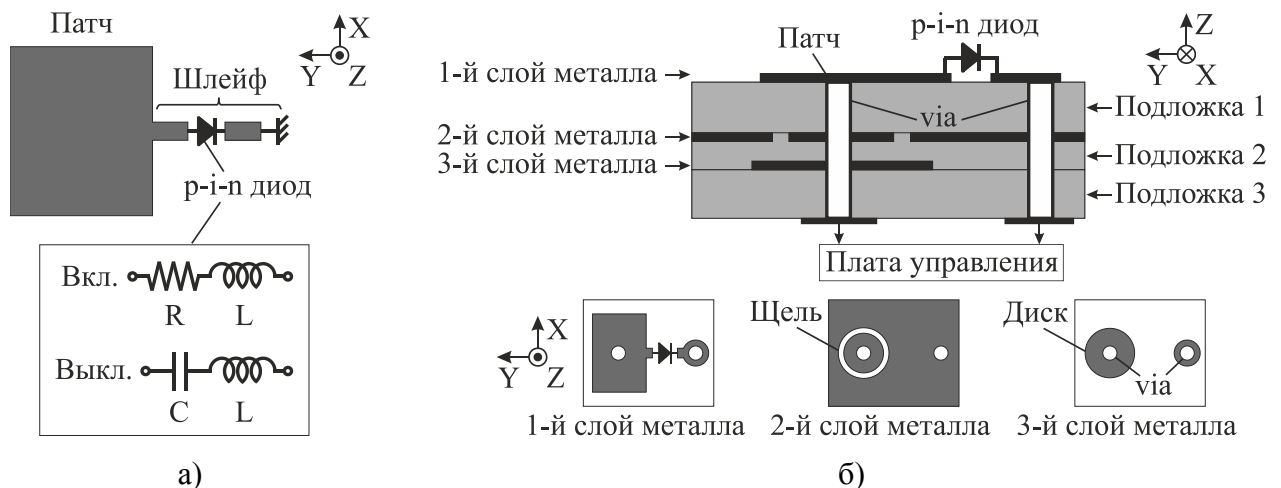


Рис. 22. Элементарный отражатель 2D-сканирующей антенны диапазона 60 ГГц: а) – базовая модель и эквивалентная электрическая схема элементарного отражателя; б) послойная структура элементарного отражателя.

Рin-диод марки M/A-COM MA4AGBLP912, располагавшийся в короткозамкнутом шлейфе прямоугольного патча, выполнял функцию радиочастотного (РЧ) ключа. Эквивалентные электрические схемы замкнутого и разомкнутого РЧ-ключа показаны на Рис. 22а, где $R = 8 \text{ Ом}$, $L = 30 \text{ пГн}$, $C = 27 \text{ фФ}$ – параметры рin-диода, измеренные на частоте 60.25 ГГц.

Микрополосковый патч был соединен с платой управления посредством переходного столбца и имел размеры, которые, согласно приведенным в работе [62] результатам электромагнитного моделирования, должны обеспечивать изменение фазы падающих волн на 180° при переключении (открытии/закрытии) рiп-диода. На практике элементарные отражатели сдвигали фазу на 159° [25]. При этом потери энергии в ячейках с открытым рiп-диодом составляли 5.3 дБ, а с закрытым – порядка 2.7 дБ. Кольцеобразная щель и медный диск, вытравленные соответственно на втором (заземленном) и третьем металлизированных слоях (см. Рис. 22б), подавляли распространение РЧ-сигналов в печатной плате.

Фотография изготовленного прототипа реконфигурируемой отражательной антенны диапазона 60 ГГц представлена на Рис. 23. Плоская отражательная решетка размером 574×574 мм содержала 25600 (160×160) микрополосковых патчей, напечатанных с шагом 3.5 мм. В качестве облучателя использовалась гофрированная рупорная антенна, которая располагалась на расстоянии 574 мм от центра отражательной решетки. Управляющие сигналы поступали на РЧ-ключи от программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС), находившейся за плоским рефлектором. Избыточное тепло от рiп-диодов отводилось с помощью вентиляторов и алюминиевых радиаторов, размещавшихся на задней поверхности отражательной решетки.

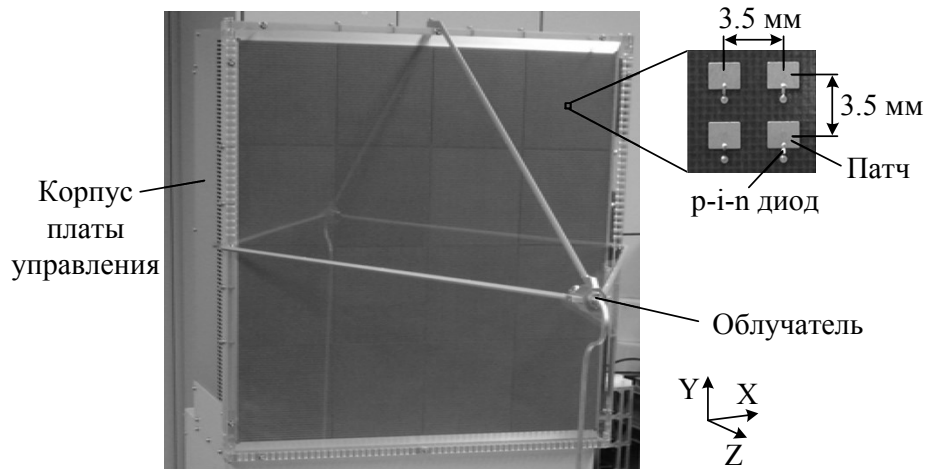


Рис. 23. Фотография изготовленного прототипа 2D-сканирующей отражательной антенны диапазона 60 ГГц.

В ходе экспериментальных исследований электронное сканирование проводилось в азимутальной и угломестной плоскости в угловом секторе $\pm 25^\circ$ с шагом 5° . Как показали результаты измерений, главные лучи имели ширину $0.55^\circ - 0.63^\circ$, средний уровень боковых лепестков не превышал -25 дБ, а КУ антенны достигал 41 дБи. Кроме того, экспериментально был оценен временной интервал от начала генерации управляющих сигналов в ПЛИС до фактического формирования луча в заданном направлении. Согласно приведенным данным время переключения луча составляло 28 мкс.

Во многих приложениях локальной радиосвязи 5G требуется не только высокая скорость сканирования, но и возможность гибкой подстройки луча для поддержания устойчивого соединения с пользователями в зоне действия мобильной сети. Адаптивно изменять направление главного луча способны антенны, содержащие многобитные фазовращатели или элементы с управляемыми характеристиками. Например, в статье [63] представлена отражательная решетка диапазона 32 ГГц с функцией непрерывного электронного сканирования, построенная на основе тонкопленочного титаната бария-стронция (BST-технологии). Элементарные отражатели (ячейки) данной решетки состояли из двух четвертьволновых микрополосковых патчей, разделенных тонкой BST-пленкой (см. Рис. 24а). От величины приложенного к патчам внешнего напряжения зависели значения диэлектрической проницаемости BST-пленок и, как следствие, коэффициенты отражения ячеек. Согласно приведенным данным, по мере увеличения внешнего электрического поля от 0 до 25 В/мкм диэлектрическая проницаемость BST-пленок уменьшалась с 500 до 275. Кроме того, с помощью электромагнитного моделирования в программе Ansys HFSS было установлено, что потери энергии в ячейках составляли 1.5 – 7.18 дБ при перестройке фазы падающих волн в диапазоне от 0° до 240° .

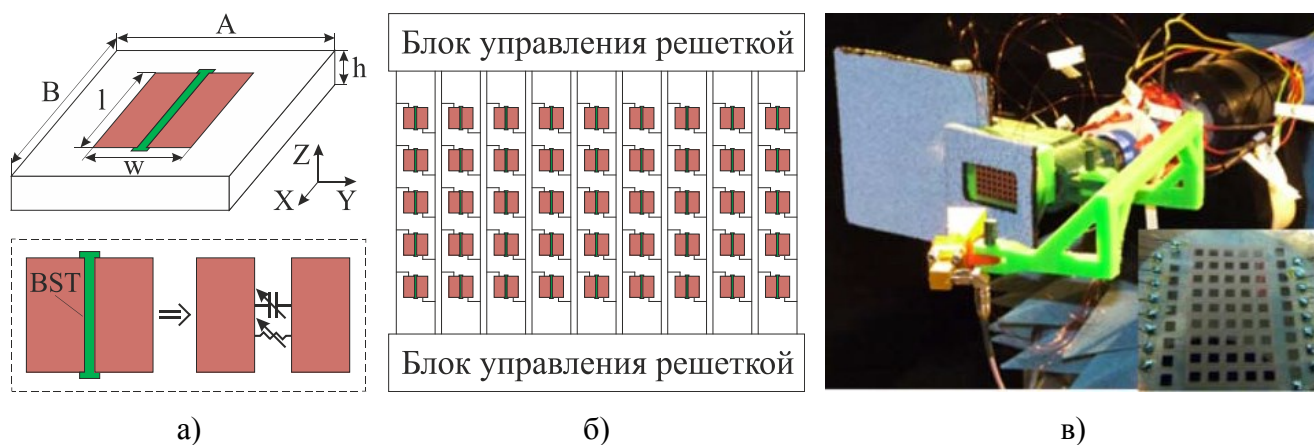


Рис. 24. Сканирующая антенна с отражательной решеткой, построенной на основе BST-пленок: а) – модель элементарного отражателя; б) – конфигурация отражательной решетки; в) – фотография прототипа сканирующей отражательной антенны диапазона 32 ГГц.

Конфигурация спроектированной 45-элементной (5×9) отражательной решетки представлена на Рис. 24б. Для данной решетки также было проведено электромагнитное моделирование, в ходе которого облучатель располагался в плоскости YOZ (начало координат совпадает с центром решетки) в смещенной на 25° относительно оси Z точке, а BST-пленки заменялись параллельными RC-цепями с сосредоточенными элементами. При этом значения емкостей и сопротивлений варьировались в пределах 0.23 – 0.42 пФ и 105 – 720 Ом соответственно. Как показали результаты моделирования, спроектированная отражательная

решетка могла осуществлять непрерывное электронное сканирование в плоскости YOZ в секторе $0^\circ - 25^\circ$ и в плоскости XOZ в интервале $\pm 25^\circ$.

Изготовленный прототип офсетной отражательной антенны диапазона 32 ГГц показан на Рис. 24в. Тонкие BST-пленки были сформированы на поверхности печатной платы посредством сложных и дорогостоящих технологических операций, таких как магнетронное распыление и высокотемпературный отжиг. На практике диэлектрическая проницаемость BST-пленок изменялась под действием dc-dc преобразователей PICO Electronics 5SAR500, имевших максимальное выходное напряжение 500 Вольт. Следует отметить, что каждый столбец отражательной решетки, ориентированный вдоль оси X, управлялся одним dc-dc преобразователем (индивидуальное питание элементов не было реализовано), поэтому изготовленный прототип антенны мог осуществлять электронное сканирование только в плоскости YOZ.

В ходе экспериментальных исследований главный луч перестраивался в плоскости YOZ в угловом интервале от 0° до 25° . Согласно приведенным данным, в указанном секторе сканирования КУ антенны достигал 8.3 дБи при суммарных потерях энергии порядка 11.7 дБ (КПД $\approx 6.76\%$). В целом измеренные характеристики соответствовали результатам электромагнитного моделирования. Эффективность излучения антенны может быть увеличена, если использовать отражательную решетку с большой апертурой и индивидуально управляемыми элементами.

В данном обзоре рассмотрены различные концепции построения сканирующих антенн миллиметрового диапазона длин волн. Приведены примеры реализации, отмечены основные достоинства и недостатки технических решений, появившихся в последние годы. Проведенный анализ показал, что широкое распространение в будущих гетерогенных сетях пятого поколения могут получить ФАР, линзовые антенны, а также антенны с плоскими отражательными решетками. При этом наиболее перспективными являются антенны с электронным типом сканирования.

В настоящей диссертации предлагается использовать в базовых, релейных станциях и точках доступа в интернет, работающих в окрестности частоты 60 ГГц, линзовые и отражательные антенны с облучателем в виде компактной ФАР. Такие антенны имеют простую конструкцию, низкую стоимость изготовления, способны осуществлять широкоугольное электронное сканирование лучом и поэтому могут найти применение в различных приложениях стандартов Wi-Fi IEEE 802.11ad и IEEE 802.11ay.

1.3. Методы расчета характеристик антенн

Важное место в процессе проектирования приемо-передающего оборудования миллиметрового диапазона занимает расчет технических характеристик антенн, который может быть выполнен с помощью различных методов. Наиболее простыми с точки зрения реализации являются методы, основанные на принципах геометрической и физической оптики [64]. Широкое распространение также получили численные методы решения дискретизированных во времени и пространстве уравнений Максвелла [65]-[66]. Однако область применения каждого метода ограничена определенным кругом задач, поэтому в данном Разделе рассмотрены различные подходы, которые могут быть использованы для расчета характеристик излучения линзовых и отражательных антенн с большой апертурой.

1.3.1. Краткий обзор методов расчета характеристик антенн

Один из первых появившихся методов расчета характеристик излучения апертурных антенн основан на принципах физической оптики. Согласно данному подходу, сначала рассчитывается амплитудно-фазовое распределение электромагнитного поля на апертуре антенны. При этом апертура антенны в соответствии с принципом Гюйгенса–Френеля представляется в виде ограниченной поверхности, состоящей из множества элементарных излучателей. Далее вычисляются эквивалентные поверхностные токи на апертуре и поле в дальней зоне антенны.

В работе [64] данный метод применялся для расчета характеристик интегрированных эллиптических и полусферических с цилиндрическим продолжением линзовых антенн. Предполагалось, в частности, что на внутренней (не преломляющей) поверхности линзы из однородного диэлектрика располагается точечный облучатель с диаграммой направленности (ДН), описываемой следующим распределением амплитуды напряженности электрического поля:

$$|E(\theta, \varphi)| = E_0 (\cos \theta)^{\gamma_E \sin^2 \varphi + \gamma_H \cos^2 \varphi}, \quad (9)$$

где θ и φ – углы сферической системы координат, γ_E и γ_H – коэффициенты, определяющие ширину ДН облучателя в E - и H -плоскостях. Расчет полей на внешней (преломляющей) поверхности линзы выполнялся в приближении геометрической оптики путем моделирования распространения множества лучей внутри линзы. По итогам моделирования вычислялись эквивалентные электрические и магнитные токи на апертуре антенны, которые в дальнейшем использовались при расчете характеристик излучения в дальней зоне.

В работе [64] отмечено, что рассмотренный метод прост в реализации и не требует больших вычислительных затрат. Однако используемое приближение геометрической оптики не может обеспечить высокую точность результатов в задачах расчета характеристик антенн, имеющих сложную конструкцию или содержащих элементы, сравнимые по размеру с длиной волны.

Наиболее универсальными являются методы, основанные на численном решении дискретизированных уравнений Максвелла. Среди них следует отметить метод конечных элементов [65] и метод конечных разностей во временной области (КРВО) [66]. Согласно методу конечных элементов, пространство исследуемой трехмерной (3D) задачи разбивается на ячейки, которые обычно имеют форму тетраэдров. Размеры тетраэдров выбирается таким образом, чтобы поле внутри каждой ячейки можно было описать простой аппроксимирующей функцией. Коэффициенты аппроксимирующих функций заранее неизвестны, они определяются в результате решения системы линейных алгебраических уравнений, составленных с учетом граничных условий. Самой распространенной программой электромагнитного моделирования, в которой реализован метод конечных элементов, является Ansys HFSS.

В рамках метода конечных разностей во временной области уравнения Максвелла, записанные в дифференциальной форме, подвергаются дискретизации по пространству и времени. При этом значения электрического и магнитного полей задаются в пространстве и времени на сетках, смещенных друг относительно друга на половину шага дискретизации. Расчет полей в узлах пространственной сетки на текущем временном шаге осуществляется с учетом значений полей в тех же узлах на предыдущем временном шаге. Итеративный процесс решения полученных конечно-разностных уравнений продолжается до момента перехода исследуемой электродинамической системы в определенное состояние. Идеи метода КРВО лежат в основе программного пакета CST Microwave studio, в котором проводилось электромагнитное моделирование всех антенн, спроектированных в ходе выполнения настоящей работы.

Главным недостатком обоих рассмотренных методов является то, что вычислительные затраты при моделировании прямым образом зависят от размеров исследуемой системы. Однако современные аппаратные средства персональных компьютеров позволяют достаточно быстро и с высокой точностью выполнять расчет характеристик структур размером до нескольких десятков длин волн.

На практике оба метода широко используются для решения различных задач, связанных с разработкой высокочастотных устройств. В данной работе при проектировании сканирующих антенн применялся метод КРВО, поэтому далее он рассмотрен более подробно.

1.3.2. Метод конечных разностей во временной области (КРВО)

Основные принципы метода КРВО можно рассмотреть на примере решения задачи распространения электромагнитного импульса в одномерном (1D) пространстве (см. Рис. 25).

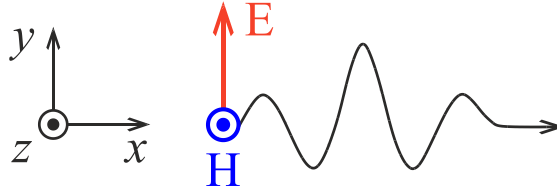


Рис. 25. Распространение электромагнитного импульса вдоль оси x в одномерном пространстве.

Исходными являются уравнения Максвелла, записанные в дифференциальной форме:

$$\begin{aligned}\nabla \times \vec{E} &= -\frac{1}{c} \frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \\ \nabla \times \vec{H} &= \frac{1}{c} \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \frac{4\pi}{c} \vec{J},\end{aligned}\tag{10}$$

где \vec{E} – напряженность электрического поля, \vec{B} – магнитная индукция, \vec{H} – напряженность магнитного поля, \vec{D} – электрическая индукция, \vec{J} – плотность электрического тока. В соответствии с Рис. 25 распространение электромагнитного импульса в 1D-пространстве может быть описано компонентами E_y , D_y , H_z , B_z , J_y . В этом случае уравнения Максвелла (10) сведутся к виду:

$$\begin{aligned}\frac{\partial B_z}{\partial t} &= -c \frac{\partial E_y}{\partial x}, \\ \frac{\partial D_y}{\partial t} &= -c \frac{\partial H_z}{\partial x} - 4\pi J_y.\end{aligned}\tag{11}$$

Учитывая, что каждая векторная величина имеет только одну компоненту, индексы в соотношениях (11) могут быть опущены:

$$\begin{aligned}\frac{\partial B}{\partial t} &= -c \frac{\partial E}{\partial x}, \\ \frac{\partial D}{\partial t} &= -c \frac{\partial H}{\partial x} - 4\pi J.\end{aligned}\tag{12}$$

На основе выражений (12) строится численный алгоритм решения одномерных задач. Согласно алгоритму, предложенному в работе [67], производные в формулах (12) представляются через конечные разности. Для этого значения полей E и H задаются в пространственных ячейках размером Δx в точках, расположенных друг от друга на расстоянии $\Delta x/2$ (см. Рис. 26).

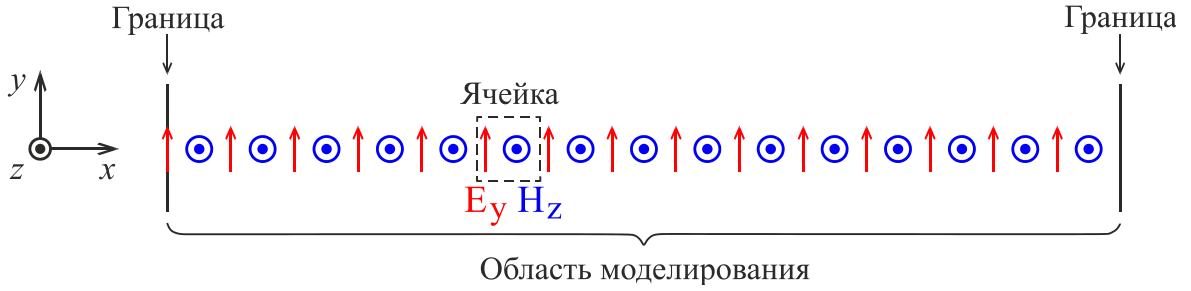


Рис. 26. Разбиение области моделирования на ячейки.

Точки, в которых рассчитываются поля E и H , разделены не только в пространстве, но и во времени. В связи с этим поле E обычно определяется в моменты времени $t = n\Delta t$, а поле H – в моменты $t = (n + 1/2)\Delta t$, где $n = 0, 1, 2, \dots$, Δt – временной шаг. Значения электрического и магнитного поля, вычисленные в i -ой ячейке в моменты времени $t = n\Delta t$ и $t = (n + 1/2)\Delta t$, принято обозначать E_i^n и $H_i^{n+1/2}$ соответственно.

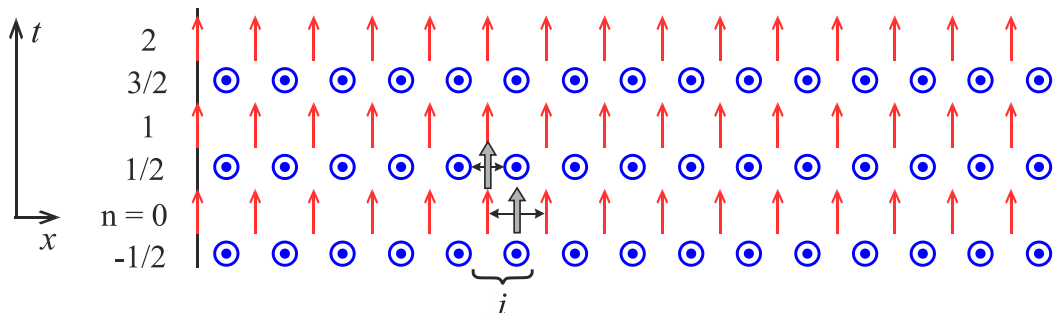
Пространственно-временное разбиение области моделирования позволяет перейти от частных производных к конечным разностям. В результате уравнения (12) могут быть записаны в следующем виде (без учета тока):

$$\begin{aligned} B_i^{n+1/2} - B_i^{n-1/2} &= -\frac{c\Delta t}{\Delta x} (E_{i+1}^n - E_i^n), \\ D_i^{n+1} - D_i^n &= -\frac{c\Delta t}{\Delta x} (H_i^{n+1/2} - H_{i-1}^{n+1/2}). \end{aligned} \quad (13)$$

В случае распространения импульса в свободном пространстве, т.е. когда $D = E$ и $B = H$, справедливы более простые выражения:

$$\begin{aligned} H_i^{n+1/2} &= H_i^{n-1/2} - \xi (E_{i+1}^n - E_i^n), \\ E_i^{n+1} &= E_i^n - \xi (H_i^{n+1/2} - H_{i-1}^{n+1/2}). \end{aligned} \quad (14)$$

где $\xi = c\Delta t/\Delta x$ – численный параметр. Уравнения (14) позволяют определить значения электрического и магнитного поля в определенный момент времени на основе значений полей, вычисленных или заданных на предыдущем временном шаге. Итерационный алгоритм поиска полей E и H проиллюстрирован на Рис. 27.

Рис. 27. Алгоритм пересчета полей E и H .

Видно, что магнитное поле $H_i^{1/2}$ определяется через компоненты $H_i^{-1/2}$, E_i^0 и E_{i+1}^0 . В свою очередь для расчета электрического поля E_i^1 необходимо знать значения E_i^0 , $H_i^{1/2}$ и $H_{i-1}^{1/2}$. Таким образом, алгоритм решения уравнений (14) можно представить в виде схемы:

$$\dots \rightarrow H^{n+1/2} \rightarrow E^{n+1} \rightarrow H^{n+3/2} \rightarrow E^{n+2} \rightarrow \dots \quad (15)$$

Согласно формулам (14), поиск магнитного (электрического) поля в определенной точке пространственной сетки осуществляется с учетом значений электрического (магнитного) поля в соседних точках. Следовательно, необходимо задать условия, ограничивающие область моделирования. В качестве границ, например, могут использоваться точки, в которых электрическое поле полагается равным нулю. В таком случае волны будут отражаться от границ исследуемой системы.

На практике обычно требуется промоделировать распространение электромагнитных волн в неоднородной среде. Для этого можно использовать конечно-разностные уравнения (13), дополненные материальными соотношениями, которые связывают вектора D и E , B и H . В результате схема пересчета полей (15) незначительно усложнится:

$$\dots \rightarrow H^{n+1/2} \rightarrow D^{n+1} \rightarrow E^{n+1} \rightarrow B^{n+3/2} \rightarrow H^{n+3/2} \rightarrow D^{n+2} \rightarrow E^{n+2} \rightarrow \dots \quad (16)$$

Метод КРВО применяется также для расчета характеристик двумерных (2D) и трехмерных (3D) структур. Например, алгоритм решения 2D-задач реализован в программе «Расчет диаграмм направленности диэлектрических линзовых антенн» [68]. В данной программе электромагнитное поле в области моделирования описывается компонентами E_z , H_x и H_y . Следовательно, исходные уравнения Максвелла (10) могут быть представлены в виде (без учета тока):

$$\begin{aligned} \frac{\partial H_x}{\partial t} &= -c \frac{\partial E_z}{\partial y}, \\ \frac{\partial H_y}{\partial t} &= c \frac{\partial E_z}{\partial x}, \\ \frac{\partial D_z}{\partial t} &= c \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right). \end{aligned} \quad (17)$$

Используя конечно-разностную аппроксимацию частных производных, можно дискретизировать уравнения (17). Для этого значения полей E и H задаются в 2D-пространстве в точках, смещенных друг от друга на половину шага дискретизации (см. Рис. 28).

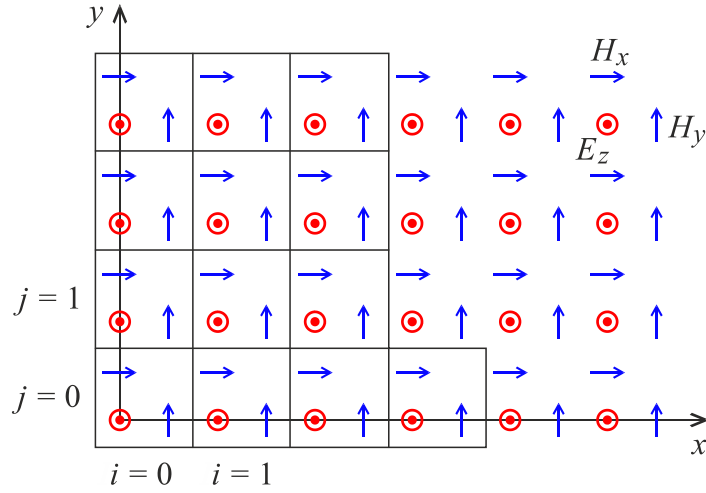


Рис. 28. Разбиение 2D-пространства на ячейки.

Пространственно-временное разбиение области моделирования позволяет получить конечно-разностные уравнения, на основе которых строится алгоритм решения 2D-задач:

$$\begin{aligned}
 B_x^{n+1/2}[i, j] &= B_x^{n-1/2}[i, j] - \xi \left(E_z^n[i, j+1] - E_z^n[i, j] \right), \\
 B_y^{n+1/2}[i, j] &= B_y^{n-1/2}[i, j] + \xi \left(E_z^n[i+1, j] - E_z^n[i, j] \right), \\
 D_z^{n+1}[i, j] &= D_z^n[i, j] + \xi \left(H_y^{n+1/2}[i, j] - H_y^{n+1/2}[i-1, j] \right) - \xi \left(H_x^{n+1/2}[i, j] - H_x^{n+1/2}[i, j-1] \right),
 \end{aligned} \tag{18}$$

где i, j – координаты ячейки. В соответствии с уравнениями (18), общая схема пересчета полей может быть представлена в следующем виде:

$$\dots \rightarrow H_{x,y}^{n+1/2} \rightarrow D_z^{n+1} \rightarrow E_z^{n+1} \rightarrow B_{x,y}^{n+3/2} \rightarrow H_{x,y}^{n+3/2} \rightarrow D_z^{n+2} \rightarrow \dots \tag{19}$$

Таким образом, метод КРВО позволяет исследовать развитие волновых процессов внутри области моделирования. Однако часто необходимо определить поле в отдаленных от исследуемой структуры точках, например, в дальней зоне антенн. Для имитации распространения радиоволн в бесконечном пространстве используют поглощающие граничные условия или идеально согласованные слои (PML). Значения полей за пределами расчетной области определяются в результате постобработки данных, полученных при моделировании волновых процессов внутри расчетной области. Поскольку поглощающие граничные условия, идеально согласованные слои и способы расчета полей за пределами зоны моделирования подробно рассмотрены в работах [66], [69], в настоящей диссертации эти темы опущены.

Метод КРВО лежит в основе многих программ электромагнитного моделирования высокочастотных систем. В данной работе при проектировании сканирующих антенн диапазона 60 ГГц использовались две такие программы, в частности CST Microwave Studio и «Расчет диаграмм направленности диэлектрических линзовых антенн», краткое описание которых приведено далее.

1.3.3. Основные возможности программ CST Microwave studio и «Расчет диаграмм направленности диэлектрических линзовых антенн»

Программный пакет CST Microwave Studio включает в себя набор инструментов для виртуального прототипирования и 3D-электромагнитного моделирования различных устройств. Графический пользовательский интерфейс CST Microwave Studio имеет стандартный для большинства современных программ дизайн (см. Рис. 29). В верхней части основного окна программы расположены настраиваемая панель инструментов и главное меню, оформленное в виде ленты, в которой функции и команды разделены по вкладкам. В рабочем окне под главным меню прорисовываются (создаются) исследуемые 3D-объекты. Информация о компонентах виртуального устройства, так же как и другие параметры задачи, включая результаты моделирования, содержится в дереве проекта (окне навигации). В нижней части основного окна, рядом со списком введенных параметров моделируемой структуры, отображаются сообщения о текущем статусе проекта.

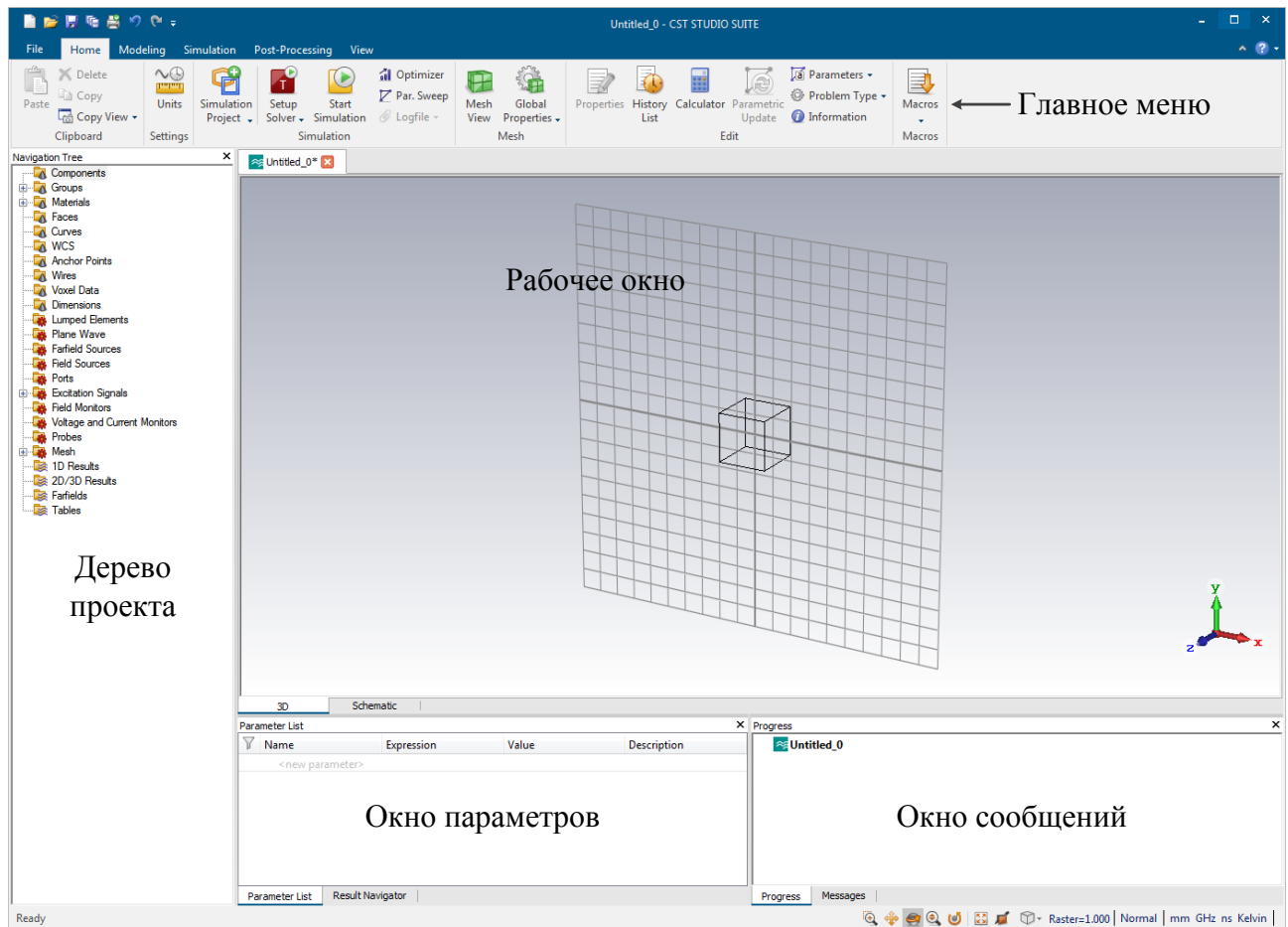


Рис. 29. Внешний вид интерфейса программы CST Microwave Studio.

При создании нового проекта в CST Microwave Studio пользователям доступен мастер конфигурации, посредством которого можно настроить систему единиц измерения физических

величин, задать граничные условия и рабочий диапазон частот, а также выбрать подходящий вычислительный модуль. Далее в программе необходимо сформировать 3D-модель проектируемого устройства. Это может быть сделано как с помощью встроенного набора инструментов рисования, так и путем импорта моделей, созданных в других системах автоматизированного проектирования (САПР). Перед запуском вычислительного процесса следует установить источники излучения (порты), через которые электромагнитная энергия вводится в систему, и определить полный список искомым характеристик.

В CST Microwave Studio реализовано несколько вычислительных модулей, каждый из которых позволяет решать задачи определенного класса. Например, с помощью вычислителя во временной области могут быть рассчитаны характеристики устройств, сравнимых по размеру с рабочей длиной волны (волноводы, антенны, делители мощности и т.д.). Вычислитель в частотной области используется в случаях, когда исследуемая структура имеет электрически малые размеры. При проектировании резонансных систем, таких как лампы бегущей волны, магнетроны и др., обычно применяется вычислитель собственных мод. Интегральный и асимптотический вычислители предназначены для решения электрически больших задач.

В соответствии с принципами работы различных вычислителей, в CST Microwave Studio реализовано несколько техник пространственной дискретизации области моделирования. Исследуемый объект может быть описан (дискретизирован) с помощью прямоугольных и тетраэдральных сеток, а также оригинального метода аппроксимации границ (Perfect Boundary Approximation, PBA). Технология PBA сочетает в себе достоинства прямоугольного и тетраэдрального разбиения, в частности обеспечивает высокую точность расчетов при относительно малом числе пространственных ячеек.

В данной работе при моделировании антенн использовался вычислитель во временной области, основанный на методе конечного интегрирования. Этот метод является обобщением метода КРВО, в силу чего он также требует значительных вычислительных ресурсов для оценки характеристик структур с достаточно большими электрическими размерами. Например, время моделирования сканирующих линзовых и отражательных антенн в CST Microwave Studio составляло от 3 до 24 часов.

Один из подходов к сокращению вычислительных затрат основан на том, что для исследования некоторых свойств спроектированных тороидальных линзовых антенн достаточно провести 2D-электромагнитное моделирование. В связи с этим была разработана специальная программа под названием «Расчет диаграмм направленности диэлектрических линзовых антенн», с помощью которой можно оценивать характеристики излучения 2D-структур. В данной программе реализован классический метод КРВО, предполагающий разбиение расчетной области на квадратные ячейки (см. Рис. 28). Программа не предъявляет

высоких требований к аппаратным средствам компьютера и позволяет сократить продолжительность вычислительного процесса до нескольких минут.

В отличие от CST Microwave Studio в программе «Расчет диаграмм направленности диэлектрических линзовых антенн» отсутствует графический пользовательский интерфейс. Вместо этого пользователю доступны функции в исходном коде программы, с помощью которых можно определить конфигурацию исследуемой системы. Такой подход с одной стороны требует изучения синтаксиса команд, с другой – позволяет гибко изменять параметры области моделирования в зависимости от специфики решаемой задачи.

Для расчета характеристик линзовых антенн пользователю необходимо задать профиль и диэлектрическую проницаемость материала линзы, а также указать точку расположения облучателя (элементарного диполя). В процессе работы программы значения диэлектрической проницаемости в каждой пространственной ячейке записываются в отдельный файл. Используя программные средства построения 2D и 3D-графиков, можно визуализировать данные из этого файла и таким образом получить изображение области моделирования. Пример графического представления области моделирования, в которой определена диэлектрическая линза с эллиптическим профилем и вертикальной линейной апертурой 70 мм приведен на Рис. 30.

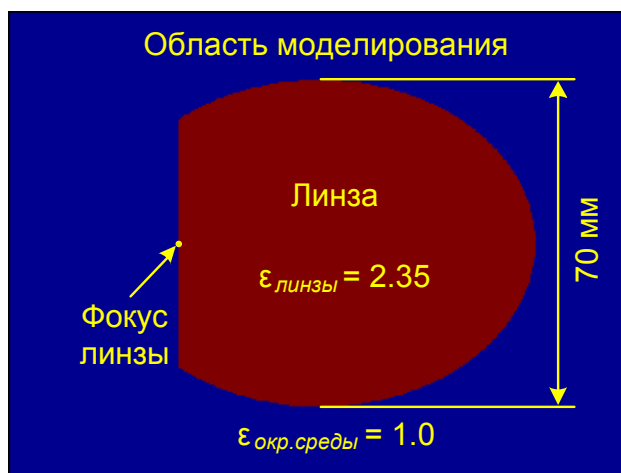


Рис. 30. Эллиптическая линзовая антенна с апертурой 70 мм в программе «Расчет диаграмм направленности диэлектрических линзовых антенн».

По завершении вычислений программа создает еще два файла. В одном из них содержатся данные о рассчитанной диаграмме направленности, а в другом – значения электрического поля в каждой ячейке. Сохраняя распределение электрического поля в различные моменты времени, можно проследить распространение радиоволн внутри области моделирования. В частности, на Рис. 31а проиллюстрирован процесс формирования плоского фазового фронта в раскрыве эллиптической линзовой антенны.

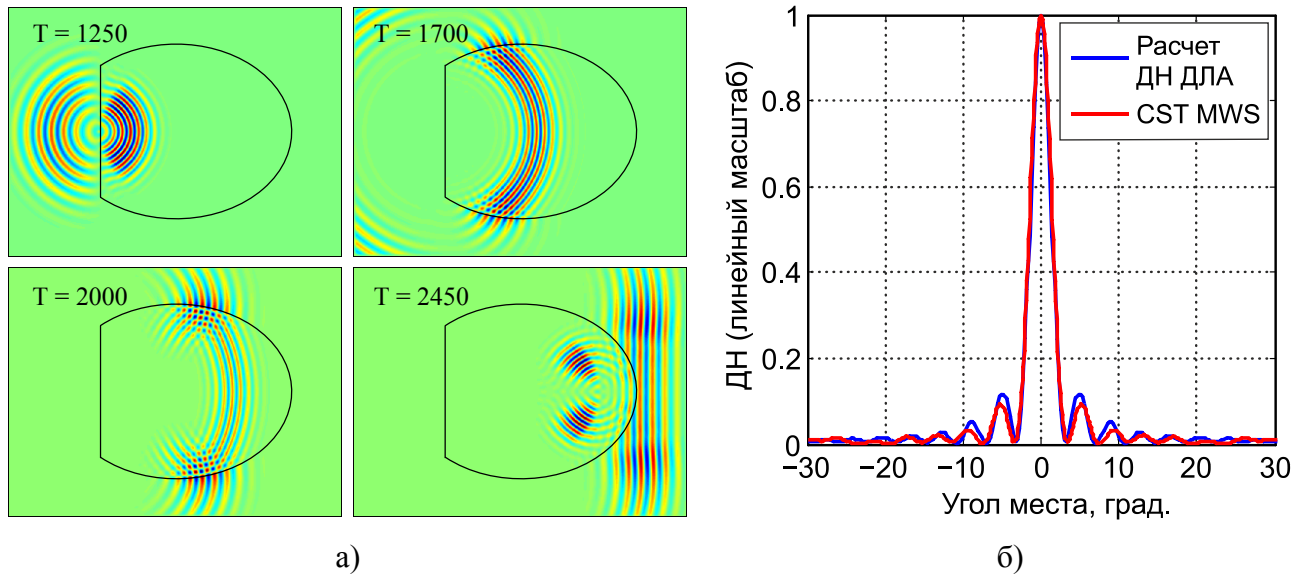


Рис. 31. Результаты 2D-моделирования эллиптической линзовой антенны с апертурой 70 мм: а) – распределение электрического поля в различные моменты времени (T); б) – сравнение диаграмм направленности, рассчитанных в двух программах.

Из Рис. 31б видно, что результаты 2D и 3D-моделирования линзовых антенн с одинаковыми профилями совпадают с хорошей точностью. Таким образом, совместное использование рассмотренных программ позволяет оптимизировать вычислительные затраты при проектировании сканирующих антенн миллиметрового диапазона.

2. Разработка сканирующих линзовых антенных систем (СЛАС)

В данной Главе рассмотрены методы расчета профилей фокусирующих линз из однородного диэлектрика и представлены результаты электромагнитного моделирования разработанных сканирующих линзовых антенн диапазона 60 ГГц.

2.1. Расчет профилей линз в приближении геометрической оптики

В данной работе расчет профилей линз осуществлялся в приближении геометрической оптики. Метод на основе геометрической оптики прост в реализации и позволяет получить аналитические выражения для преломляющих поверхностей линз. Так, с помощью этого метода были разработаны линзы с эллиптическим, зонированным (составленным из отрезков гипербол) и бифокальным профилем.

2.1.1. Эллиптические линзы

Расчет профилей фокусирующих линз в приближении геометрической оптики может быть рассмотрен на примере решения классической задачи преобразования сферической волны, падающей на границу раздела двух однородных сред, в плоскую волну (см. Рис. 32). Такое преобразование волнового фронта осуществляется благодаря особой форме поверхности раздела двух сред [39].

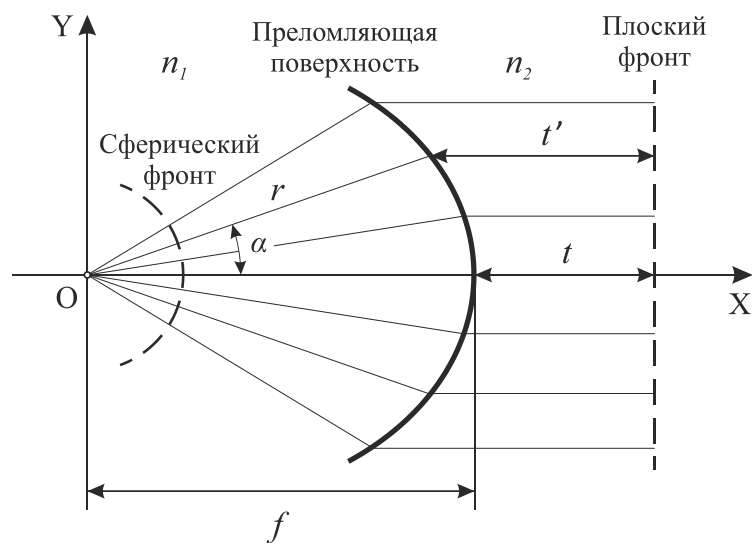


Рис. 32. Преобразование сферической волны в плоскую вследствие преломления на границе раздела двух однородных сред.

В соответствии с приближением геометрической оптики для получения плоского волнового фронта необходимо, чтобы испускаемые точечным источником лучи после преломления на границе двух сред распространялись параллельно друг другу. Кроме того, все лучи должны преодолеть одинаковый оптический путь до формируемого плоского фронта [70]:

$$fn_1 + tn_2 = rn_1 + t'n_2, \quad (20)$$

где f – расстояние от источника до преломляющей поверхности, измеренное вдоль центрального луча, t – расстояние от преломляющей поверхности до плоского фазового фронта, измеренное вдоль центрального луча, r – расстояние от источника до преломляющей поверхности, измеренное вдоль луча, испущенного под углом α к оси X, t' – расстояние от преломляющей поверхности до плоского фазового фронта, измеренное вдоль луча, испущенного под углом α к оси X, n_1 и n_2 – показатели преломления двух сред.

Для оптической системы, изображенной на Рис. 32, справедливо выражение:

$$r = \frac{f + t - t'}{\cos \alpha}. \quad (21)$$

Исключив из соотношений (20) и (21) разность $t - t'$, можно записать уравнения, описывающие профиль преломляющей поверхности линзы в полярной и декартовой системе координат:

$$r = \frac{\left(1 - \frac{n_2}{n_1}\right)f}{1 - \frac{n_2}{n_1} \cos \alpha}, \quad (22)$$

$$\left(\frac{n_2^2}{n_1^2} - 1\right)x^2 + 2f \frac{n_2}{n_1} \left(1 - \frac{n_2}{n_1}\right)x + f^2 \left(1 - \frac{n_2}{n_1}\right)^2 - y^2 = 0. \quad (23)$$

В зависимости от отношения n_2/n_1 уравнения (22) и (23) изменяют свой тип. В случае, когда $n_2/n_1 > 1$, профиль преломляющей поверхности будет гиперболическим, а при $n_2/n_1 < 1$ – эллиптическим (см. Рис. 33). Однако линзы имеют две поверхности (внутреннюю, обращенную к облучателю, и внешнюю), сквозь которые проходит электромагнитное излучение. В ходе ранее выполненного на кафедре СР МСС международного проекта MiWEBA для предотвращения искажений плоского волнового фронта, формируемого поверхностью, описываемой уравнениями (22) и (23), было решено интегрировать облучатель на внутренней преломляющей стороне линзы из высокомолекулярного полиэтилена ($\varepsilon = 2.35$). В этом случае $n_1 = n_{lens} = \sqrt{\varepsilon} \approx 1.53$, $n_2 = 1$ (воздух), а уравнения (22) и (23) описывают эллипс с эксцентриситетом $1/n_{lens}$ [71].

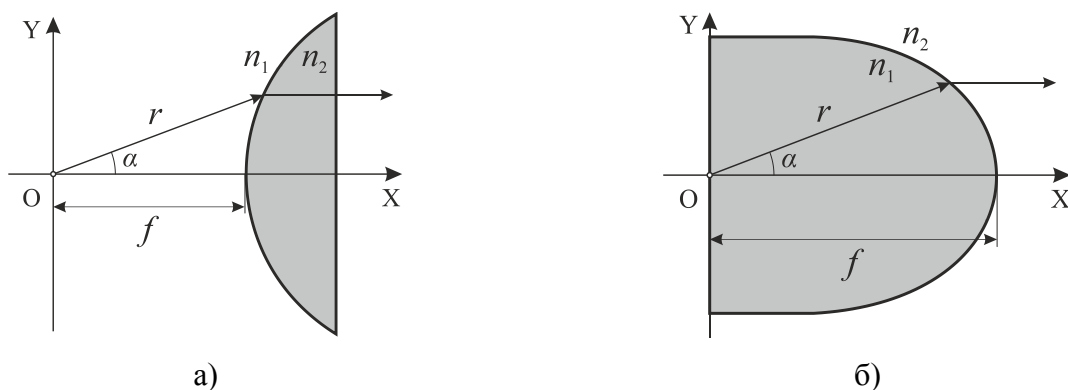


Рис. 33. Профили линз из однородного диэлектрика при различном отношении n_2/n_1 : а) – гиперболический ($n_2/n_1 > 1$); б) – эллиптический ($n_2/n_1 < 1$).

На практике в качестве облучателя использовалась компактная ФАР, обладавшая функцией электронного сканирования лучом в азимутальной плоскости [38]. Для реализации сканирующих способностей ФАР тороидальная форма линз определялась путем вращения на 180° эллиптического профиля вокруг вертикальной оси, проходящей через точку фокуса, вблизи которой располагалась ФАР.

Развертывание в городской среде транспортных сетей требует использования в релейных станциях антенн с различным КУ для коротких и длинных линий связи. Известно, что КУ линзовых антенн зависит от апертуры. Поэтому в рамках проекта MiWEBA были изготовлены тороидально-эллиптические сканирующие линзовые антенны с вертикальными линейными апертурами 70, 90 и 112 мм (см. Рис. 34), предназначенные для малых базовых станций (или точек доступа Wi-Fi) и радиорелейных станций диапазона 60 ГГц, осуществляющих высокоскоростную передачу данных на расстояния 25 – 50 м и 100 – 300 м соответственно [72].

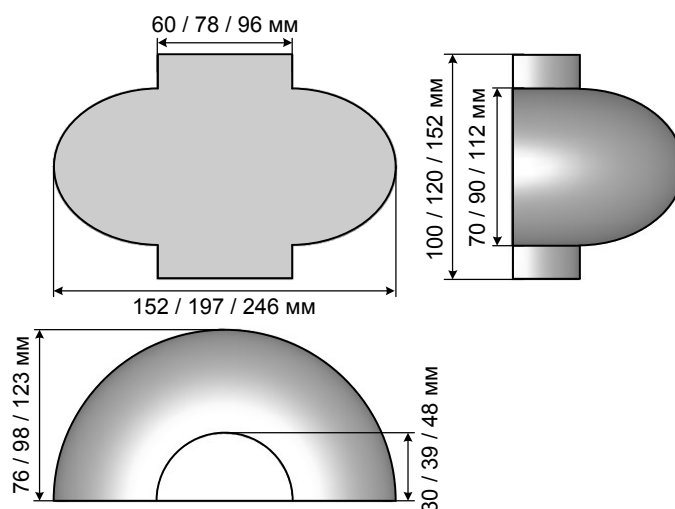


Рис. 34. Общая геометрическая структура спроектированных тороидально-эллиптических линз.

В ходе выполнения настоящей работы проводилось детальное экспериментальное исследование характеристик этих антенн. Кроме того, с помощью электромагнитного 3D-

моделирования тороидально-эллиптических линзовых антенн в программе CST Microwave studio оценивалась применимость метода на основе геометрической оптики для расчета профилей линз, предназначенных для работы в окрестности частоты 60 ГГц.

2.1.2. Зонированная линза

Уравнения (22) и (23) не являются единственным решением задачи преобразования сферического фронта волны в плоский вследствие преломления на границе двух сред. Синфазность поля в раскрыве антенны сохранится, если разделить линзу на отдельные участки (зоны) такой толщины, что фаза волны, прошедшей сквозь различные зоны, будет отличаться на целое число периодов [73]. Например, при $n_2/n_1 > 1$ профиль преломляющей поверхности может быть описан в декартовой системе координат с помощью следующего уравнения:

$$L_f + x \frac{n_2}{n_1} = \sqrt{(L_f + x)^2 + y^2} - mcT, \quad (24)$$

где $m = 0, 1, 2 \dots$ – номер зоны, L_f – расстояние между точкой расположения облучателя и гиперболой, соответствующей $m = 0$, T – период колебаний, c – скорость света в вакууме. После несложных преобразований выражение (24) можно представить в виде:

$$\left(x + \frac{m\lambda}{n_2/n_1 - 1}\right)^2 (n_2^2/n_1^2 - 1) + 2\left(L_f - \frac{m\lambda}{n_2/n_1 - 1}\right)\left(x + \frac{m\lambda}{n_2/n_1 - 1}\right)(n_2/n_1 - 1) - y^2 = 0, \quad (25)$$

где $\lambda = cT$ – рабочая длина волны. В случае, когда $n_2/n_1 < 1$, справедливы следующие выражения, аналогичные (24) и (25):

$$L_f - x \frac{n_2}{n_1} = \sqrt{(L_f - x)^2 + y^2} - mcT, \quad (26)$$

$$\left(x + \frac{m\lambda}{1 - n_2/n_1}\right)^2 (1 - n_2^2/n_1^2) - 2\left(L_f + \frac{m\lambda}{1 - n_2/n_1}\right)\left(x + \frac{m\lambda}{1 - n_2/n_1}\right)(1 - n_2/n_1) + y^2 = 0. \quad (27)$$

В процессе вычерчивания профиля зонированной линзы сначала строится ряд гипербол (25) или эллипсов (27), соответствующих различным значениям m (см. Рис. 35). Затем точки пересечения гипербол (эллипсов) с осью Y соединяются с соседними гиперболами (эллипсами) отрезками прямых, которые в первом случае (Рис. 35а) параллельны оси X , во втором случае (Рис. 35б) проходят через точку расположения облучателя (фокус линзы). Отрезки гипербол (эллипсов) и указанных прямых образуют профили преломляющих поверхностей зонированных линз. Следует отметить, что при $m = 0$ формулы (25) и (27) описывают профили гладких (не зонированных) линз, а при $m = 1, 2, 3$ и т.д. – гиперболы и эллипсы, смещенные друг

относительно друга по оси X на величину $\lambda / (n_2/n_1 - 1)$ в сторону фокуса линзы ($n_2/n_1 > 1$) или на интервал $\lambda / (1 - n_2/n_1)$ в противоположную от облучателя сторону ($n_2/n_1 < 1$).

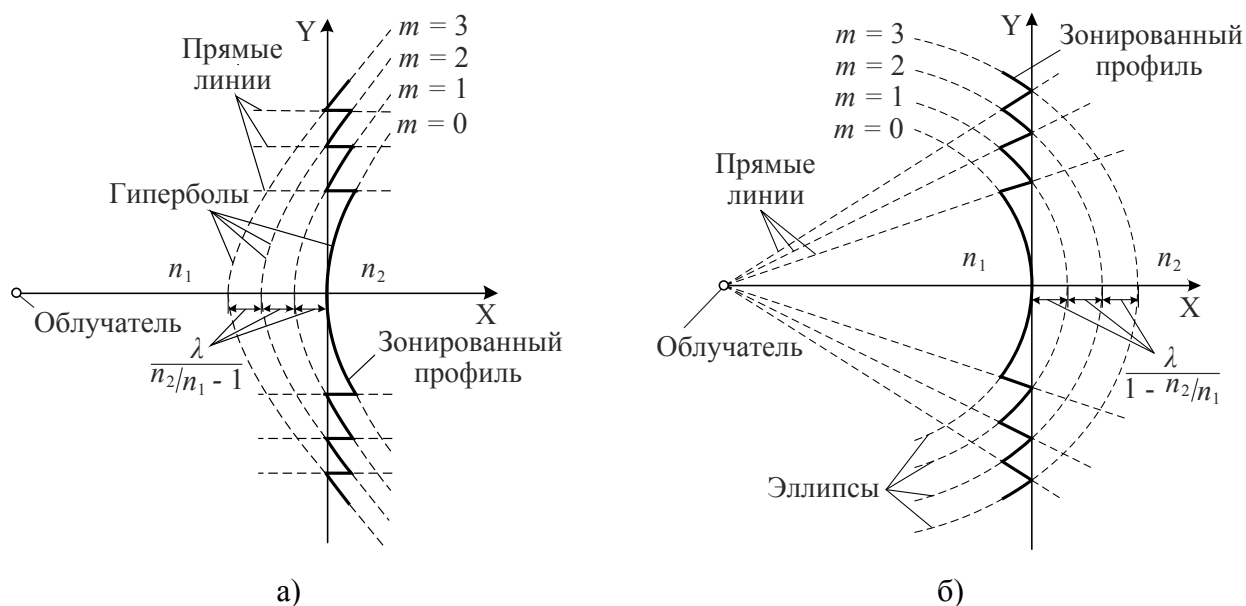


Рис. 35. Построение профиля преломляющей поверхности зонированной линзы: а) – при $n_2/n_1 > 1$; б) – при $n_2/n_1 < 1$.

В сравнении с классическими аналогами зонированные линзы имеют меньшую эффективную площадь. В первую очередь это связано с наличием рассеивающих ступенек (Рис. 36а) и областей, незаполненных с точки зрения геометрической оптики излучением (Рис. 36б), в которых вследствие дифракции происходит искажение плоской волны. В литературе такие ступеньки и незаполненные области называются вредными зонами [73]. Влиянием вредных зон можно пренебречь, если рассеивающие элементы имеют небольшие относительно нормальных областей размеры. Однако данное условие обычно выполняется только вблизи центральной оси линзы.

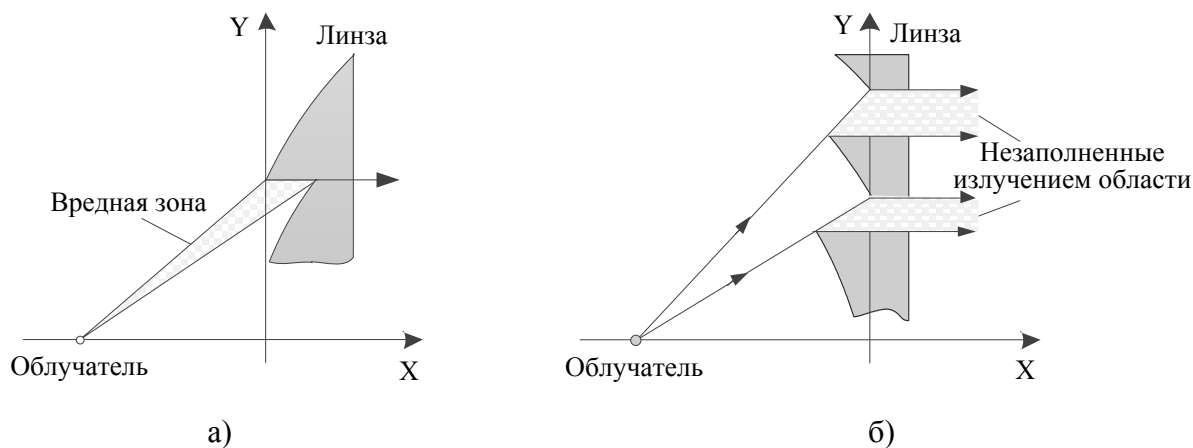


Рис. 36. Вредные зоны в зонированных линзах: а) – рассеивающие ступеньки ($n_2/n_1 > 1$); б) – незаполненные излучением области ($n_2/n_1 < 1$).

На Рис. 37 изображены профили линз с зонированной не преломляющей поверхностью, которую могут образовывать прямоугольные пазы (Рис. 37а) или дуги концентрических окружностей с центром в точке расположения облучателя (Рис. 37б). При этом глубины пазов и радиусы окружностей будут отличаться друг от друга на величину $\lambda / (n_{lens} - 1)$.

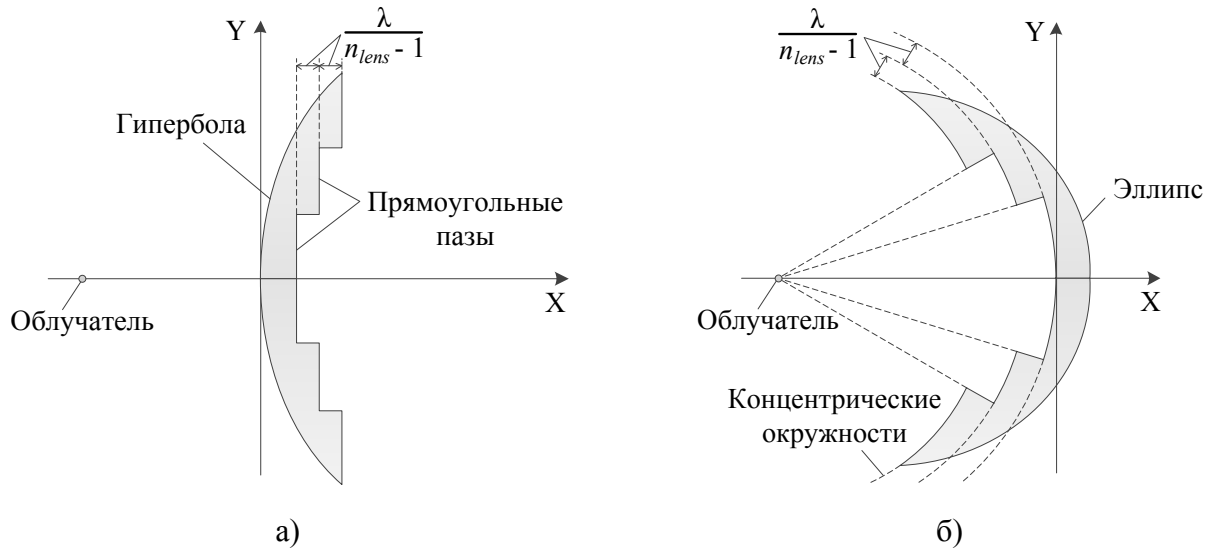


Рис. 37. Профили линз с зонированной не преломляющей поверхностью: а) – внешней; б) – внутренней.

Профили, изображенные на Рис. 37, не имеют вредных зон. Однако они также строятся с учетом рабочей длины волны. Поэтому основным недостатком подобных линз является узкая полоса пропускания.

В ходе выполнения данной работы было решено сделать тороидальную линзу с зонированной гиперболической поверхностью (см. Рис. 38). Как видно из чертежа, спроектированная линза ($n_{lens} = 1.53$) имеет вертикальную линейную апертуру 190 мм, толщину 20 мм и фокусное расстояние 90 мм [74]. При таких размерах на апертуре линзы укладывается восемь зон ($m = 0, 1, 2, \dots, 7$).

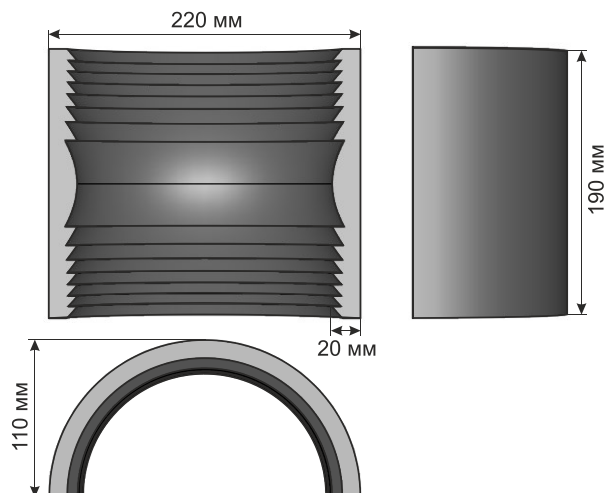


Рис. 38. Чертеж спроектированной линзы с зонированным профилем.

2.1.3. Бифокальная линза

Особый практический интерес представляют линзы с двумя преломляющими поверхностями. Такие линзы способны, например, преобразовывать сферические волны, испущенные двумя или более облучателями, в плоские. Обычно облучатели в виде активных элементов антенной решетки располагаются вблизи фокусов линзы, каждому из которых соответствует определенное направление распространения плоской волны [39]. Таким образом, переключая активные элементы антенной решетки, можно управлять лучом в плоскости угла места. В частности, на Рис. 39 проиллюстрирована схема формирования плоских волн на выходе бифокальной линзы из однородного диэлектрика с показателем преломления $n_{lens} > 1$.

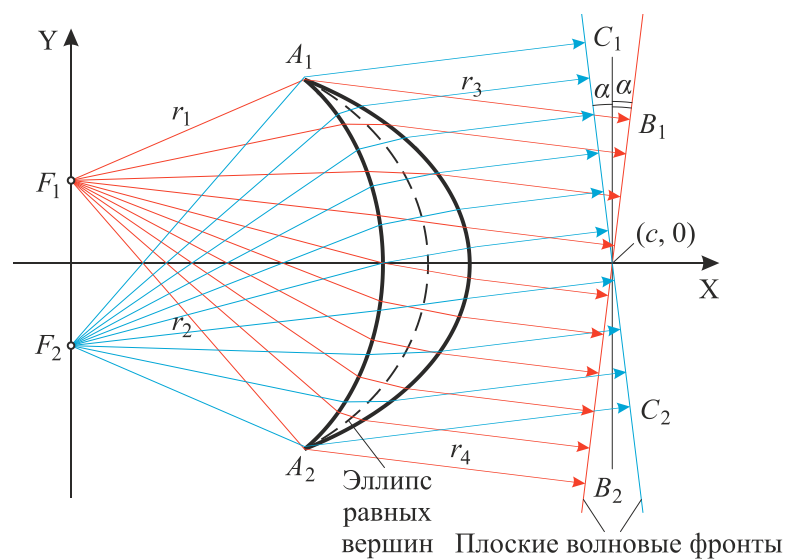


Рис. 39. Траектории лучей в бифокальной линзе.

Координаты фокусов задаются при расчете профиля бифокальной линзы. На Рис. 39 фокусы расположены в точках $F_1(0, a)$ и $F_2(0, -a)$. Видно, что в раскрыве линзы формируются плоские волновые фронты, наклоненные относительно оси Y на угол α и $-\alpha$, когда облучатели находятся в точках F_1 и F_2 соответственно. Существуют различные способы расчета профиля бифокальной линзы по заданным значениям a , α и n_{lens} . В данной работе для этих целей использовался метод Джента – Штернберга [75], который дает аналитическое решение.

Согласно методу Джента – Штернберга, сначала следует рассмотреть преломление лучей на вершинах линзы A_1 и A_2 (см. Рис. 39), имеющих координаты (X', Y') и $(X', -Y')$. Лучи, проходящие через них, обычно называют крайними. В силу симметрии линзы относительно оси X можно проанализировать распространение пары крайних лучей, испущенных из первого фокуса:

$$\begin{aligned}
 F_1A_1 &= \sqrt{x^2 + (y-a)^2} = r_1, \\
 F_1A_2 &= \sqrt{x^2 + (y+a)^2} = r_2, \\
 A_1B_1 &= (c-x + ytg\alpha)\cos\alpha = r_3, \\
 A_2B_2 &= (c-x - ytg\alpha)\cos\alpha = r_4.
 \end{aligned}
 \tag{28}$$

Условием формирования плоского фронта является равенство оптических путей от точки F_1 до точек B_1 и B_2 :

$$r_1 + r_3 = r_2 + r_4. \tag{29}$$

Подставив (28) в (29), можно получить уравнение эллипса, описывающего геометрическое место вершин линз при фиксированных параметрах a и α :

$$x^2 + y^2 \cos^2 \alpha = a^2 \operatorname{ctg}^2 \alpha. \tag{30}$$

Для точного определения координат вершин линзы необходимо задать оптическую длину L произвольного луча, проходящего через линзу от фокуса до соответствующего плоского фронта:

$$L = \frac{a}{\sin \alpha} + (c-x)\cos \alpha, \tag{31}$$

где c – точка пересечения плоского фронта с осью X (см. Рис. 39). Следует отметить, что уравнение (31) получено с учетом формул (28) и условия синфазности поля в раскрыве антенны ($L = r_1 + r_3$). Решив (31) относительно x и подставив найденное значение в (30), можно определить координаты вершины линзы:

$$\begin{aligned}
 Y' &= \sqrt{a^2 \operatorname{cosec}^2 \alpha - (L - c \cos \alpha - a \operatorname{cosec} \alpha)^2 \sec^4 \alpha}, \\
 X' &= -(L - c \cos \alpha - a \operatorname{cosec} \alpha) \sec \alpha.
 \end{aligned}
 \tag{32}$$

В соответствии с методом Джента – Штернберга далее необходимо вычислить углы наклона поверхностей линзы вблизи ее вершин. Расчет данных углов обычно проводится в предположении, что лучи, испущенные из двух фокусов, распространяются в окрестности вершины линзы так же, как в треугольной призме (см. Рис. 40).

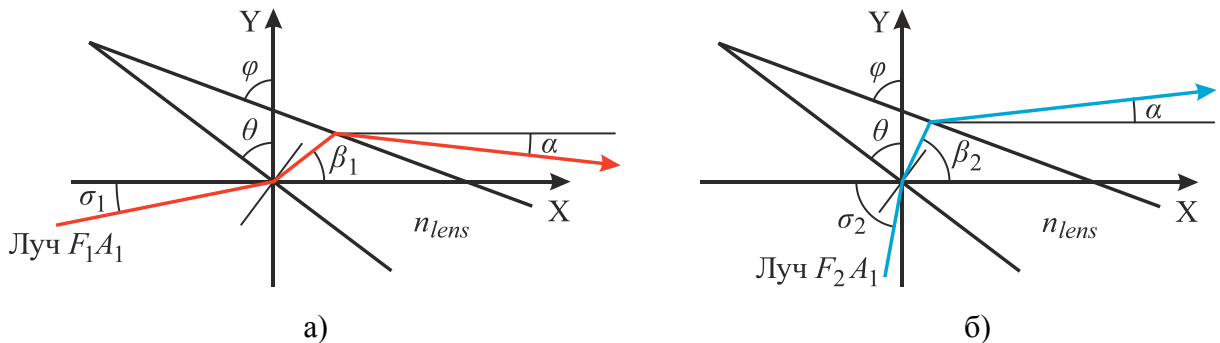


Рис. 40. Преломление лучей вблизи вершины линзы: а) – луч из точки F_1 ; б) – луч из точки F_2 .

Описать преломление двух таких лучей на внутренней и внешней поверхности линзы можно с помощью четырех уравнений:

$$\begin{aligned} \sin(\sigma_1 - \theta) &= n \sin(\beta_1 - \theta), \\ \operatorname{tg} \varphi &= \frac{n \sin \beta_1 - \sin \alpha}{n \cos \beta_1 - \cos \alpha}, \\ \sin(\sigma_2 - \theta) &= n \sin(\beta_2 - \theta), \\ \operatorname{tg} \varphi &= \frac{n \sin \beta_2 + \sin \alpha}{n \cos \beta_2 - \cos \alpha}, \end{aligned} \quad (33)$$

где θ и φ – искомые углы наклона внутренней и внешней поверхности линзы относительно оси Y (см. Рис. 40), σ_1 и σ_2 – углы между падающими лучами и осью X , β_1 и β_2 – углы между преломленными лучами и осью X . Учитывая, что углы σ_1 и σ_2 зависят только от параметра a и координат вершины линзы (X' , Y'), неизвестными в системе трансцендентных уравнений (33) являются β_1 , β_2 , θ и φ . Таким образом, по формулам (32) сначала вычисляются координаты крайних точек линзы. Затем в найденных точках с помощью системы уравнений (33) определяются значения первых производных кривых, описывающих внутреннюю и внешнюю поверхности линзы.

Профили бифокальных линз обычно аппроксимируются многочленами, коэффициенты которых выбираются так, чтобы оптическая длина лучей, проходящих сквозь линзу, была максимально приближена к заданной L . Однако в общем случае условие равенства оптических длин лучей определяет множество решений. Для получения конкретного профиля линзы можно произвольно выбрать кривую, описывающую ее внутреннюю поверхность, и рассмотреть луч, испущенный из фокуса F_1 и проходящий через точку пересечения указанной кривой с осью X (см. Рис. 41).

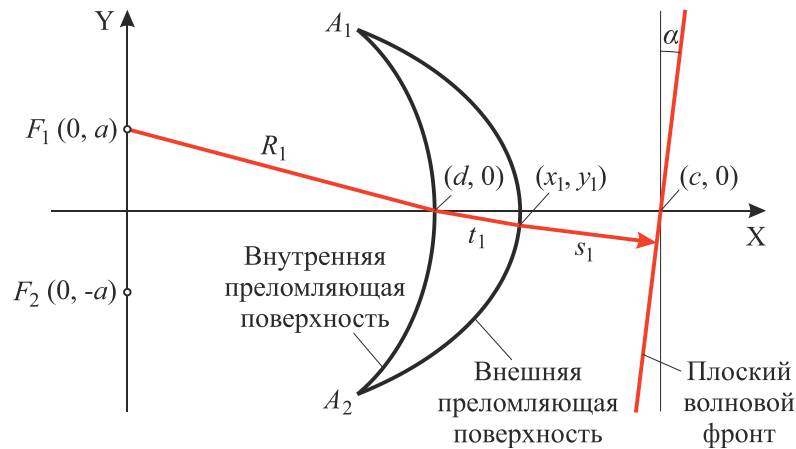


Рис. 41. Траектория луча, проходящего вблизи центра бифокальной линзы.

В соответствии с Рис. 41, луч, проходящий через точку $(d, 0)$ от фокуса F_1 до плоского фронта, будет иметь оптическую длину L , рассчитываемую по формуле:

$$L = R_1 + nt_1 + s_1, \quad (34)$$

где $R_1 = \sqrt{a^2 + d^2}$ – расстояние между фокусом F_1 и точкой $(d, 0)$, t_1 – путь, преодолеваемый лучом в линзе, s_1 – расстояние, преодолеваемое лучом между внешней поверхностью линзы и плоским фронтом. В силу симметрии линзы относительно оси X нетрудно вычислить направление распространения луча после первого преломления:

$$\sin \beta_1 = \frac{a}{nd\sqrt{1 + \frac{a^2}{d^2}}}, \quad (35)$$

где β – угол между осью X и преломленным лучом. Координаты точки пересечения луча с внешней поверхностью линзы (x_1, y_1) определяются в результате последовательного решения следующих уравнений:

$$t_1 = \frac{L - \sqrt{a^2 + d^2} - (c - d) \cos \alpha}{n - \cos(\beta_1 - \alpha)}, \quad (36)$$

$$x_1 = d + t_1 \cos \beta_1, \quad y_1 = t_1 \sin \beta_1.$$

После этого профиль внешней поверхности линзы можно аппроксимировать многочленом, проходящим через найденную точку (x_1, y_1) .

Рассмотренный алгоритм лежит в основе программы «Расчет профиля диэлектрической бифокальной линзы» [76], с помощью которой при заданных параметрах $a = 5$ мм, $\alpha = 3^\circ$ и $n_{lens} = 1.53$ был получен профиль бифокальной линзы, изображенный на Рис. 42.

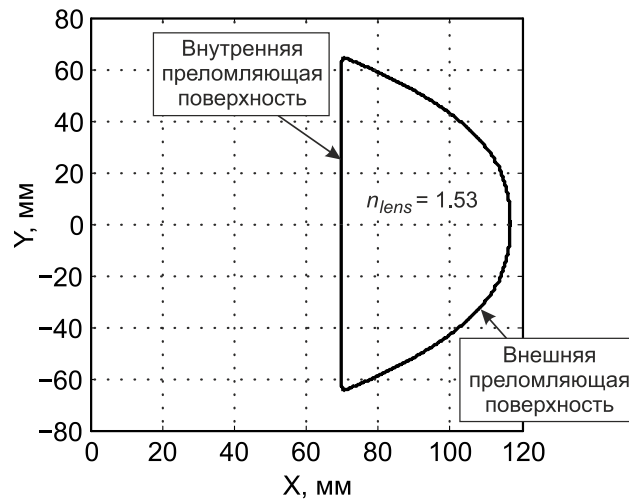


Рис. 42. Профиль бифокальной линзы, рассчитанный при $a = 5$ мм, $\alpha = 3^\circ$ и $n_{lens} = 1.53$.

Внутренняя и внешняя поверхности представленной линзы, описываются функциями:

$$Y_{внутр}(X) = \pm(14124X - 984180)^{0.5},$$

$$Y_{внешн}(X) = \pm(-730X + 85142)^{0.4}. \quad (37)$$

Однако в линзах с двумя преломляющими поверхностями возникают дополнительные отражения, снижающие общую эффективность антенной системы. Как видно из Рис. 42, профиль внутренней поверхности линзы можно аппроксимировать отрезком прямой. В связи с этим было решено заполнить полиэтиленом пространство между облучателями и линзой, чтобы активные элементы антенной решетки располагались на поверхности диэлектрика [77]. Таким образом, у бифокальной линзы фактически остается одна преломляющая поверхность (внешняя). Согласно расчетам, для сохранения синфазности поля в раскрыве антенны следует еще увеличить расстояние между облучателями и внешней поверхностью линзы на 35 мм. Чертеж спроектированной тороидально-бифокальной линзовой антенны с вертикальной линейной апертурой 130 мм представлен на Рис. 43.

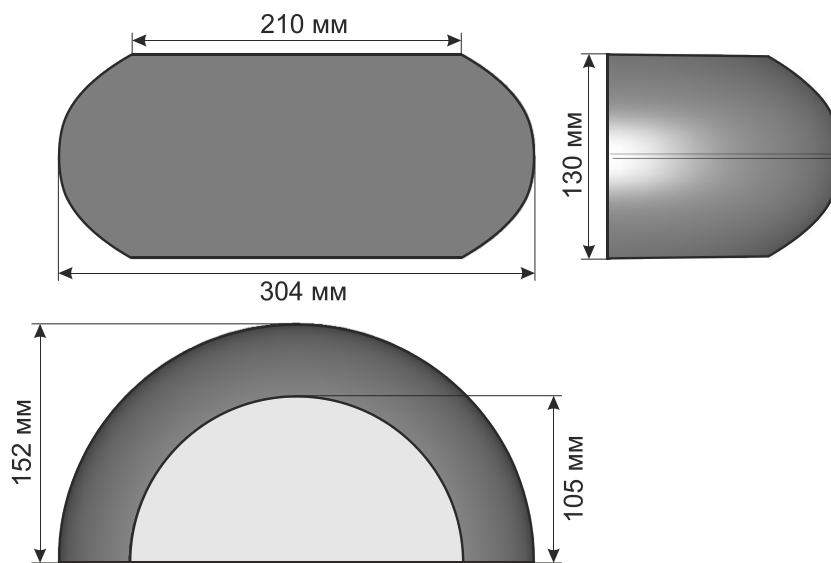


Рис. 43. Чертеж спроектированной тороидально-бифокальной линзы.

2.2. Электромагнитное моделирование разработанных СЛАС

Характеристики спроектированных линзовых антенн оценивались с помощью программы электромагнитного моделирования CST Microwave Studio. Следует отметить, что электромагнитное 3D-моделирование линзовых антенных систем с ФАР в явном виде требовало больших вычислительных затрат. Поэтому на данном этапе исследований было решено использовать вместо ФАР эквивалентную рупорную антенну, главный луч которой имел ширину 14° в азимутальной плоскости и 40° в плоскости угла места. Эффективность замены ФАР на рупорную антенну при моделировании в дальнейшем подтвердили результаты измерений характеристик прототипов сканирующих линзовых антенн.

2.2.1. Эллиптические линзовые антенны

Посредством электромагнитного моделирования исследовались характеристики всех спроектированных линзовых антенн. В частности, на Рис. 44 проиллюстрирован процесс формирования цилиндрической волны в раскрыве тороидально-эллиптической линзовой антенны с вертикальной линейной апертурой (ВЛА) 70 мм. На Рис. 45 представлены графики зависимости КУ от угла в двух ортогональных плоскостях на частоте 60 ГГц, построенные для трех спроектированных тороидально-эллиптических линзовых антенн.

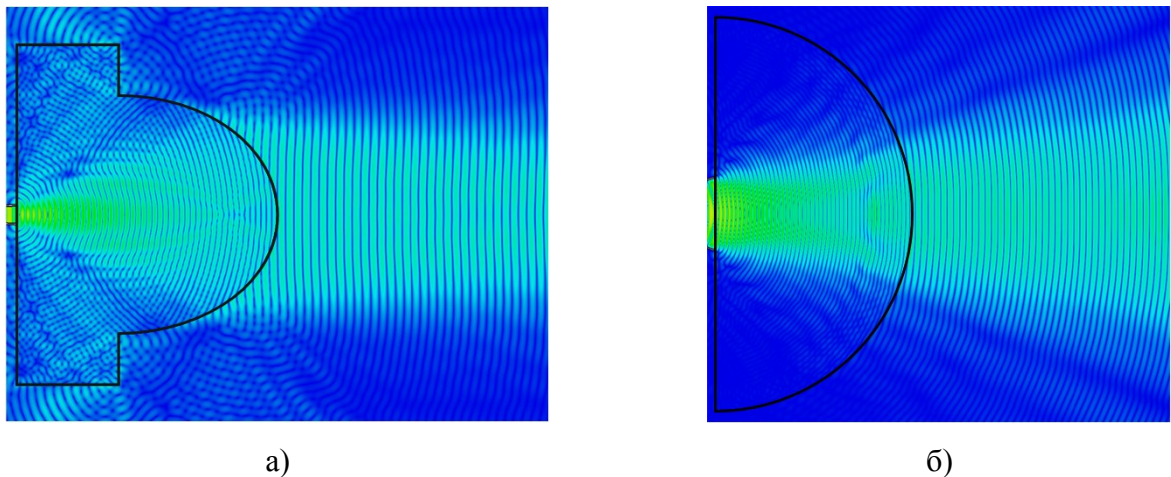


Рис. 44. Профили тороидально-эллиптической линзовой антенны с вертикальной линейной апертурой 70 мм на фоне амплитудных распределений поля \vec{E} в угломестной (а) и азимутальной (б) плоскости.

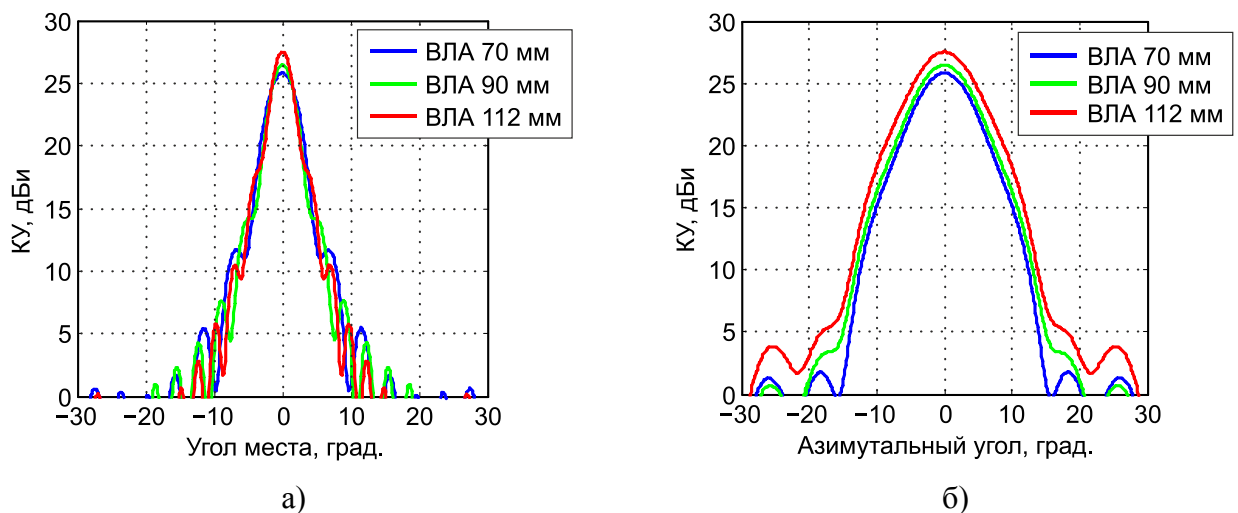


Рис. 45. Графики зависимости КУ от угла в двух ортогональных плоскостях на частоте 60 ГГц, построенные для трех спроектированных тороидально-эллиптических линзовых антенн.

Согласно приведенным данным, КУ линзовых антенн с вертикальными линейными апертурами (ВЛА) 70, 90 и 112 мм составили 25,8, 26,5 и 27,5 дБи при ширине главных лучей в плоскости угла места (см. Рис. 45а) 4,7°, 3,8° и 3,1° соответственно. В азимутальной плоскости

(см. Рис. 45б) ширина главного луча оказалась на $4^\circ - 5^\circ$ меньше, чем у рупорной антенны, покрывавшей сектор 14° . Данный эффект связан с тем, что рупор имел горизонтальную линейную апертуру 28 мм, сравнимую с радиусами кривизны внешних поверхностей линз 76 – 122 мм (падающая на границу раздела волна не являлась строго сферической). Как показали результаты электромагнитного моделирования, в азимутальной плоскости ширина главного луча малой линзовой антенны составила 9° , средней – 9.5° , большой – 10° .

2.2.2. Зонированная линзовая антенна

Основные потери энергии в зонированной линзе связаны с отражением от ее поверхностей и рассеиванием на ступеньках. Уровень отражения электромагнитной энергии от границ раздела между диэлектриком и свободным пространством характеризуется коэффициентом отражения по мощности, определяемым по формулам Френеля [78]. Поскольку облучатель в спроектированной антенной системе генерирует вертикально-поляризованные волны, а зонированная линза имеет тороидальную форму, можно считать, что вектор электрической индукции \vec{E} всегда лежит в плоскости падения. Соответствующая данному случаю зависимость коэффициента отражения от угла падения электромагнитной волны показана на Рис. 46.

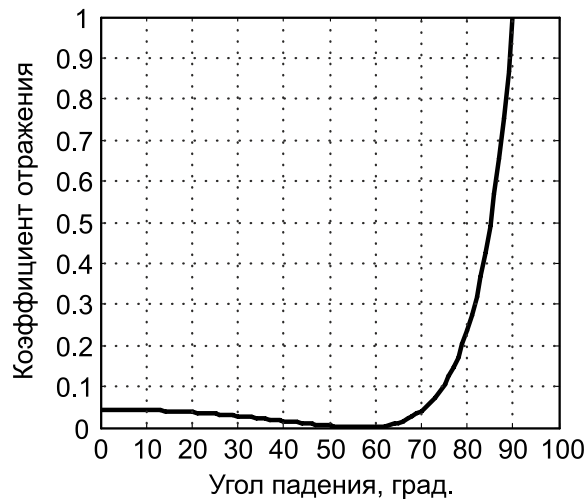


Рис. 46. График зависимости коэффициента отражения от угла падения вертикально-поляризованной волны, построенный для границы «воздух-полиэтилен».

Согласно результатам анализа геометрической модели спроектированной антенной системы (см. Рис. 38), излучение падает на внутреннюю и внешнюю поверхности линзы под углами от 0° до 84° . При этом общий уровень отраженной энергии не превышает 0.4 дБ (10%).

Характеристики излучения зонированной линзы детально исследовались с помощью электромагнитного моделирования в CST Microwave studio, где в качестве облучателя

использовалась эквивалентная ФАР рупорная антенна [74]. На Рис. 47 изображено амплитудное распределение поля \vec{E} в вертикальной плоскости, рассчитанное на частоте 60 ГГц.

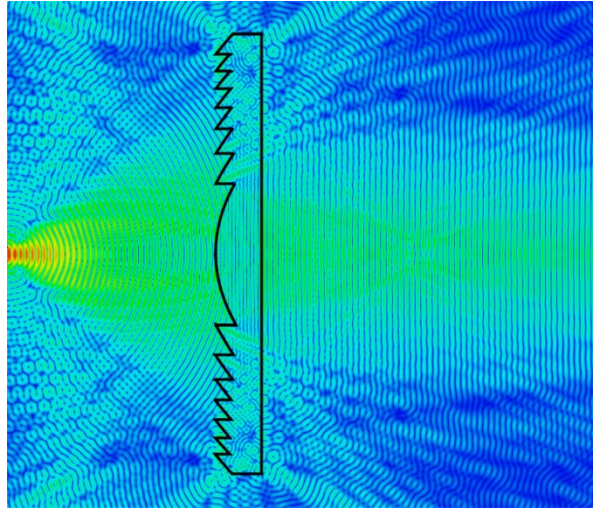


Рис. 47. Профиль зонированной линзовой антенны на фоне амплитудного распределения поля \vec{E} в плоскости угла места.

Видно, что часть энергии рассеивается на ступеньках зонированной линзы. Для оценки общего уровня рассеянной энергии было проведено моделирование двух линзовых антенн с одинаковыми вертикальными линейными апертурами (190 мм), одна из которых имела зонированный профиль, а другая – гладкий (гиперболический). Как показали результаты моделирования, КУ гладкой линзовой антенны (ГЛА) слабо зависит от частоты и составляет порядка 29.4 дБи (см. Рис. 48). В свою очередь, КУ зонированной линзовой антенны (ЗЛА) на центральной частоте 60 ГГц достигает 28.7 дБи при уровне боковых лепестков менее -20 дБ. Однако на граничных частотах 58 ГГц и 62 ГГц КУ уменьшается до 28 дБи. Таким образом, потери энергии, связанные с рассеиванием волн на ступеньках зонированной линзы, составляют 0.7 – 0.8 дБ.

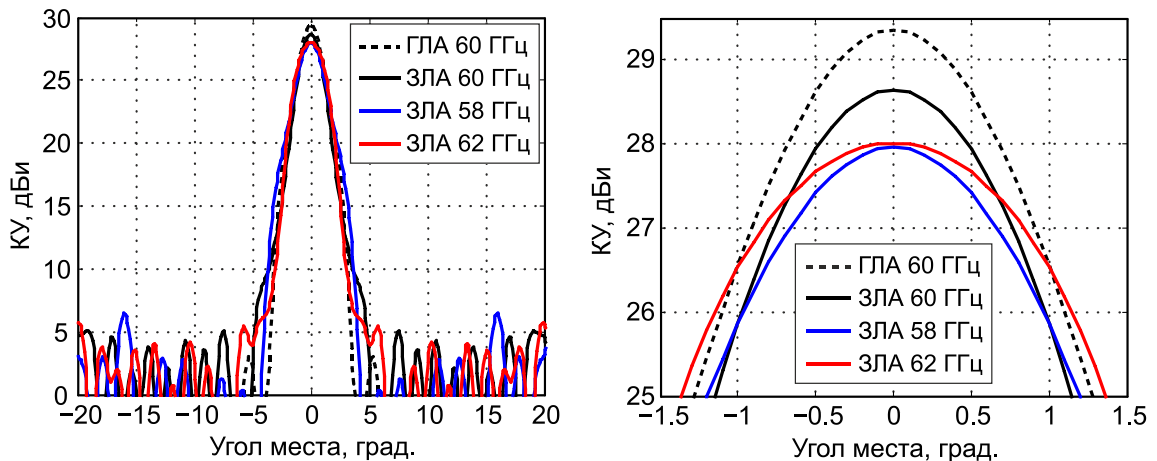


Рис. 48. Зависимости КУ от угла в плоскости угла места, рассчитанные для гиперболической и зонированной линзовой антенны.

2.2.3. Бифокальные линзовые антенны

В ходе выполнения данной работы исследовались свойства тороидально-бифокальных линз с одной и двумя преломляющими поверхностями. В частности, на Рис. 49 проиллюстрирован процесс формирования плоских волн в раскрывах таких линз. В свою очередь, на Рис. 50 представлены графики зависимости КУ от угла места на частоте 60 ГГц, построенные для случаев, когда облучатель располагался в двух фокусах линз и в центре между ними.

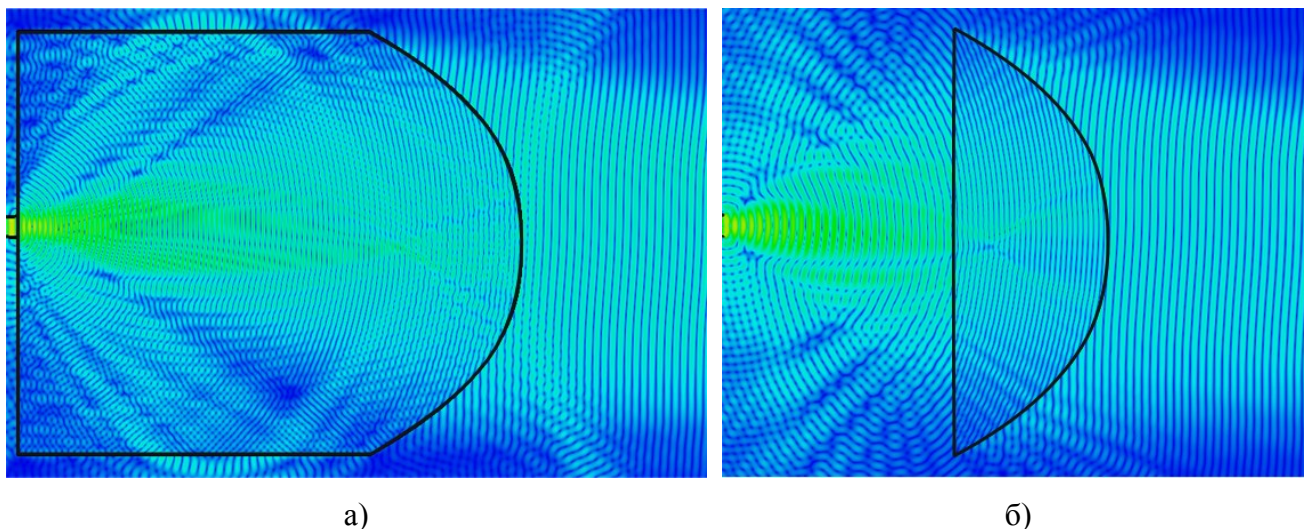


Рис. 49. Профили тороидально-бифокальных линзовых антенн с одной (а) и двумя (б) преломляющими поверхностями на фоне амплитудных распределений поля \vec{E} в плоскости угла места.

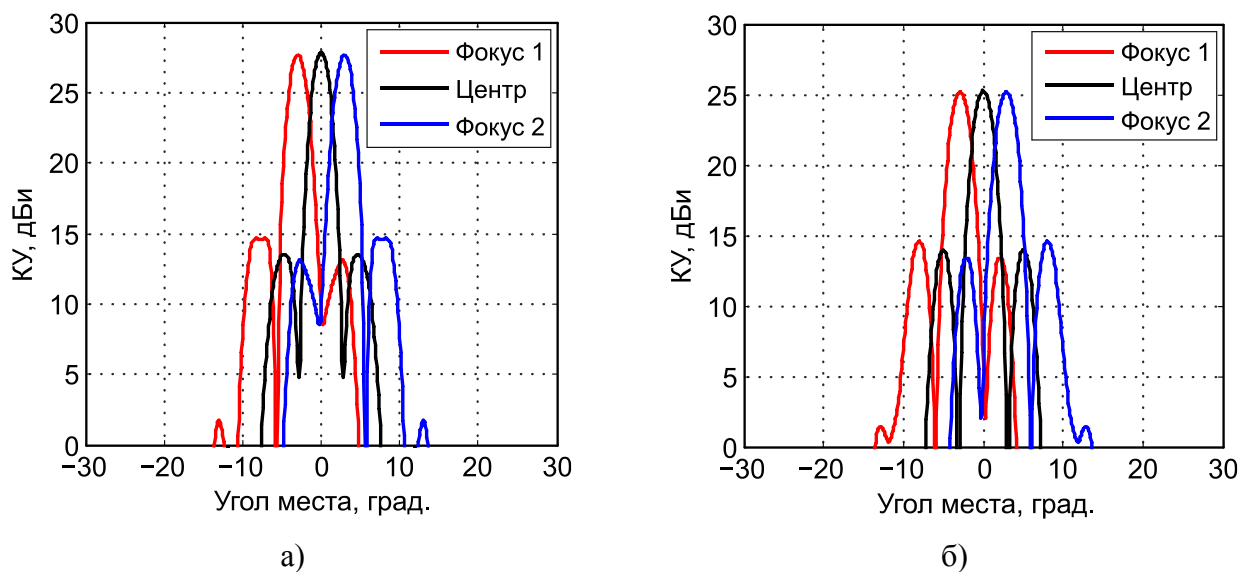


Рис. 50. Графики зависимости КУ от угла места на частоте 60 ГГц, соответствующие тороидально-бифокальным линзовым антеннам с одной (а) и двумя (б) преломляющими поверхностями.

Согласно приведенным графикам, главные лучи обеих антенн при нахождении облучателя в любом из фокусов линз ($0, a = \pm 5$ мм) отклоняются на заданный угол $\alpha = 3^\circ$ относительно центрального положения в плоскости угла места. Видно также, что КУ бифокальных линзовых антенн (БЛА) с одной и двумя преломляющими поверхностями на центральной частоте 60 ГГц составляет 27.8 и 25.3 дБи при уровне боковых лепестков -13.0 и -10.6 дБ соответственно. Как показали результаты электромагнитного моделирования в полосе частот 57 – 66 ГГц (см. Рис. 51), заполнение полиэтиленом пространства между облучателем и линзой в целом привело к увеличению КУ на 2.5 – 3 дБи и уменьшению уровня боковых лепестков на 2 – 2.5 дБ.

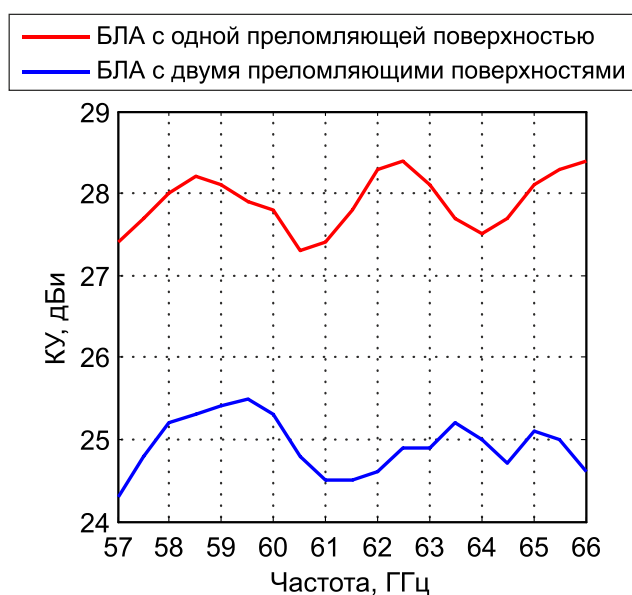


Рис. 51. Графики зависимости КУ торoidalно-бифокальных линзовых антенн от частоты.

Таким образом, для дальнейшего прототипирования была выбрана модель торoidalно-бифокальной линзовой антенны с одной преломляющей поверхностью [79], чертеж которой изображен на Рис. 43.

3. Разработка сканирующих антенн с плоскими отражательными решетками (САПОР)

В данной Главе рассмотрены основные принципы работы и методы синтеза плоских отражательных антенных решеток диапазона 60 ГГц, формирующих, в частности, диаграммы направленности (ДН) карандашного, секторного и косекансного типа. Кроме того, приведены результаты электромагнитного моделирования сканирующих антенн, содержащих такие отражательные решетки.

3.1. Принцип работы антенн с плоскими отражательными решетками

Плоские отражательные решетки создавались в качестве альтернативы классическим рефлекторам. Различие принципов работы двух типов отражателей можно показать на примере антенн, преобразующих сферические волны от облучателя в плоские (см. Рис. 52).

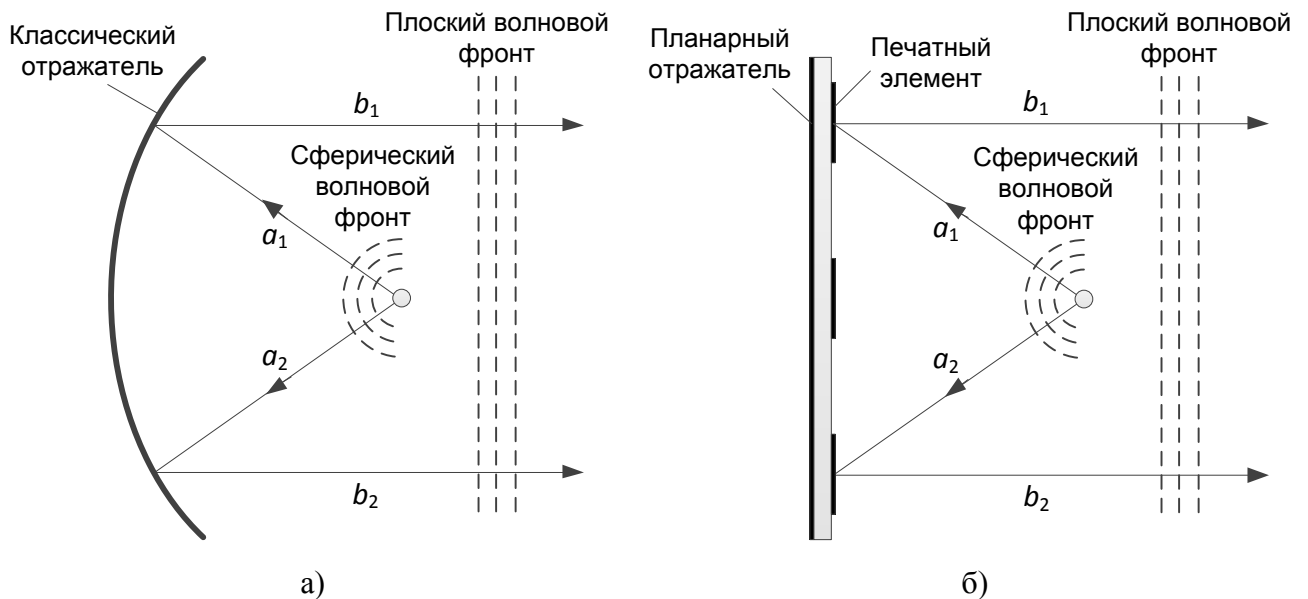


Рис. 52. Формирование плоской волны: а) – классическим отражателем; б) – плоской отражательной решеткой.

В зеркальных антеннах преобразование волновых фронтов осуществляется благодаря параболической форме отражателя. При этом условие синфазности электромагнитного поля в раскрыве рефлектора для пары произвольных лучей можно записать следующим образом:

$$\psi_1 = k_0(a_1 + b_1) = k_0(a_2 + b_2) = \psi_2, \quad (38)$$

где a_1 и a_2 – геометрические пути лучей от фокуса до отражателя, b_1 и b_2 – геометрические пути лучей от отражателя до формируемого плоского фазового фронта, λ – длина волны в свободном пространстве, $k_0 = 2\pi/\lambda$ – волновое число.

В случае с плоскими отражательными решетками поле приобретает дополнительный фазовый сдвиг, обусловленный свойствами печатных элементов (патчей):

$$\psi_1 = k_0(a_1 + b_1) + \Delta\psi_1 = k_0(a_2 + b_2) + \Delta\psi_2 = \psi_2, \quad (39)$$

где $\Delta\psi_1$ и $\Delta\psi_2$ – фазовые поправки, вносимые элементарными отражателями. Величина вносимой фазовой поправки зависит от большого числа параметров, в частности от размера и формы патчей, количества задействованных слоев металлизации, а также материала и толщины диэлектрической подложки [80], [81]. Каждый элементарный отражатель должен иметь определенное значение комплексного коэффициента отражения, чтобы вдоль всего раскрытия плоской решетки было создано амплитудно-фазовое распределение, соответствующее ДН заданной формы. Поэтому изучение отражательных свойств слоистой печатной структуры занимает важное место в процессе проектирования плоских антенных решеток.

3.2. Исследование свойств элементарных отражателей

В данной работе исследование отражательных свойств плоских печатных структур с двумя, тремя и четырьмя медными слоями толщиной 0.018 мм (см. Рис. 53) было проведено в программном пакете CST Microwave studio на частоте 60 ГГц для ячеек с поперечными размерами 2.5×2.5 мм ($0.5\lambda \times 0.5\lambda$) и квадратными патчами [82]. Примеры полученных зависимостей фазы отраженной волны от размеров печатного элемента (1-го) показаны на Рис. 54.

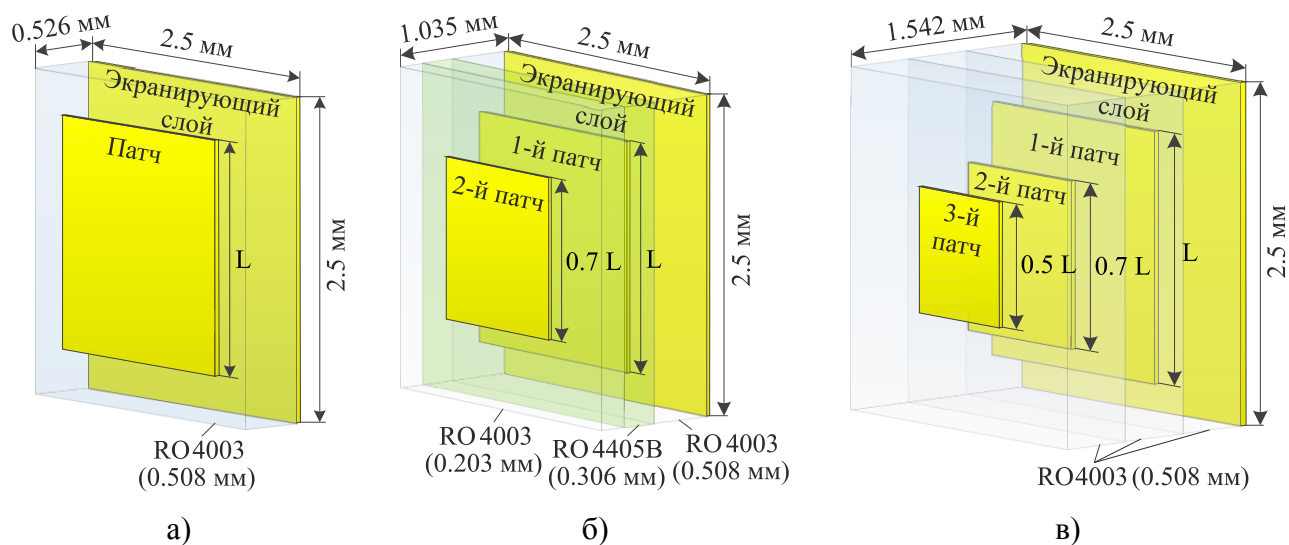


Рис. 53. Структуры исследованных отражательных ячеек: а) – двухслойная; б) – трехслойная; в) – четырехслойная.

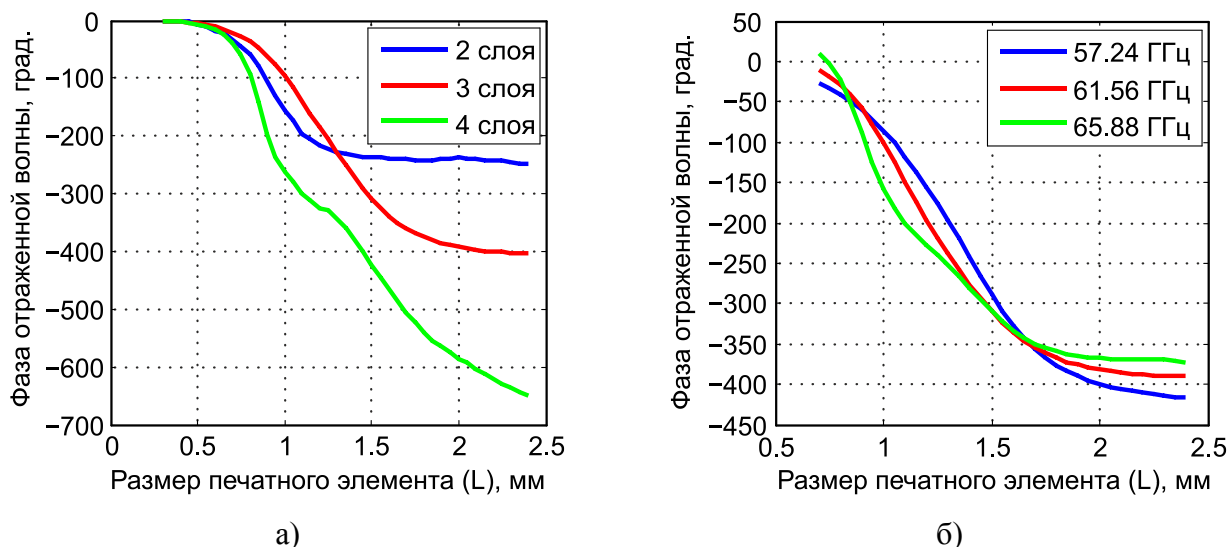


Рис. 54. Фазо-размерные зависимости, рассчитанные для: а) – ячейек с различным числом металлизированных слоев; б) – трехслойной ячейки при различных частотах.

Согласно результатам электромагнитного моделирования двухслойной ячейки (синяя линия на Рис. 54а), при уменьшении толщины диэлектрической подложки, с одной стороны увеличивается фазовый диапазон отраженной волны, с другой стороны усиливается ступенчатость (нелинейность) фазо-размерной характеристики. На практике это означает, что небольшое изменение геометрии патча приведет к существенному скачку фазы. Последнее обстоятельство повышает требования к точности изготовления печатных элементов и делает простейшую однослойную структуру малоприспособной для антенных решеток диапазона 60 ГГц.

Один из возможных вариантов решения данной проблемы связан с увеличением количества металлизированных слоев в отражательной ячейке (см. Рис. 53б и 53в). Как правило, в этом случае удается расширить фазовый диапазон коэффициентов отражения до значений, превышающих 360° , получить относительно плавное фазовое распределение и увеличить рабочую полосу частот антенной решетки [80]. Примеры полученных в результате моделирования фазо-размерных зависимостей для трех- и четырехслойных структур показаны на Рис. 54а красной и синей линиями соответственно. Оптимальные характеристики получились у трехслойной ячейки, в которой отношение сторон верхнего патча к нижнему равно 0.7 (красная линия на Рис. 54а).

Далее были исследованы частотные свойства трехслойной ячейки. Как показали результаты электромагнитного моделирования в CST Microwave studio (см. Рис. 54б), фазо-размерная зависимость слабо меняется в полосе частот 57.24 – 65.88 ГГц, предусмотренной стандартами IEEE 802.11ad и IEEE 802.11ay. Для патчей размером от 0.7 до 2.4 мм максимальное отклонение значения фазы от центральной кривой, рассчитанной на частоте 61.56 ГГц (красная линия на Рис. 54б), не превышает 60° . Таким образом, трехслойная печатная

структура на основе подложек RO4003 ($\epsilon = 3.55$, $\text{tg}(\delta) = 0.0027$) и препрега RO4450B ($\epsilon = 3.3$, $\text{tg}(\delta) = 0.004$), изображенная на Рис. 53б, легла в основу плоских отражательных решеток, представленных в следующем Разделе настоящей диссертации.

3.3. Краткий обзор методов синтеза отражательных решеток

В настоящее время существует большое число методов синтеза отражательных решеток, формирующих заданные диаграммы направленности (ДН). Частные задачи синтеза остронаправленных отражательных решеток (с ДН карандашного типа) рассмотрены в работах [83]-[86]. В более общих случаях могут применяться различные методы глобальной оптимизации. Например, в работе [87] приведены результаты электромагнитного моделирования механически реконфигурируемой отражательной решетки, рассчитанной с помощью генетического алгоритма. Антенные системы на основе пассивных микрополосковых элементов, представленные в статьях [18], [88] были спроектированы с помощью метода роя частиц (Particle swarm optimization). При построении отражательных решеток, описанных в работах [89], [90], использовался недавно разработанный метод оптимизации социальных сетей (Social Network Optimization). Однако используемые в этих работах алгоритмы требуют больших вычислительных затрат и демонстрируют медленную сходимость. Например, согласно данным, приведенным в статьях [88], [90] процесс поиска оптимального решения может занимать несколько суток. Поэтому подобные методы не подходят синтеза многоэлементных отражательных решеток.

При проектировании антенн с большими апертурами наиболее часто применяется итерационный метод фазового синтеза, подразумевающий многократное вычисление прямого и обратного преобразования Фурье. В частности, с помощью такого итерационного метода были построены отражательные антенные решетки с секторными и косекансными ДН, представленные в работах [91]-[93]. Следует отметить, что в этих работах для синтезируемой ДН задавались границы допустимых значений (маски) амплитудной ДН, отсчеты, не попадавшие в них, заменялись в итерационном алгоритме эталонной функцией, а остальные оставались без изменений. В качестве границ задавались предельно допустимые значения коэффициента усиления (максимальные и минимальные) в пределах главного луча, а также уровень боковых лепестков. Как показали результаты исследований, трапециевидные и косекансные маски не всегда позволяют получить оптимальное с точки зрения сходимости и точности решение.

В данной работе синтез отражательных решеток был выполнен с помощью модифицированного итерационного метода, в котором эталонные амплитудные диаграммы

(модули комплексной ДН) принадлежали к классу целых функций экспоненциального типа. Эффективность такого подхода к решению общих задач синтеза антенных решеток продемонстрирована в работе [94]. Следует отметить, что итерационный алгоритм допускает использование комплексных эталонных ДН с ненулевым аргументом (фазовой диаграммой). В связи с этим в настоящей работе предложены оригинальные эталонные функции фазовых диаграмм, с помощью которых удалось получить более точное приближение к заданным ДН.

3.4. Итерационный метод фазового синтеза САПОР

В общем случае плоскую отражательную решетку можно представить в виде набора источников вторичного излучения (пассивных патч-элементов), расположенных друг от друга на определенном расстоянии. Схематичное изображение проектируемой антенной системы с линейно-поляризованным облучателем в виде небольшой ФАР приведено на Рис. 55.

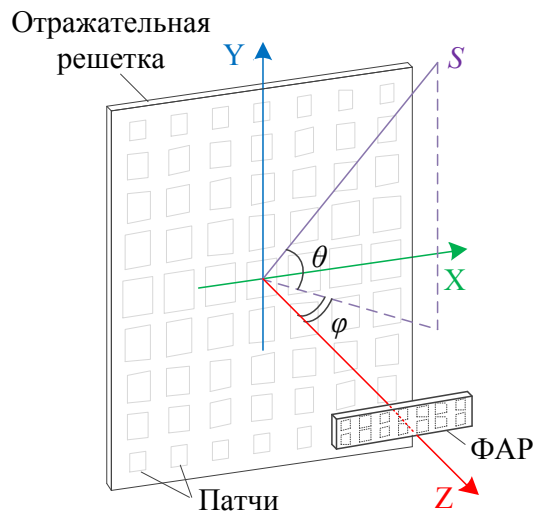


Рис. 55. Плоская отражательная решетка, облучаемая ФАР.

Выражение для сигнала $S_n(\varphi, \theta)$ излучаемого n -ой элементарной ячейкой в направлении углов (φ, θ) можно записать следующим образом:

$$S_n(\varphi, \theta) = I(x_n, y_n) R_n(\varphi, \theta) \exp\{ik \sin \theta (y_n \cos \varphi + x_n \sin \varphi)\}, \quad (40)$$

где $I(x_n, y_n)$ — наведенный ток n -ой ячейки, зависящий в общем случае, как от свойств облучателя, так и от физических свойств элементарного отражателя (размеров патча, диэлектрической проницаемости подложки и т.д.), $R_n(\varphi, \theta)$ — диаграмма направленности n -ой ячейки, x_n и y_n — координаты n -ой ячейки, $k = 2\pi/\lambda$ — волновое число.

Функция $I(x_n, y_n)$ является комплекснозначной, т.е.

$$I(x_n, y_n) = A(x_n, y_n) \exp\{i\psi(x_n, y_n)\}, \quad (41)$$

где $A(x_n, y_n) = |I(x_n, y_n)|$ и $\psi(x_n, y_n) = \arg\{I(x_n, y_n)\}$ – амплитудное и фазовое распределения тока в отражателях. В данной работе синтез был выполнен в предположении, что амплитуда наведенного тока в ячейке не зависит от физических свойств элементарного отражателя и определяется амплитудой поля, создаваемого облучателем в точке расположения ячейки (x_n, y_n) . Фазовое распределение тока в ячейках с учетом идеального отражения от металла может быть записано следующим образом:

$$\psi(x_n, y_n) = \psi_{inc}(x_n, y_n) + \pi + \Delta\psi(x_n, y_n), \quad (42)$$

где $\psi_{inc}(x_n, y_n)$ – фаза падающей волны, а $\Delta\psi(x_n, y_n)$ – дополнительный фазовый сдвиг, обусловленный физическими свойствами (реактансом) элементарного отражателя. В пассивных отражательных решетках, реализованных на печатных платах, величина фазового сдвига $\Delta\psi(x_n, y_n)$ зависит от размеров патча и его формы. Меняя эти параметры, можно осуществить фазовый синтез ДН заданной формы.

При описании антенных решеток часто используют обобщенные координаты u и v , связанные с углами φ и θ сферической системы координат:

$$u = k \sin \theta \cos \varphi, \quad v = k \sin \theta \sin \varphi. \quad (43)$$

Учитывая введенные обозначения, ДН плоской отражательной решетки может быть представлена в виде суммы сигналов элементарных ячеек (40):

$$R(u, v) = \sum_{n=1}^N I(x_n, y_n) R_n(u, v) \exp\{i(uy_n + vx_n)\}. \quad (44)$$

Задача синтеза антенных решеток заключается в поиске амплитудно-фазового распределения (АФР) $I(x_n, y_n)$, удовлетворяющего уравнению (44) при заданной (эталонной) функции $R(u, v)$:

$$R(u, v) = D(u, v) \exp\{i\gamma(u, v)\}, \quad (45)$$

где $D(u, v) = |R(u, v)|$ – амплитудная диаграмма (АД), $\gamma(u, v) = \arg\{R(u, v)\}$ – фазовая диаграмма (ФД). Существуют различные методы решения этой классической задачи для антенных решеток с активными элементами [95]-[97]. Однако получаемое амплитудно-фазовое распределение $I(x_n, y_n)$ зачастую трудно или невозможно реализовать на практике.

Для плоских отражательных антенн на основе пассивных элементов используется несколько другой подход. Как правило, характеристики излучения внешнего облучателя известны, поэтому можно первоначально оценить распределение электромагнитного поля на поверхности отражательной решетки. Тогда исходная задача фактически сводится к поиску фазового распределения тока $\psi(x_n, y_n)$ и фазовой диаграммы антенной системы $\gamma(u, v)$ при

условии, что заданы амплитудная диаграмма $D(u, v)$ и амплитуды наведенных токов $A(x_n, y_n)$ на отражательных элементах решетки. Такой синтез часто называется фазовым.

Более подробно метод расчета функций $\psi(x_n, y_n)$ и $\gamma(u, v)$ можно рассмотреть на примере решения одномерной задачи фазового синтеза линейной эквидистантной решетки, составленной из элементов с одинаковыми ДН $R_n(u) = R_0(u)$. Следует отметить, что решение этой одномерной задачи является основой синтеза плоских отражательных решеток, представленных в настоящей работе.

Согласно формуле (44), ДН линейной решетки, все элементы которой расположены вдоль оси Y (см. Рис. 55), имеет вид:

$$R(u) = R_0(u) \sum_{n=1}^N I(y_n) \exp\{iuy_n\}. \quad (46)$$

Для удобства можно обозначить расстояние d между крайними элементами решетки и ввести следующие безразмерные переменные:

$$\xi = \frac{d}{\lambda} \sin \theta, \quad \frac{2\pi}{d} y_n = s_n. \quad (47)$$

При этом легко увидеть, что если начало системы координат, совпадает с центром решетки, то максимальное значение y_n не превышает $d/2$, а s_n всегда лежит в интервале $[-\pi, \pi]$. В новых обозначениях (47) выражение (46) примет вид:

$$R(\xi) = R_0(\xi) \sum_{n=1}^N I(s_n) \exp\{is_n\xi\}. \quad (48)$$

В работе [98] было показано, что система дискретных излучателей может точно реализовать заданную ДН, если функция $R(\xi)$ принадлежит к классу целых функций экспоненциального типа. Функция $R(\xi)$ является целой функцией экспоненциального типа, если во всей комплексной плоскости выполняется условие $|R(\xi)| \leq \alpha e^{\beta|\xi|}$, где α и β – положительные константы. Однако в большинстве практических задач необходимо синтезировать ДН, которая не удовлетворяет строго данным условиям и, следовательно, не может быть точно разложена в ряд (44) или (48). Поэтому в таких случаях ищется приближенное в среднеквадратичном смысле решение поставленной задачи.

Используемый в данной работе итерационный метод позволяет найти близкое к оптимальному фазовое распределение тока на печатных элементах отражательной решетки путем последовательных приближений. В первую очередь задаются начальные условия задачи: размеры решетки, амплитудное распределение тока, индуцированное внешним облучателем $|I(s_n)| = A_{ref}(s_n)$, начальное фазовое распределение тока $\arg\{I(s_n)\} = \psi_{init}(s_n)$ и эталонная ДН $R_{ref}(\xi)$

$= D_{ref}(\xi)\exp\{i\gamma_{ref}(\xi)\}$. Причем «грубые» идеализированные ДН, описываемые, например, прямоугольными или трапециевидными функциями, не всегда обеспечивают приемлемое решение. Поэтому вопрос выбора эталонной функции $R_{ref}(\xi)$ является важным.

Работу итерационного алгоритма поиска наилучшего фазового распределения можно проиллюстрировать на примере решения задачи синтеза ДН одномерной линейной решетки с заданной желаемой амплитудной диаграммой $|R_{ref}(\xi)| = D_{ref}(\xi)$ и нулевой фазовой диаграммой $\gamma_{ref}(\xi) \equiv 0$, т. е. когда $R_{ref}(\xi) \equiv D_{ref}(\xi)$. На Рис. 56 приведена блок-схема алгоритма, где жирным шрифтом отмечены функции, которые не меняются от итерации к итерации.

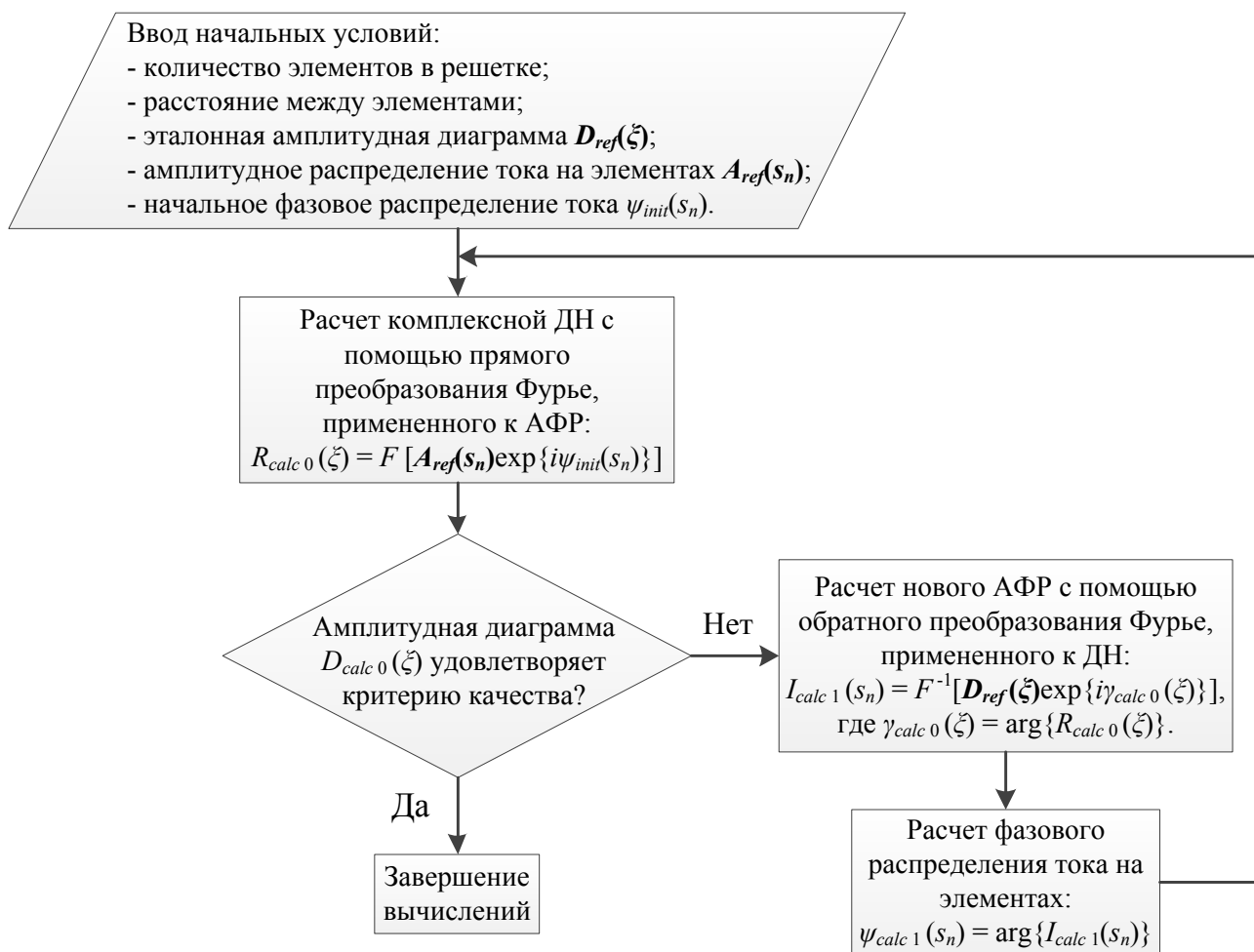


Рис. 56. Блок-схема итерационного алгоритма.

Видно, что после ввода начальных условий, на первом шаге алгоритма находится нулевое приближение комплексной ДН $R_{calc 0}(\xi)$ путем применения прямого преобразования Фурье к исходному АФР $I_{init}(s_n)$:

$$R_{calc 0}(\xi) = D_{calc 0}(\xi)\exp\{i\gamma_{calc 0}(\xi)\} = F[I_{init}(s_n)], \quad (49)$$

где $\gamma_{calc 0}(\xi)$ и $I_{init}(s_n)$ равны соответственно:

$$\gamma_{calc 0}(\xi) = \arg\{F[I_{init}(s_n)]\}, \quad (50)$$

$$I_{init}(s_n) = A_{ref}(s_n) \exp\{i\psi_{init}(s_n)\}. \quad (51)$$

Затем амплитудная диаграмма $D_{calc 0}(\xi) = |R_{calc 0}(\xi)|$ сравнивается с эталонной $D_{ref}(\xi)$. Если $D_{calc 0}(\xi)$ удовлетворяет принятому критерию качества, например, заданная норма разности $\delta = \|D_{ref}(\xi) - D_{calc 0}(\xi)\|$ меньше некоторого заданного числа ε , то вычисления прекращаются, а $\psi_{init}(s_n)$ принимается в качестве искомого фазового распределения. В противном случае находится новое АФР $I_{calc 1}(s_n)$ путем применения обратного преобразования Фурье к эталонной функции $D_{ref}(\xi)$ с фазовой поправкой $\gamma_{calc 0}(\xi)$:

$$I_{calc 1}(s_n) = A_{calc 1}(s_n) \exp\{i\psi_{calc 1}(s_n)\} = F^{-1}\left[D_{ref}(\xi) \exp\{i\gamma_{calc 0}(\xi)\}\right], \quad (52)$$

$$\psi_{calc 1}(s_n) = \arg\left\{F^{-1}\left[D_{ref}(\xi) \exp\{i\gamma_{calc 0}(\xi)\}\right]\right\}. \quad (53)$$

Далее все шаги алгоритма повторяются еще раз, начиная с расчета следующей приближенной ДН $R_{calc 1}(\xi)$ по формулам (49) – (51), в которых функция $\psi_{init}(s_n)$ заменяется на $\psi_{calc 1}(s_n)$. Циклический поиск ДН и АФР продолжается до тех пор, пока на очередной m -ой итерации не будет выполнен принятый критерий качества для рассчитанной амплитудной диаграммы $D_{calc m}(\xi)$.

Следует отметить, что в данном алгоритме изначально заданное амплитудное распределение тока $A_{ref}(s_n)$ не меняется от итерации к итерации, оно определяется только распределением амплитуды поля, создаваемого первичным облучателем на элементах отражательной решетки. Учитывая этот факт, фазовое распределение на $(m+1)$ -ом шаге $\psi_{calc m+1}(s_n)$, где $m = 0, 1, 2, \dots$, – номер итерации, может быть выражено через предыдущее значение $\psi_{calc m}(s_n)$ следующим образом:

$$\psi_{calc m+1}(s_n) = \arg\left\{F^{-1}\left[D_{ref}(\xi) \exp\left\{i \arg\left\{F\left[A_{ref}(s_n) \exp\{i\psi_{calc m}(s_n)\}\right]\right\}\right]\right\}\right\}. \quad (54)$$

В конечном итоге, приближенная ДН решетки на m -ой итерации $R_{calc m}(\xi)$ будет иметь вид:

$$R_{calc m}(\xi) = D_{calc m}(\xi) \exp\{i\gamma_{calc m}(\xi)\} = F\left[A_{ref}(s_n) \exp\{i\psi_{calc m}(s_n)\}\right]. \quad (55)$$

Рассмотренная оптимизационная задача может иметь множество решений. Решение будет единственным только в том случае, когда задана желаемая комплексная ДН $R_{ref}(\xi)$ для линейной антенны с непрерывной апертурой, а определению подлежит комплексное амплитудно-фазовое распределение тока $I(y)$, т.е. функции $A(y)$ и $\psi(y)$ на этой апертуре.

Эффективность итерационного метода можно продемонстрировать на конкретных примерах решения задач фазового синтеза линейных эквидистантных отражательных решеток

диапазона 60 ГГц, формирующих ДН секторного, карандашного и косекансного типа. В данной работе проводился фазовый синтез решеток, состоявших из 33 элементов. При этом во всех случаях элементы располагались друг от друга на расстоянии 2.5 мм (0.5λ).

Вначале можно рассмотреть пример расчета амплитудно-фазового распределения тока $I(s_n)$ на отражательных элементах, соответствующего секторной ДН с главным лучом шириной 26° . Данная задача была решена в предположении, что амплитудное распределение токов $A_0(s_n) = A_{ref}(s_n)$ не зависит от свойств печатных отражательных элементов и определяется амплитудой поля, создаваемого облучателем на апертуре решетки. При этом в качестве конкретного амплитудного распределения тока на отражателях использовалась зависимость, изображенная синей линией на Рис. 57. Такое распределение получается, когда первичный облучатель (рупорная антенна, главный луч которой имеет ширину 40° в плоскости угла места) установлен на расстоянии 70 мм от центра решетки на оси Z (см. Рис. 55). Начальная фаза $\psi_{init}(s_n)$ в итерационном алгоритме на всех отражательных элементах была выбрана равной нулю. В качестве эталонной амплитудной диаграммы секторного типа использовалась предложенная в [94] функция $D_{RS}(\zeta)$:

$$D_{ref}(\zeta) = D_{RS}(\zeta) = \frac{\sin \pi \zeta}{\pi \zeta} \frac{36 + 7\zeta^2 + 5.5\zeta^4 - 0.5\zeta^6}{(1 - \zeta^2)(4 - \zeta^2)(9 - \zeta^2)}, \quad (56)$$

где $\zeta = 10\sin\theta$ – обобщенная координата. Следует отметить, что функция $D_{RS}(\zeta)$ принадлежит к классу целых функций экспоненциального типа. Эталонная фазовая диаграмма на начальном этапе исследований полагалась равной нулю ($\gamma_{ref}(\zeta) = 0$).

Для оценки близости рассчитываемой ДН $D_{calc}(\zeta)$ к эталонной $D_{ref}(\zeta)$ был введен количественный параметр δ , характеризующий относительную интегральную среднеквадратичную погрешность аппроксимации функции $D_{ref}(\zeta)$:

$$\delta = \|D_{ref}(\zeta) - D_{calc}(\zeta)\| = \sqrt{\frac{\int_{\theta_1}^{\theta_2} (D_{ref}(\theta) - D_{calc}(\theta))^2 d\theta}{\int_{\theta_1}^{\theta_2} D_{ref}^2(\theta) d\theta}} \cdot 100\%, \quad (57)$$

где θ_1 и θ_2 – границы области аппроксимации. Следует отметить, что во всех рассмотренных ниже примерах к форме боковых лепестков не предъявлялось особых требований, поэтому было решено оценивать сходимость функций $D_{calc}(\theta)$ к $D_{ref}(\theta)$ только в пределах главных лучей. При этом циклический поиск фазовых распределений $\psi_{calc\ m}(s_n)$ останавливался, когда значения δ , рассчитанные по формуле (57), от итерации к итерации изменялись менее чем на 1%. В частности, фазовый синтез линейной решетки, формирующей секторную ДН, прекращался

после 30 итераций. Согласно сделанным оценкам, относительная интегральная погрешность аппроксимации функции $D_{RS}(\theta)$ в интервале углов от $\theta_1 = -13^\circ$ до $\theta_2 = 13^\circ$ составила 3.5%.

Исследования показали, что уменьшить погрешность синтеза можно путем введения специальной функции, описывающей эталонную фазовую диаграмму $\gamma_{ref}(\theta)$. В этом случае уравнение для поиска АФР на $(m+1)$ -ом шаге $I_{m+1}(s_n)$ незначительно усложнится:

$$\begin{aligned} I_{calc\ m+1}(s_n) &= A_{calc\ m+1}(s_n) \exp\{i\psi_{calc\ m+1}(s_n)\} = \\ &= F^{-1}\left[D_{ref}(\theta) \exp\{i(\gamma_{ref}(\theta) + \gamma_{calc\ m}(\theta))\}\right]. \end{aligned} \quad (58)$$

В результате прямого подбора функция $\gamma_{ref}(\theta)$ была задана в виде параболы [99]:

$$\gamma_{ref}(\theta) = \gamma_{RS}(\theta) = \begin{cases} g^2 \theta^2 & -15^\circ < \theta < 15^\circ \\ 0 & |\theta| \geq 15^\circ \end{cases}, \quad (59)$$

где $g = 0.021$ – подгоночный коэффициент. Введение такой эталонной фазовой диаграммы позволило получить более точное приближение к заданной форме главного луча, описываемой уравнением (56). В частности, относительная интегральная погрешность аппроксимации функции $D_{RS}(\theta)$ в пределах главного луча ($-13^\circ < \theta < 13^\circ$) составила менее одного процента ($\delta = 0.87\%$). Эталонная функция $D_{RS}(\theta)$ и рассчитанная после $m = 30$ итераций ДН $D_{CS}(\theta)$ изображены на Рис. 58 синими и красными линиями соответственно. Найденное фазовое распределение токов на отражательной решетке $\psi_{CS} = \psi_{calc30}(s_n)$ показано на Рис. 57 красной линией.

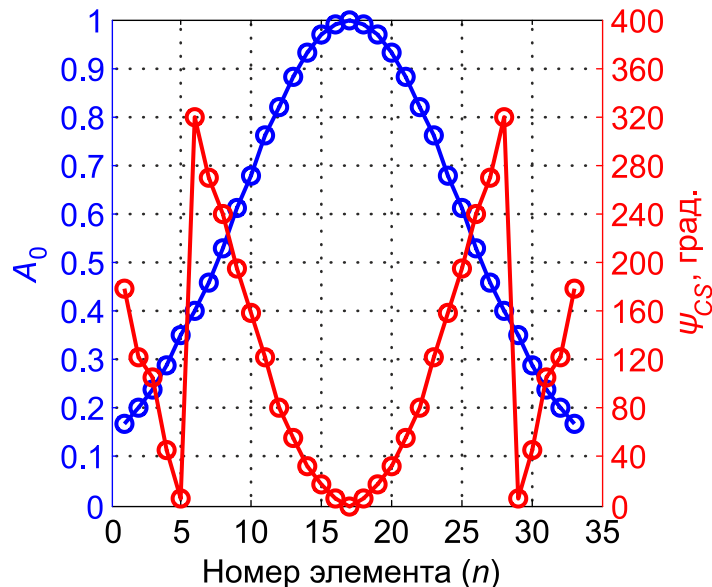


Рис. 57. Амплитудно-фазовое распределение тока на отражательных элементах линейной решетки, формирующей секторную ДН в плоскости угла места.

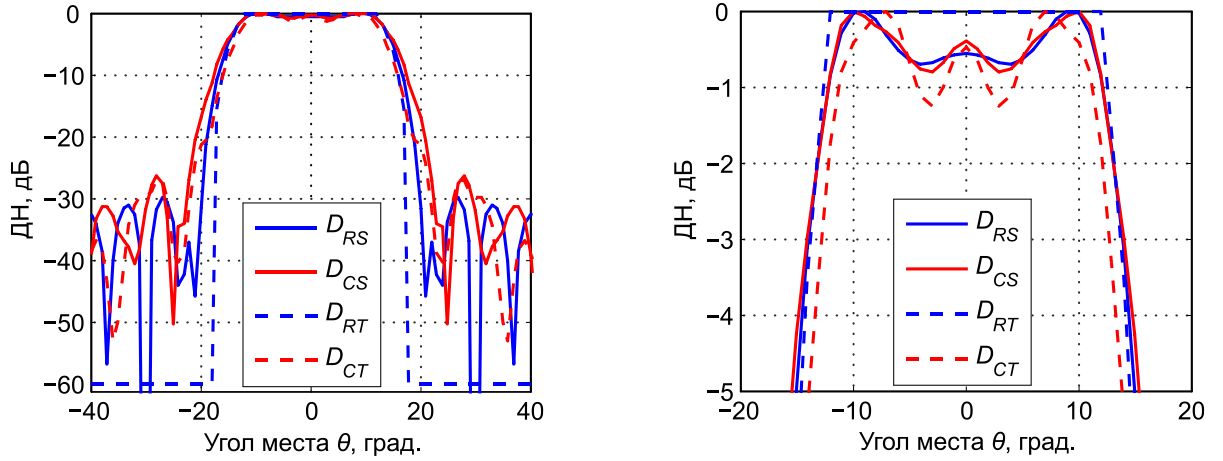


Рис. 58. Амплитудные диаграммы секторного типа.

В ходе анализа рассчитанной амплитудной диаграммы $D_{CS}(\theta)$ было установлено, что девиация мощности в пределах главного луча с крутизной склонов порядка 2 дБ на градус составила ± 0.36 дБ при уровне боковых лепестков -26 дБ. Согласно сделанным оценкам, эквивалентный КУ одномерной линейной решетки, составленной из слабонаправленных отражательных патч-элементов с главным лучом шириной порядка $60^\circ - 80^\circ$ и в которой реализовано амплитудно-фазовое распределение, изображенное на Рис. 57, равен 13 дБи.

Для демонстрации эффективности использования в итерационном алгоритме заявленных функций был выполнен синтез отражательной антенной решетки с кусочно-линейной трапецевидной эталонной ДН, заданной с помощью выражений:

$$D_{ref}(\theta) = D_{RT}(\theta) = \begin{cases} 0.001 & \theta \leq -18^\circ \\ 0.166\theta + 3 & -18^\circ < \theta < -12^\circ \\ 1 & -12^\circ \leq \theta \leq 12^\circ \\ -0.166\theta + 3 & 12^\circ < \theta < 18^\circ \\ 0.001 & \theta \geq 18^\circ \end{cases}, \quad (60)$$

$$\gamma_{ref}(\theta) = 0.$$

Эталонная трапецевидная функция $D_{RT}(\theta)$ и рассчитанная ДН $D_{CT}(\theta)$ изображены на Рис. 58 синими и красными штриховыми линиями соответственно. Сравнительный анализ этих двух характеристик показал, что относительная интегральная погрешность аппроксимации функции $D_{RT}(\theta)$ в интервале углов от $\theta_1 = -13^\circ$ до $\theta_2 = 13^\circ$ составила 10% при девиации мощности в пределах главного луча ± 0.6 дБ. Таким образом, использование в итерационном алгоритме функций типа (56) и (59) позволило получить более точное приближение к эталонной секторной ДН.

На следующем этапе исследований был выполнен расчет амплитудно-фазового распределения тока $I(s_n)$ на элементах отражательной решетки, обладающей фокусирующими

свойствами и формирующей карандашную ДН (с узким главным лучом). Данную задачу можно рассматривать как частный случай фазового синтеза секторной антенной решетки.

При синтезе фокусирующей отражательной решетки, использовалось то же, что и в предыдущем примере, амплитудное распределение тока на элементах $A_0(s_n) = A_{ref}(s_n)$, изображенное синей линией на Рис. 59а. Для общности начальная фаза тока на отражательных элементах $\psi_{init}(s_n)$ была задана случайным образом с равномерным распределением на интервале $[-180^\circ, 180^\circ]$. В качестве эталонной амплитудной диаграммы $D_{R\ HG}(\theta)$ здесь использовалась целая функция экспоненциального типа (56) при $\zeta = 52\sin\theta$. Фактически данная функция описывает секторную ДН с главным лучом шириной 5° . Эталонная фазовая диаграмма полагалась равной нулю ($\gamma_{ref}(\theta) \equiv 0$).

Рассчитанное после $m = 30$ итераций фазовое распределение токов на отражательной решетке $\psi_{C\ HG} = \psi_{calc30}(s_n)$ показано на Рис. 59а красной линией. На Рис. 59б изображены соответствующая этому фазовому распределению ДН $D_{C\ HG}(\theta)$ (красная линия), а также эталонная функция $D_{R\ HG}(\theta)$ (синяя линия) и ДН стандартной узконаправленной антенной решетки $D_{HG}(\theta)$ (зеленая линия), составленной из 33 элементов с такими же характеристиками излучения, но в которых токи имеют одинаковую амплитуду и фазу.

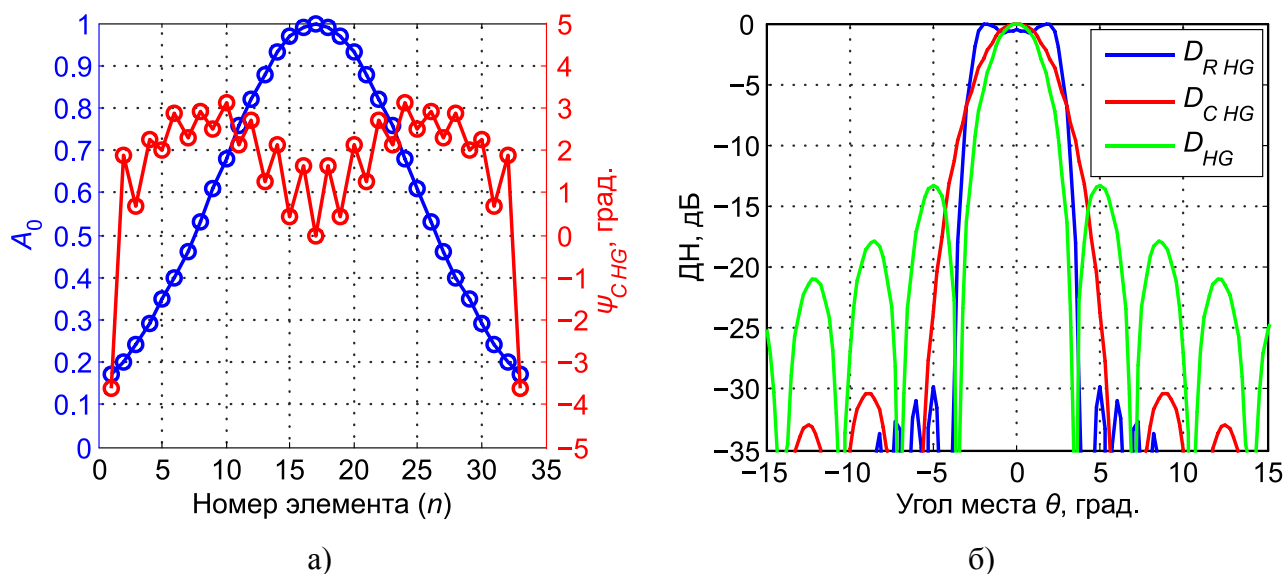


Рис. 59. Результаты фазового синтеза отражательной решетки, формирующей карандашную ДН: а) – амплитудно-фазовое распределение тока на элементах; б) – амплитудные диаграммы.

Как видно из Рис. 59б, ширина главного луча рассчитанной ДН $D_{C\ HG}(\theta)$ составила порядка 4° при уровне боковых лепестков менее -30 дБ. Следует отметить, что аналогичные характеристики получаются в случае использования в итерационном алгоритме эталонных ДН с более узким лучом. Согласно сделанным оценкам, эквивалентные КУ синтезированной и стандартной решетки составили 21.1 и 22 дБи соответственно. Однако стандартная антенная решетка имеет существенно больший уровень боковых лепестков -13.2 дБ. Таким образом,

амплитудно-фазовое распределение тока, представленное на Рис. 59а, позволяет получить ДН с узким главным лучом и низким уровнем боковых лепестков при незначительном уменьшении КУ относительно стандартной антенной решетки.

Синтез отражательной решетки, формирующей косекансную ДН был выполнен на основе того же, что и в предыдущих примерах, амплитудного распределения тока на элементах решетки $A_0(s_n) = A_{ref}(s_n)$, изображенного синей линией на Рис. 60. Начальная фаза тока на всех отражательных элементах $\psi_{init}(s_n)$ в итерационном алгоритме полагалась равной нулю. В качестве эталонной амплитудной диаграммы $D_{ref}(\zeta)$ использовалась предложенная в [94] функция $D_{RC}(\zeta)$ (синяя сплошная линия на Рис. 61):

$$D_{ref}(\zeta) = D_{RC}(\zeta) = \frac{\sin \pi \zeta}{\pi \zeta} \frac{585 - 581\zeta + 187.5\zeta^2 - 5\zeta^3 - 7.5\zeta^4 + \zeta^5}{7.5(1-\zeta)(2-\zeta)(3-\zeta)(4-\zeta)(5-\zeta)}, \quad (61)$$

где $\zeta = 12 \sin \theta$. Эталонная фазовая диаграмма $\gamma_{ref}(\theta)$ была задана в виде [99]:

$$\gamma_{ref}(\theta) = \gamma_{RC}(\theta) = \begin{cases} \arctan^{0.2} \theta & -8^\circ < \theta < 28^\circ \\ 0 & \theta \notin (-8^\circ, 28^\circ) \end{cases}. \quad (62)$$

На Рис. 60 красной линией показано найденное после $m = 150$ итераций фазовое распределение токов на отражательной решетке $\psi_{CC} = \psi_{calc150}(s_n)$. Соответствующая этому фазовому распределению рассчитанная ДН $D_{CC}(\theta)$ изображена красной сплошной линией на Рис. 61. В данном случае относительная интегральная среднеквадратичная погрешность аппроксимации эталонной амплитудной ДН $D_{RC}(\theta)$ в интервале углов от $\theta_1 = -4^\circ$ до $\theta_2 = -26^\circ$ (границы главного луча по уровню -18 дБ), составила 4.7%. Согласно сделанным оценкам, эквивалентный максимальный КУ рассчитанной антенной системы в направлении $\theta = -4^\circ$ равен 20 дБи.

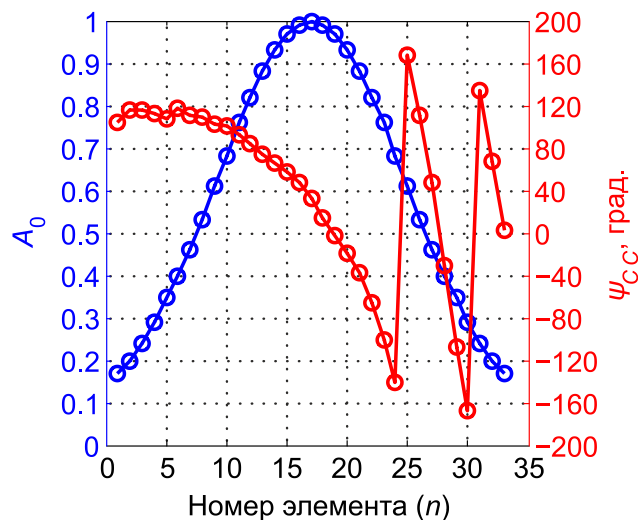


Рис. 60. Амплитудно-фазовое распределение тока на отражательных элементах линейной решетки, формирующей косекансную ДН в плоскости угла места.

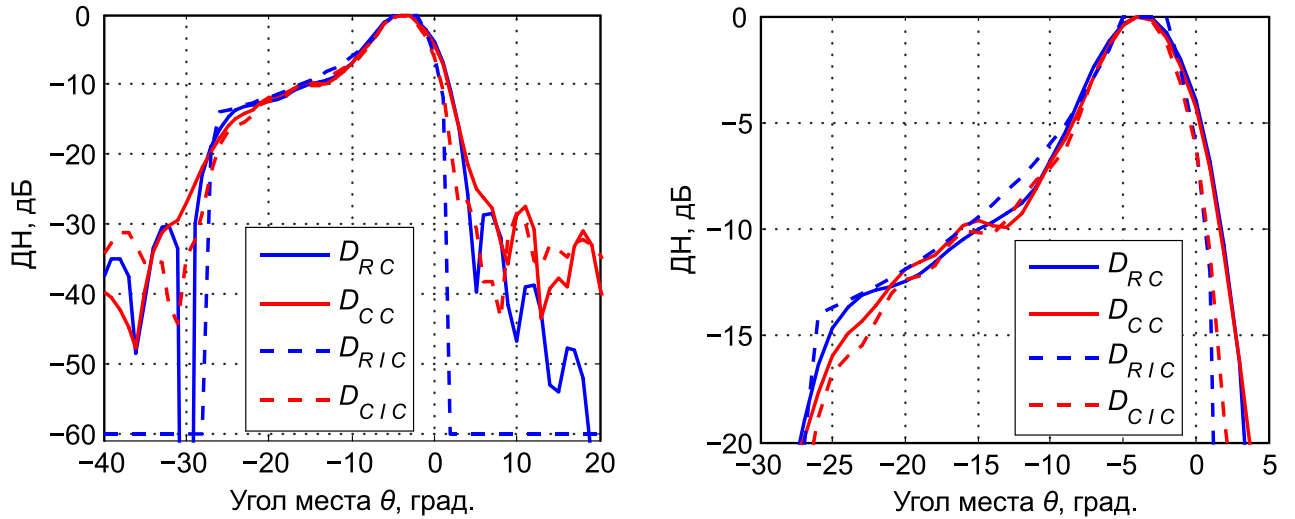


Рис. 61. Амплитудные диаграммы косекансного типа.

Для демонстрации эффективности использования в итерационном алгоритме заявленных функций был выполнен синтез отражательной антенной решетки с кусочно-гладкой косекансной эталонной ДН, заданной с помощью выражений:

$$D_{ref}(\theta) = D_{RIC}(\theta) = \begin{cases} 0.001 & \theta \leq -28^\circ \\ 0.1\theta + 2.77 & -28^\circ < \theta < -26^\circ \\ \frac{\text{csc } \theta}{\text{csc}(-5^\circ)} & -26^\circ \leq \theta \leq -5^\circ \\ 1 & -5^\circ < \theta < -2^\circ \\ -0.25\theta + 0.5 & -2^\circ \leq \theta < 2^\circ \\ 0.001 & \theta \geq 2^\circ \end{cases}, \quad (63)$$

$$\gamma_{ref}(\theta) = 0.$$

Эталонная кусочно-гладкая функция $D_{RIC}(\theta)$ и рассчитанная ДН $D_{CIC}(\theta)$ изображены на Рис. 61 синими и красными штриховыми линиями соответственно. Сравнительный анализ этих двух характеристик показал, что относительная интегральная среднеквадратичная погрешность аппроксимации эталонной ДН $D_{RIC}(\theta)$ в интервале углов $[-26^\circ, -4^\circ]$ составила 9.5%. Таким образом, использование в итерационном алгоритме функций типа (61) и (62) позволило получить более точное приближение к эталонной косекансной ДН.

На основе результатов исследований, представленных в данной главе, было построено несколько моделей сканирующих антенн с плоскими отражательными решетками (САПОР), описание которых приведено далее.

3.5. Электромагнитное 3D-моделирование САПОР

В данном Разделе представлены разработанные модели сканирующих антенн, каждая из которых содержит плоскую отражательную решетку и компактную облучающую ФАР. Электронное управление лучом в азимутальной плоскости реализуется в спроектированных антеннах благодаря ФАР и особой конфигурации отражательной решетки (см. Рис. 62) в виде прямоугольной матрицы с одинаковыми столбцами, составленными из трехслойных печатных структур, рассмотренных в Разделе 3.2.

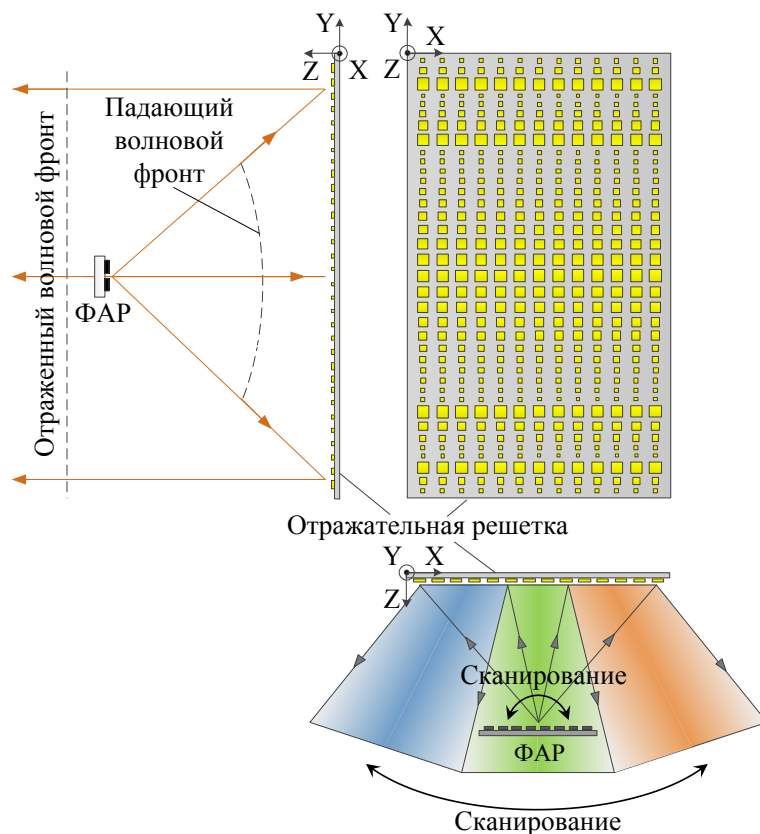


Рис. 62. Конфигурация сканирующей антенны с плоской отражательной решеткой.

Такую отражательную решетку можно считать аналогом классического цилиндрического рефлектора, формирующего требуемую ДН в плоскости угла места YOZ без существенного искажения формы луча в азимутальной плоскости XOZ [100]. Следует отметить, что предлагаемое простое решение не обеспечивает широкоугольное сканирование в азимутальной плоскости (в секторе $\pm 45^\circ$ и более) в отличие от отражательных решеток с неоднородной горизонтальной структурой.

При проектировании заявленных антенн в первую очередь рассчитывались соответствующие заданным ДН амплитудно-фазовые распределения токов на элементах центральных столбцов отражательных решеток с учетом дополнительного набега фазы, обусловленного различной удаленностью патчей от облучателя. Далее с помощью известной

фазо-размерной характеристики (красная линия на Рис. 54а) определялись размеры патчей в пределах вертикальных апертур центральных столбцов отражательных решеток.

В ходе выполнения работы были спроектированы плоские отражательные решетки в виде печатных плат, формирующих ДН секторного, карандашного и косекансного типа [99]. Для оценки характеристик сканирующих антенн, содержащих такие отражательные решетки, проводилось электромагнитное 3D-моделирование в программе CST Microwave studio с эквивалентным ФАР рупорным облучателем. При этом во всех случаях облучающая рупорная антенна располагалась на расстоянии 70 мм от центра печатной платы, включавшей $29 \times 33 = 957$ отражательных ячеек (29 одинаковых столбцов из 33 элементов каждый).

Разработанная печатная плата, формирующая секторную ДН в плоскости угла места YOZ, изображена на Рис. 63. Результаты моделирования антенной системы с такой отражательной решеткой приведены на Рис. 64.

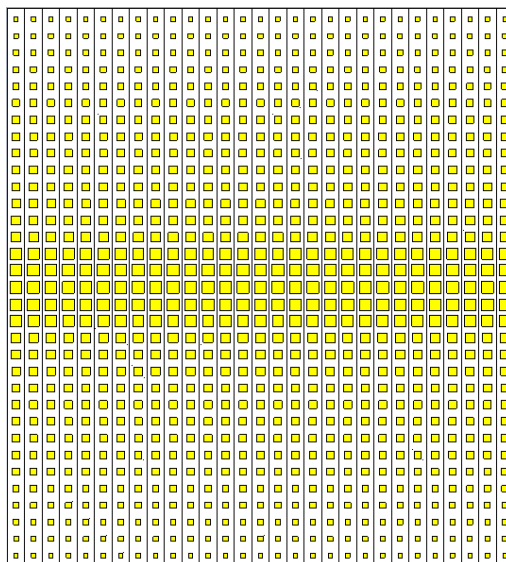
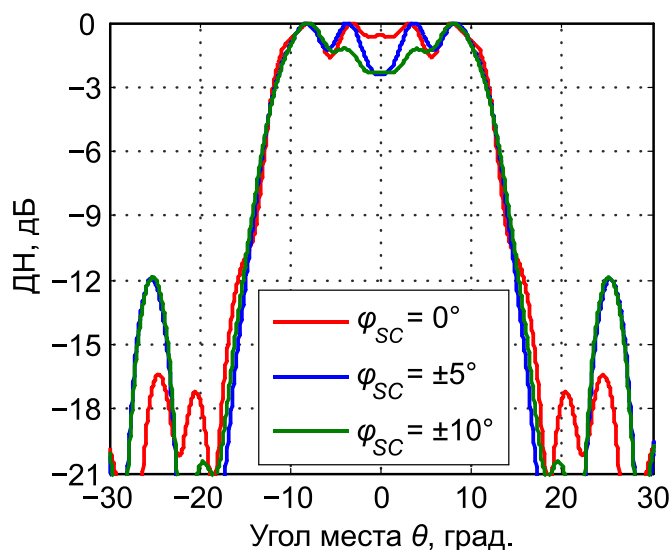


Рис. 63. Модель печатной платы, формирующей секторную ДН плоскости угла места.



а)

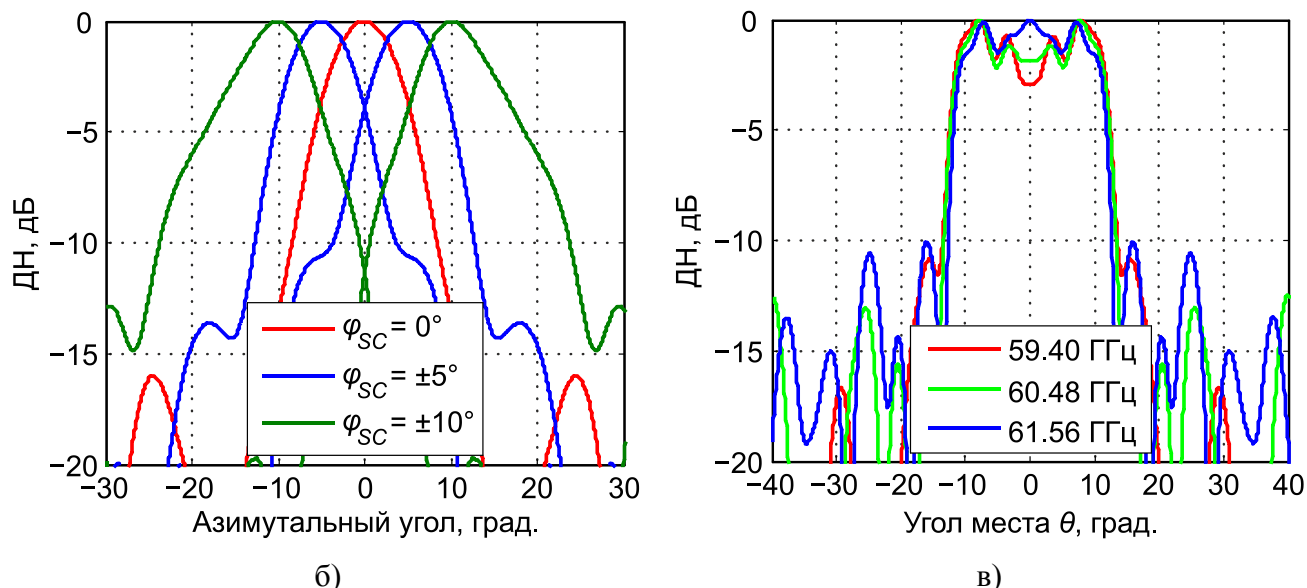


Рис. 64. Результаты моделирования секторной антенной системы: а) – ДН для центральной частоты 60 ГГц в плоскости угла места, соответствующие различным положениям главного луча в азимутальной плоскости; б) – ДН для центральной частоты 60 ГГц в азимутальной плоскости; в) – ДН в плоскости угла места, рассчитанные для различных частот.

В частности, на Рис. 64а показаны нормированные ДН антенной системы для центральной частоты 60 ГГц в плоскости угла места, соответствующие различным положениям главного луча в азимутальной плоскости φ_{SC} : одному центральному $\varphi_{SC} = 0^\circ$ (красная линия), а также четырем симметрично отклоненным на $\varphi_{SC} = \pm 5^\circ$ (синяя линия) и $\varphi_{SC} = \pm 10^\circ$ (зеленая линия). Согласно результатам моделирования, излучение достаточно равномерно распределяется в секторе углов места $\theta = \pm 13^\circ$. Наибольшее отклонение от максимального КУ 20 – 20.5 дБ в данном угловом интервале не превышает -2.4 дБ во всем диапазоне сканирования $\pm 10^\circ$ в азимутальной плоскости. Кроме того, было установлено, что уровень боковых лепестков увеличивается с -17.5 дБ до -12 дБ при смещении главного луча от центрального к крайнему положению ($\pm 10^\circ$) в горизонтальной плоскости XOZ.

На Рис. 64б изображены нормированные ДН антенной системы в азимутальной плоскости, соответствующие одному центральному положению главного луча $\varphi_{SC} = 0^\circ$ (красная линия), а также четырем симметрично отклоненным на $\varphi_{SC} = \pm 5^\circ$ (синяя линия) и $\varphi_{SC} = \pm 10^\circ$ (зеленая линия). Как показали результаты моделирования, ширина главного луча в плоскости XOZ при сканировании изменяется слабо и составляет $9^\circ - 10^\circ$. Таким образом, спроектированная сканирующая антенная система способна покрыть в азимутальной плоскости угловой сектор 30° ($\varphi = \pm 15^\circ$) по уровню -3 дБ.

Важным параметром плоских отражательных решеток является также ширина рабочей полосы частот. На Рис. 64в приведены нормированные ДН антенной системы в плоскости угла

места, рассчитанные для центральной ($f_0 = 60.48$ ГГц) и двух крайних ($f_0 = 59.40$ ГГц, $f_0 = 61.56$ ГГц) частот канала 2, предусмотренного стандартами IEEE 802.11ad и IEEE 802.11ay. Как показали результаты моделирования, максимальный КУ антенны в диапазоне частот 59.40 – 61.56 ГГц (ширина канала 2.16 ГГц) составляет 20.1 – 20.3 дБи.

Разработанная отражательная решетка, формирующая карандашную ДН в плоскости угла места, изображена на Рис. 65. Результаты моделирования антенной системы с такой отражательной решеткой представлены на Рис. 66.

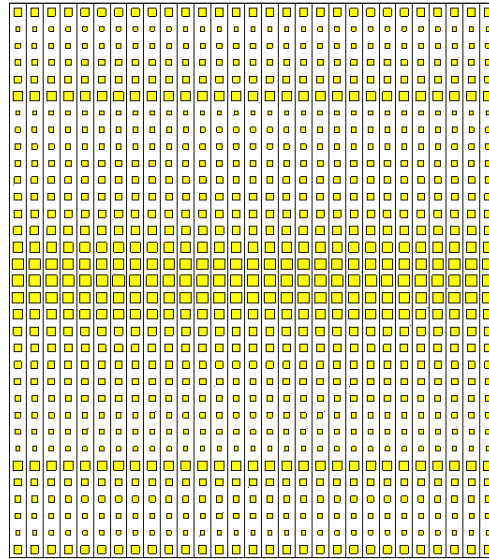


Рис. 65. Модель печатной платы, формирующей узкий главный луч в плоскости угла места.

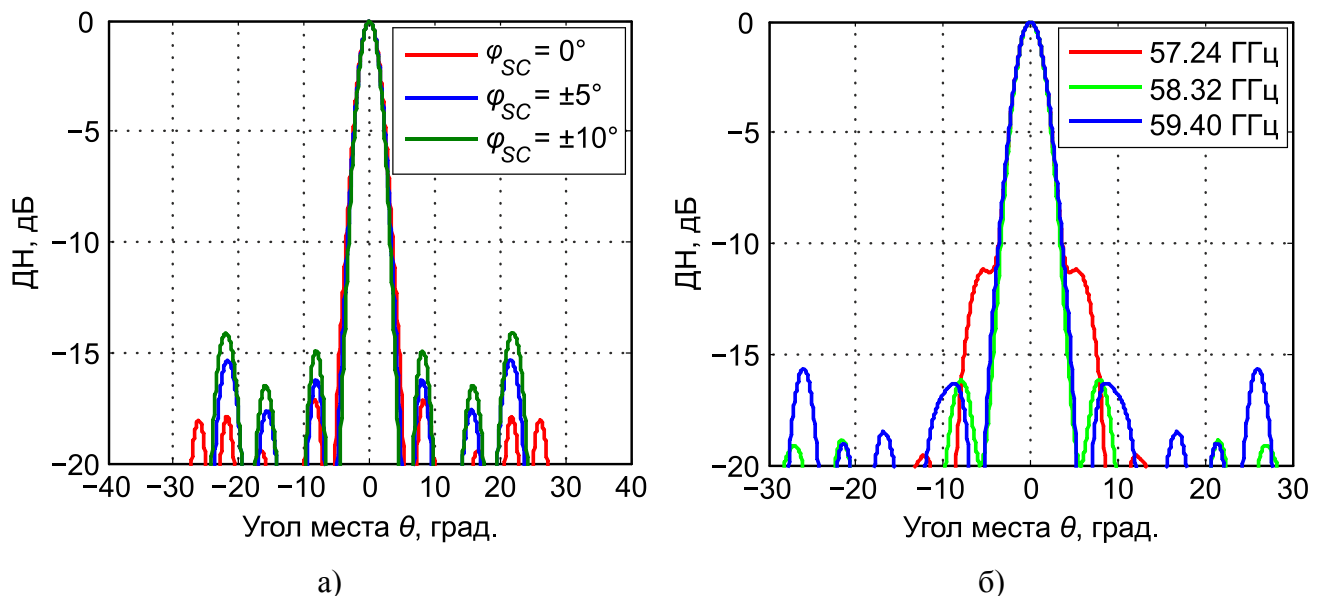


Рис. 66. Результаты моделирования узконаправленной антенной системы: а) – ДН в плоскости угла места, полученные на частоте 60 ГГц; б) – ДН в плоскости угла места, соответствующие различным частотам.

В частности, на Рис. 66а приведены нормированные ДН антенной системы в плоскости угла места, соответствующие различным положениям главного луча в горизонтальной

плоскости XOZ ($\varphi_{SC} = 0^\circ, \pm 5^\circ, \pm 10^\circ$). Согласно результатам моделирования, отражательная решетка сужает главный луч рупорной антенны с 40° до 3.5° в плоскости угла места и обеспечивает низкий уровень боковых лепестков от -18 дБ ($\varphi_{SC} = 0^\circ$) до -14 дБ ($\varphi_{SC} = \pm 10^\circ$). Кроме того, было установлено, что КУ антенной системы с разработанным отражателем уменьшается с 27.5 дБи до 26.9 дБи при смещении главного луча от центрального к крайнему положению ($\pm 10^\circ$) в горизонтальной плоскости XOZ .

На Рис. 66б изображены нормированные ДН антенной системы в плоскости угла места, рассчитанные для центральной ($f_0 = 58.32$ ГГц) и двух крайних ($f_0 = 57.24$ ГГц, $f_0 = 59.40$ ГГц) частот канала 1, предусмотренного стандартами IEEE 802.11ad и IEEE 802.11ay. Видно, что форма и ширина главного луча в этом канале практически не меняются. Как показали результаты моделирования, КУ антенной системы в диапазоне частот $57.24 - 59.40$ ГГц (ширина канала 2.16 ГГц) составляет $26.4 - 27.5$ дБи.

ДН рассматриваемой антенной системы в азимутальной плоскости аналогичны зависимостям, изображенным на Рис. 64б (см. результаты моделирования антенны с секторной ДН). Это объясняется тем, что все спроектированные в ходе выполнения данной работы отражательные решетки, являющиеся частью сканирующих антенн, имеют однородную горизонтальную структуру. Таким образом, общий угловой сектор в азимутальной плоскости, который способна покрыть узконаправленная антенная система, как и в предыдущем случае, составляет 30° ($\varphi = \pm 15^\circ$) по уровню -3 дБ.

На Рис. 67 представлена разработанная отражательная решетка, формирующая косекансную ДН в плоскости угла места. Результаты моделирования антенной системы с такой отражательной решеткой показаны на Рис. 68.

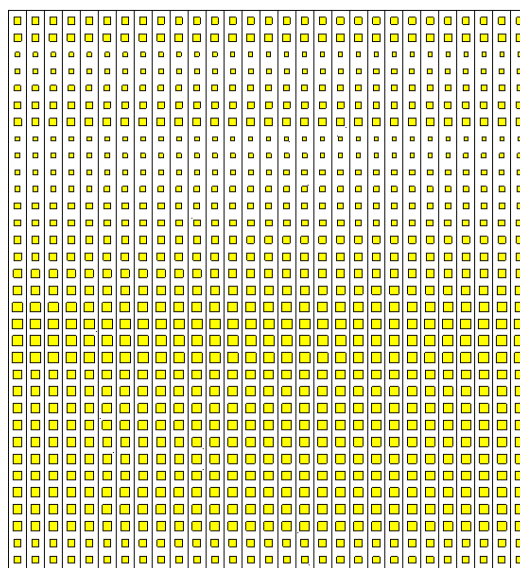


Рис. 67. Плоская отражательная решетка, формирующая косекансную ДН в плоскости угла места.

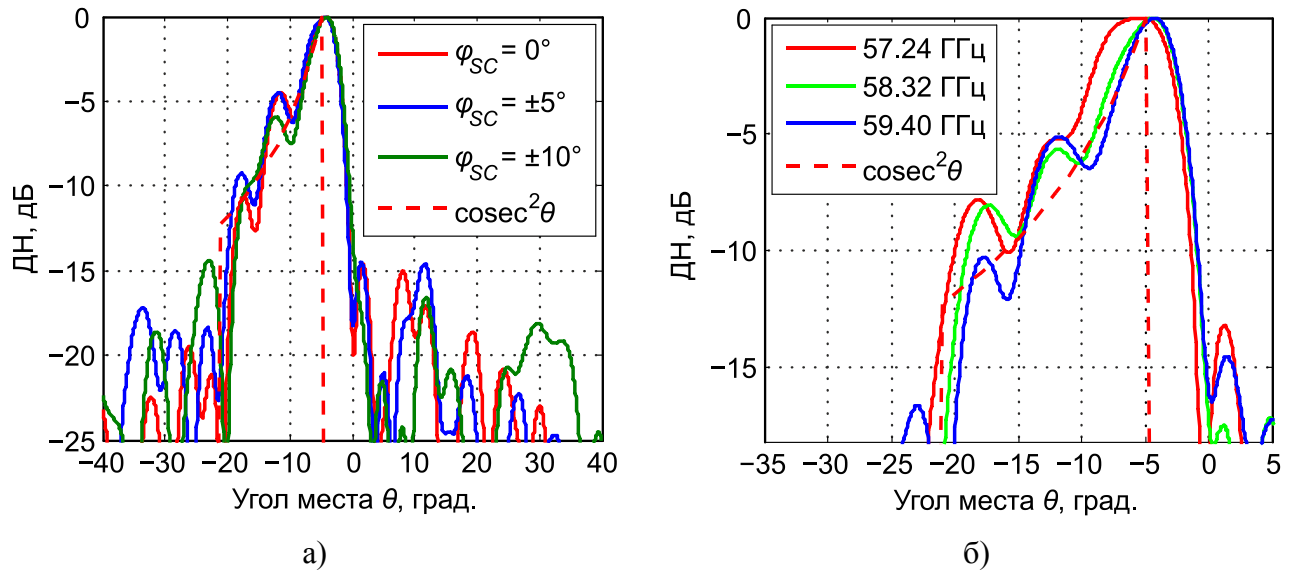


Рис. 68. Результаты моделирования косекансной антенной системы: а) – ДН в плоскости угла места, полученные на частоте 60 ГГц; б) – ДН в плоскости угла места, соответствующие различным частотам.

В частности, на Рис. 68а изображены нормированные ДН антенной системы для частоты 60 ГГц в вертикальной плоскости, соответствующие одному центральному положению главного луча $\varphi_{SC} = 0^\circ$ в азимутальной плоскости (красная сплошная линия), а также четырьмя симметрично отклоненным на $\varphi_{SC} = \pm 5^\circ$ (синяя сплошная линия) и $\varphi_{SC} = \pm 10^\circ$ (зеленая сплошная линия). Как показали результаты моделирования, максимальный КУ данной антенной системы при сканировании изменяется незначительно и составляет порядка 25.3 дБи.

На Рис. 68б приведены нормированные ДН антенной системы в плоскости угла места, рассчитанные для центральной ($f_0 = 58.32$ ГГц) и двух крайних ($f_0 = 57.24$ ГГц, $f_0 = 59.40$ ГГц) частот канала 1, предусмотренного стандартами IEEE 802.11ad и IEEE 802.11ay. Согласно сделанным оценкам, КУ антенны в диапазоне частот 57.24 – 59.40 ГГц (полоса 2.16 ГГц) варьируется в пределах от 24.1 дБи до 25.3 дБи.

На Рис. 68 также изображена теоретическая косекансная ДН (красная штриховая линия), описываемая функцией $y = \text{cosec}^2\theta$, где $\theta = [-20^\circ, -4^\circ]$. Сравнение рассчитанных ДН с теоретической показало, что девиация мощности принимаемых сигналов диапазона 57.24 – 59.40 ГГц в секторе сканирования $\pm 10^\circ$ по модулю будет меньше 2.5 дБ. В связи с этим спроектированная антенная система может представлять практический интерес для разработчиков точек доступа гетерогенных сетей 5G.

Пример архитектуры точки доступа, содержащей заявленную антенну, приведен на Рис. 69, где дополнительно указаны: мощность принимаемого сигнала, достижимые скорости передачи информации, а также реализуемые типы модуляции и схемы кодирования (MCS), соответствующие стандарту IEEE 802.11ad.

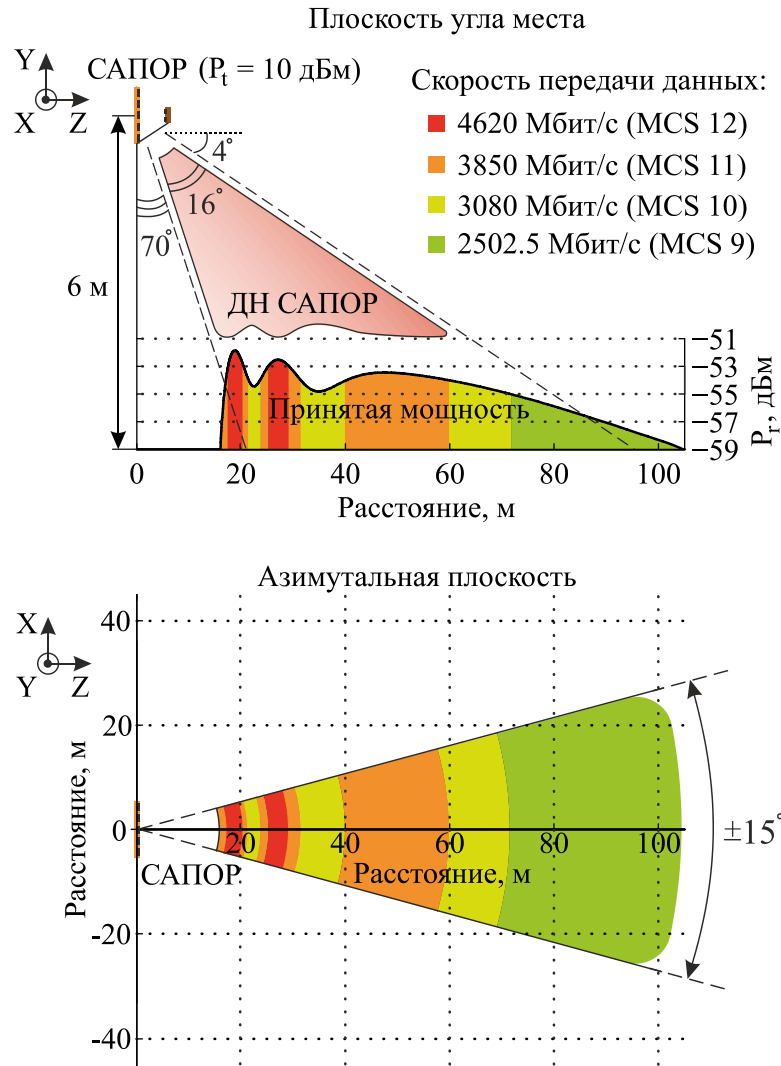


Рис. 69. Пример возможной архитектуры микроячейки гетерогенной сети 5G, содержащей разработанную антенну с плоской отражательной решеткой, формирующей косекансную ДН.

Видно, что разработанная антенна с косекансной ДН, установленная над ровной горизонтальной поверхностью на высоте 6 м, способна обеспечить относительно равномерное распределение мощности излучения на этой поверхности (от -52 дБм до -57 дБм при мощности передатчика $P_t = 10$ дБм) в азимутальном секторе $\varphi = \pm 15^\circ$ в пределах 16 – 85 м от точки доступа.

4. Практическая реализация сканирующих антенн диапазона 60 ГГц

В данной Главе приведено краткое описание изготовленных прототипов СЛАС и САПОР. Кроме того, представлены результаты экспериментальных исследований характеристик созданных прототипов антенн.

4.1. Изготовленные прототипы СЛАС

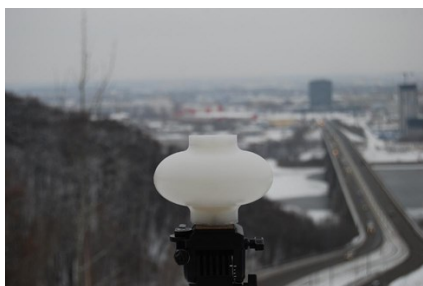
В ходе выполнения данной работы было изготовлено 2 полиэтиленовых линзы с вертикальными линейными апертурами (ВЛА) 130 и 190 мм. Первая из них имела бифокальный профиль, а вторая – зонированный (см. Рис. 70а и 70б). Кроме того, проводилось детальное экспериментальное исследование характеристик тороидально-эллиптических линзовых антенн, созданных в рамках проекта MiWEBA (см. Рис. 70в, 70г и 70д). Подробное описание профилей линз приведено в Разделе 2.1. Все линзы, фотографии которых показаны на Рис. 70, были выточены на станке с числовым программным управлением (ЧПУ) и адаптированным для обработки пластмасс.



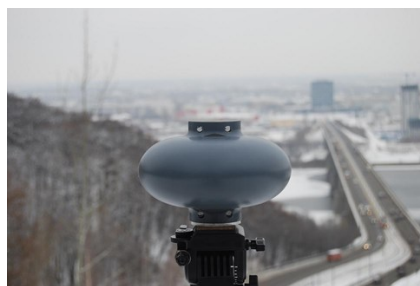
а)



б)



в)



г)



д)

Рис. 70. Фотографии изготовленных линз: а) – бифокальная с ВЛА 130 мм; б) – зонированная с ВЛА 190 мм; в) – тороидально-эллиптическая с ВЛА 70 мм; г) – тороидально-эллиптическая с ВЛА 90 мм; д) – тороидально-эллиптическая с ВЛА 112 мм.

Кроме линзы, каждый прототип СЛАС включал в себя ФАР с теплоотводящим радиатором, а также различные крепежные элементы. Во всех случаях, за исключением зонированной линзы, облучающая ФАР вставлялась в корпус из оргстекла, к одной стороне которого вплотную примыкала линза, а к другой – теплоотводящий радиатор (см. Рис. 71).

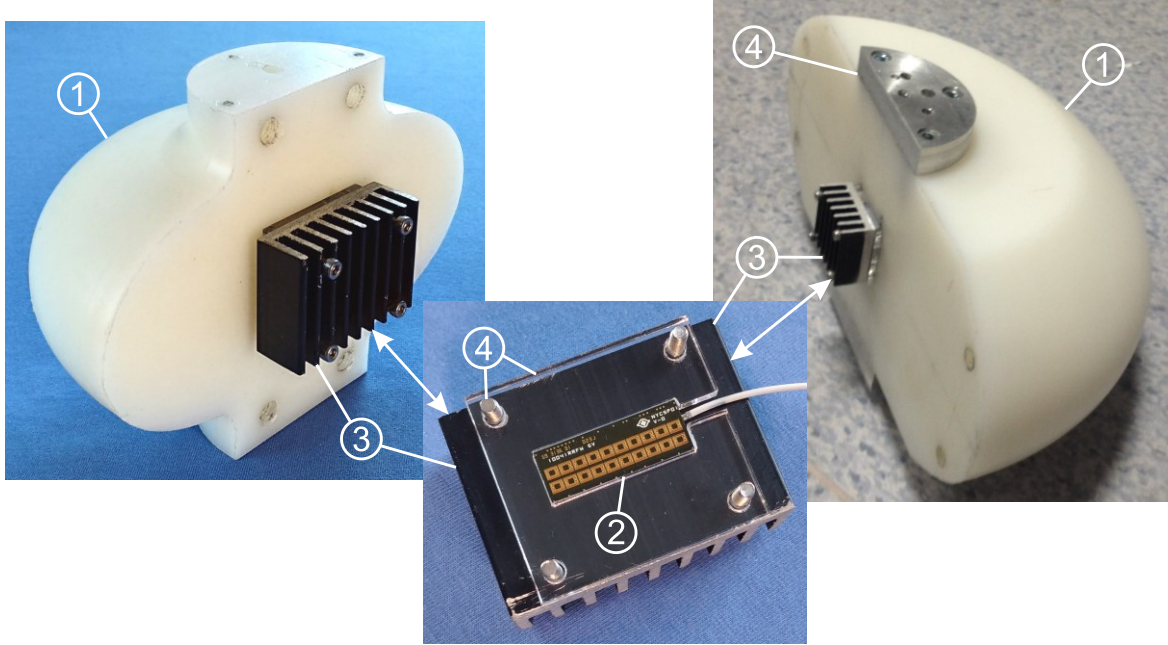


Рис. 71. Прототипы СЛАС в сборе: 1 – линза (эллиптическая слева, бифокальная справа), 2 – ФАР, 3 – теплоотводящий радиатор, 4 – крепежные элементы.

Для зонированной линзы (см. Рис. 72) была дополнительно изготовлена специальная крепежная пластина, в которую монтировался теплоотводящий радиатор с зафиксированной на его поверхности ФАР.

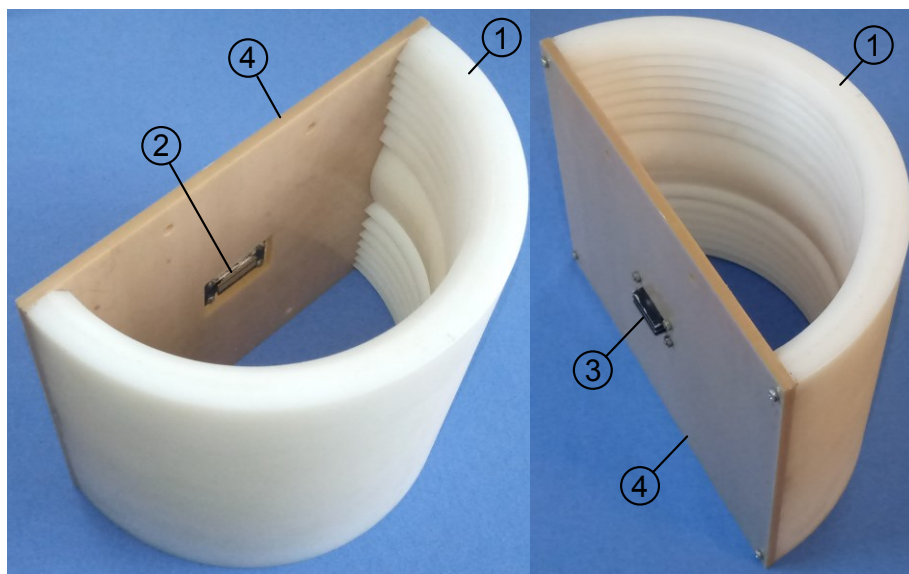


Рис. 72. Прототип зонированной линзовой антенны в сборе: 1 – линза, 2 – ФАР, 3 – теплоотводящий радиатор, 4 – крепежная пластина.

В качестве облучающей ФАР использовался антенный модуль (чип) диапазона 57.24 – 65.88 ГГц, разработанный компанией Intel [38]. Данный модуль (см. Рис. 73) имеет максимальный КУ 15 дБи и способен осуществлять электронное сканирование лучом в азимутальной плоскости в секторе $\pm 50^\circ$. Кроме того, весь рабочий диапазон частот чипа 57.24 – 65.88 ГГц в соответствии со стандартом IEEE 802.11ad разделен на четыре канала шириной 2.16 ГГц. В ходе измерений характеристик прототипов СЛАС конкретный частотный канал и сектор излучения в азимутальной плоскости задавались посредством специализированного программного обеспечения, установленного на портативном персональном компьютере (лэптопе). Более подробное описание антенного модуля приведено в Разделе 1.2.

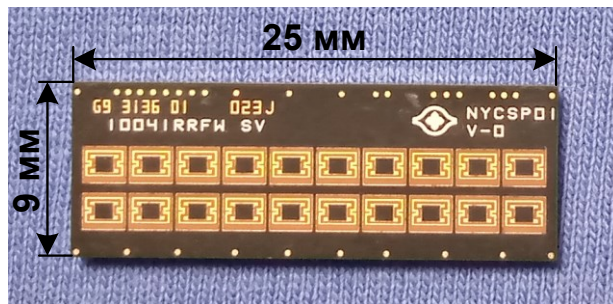


Рис. 73. Антенный модуль диапазона 57.24 – 65.88 ГГц, разработанный компанией Intel.

Во всех изготовленных прототипах СЛАС использовался один приемо-передающий модуль, вследствие чего сканирование по углу места в бифокальной линзовой антенне осуществлялось путем механического перемещения ФАР вдоль вертикальной фокальной оси с дискретным шагом 5 мм [101]. Для этих целей в корпусе из оргстекла были предусмотрены дополнительные крепежные отверстия.

4.2. Изготовленные прототипы САПОР

На основе результатов исследований, приведенных в Главе 3 настоящей диссертации, было спроектировано и в дальнейшем изготовлено два прототипа САПОР (см. Рис. 74), предназначенных для работы в окрестности частоты 60 ГГц [102]. Каждый прототип включал в себя плоскую отражательную решетку в виде печатной платы, формировавшей карандашную ДН в плоскости угла места, ФАР с теплоотводящим радиатором, а также различные крепежные элементы.

В качестве облучающей ФАР использовался тот же антенный модуль, что и в прототипах СЛАС. С целью сохранить сканирующие свойства данного антенного модуля в азимутальной плоскости, массивы пассивных трехслойных отражательных ячеек (см. Раздел 3.2) на печатных платах были сформированы в виде прямоугольных матриц с одинаковыми столбцами (всего 75 столбцов из 95 элементов каждый). При этом одна из отражательных решеток являлась

аналогом классического цилиндрического прямофокусного рефлектора (см. Рис. 74а), а другая – офсетного с углом смещения облучателя 15° (см. Рис. 74б). Расстояние между ФАР и центром отражательной решетки в первом случае равнялось 200 мм, во втором – 213 мм. Размеры печатных плат, структура которых изображена на Рис. 75, были ограничены технологическими возможностями фабрики изготовителя и составляли 187×237 мм.

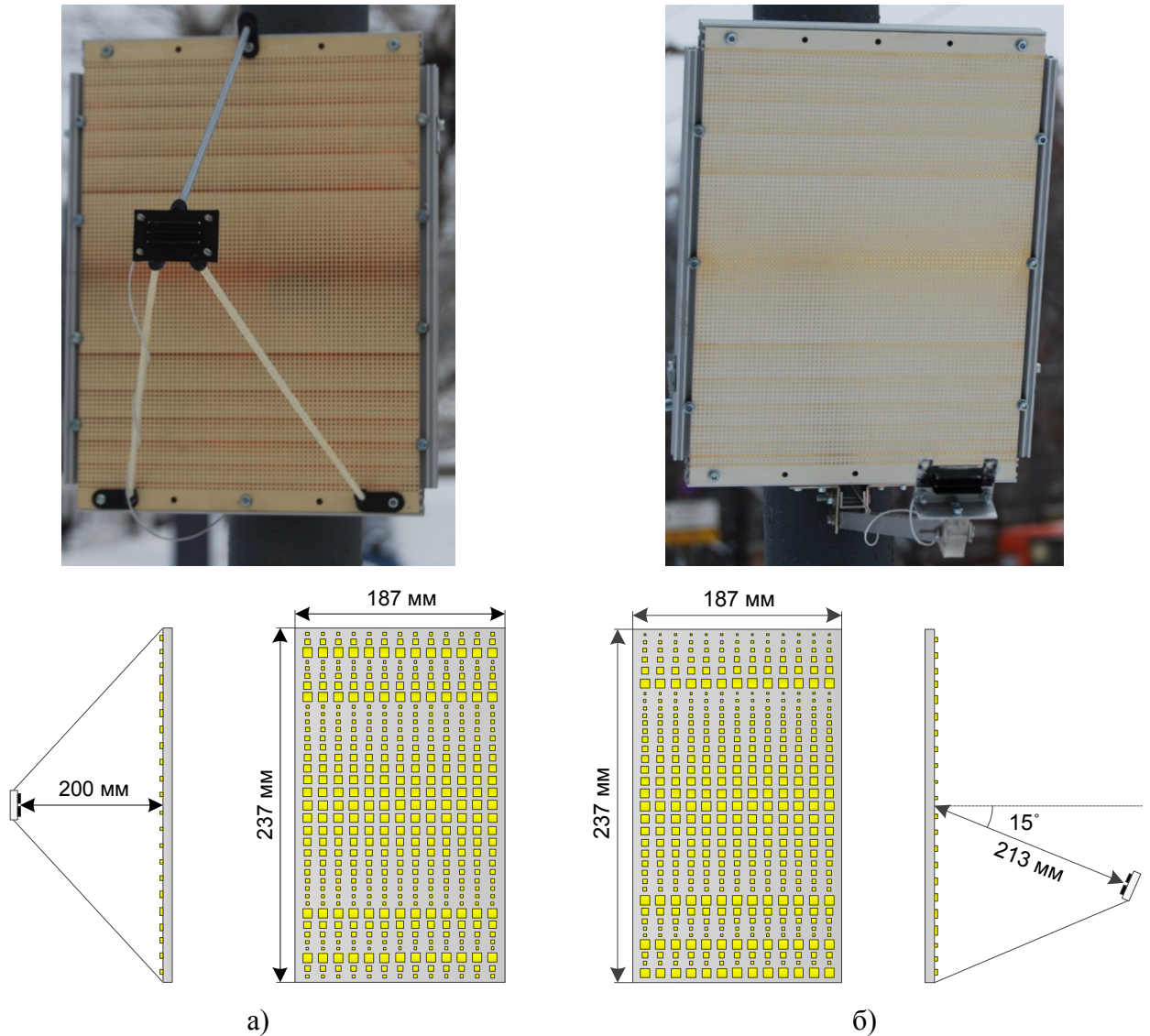


Рис. 74. Прототипы САПОР: а) – прямофокусного типа; б) – офсетного типа.

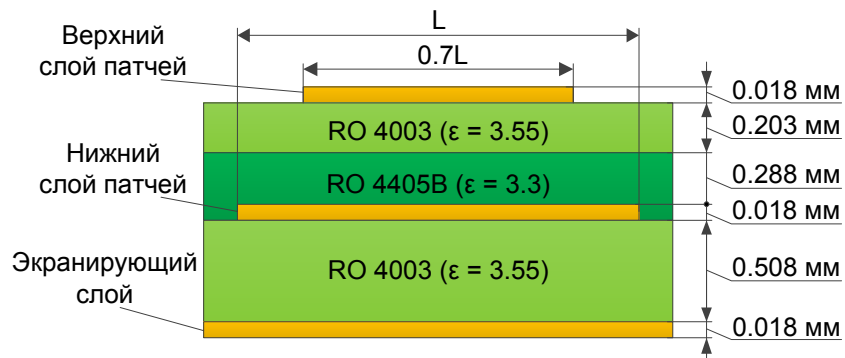


Рис. 75. Структура печатных плат плоских отражательных решеток.

4.3. Устройство и принцип работы экспериментальной установки для измерения характеристик разработанных прототипов антенн

В ходе экспериментальных исследований характеристик изготовленных прототипов СЛАС и САПОР использовалась специальная установка, основными элементами которой являлись:

- Опорно-поворотное устройство (позиционер);
- Узконаправленная линзовая приёмная антенна;
- Преобразователь частоты Agilent Technologies 11970V;
- Универсальный анализатор спектра Agilent Technologies E4407B;
- Управляющий персональный компьютер (ПК).

Данная экспериментальная установка в комплекте с калиброванными антеннами позволяла проводить измерения двумерных диаграмм направленности, коэффициентов усиления и других характеристик антенн миллиметрового диапазона. Общая блок-схема измерительного стенда показана на Рис. 76.

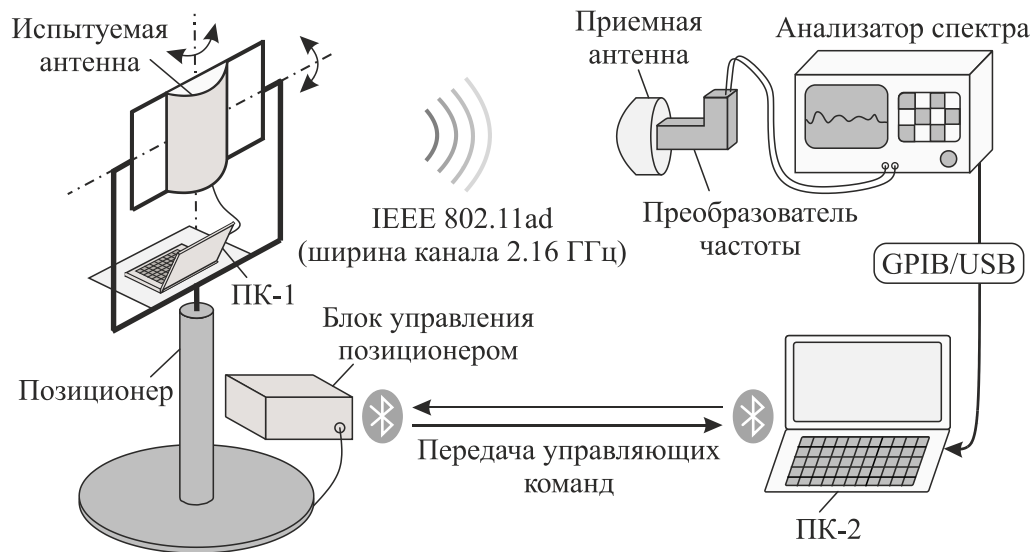


Рис. 76. Блок-схема измерительного стенда для исследования характеристик изготовленных прототипов СЛАС и САПОР.

Испытуемая антенна, установленная на позиционере, в диапазоне частот 57.24 – 65.88 ГГц, разделенном на 4 неперекрывающихся канала шириной 2.16 ГГц, излучала сигналы, сформированные в соответствии со стандартом IEEE 802.11ad. При этом конкретный частотный канал, а также сектор излучения в азимутальной плоскости задавались с помощью специализированного программного обеспечения, установленного на портативном персональном компьютере (ПК-1). В свою очередь, позиционер, несущие элементы (рамы)

которого приводились в движение дистанционно посредством команд, поступавших от управляющего ноутбука (ПК-2) по беспроводному каналу связи Bluetooth, последовательно поворачивал испытуемую антенну в азимутальной и угломестной плоскости.

Для повышения точности измерений и фильтрации сигналов, отраженных от окружающих объектов, на приемной части установки использовалась узконаправленная осесимметричная линзовая антенна с вертикальной линейной апертурой (диаметром) 100 мм, главным лучом шириной 3° и КУ 34 дБи. Принятые такой линзовой антенной сигналы сначала поступали в блок преобразователя частоты, а затем – на вход анализатора спектра. На каждом шаге измерений анализатор спектра фиксировал полную мощность принятого сигнала, после чего полученные данные передавались с помощью адаптера GPIB-USB на ПК-2 для дальнейшей обработки. Синхронную работу позиционера и анализатора спектра обеспечивала управляющая программа на ПК-2. Далее приведено более подробное описание отдельных элементов измерительной установки.

В частности, на Рис. 77 изображены фотография и блок-схема позиционера, содержащего модуль питания и управления, а также опорно-поворотное устройство (мачту).

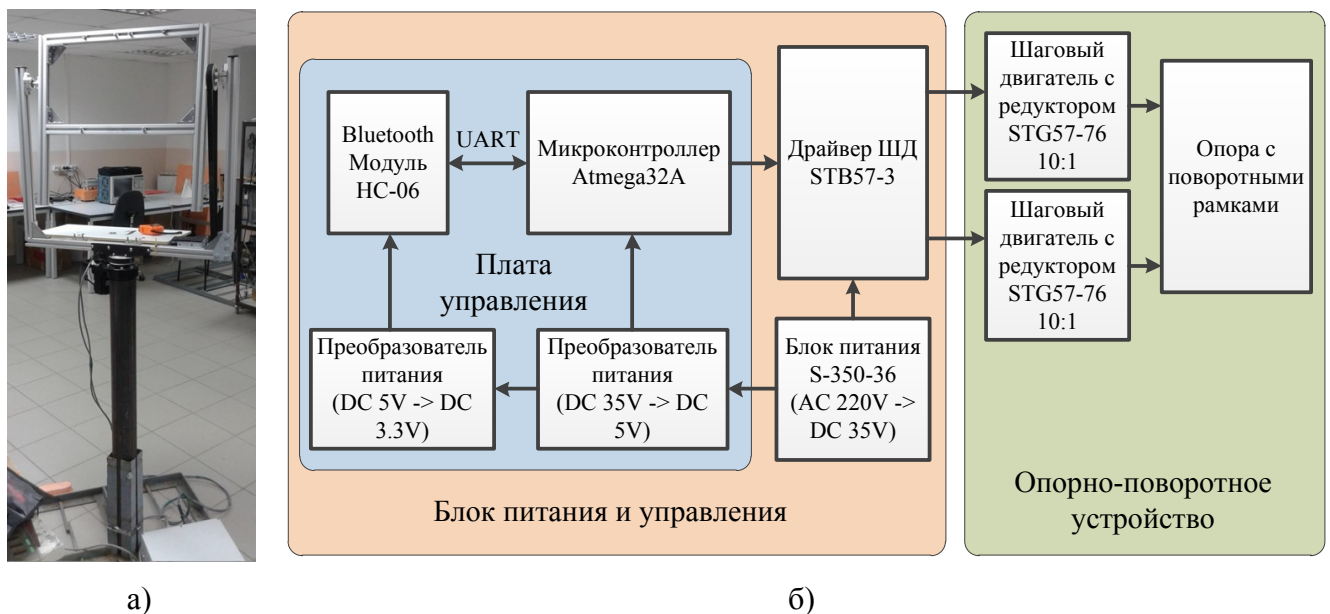


Рис. 77. Фотография (а) и блок-схема (б) позиционера.

В процессе измерений в управляющей программе на ПК-2 задавались рабочие параметры позиционера: плоскость, направление, скорость, шаг, а также начальные и конечные углы вращения испытуемой антенны. Управляющая программа конвертировала эти параметры в последовательность команд, которые в дальнейшем передавались по каналу связи Bluetooth в блок питания и управления позиционера. Каждая команда координировала работу шаговых двигателей, отвечавших за вращение испытуемой антенны в двух плоскостях. В случае получения подтверждения об успешном выполнении команды поворота позиционера

анализатор спектра проводил измерение мощности принятого сигнала миллиметрового диапазона. При этом автоматизацию процесса измерений обеспечивали программы GUI_SOFT_POSITIONER.vi и GRAFICS.vi, разработанные в среде LabView.

GUI_SOFT_POSITIONER.vi – программа управления экспериментальной установкой. Работа в данной программе возможна в режиме ручного управления шаговыми двигателями (ШД) и в режиме измерений (см. Рис. 78). Первый из них предназначен для юстировки экспериментальной установки. В этом режиме пользователь может произвольно вращать испытуемую антенну в двух плоскостях и установить начало координат, относительно которого будут отсчитываться все углы в ходе измерений.

Для запуска процесса измерений необходимо перейти во второй режим программы и задать параметры работы позиционера: шаг, скорость, начальные и конечные углы вращения испытуемой антенны. Здесь также можно указать директорию и имя текстового файла, в котором будут сохраняться регистрируемые данные.

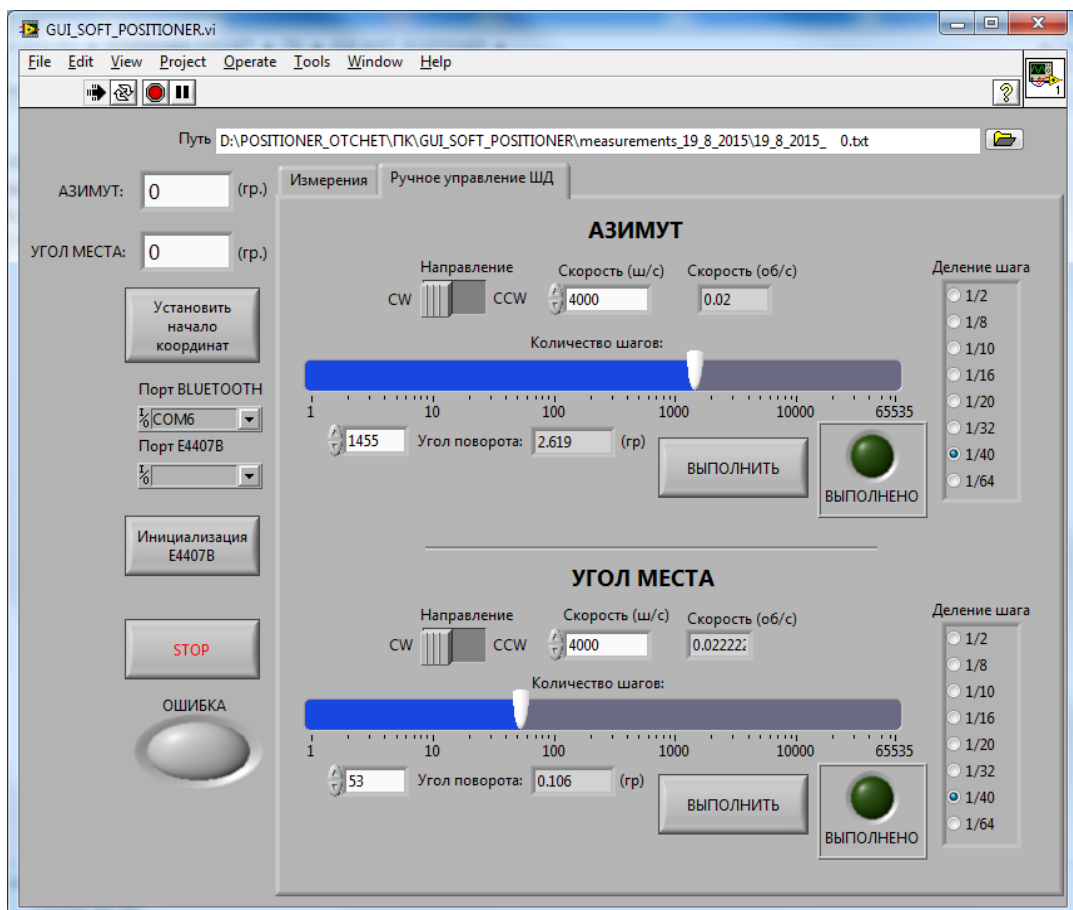


Рис. 78. Главное окно программы GUI_SOFT_POSITIONER.vi.

Для визуализации результатов измерений использовалось приложение GRAFICS.vi, адаптированное к работе с текстовыми файлами, созданными программой GUI_SOFT_POSITIONER.vi. Несмотря на простой интерфейс (см. Рис. 79), приложение

GRAFICS.vi позволяет практически в режиме реального времени отображать на 2D- и 3D-графиках информацию об измеряемых характеристиках антенны.

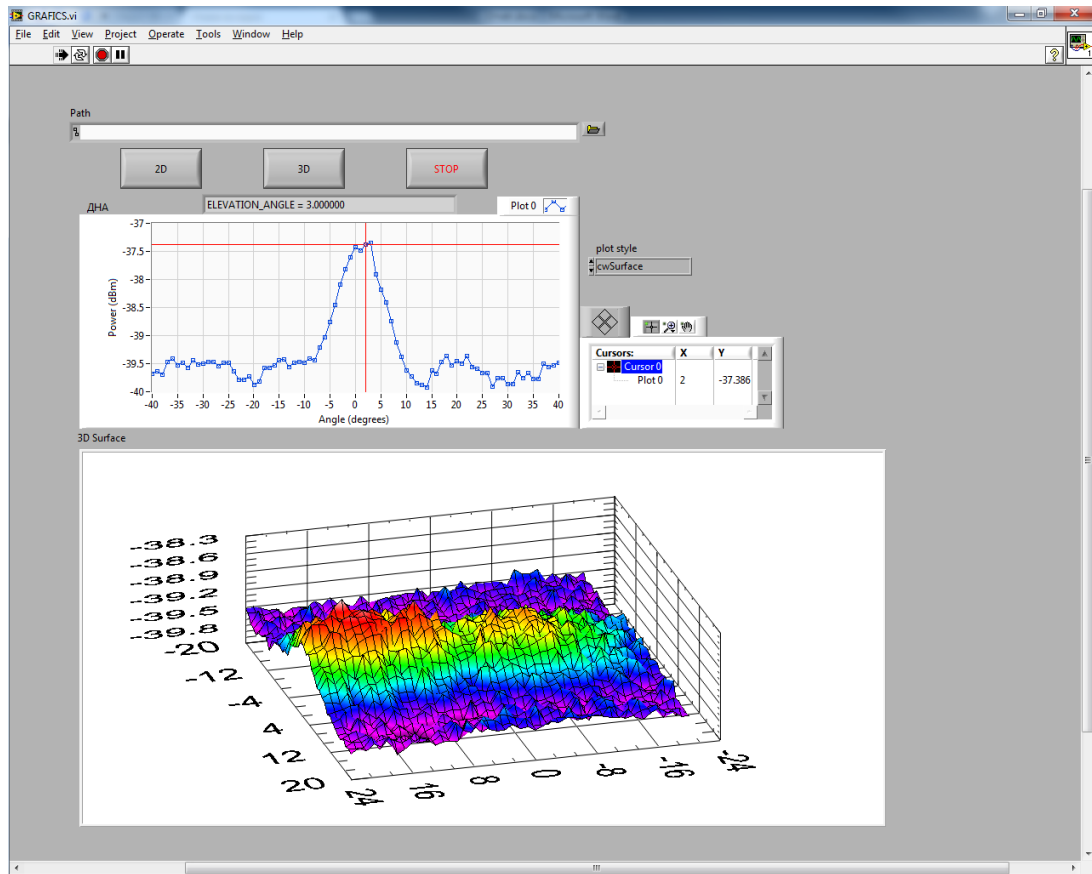


Рис. 79. Главное окно программы GRAFICS.vi.

Следует отметить, что измерения ДН и КУ испытуемых антенн проводились в дальней зоне. При этом характеристики прототипов СЛАС исследовались в просторном зале (см. Рис. 80а), а САПОР – на улице, где приемная и передающая части установки располагались на одной высоте, но на разных крышах двух соседних зданий, расстояние между которыми составляло 35 м (см. Рис. 80б).



а)



б)



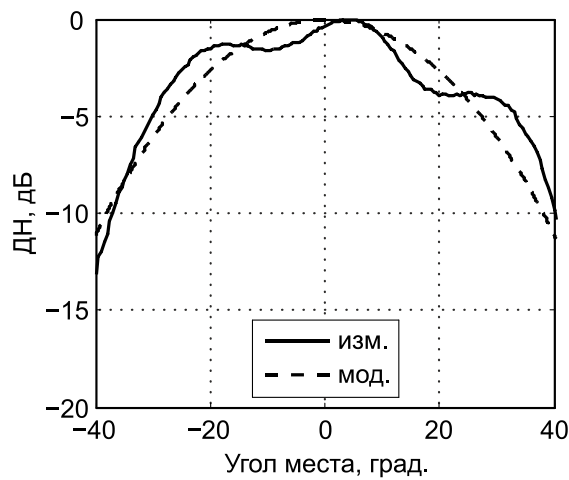
Рис. 80. Фотографии экспериментальной установки, сделанные в помещении (а) и на улице (б).

4.4. Результаты измерений характеристик изготовленных прототипов СЛАС и САПОР

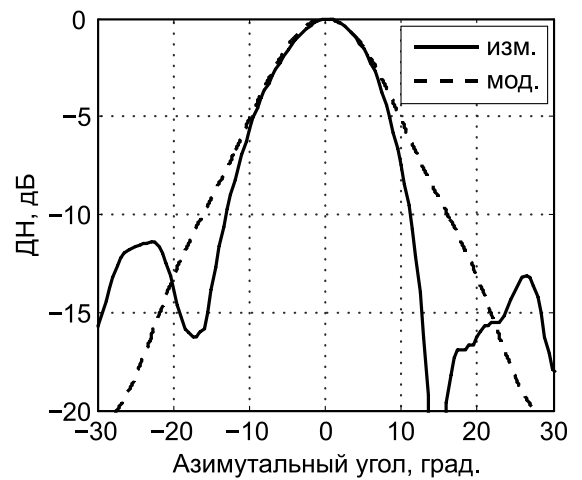
В данном Разделе представлены результаты экспериментальных исследований характеристик прототипов сканирующих антенн, созданных как в ходе выполнения настоящей работы, так и в рамках проекта MiWEBA (тороидально-эллиптических линзовых антенн).

4.4.1. Облучатель (ФАР)

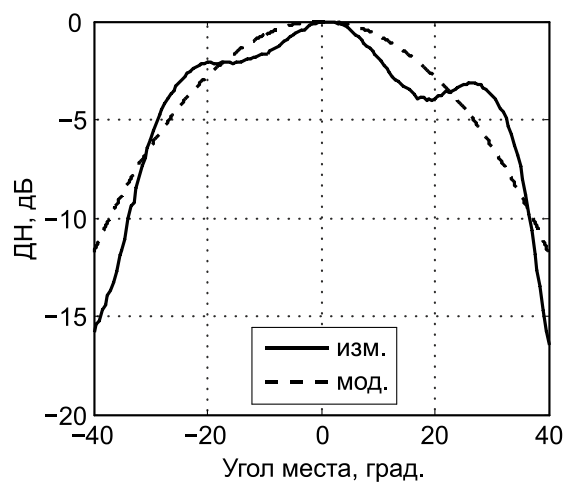
В первую очередь в каждом из четырех частотных каналов стандарта IEEE 802.11ad были получены ДН антенного модуля (ФАР) в двух ортогональных плоскостях. На Рис. 81 сплошными линиями изображены измеренные характеристики, а пунктирными – результаты электромагнитного моделирования в CST Microwave studio эквивалентной ФАР рупорной антенны.



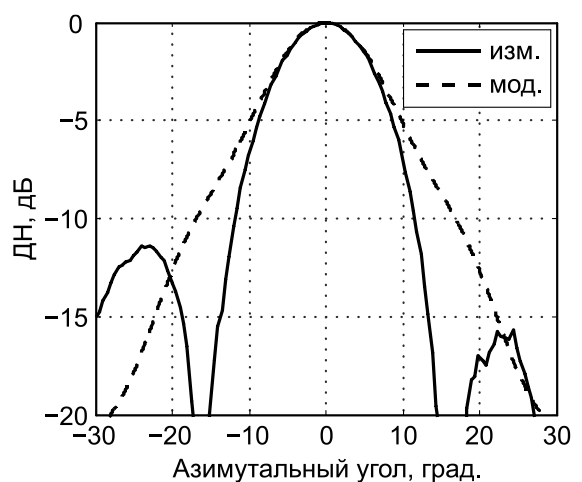
а)



б)



в)



г)

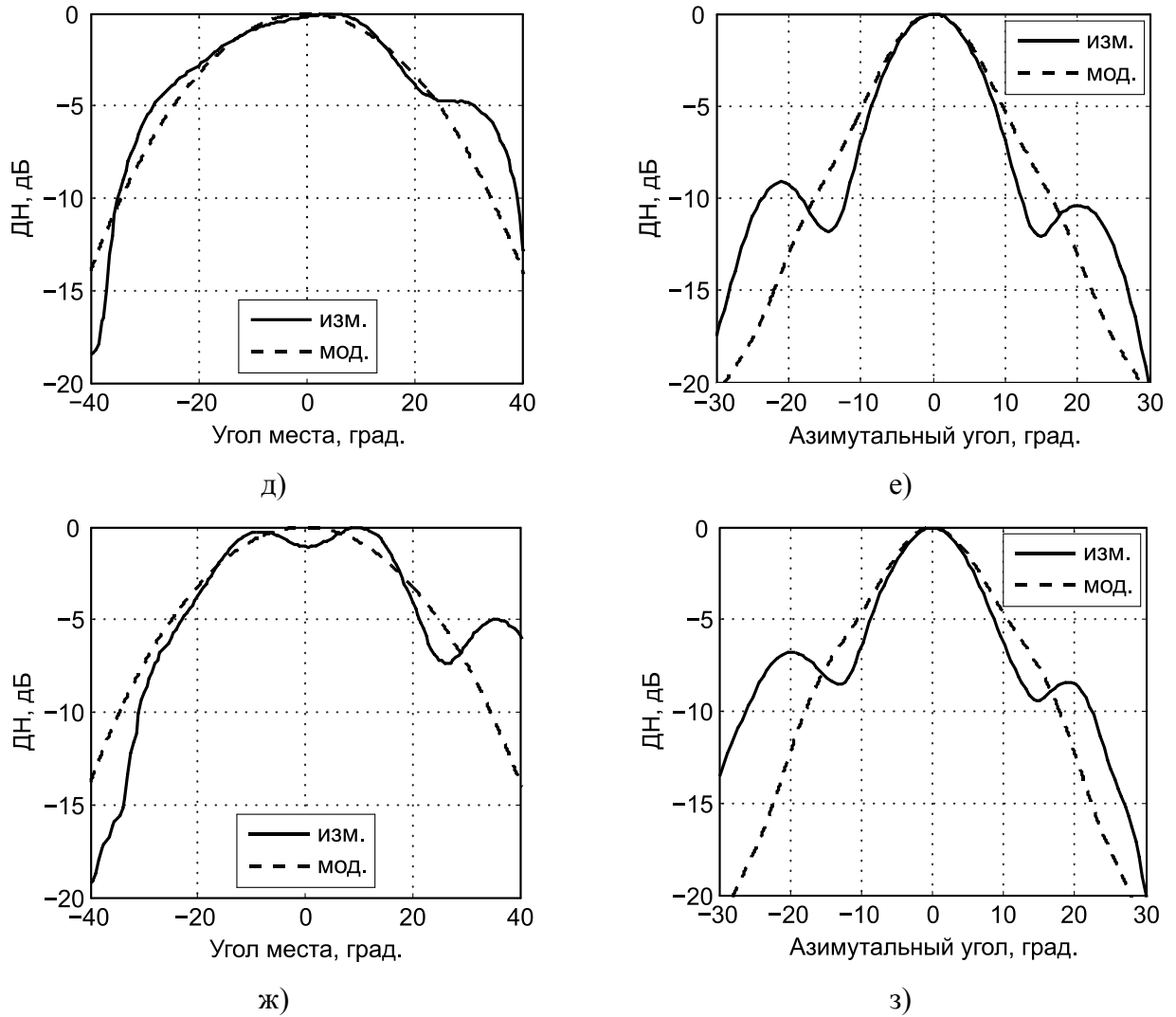


Рис. 81. ДН ФАР в угломестной (слева) и азимутальной (справа) плоскости, измеренные в четырех частотных каналах стандарта IEEE 802.11ad: (а), (б) – канал 1 (57.24 – 59.40 ГГц); (в), (г) – канал 2 (59.40 – 61.56 ГГц); (д), (е) – канал 3 (61.56 – 63.72 ГГц); (ж), (з) – канал 4 (63.72 – 65.88 ГГц).

Как видно из Рис. 81, главный луч ФАР имеет ширину по уровню -3 дБ порядка $35^\circ - 45^\circ$ в плоскости угла места и $14^\circ - 16^\circ$ в азимутальной плоскости, что в целом соответствует результатам электромагнитного моделирования. Согласно сделанным оценкам, КУ антенного модуля в первом частотном канале составляет 12.1 дБи, во втором – 14.2 дБи, в третьем – 15.0 дБи, в четвертом – 14.6 дБи.

На Рис. 82 изображены ДН, измеренные во втором частотном канале при различных положениях главного луча ФАР в азимутальной плоскости. Из приведенных зависимостей следует, что ФАР способна осуществлять электронное сканирование лучом в секторе $\pm 50^\circ$.

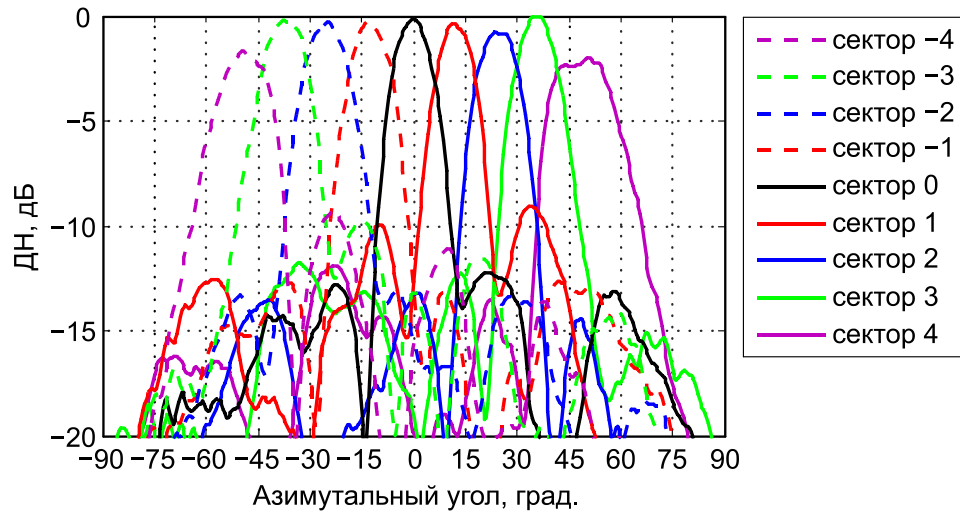
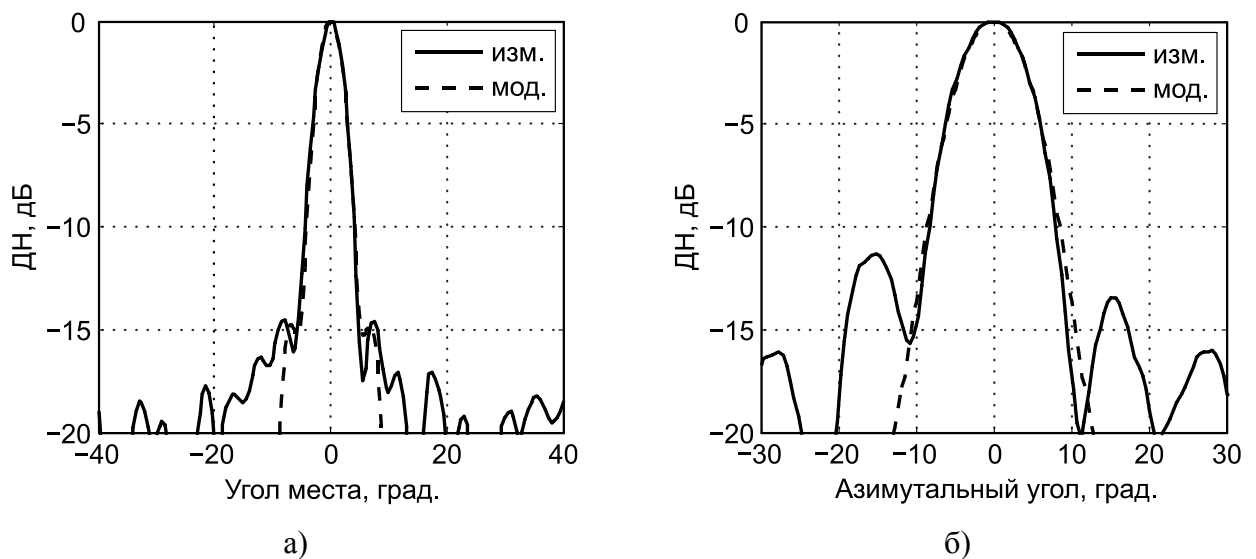


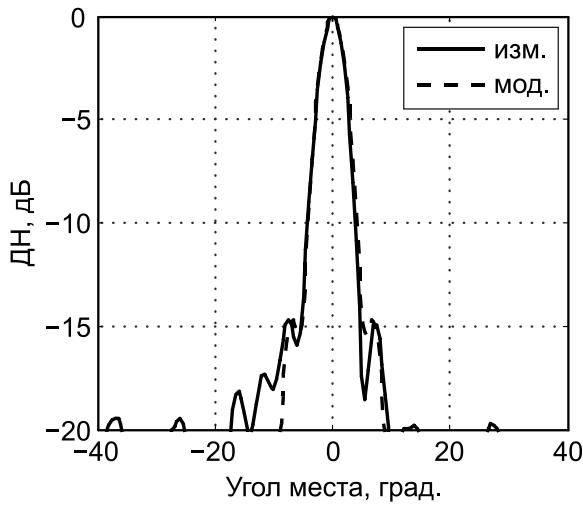
Рис. 82. ДН ФАР, измеренные при различных положениях главного луча в азимутальной плоскости.

Далее были исследованы характеристики всех изготовленных прототипов сканирующих антенн, частью которых являлся рассмотренный антенный модуль диапазона 57.24 – 65.88 ГГц.

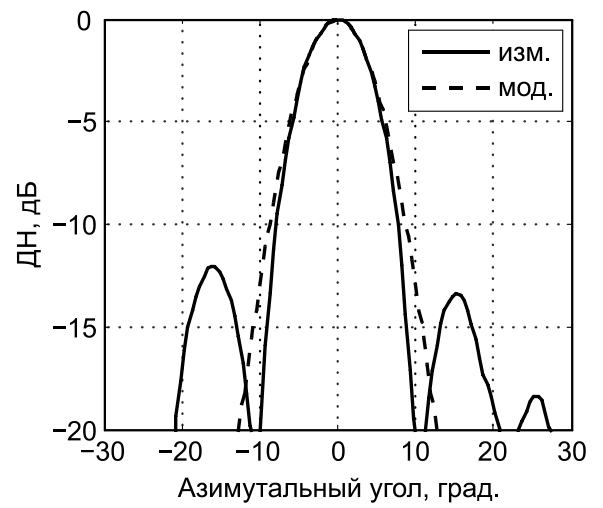
4.4.2. Эллиптические линзовые антенны

ДН тороидально-эллиптической линзовой антенны с вертикальной линейной апертурой 70 мм, измеренные в четырех частотных каналах стандарта IEEE 802.11ad, показаны на Рис. 83 вместе с результатами электромагнитного моделирования в CST Microwave studio, где в качестве облучателя использовалась эквивалентная ФАР рупорная антенна [103]. При этом сплошными линиями на Рис. 83 изображены измеренные характеристики, а пунктирными – результаты моделирования.

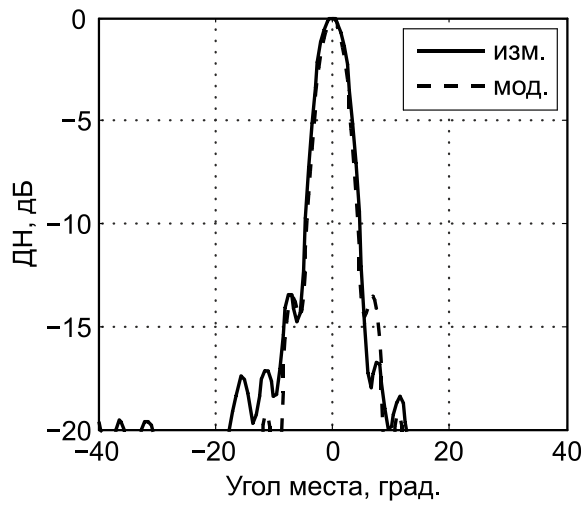




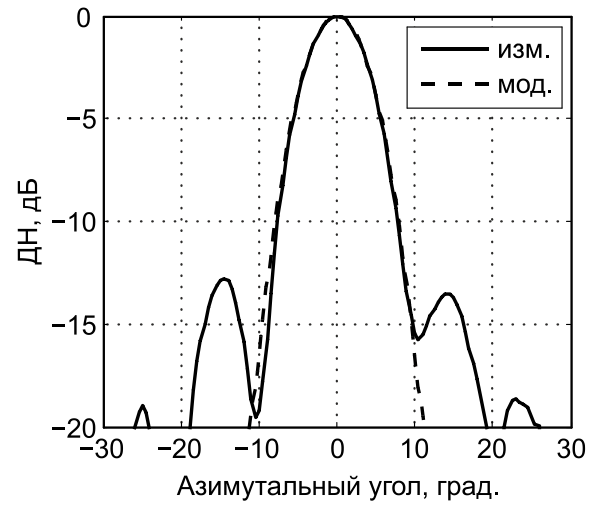
в)



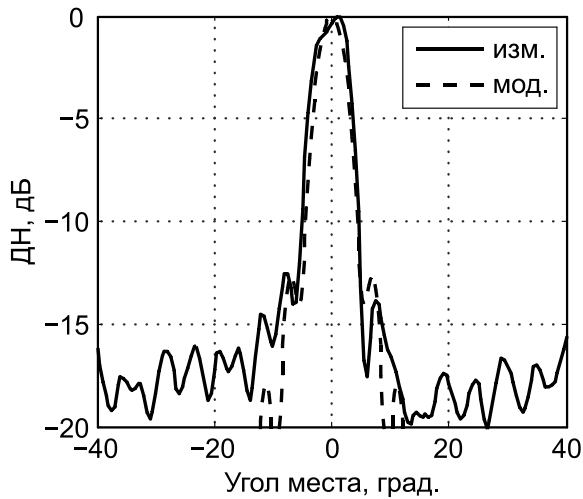
г)



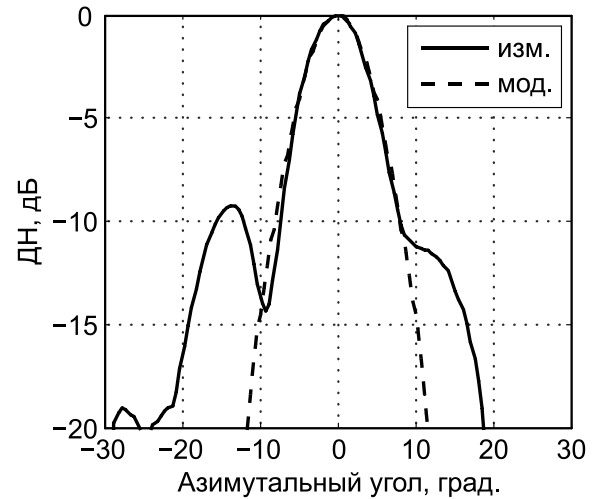
д)



е)



ж)



з)

Рис. 83. ДН тороидально-эллиптической линзовой антенны с вертикальной линейной апертурой 70 мм (в угломестной плоскости – слева, в азимутальной – справа), измеренные в четырех частотных каналах стандарта IEEE 802.11ad: а), б) – канал 1 (57.24 – 59.40 ГГц); в), г) – канал 2 (59.40 – 61.56 ГГц); д), е) – канал 3 (61.56 – 63.72 ГГц); ж), з) – канал 4 (63.72 – 65.88 ГГц).

Согласно полученным данным, главный луч заявленной тороидально-эллиптической линзовой антенны имел ширину порядка $5^\circ - 6^\circ$ в плоскости угла места. В азимутальной плоскости ширина главного луча оказалась на $3^\circ - 5^\circ$ меньше, чем у отдельного антенного модуля, и составила $9^\circ - 11^\circ$ градусов. Это связано с тем, что ФАР имела горизонтальную линейную апертуру (25 мм), сравнимую с радиусом кривизны (76 мм) внешней поверхности линзы (падающий на границу раздела волновой фронт не являлся строго сферическим).

Измеренные средние значения КУ данного прототипа СЛАС в четырех частотных каналах составили 21.8, 24.5, 24.8 и 23.6 дБи соответственно (см. Рис. 84). Как показали результаты электромагнитного моделирования (синяя линия на Рис. 84), рабочий диапазон рассматриваемой тороидально-эллиптической линзовой антенны не ограничен полосой 57.24 – 65.88 ГГц и потенциально может составлять 55 – 72 ГГц.

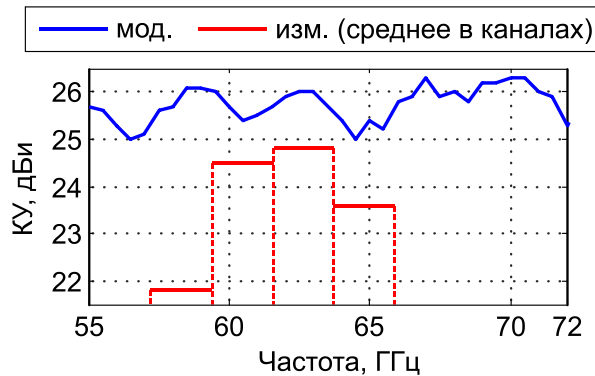


Рис. 84. Зависимости КУ от частоты, полученные для прототипа СЛАС с вертикальной линейной апертурой 70 мм.

На Рис. 85 изображены ДН прототипа СЛАС с вертикальной линейной апертурой 70 мм, измеренные во втором частотном канале при различных положениях главного луча ФАР в азимутальной плоскости. Видно, что данная антенна имеет сектор сканирования $\pm 35^\circ$.

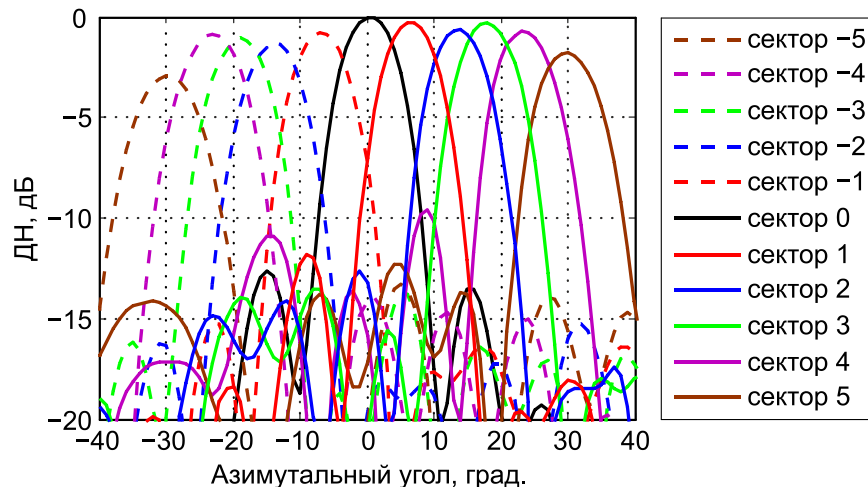


Рис. 85. ДН прототипа СЛАС с вертикальной линейной апертурой 70 мм, измеренные при различных положениях главного луча ФАР в азимутальной плоскости.

На Рис. 86 приведены ДН тороидально-эллиптической линзовой антенны с вертикальной линейной апертурой 90 мм (сплошные линии), измеренные во втором частотном канале стандарта IEEE 802.11ad, а также результаты электромагнитного моделирования данной антенны в CST Microwave studio (пунктирные линии).

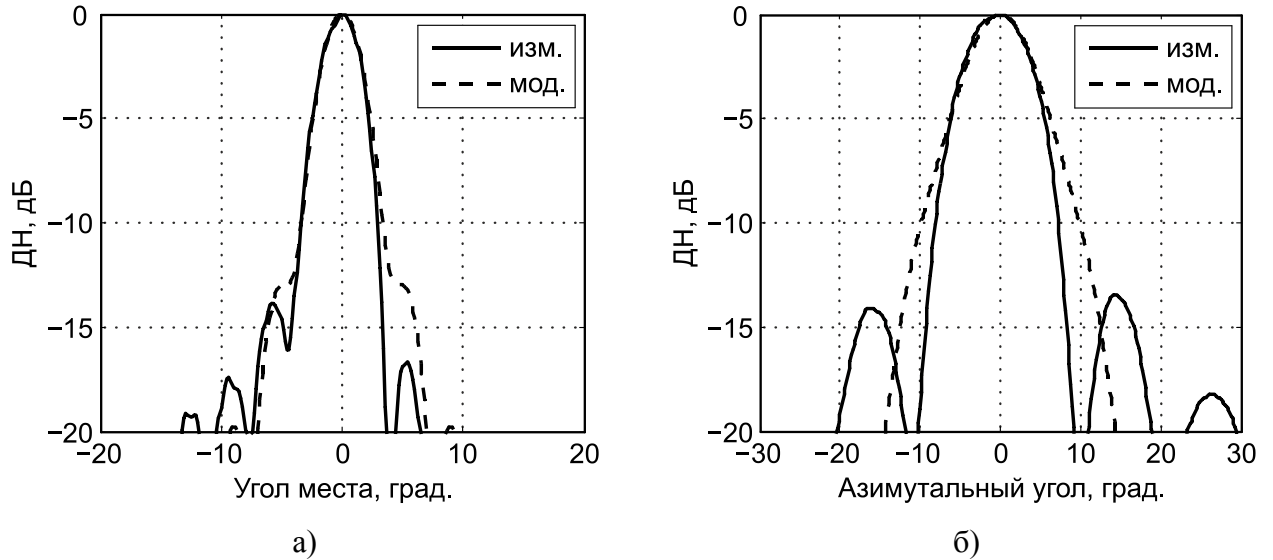


Рис. 86. ДН тороидально-эллиптической линзовой антенны с вертикальной линейной апертурой 90 мм, измеренные во втором частотном канале стандарта IEEE 802.11ad (59.40 – 61.56 ГГц): а) – плоскость угла места; б) – азимутальная плоскость.

Как видно из представленных графиков, измеренные и рассчитанные характеристики совпадают с хорошей точностью. Согласно сделанным оценкам, главный луч рассматриваемой линзовой антенны имел ширину по уровню -3 дБ порядка 4° в плоскости угла места и 9.5° в азимутальной плоскости. Максимальный КУ данного прототипа СЛАС, измеренный в полосе частот 59.40 – 61.56 ГГц (канал 2 стандарта IEEE 802.11ad), составил 26 дБи при уровне боковых лепестков -13 дБ [72]. В ходе экспериментальных исследований также было установлено, что разработанная тороидально-эллиптическая линзовая антенна с вертикальной линейной апертурой 90 мм способна осуществлять электронное сканирование лучом в азимутальной плоскости в угловом секторе $\pm 40^\circ$.

На Рис. 87 изображены рассчитанные (пунктирные линии) и измеренные во втором частотном канале стандарта IEEE 802.11ad (сплошные линии) ДН тороидально-эллиптической линзовой антенны с вертикальной линейной апертурой 112 мм. Как и в предыдущих случаях, измеренные характеристики с высокой степенью точности совпали с результатами электромагнитного моделирования.

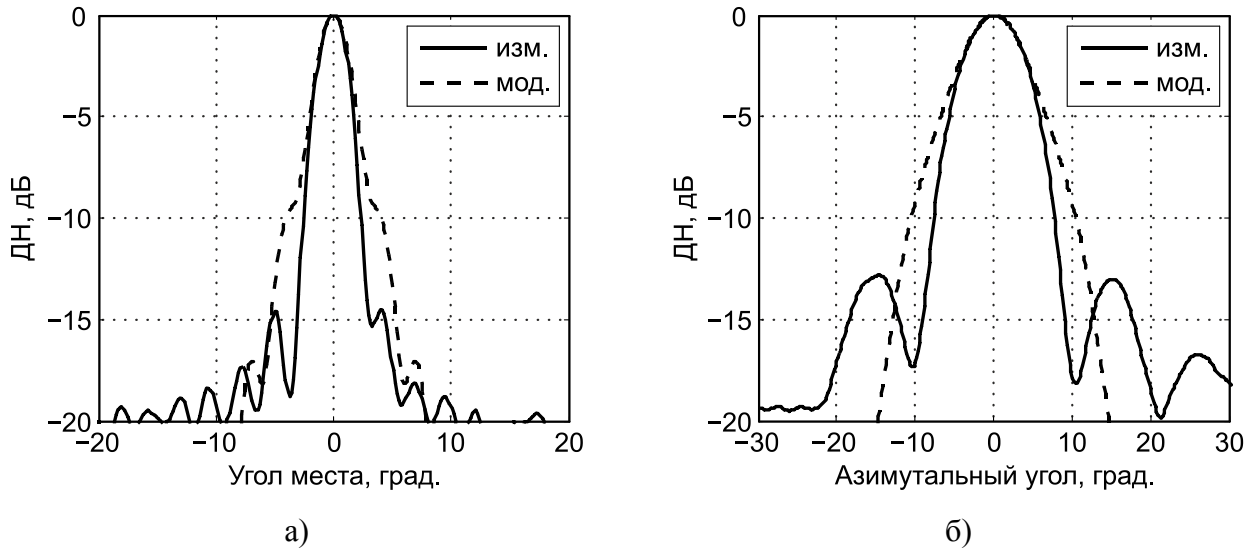


Рис. 87. ДН прототипа СЛАС с вертикальной линейной апертурой 112 мм, измеренные во втором частотном канале стандарта IEEE 802.11ad: а) – плоскость угла места; б) – азимутальная плоскость.

Согласно сделанным оценкам, главный луч указанной тороидально-эллиптической линзовой антенны имел ширину по уровню -3 дБ порядка 3° в плоскости угла места и 9.5° в азимутальной плоскости. Максимальный КУ данной антенны, измеренный в полосе частот 59.40 – 61.56 ГГц (канал 2 стандарта IEEE 802.11ad), составил 27.5 дБи при уровне боковых лепестков -13 дБ [72].

На Рис. 88 изображены ДН прототипа рассматриваемой СЛАС, полученные при различных положениях главного луча ФАР в азимутальной плоскости. Из представленных зависимостей следует, что разработанная тороидально-эллиптическая линзовая антенна с вертикальной линейной апертурой 112 мм имеет сектор сканирования $\pm 40^\circ$.

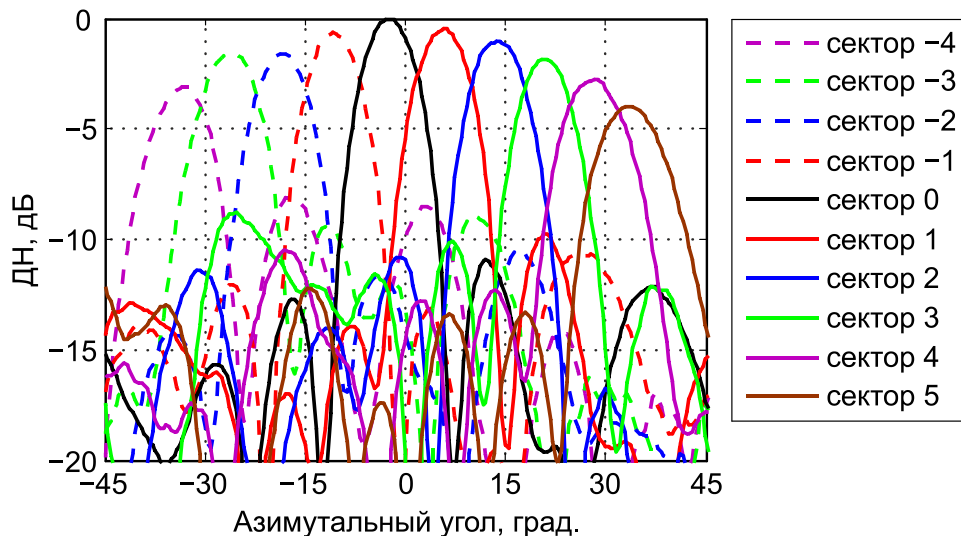


Рис. 88. ДН прототипа СЛАС с вертикальной линейной апертурой 112 мм, измеренные при различных положениях главного луча ФАР в азимутальной плоскости.

4.4.3. Бифокальная линзовая антенна

ДН прототипа бифокальной СЛАС, измеренные, когда главный луч ФАР находился в центральном положении в азимутальной плоскости, показаны на Рис. 89 (сплошные линии), где также представлены результаты электромагнитного моделирования данной антенны в CST Microwave studio (пунктирные линии).

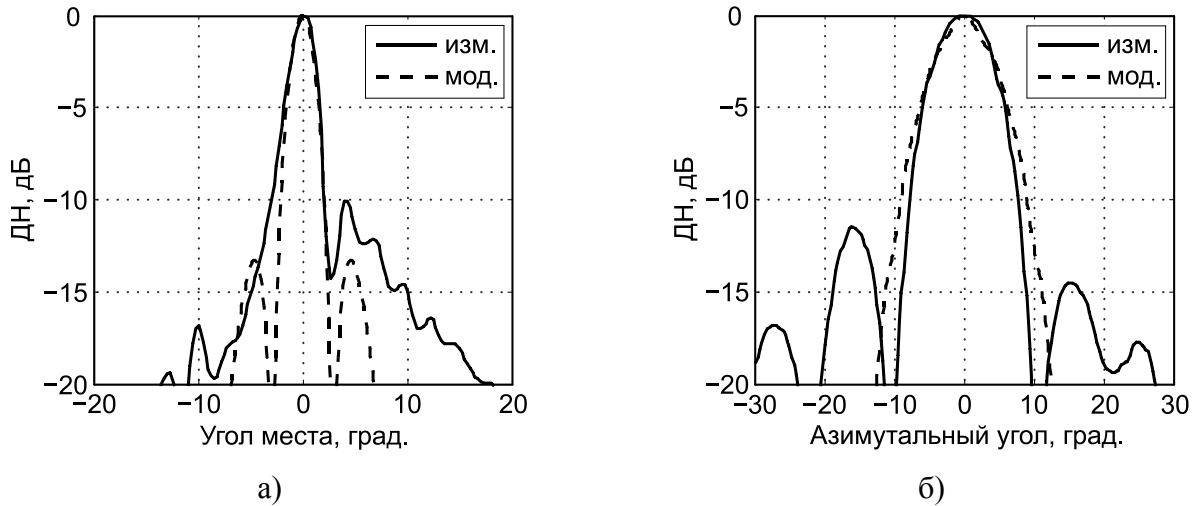


Рис. 89. ДН прототипа бифокальной СЛАС, измеренные, когда главный луч ФАР находился в центральном положении: а) – плоскость угла места; б) – азимутальная плоскость.

В ходе экспериментальных исследований было установлено, что центральный луч бифокальной линзовой антенны имел ширину по уровню -3 дБ порядка 2.5° в плоскости угла места и 9.5° в азимутальной плоскости [101]. Как видно из Рис. 89, измеренные и рассчитанные характеристики совпадают с высокой степенью точности.

На Рис. 90 изображены ДН заявленной линзовой антенны, полученные, когда главный луч ФАР в азимутальной плоскости был отклонен на 40° относительно центрального положения.

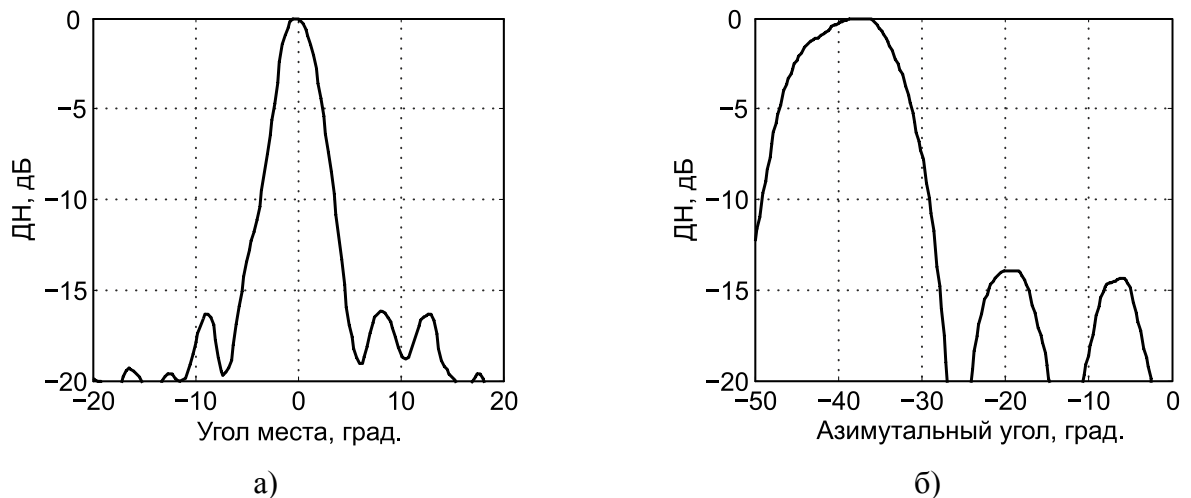


Рис. 90. ДН прототипа бифокальной СЛАС, измеренные при отклоненном главном луче ФАР: а) – плоскость угла места; б) – азимутальная плоскость.

В данном случае ширина главного луча рассматриваемой линзовой антенны в угломестной и азимутальной плоскости по уровню -3 дБ составила 3.7° и 14.3° соответственно. Расширение главного луча по мере его отклонения от центрального положения может быть связано не только с различной удаленностью элементов ФАР от преломляющей поверхности тороидальной линзы, но и с асимметричными амплитудно-фазовыми распределениями тока, которые реализуются на этих элементах при сканировании. Согласно сделанным оценкам, максимальный КУ разработанной бифокальной СЛАС достигал 27.5 дБи в полосе частот 59.40 – 61.56 ГГц (канал 2 стандарта IEEE 802.11ad), причем когда главный луч ФАР находился в центральном положении.

На Рис. 91 изображены ДН рассматриваемой линзовой антенны, соответствующие различным положениям главного луча ФАР в азимутальной плоскости.

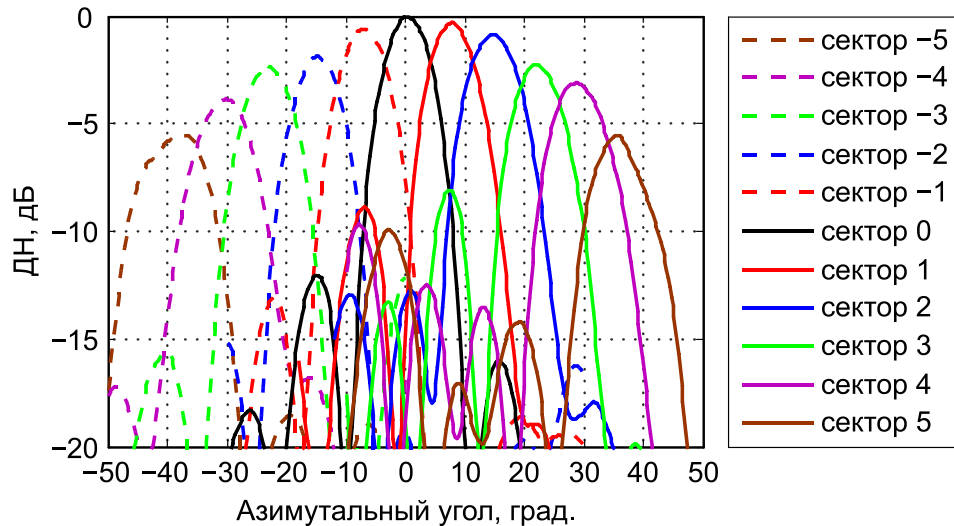


Рис. 91. ДН прототипа бифокальной СЛАС, измеренные при различных положениях главного луча ФАР в азимутальной плоскости.

Видно, что при смещении главного луча от центрального к крайнему положению ($\pm 40^\circ$) в азимутальной плоскости КУ антенной системы уменьшался на 6.5 – 7 дБи. Таким образом, минимальный КУ разработанной бифокальной линзовой антенны в секторе сканирования $\pm 40^\circ$ составил 20.5 – 21 дБи.

На следующем этапе экспериментальных исследований были получены ДН прототипа бифокальной СЛАС в плоскости угла места при различных положениях ФАР на задней (не преломляющей) поверхности линзы [101]. В частности, на Рис. 92 приведены ДН заявленной антенны, измеренные, когда ФАР находилась в фокусах линзы (красная и синяя линии), а также в центре между ними (черная линия).

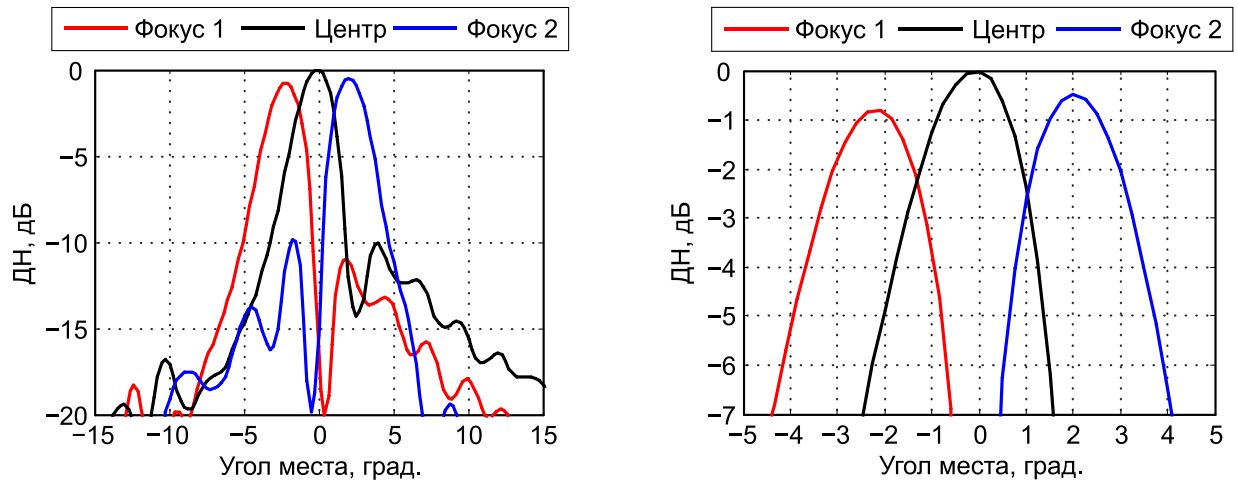


Рис. 92. ДН прототипа бифокальной СЛАС, измеренные, когда ФАР располагалась в фокусах линзы и в центре между ними.

Как видно из представленных зависимостей, перекрытие между соседними лучами происходит на уровне меньше -3 дБ. Кроме того, согласно оценкам, сделанным в ходе измерения ДН, КУ антенны в трех случаях составлял 26.7 дБи, 27.5 дБи и 27.0 дБи соответственно. Полученные результаты свидетельствуют о том, что разработанная бифокальная линзовая антенна способна осуществлять электронную подстройку направления излучения в плоскости угла места в секторе $\pm 3^\circ$.

4.4.4. Зонированная линзовая антенна

На Рис. 93 изображены рассчитанные (пунктирные линии) и измеренные во втором частотном канале стандарта IEEE 802.11ad (сплошные линии) ДН прототипа зонированной линзовой антенны с вертикальной линейной апертурой 190 мм [74].

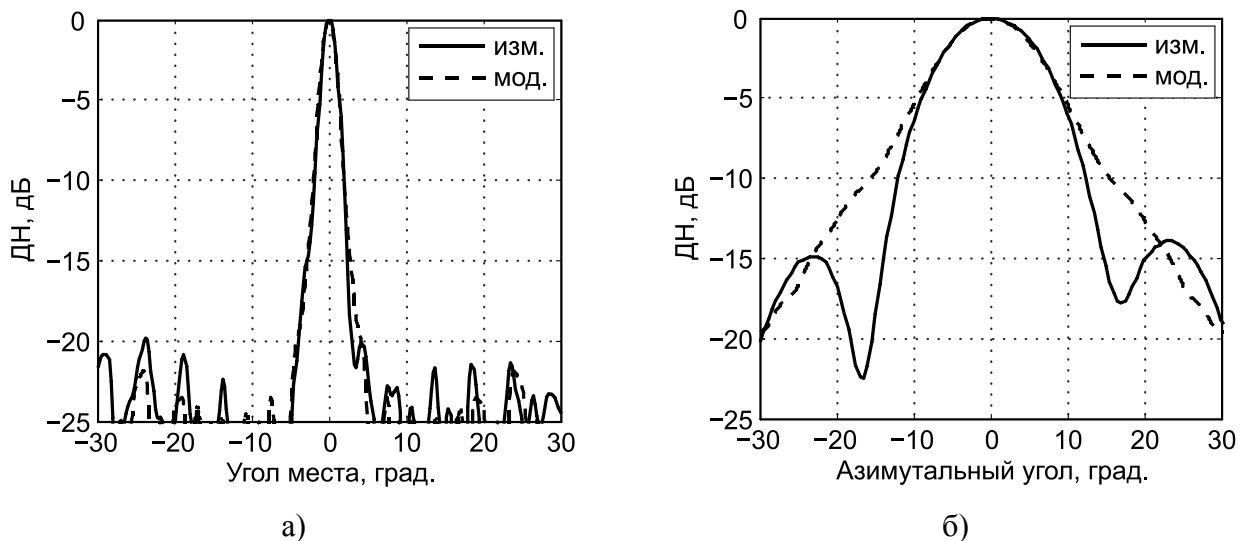


Рис. 93. ДН прототипа зонированной линзовой антенны, измеренные во втором частотном канале стандарта IEEE 802.11ad: а) – плоскость угла места; б) – азимутальная плоскость.

В ходе экспериментальных исследований было установлено, что главный луч данной линзовой антенны имел ширину по уровню -3 дБ порядка 3° в плоскости угла места и 14° в азимутальной плоскости. Как видно из Рис. 93, измеренные характеристики в целом соответствуют результатам электромагнитного моделирования.

Согласно сделанным оценкам, в полосе частот 59.40 – 61.56 ГГц (канал 2 стандарта IEEE 802.11ad) КУ зонированной линзовой антенны уменьшался с 27.5 дБи до 23.5 дБи, когда главный луч смещался от центрального к крайнему положению ($\pm 40^\circ$) в азимутальной плоскости. Таким образом, общий сектор сканирования заявленной антенны с учетом ширины крайних лучей составил $\pm 45^\circ$ (см. Рис. 94).

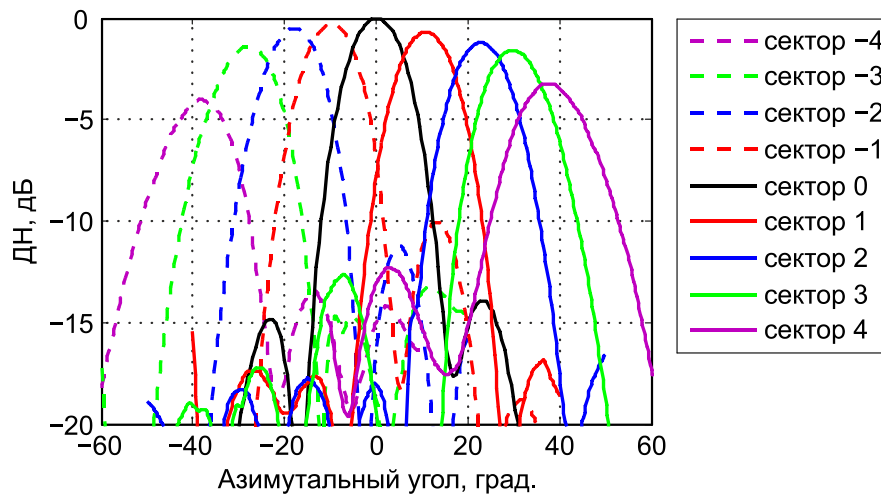


Рис. 94. ДН прототипа зонированной линзовой антенны, измеренные при различных положениях главного луча ФАР в азимутальной плоскости.

Следует отметить, что максимальный КУ 27.5 дБи имели также тороидально-эллиптическая линзовая антенна с вертикальной линейной апертурой 112 мм и бифокальная линзовая антенна. При этом масса первой антенны превысила 2.5 кг, а второй – 3.5 кг. В свою очередь, масса зонированной линзы составила порядка 900 г. Кроме того, предварительные расчеты показали, что если уменьшить толщину зонированной линзы с 20 мм до 14 мм, то антенна в сборе будет весить всего 500 г (для сравнения: массы тороидально-эллиптических линз с вертикальными линейными апертурами 90 мм и 70 мм составили 1090 г и 650 г соответственно).

4.4.5. Антенны с плоскими отражательными решетками

Характеристики прототипов САПОР в первую очередь были исследованы в окрестности расчетной частоты 60 ГГц [102]. В частности, на Рис. 95 приведены ДН заявленных антенн, измеренные во втором частотном канале стандарта IEEE 802.11ad (сплошные линии) и

полученные в ходе электромагнитного моделирования в CST Microwave studio (пунктирные линии).

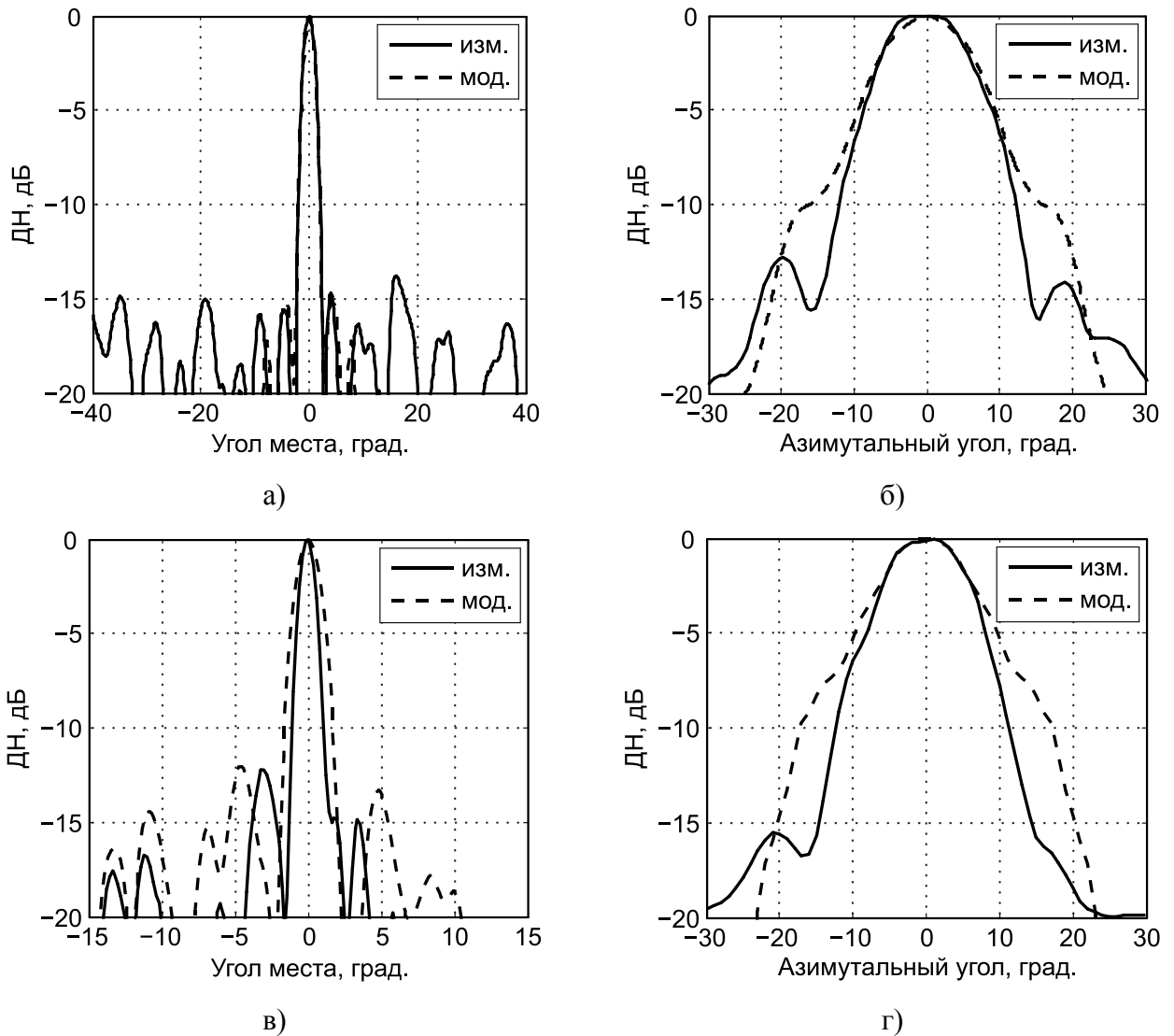
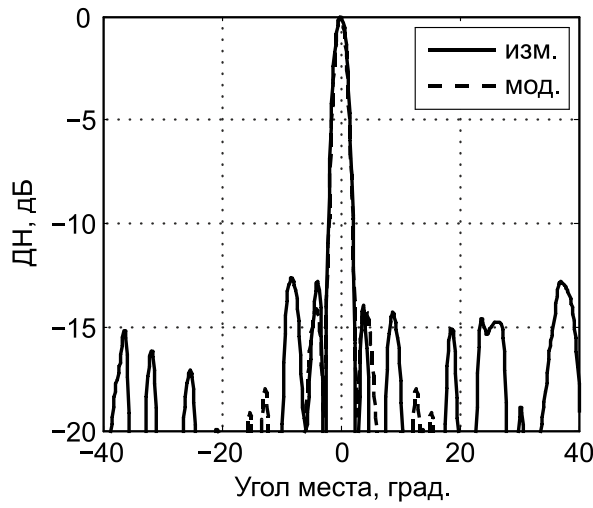


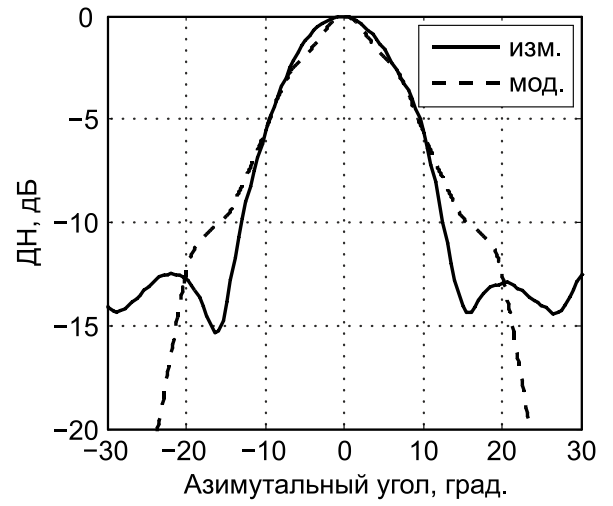
Рис. 95. ДН прототипов САПОР в угломестной (слева) и азимутальной (справа) плоскости, измеренные во втором частотном канале стандарта IEEE 802.11ad: (а), (б) – прямофокусная антенна; (в), (г) – офсетная антенна.

Согласно полученным данным, главные лучи обеих антенн имели ширину по уровню -3 дБ порядка 2° в плоскости угла места и 14° в азимутальной плоскости. При этом КУ прямофокусной антенны составил 24.5 дБи, а офсетной – 26.0 дБи. Различное значение КУ двух антенн можно объяснить тем, что в прямофокусном варианте облучающая ФАР затеняла часть поверхности плоской отражательной решетки.

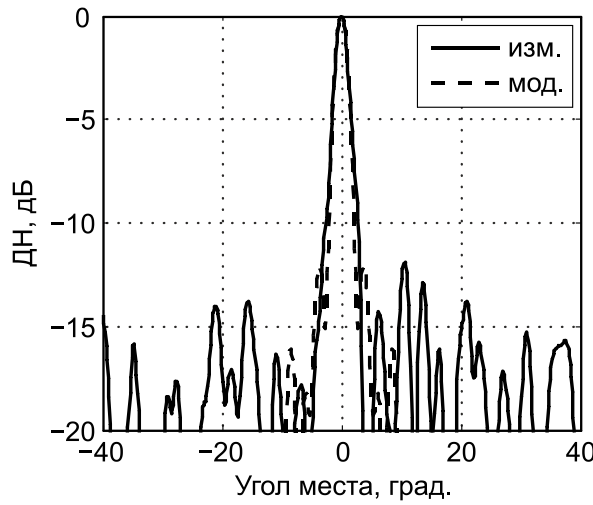
В ходе экспериментальных исследований также были получены ДН прямофокусной антенны в первом, третьем и четвертом частотных каналах стандарта IEEE 802.11ad (см. Рис. 96, где сплошными и пунктирными линиями изображены соответственно измеренные и рассчитанные характеристики) [82].



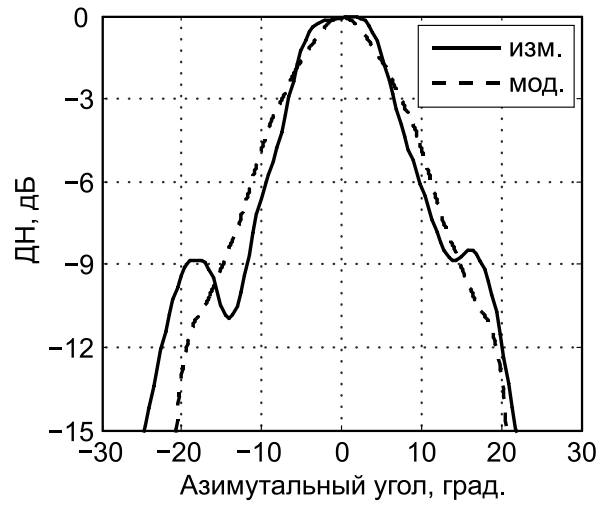
а)



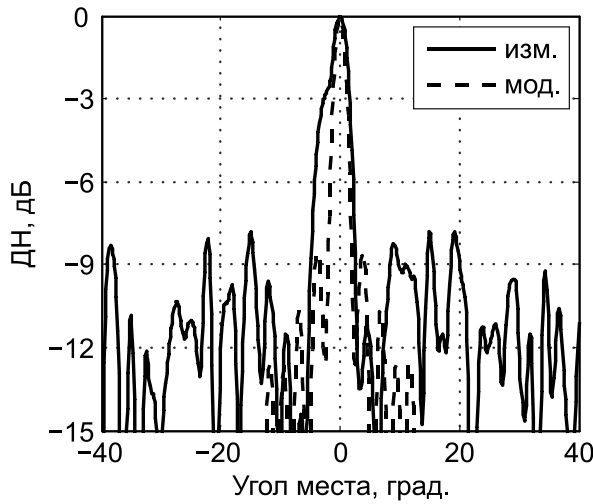
б)



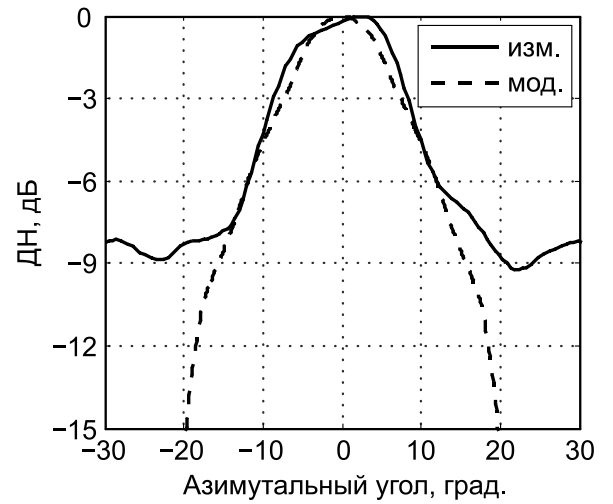
в)



г)



д)



е)

Рис. 96. ДН прототипа прямофокусной САПОР (в угломестной плоскости – слева, в азимутальной – справа), измеренные в трех частотных каналах стандарта IEEE 802.11ad: а), б) – канал 1 (57.24 – 59.40 ГГц); в), г) – канал 3 (61.56 – 63.72 ГГц); д), е) – канал 4 (63.72 – 65.88 ГГц).

Как видно из представленных зависимостей, во всех частотных каналах главный луч данной антенны имел ширину $2^\circ - 3^\circ$ в плоскости угла места и $14^\circ - 16^\circ$ в азимутальной плоскости. Согласно оценкам, сделанным при измерении ДН, КУ прямофокусной антенны в первом частотном канале составил 22.3 дБи, в третьем – 23.9 дБи, в четвертом – 20.1 дБи. Менее высокие значения КУ в крайних частотных каналах могут быть обусловлены ограниченной полосой пропускания плоской отражательной решетки.

На Рис. 97 изображены рассчитанные (пунктирные линии) и измеренные (сплошные линии) во втором частотном канале при различных положениях главного луча ФАР в азимутальной плоскости ДН двух прототипов САПОР.

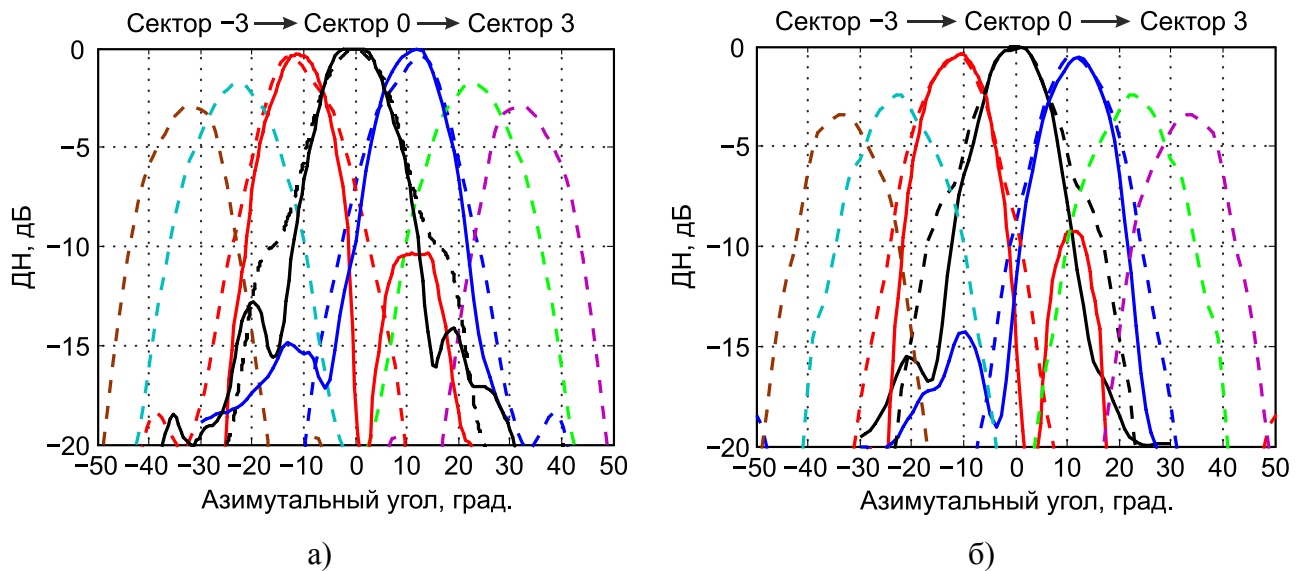


Рис. 97. ДН прототипов САПОР, измеренные во втором частотном канале при различных положениях главного луча ФАР в азимутальной плоскости: а) – прямофокусная антенна, б) – офсетная антенна.

В ходе экспериментальных исследований было установлено, что на изготовленных печатных платах умещались всего три луча ФАР (сплошные линии на Рис. 97), которые в сумме покрывали сектор $\pm 15^\circ$. Однако, как показали результаты электромагнитного моделирования в CST Microwave studio (пунктирные линии на Рис. 97), сектор сканирования заявленных антенн с более широкими отражательными решетками может составлять $\pm 35^\circ$.

Заключение

В настоящей диссертации представлены результаты разработки и экспериментальных исследований прототипов сканирующих линзовых и отражательных антенн с облучателем в виде ФАР диапазона 57.24 – 65.88 ГГц. В целом по итогам выполнения данной работы можно сделать следующие выводы:

1. Проведен системный анализ различных концепций построения и технологий реализации современных сканирующих антенн, предназначенных для работы в системах мобильной радиосвязи миллиметрового диапазона длин волн. Сформулированы требования, предъявляемые к таким антеннам. Установлено, что для новых базовых и релейных станций, работающих в соответствии со стандартами IEEE 802.11ad и IEEE 802.11ay, перспективными вариантами являются антенны с линзами из однородного диэлектрика и пассивными плоскими отражательными решетками.
2. Проведен расчет профилей фокусирующих линз в приближении геометрической оптики. Используя данное приближение, были разработаны оригинальные линзы из полиэтилена ($\varepsilon = 2.35$), имеющие зонированный (составленный из отрезков гипербол) и бифокальный профили. При этом впервые предложена тороидально-бифокальная линза с одной преломляющей поверхностью. Как показали результаты электромагнитного 3D-моделирования, антенна с такой линзой имеет уровень боковых лепестков на 2 – 2.5 дБ меньше, чем у аналогичной бифокальной линзовой антенны с двумя преломляющими поверхностями.
3. Разработан и создан прототип тороидально-бифокальной линзовой антенны диапазона 57.24 – 65.88 ГГц с вертикальной линейной апертурой 130 мм. Полученные результаты электромагнитного моделирования и экспериментальных исследований характеристик свидетельствуют о том, что данная антенна с облучателем в виде многомодульной ФАР имеет высокий КУ 27.5 дБи и способна осуществлять электронное широкоугольное сканирование в азимутальной плоскости в секторе $\pm 45^\circ$ с одновременной подстройкой направления излучения в плоскости угла места в секторе $\pm 3^\circ$. В связи с этим использование разработанной тороидально-бифокальной линзовой антенны в малых релейных станциях, расположенных друг от друга на расстояниях 100 – 300 м и на высотах 10 – 30 м, позволит качественно и надежно передавать данные в реконфигурируемых транспортных сетях со скоростями 2.5 – 4.6 Гбит/с (9 – 12 MCS стандартов IEEE 802.11ad и IEEE 802.11ay).

4. Теоретически и экспериментально исследована возможность оптимизации форм диэлектрических линз для уменьшения массы сканирующих антенн диапазона 60 ГГц без существенного уменьшения их КУ и секторов сканирования. В частности, разработан и создан прототип зонированной линзовой антенны диапазона 58 – 62 ГГц с вертикальной линейной апертурой 190 мм. Как показали результаты электромагнитного моделирования и экспериментальных исследований характеристик, данная антенна с облучателем в виде ФАР имеет высокий КУ 27.5 дБи, способна осуществлять электронное широкоугольное сканирование в азимутальной плоскости в секторе $\pm 45^\circ$ и при этом весит 900 г, то есть в 2 – 2.4 раза меньше, чем антенны с гладкими (незонированными) линзами из того же материала и с близкими по значению максимальными КУ. Таким образом, использование разработанной зонированной линзовой антенны в мобильных системах связи 5G позволит уменьшить вес релейных станций диапазона 60 ГГц, осуществляющих передачу данных со скоростями 2.5 – 4.6 Гбит/с на расстояния 100 – 300 м, и при этом сохранить качество и устойчивость радиосвязи между узлами реконфигурируемых транспортных сетей.
5. Разработаны оригинальные модели пассивных плоских отражательных решеток, формирующих ДН секторного, карандашного и косекансного типов. Отражательные решетки были синтезированы с помощью усовершенствованного итерационного метода, в котором эталонная амплитудная ДН принадлежала к классу целых функций экспоненциального типа. При этом при синтезе отражательных решеток в данной работе впервые использовались оригинальные эталонные функции фазовых диаграмм, позволившие получить более точное приближение к требуемой форме главного луча. Как показали результаты электромагнитного моделирования в CST Microwave studio, формы главных лучей антенн, содержащих такие отражательные решетки, в целом соответствуют заданным эталонным математическим моделям, что подтверждает эффективность предложенного итерационного метода. На основе разработанных моделей плоских отражательных решеток могут быть созданы прототипы сканирующих антенн, предназначенных для точек доступа в интернет и малых релейных станций гетерогенных сетей 5G, развернутых, например, в таких крупных объектах социальной инфраструктуры как торговые центры, аэропорты, железнодорожные вокзалы и т.д.
6. Разработаны и созданы два прототипа сканирующих антенн с оригинальными плоскими отражательными решетками, один из которых являлся аналогом прямофокусной зеркальной антенны, а другой – офсетной. Каждый прототип включал в себя плоскую пассивную отражательную решетку, формировавшую карандашную

ДН в плоскости угла места, и ФАР, такую же, как в прототипах линзовых антенн. Согласно полученным результатам измерений характеристик, в рабочем диапазоне частот 57.24 – 63.72 ГГц КУ прямофокусной антенны составил 24.5 дБи, а офсетной – 26.0 дБи. При этом обе антенны способны осуществлять электронное сканирование в азимутальной плоскости в секторе $\pm 15^\circ$. Достигнутые технические параметры свидетельствуют о том, что разработанные антенны с плоскими пассивными отражательными решетками могут найти применение в приложениях реконфигурируемых транспортных сетей 5G, в которых требуются недорогие антенны с небольшой массой и плоскостным форм-фактором, например, в малых релейных станциях диапазона 60 ГГц, осуществляющих передачу данных со скоростями 2.5 – 4.6 Гбит/с на расстояния 100 – 150 м.

Таким образом, полученные в ходе выполнения данной работы результаты имеют практическую значимость. В частности, они могут быть использованы при проектировании сканирующих линзовых и отражательных антенн, предназначенных для точек доступа в интернет и релейных станций диапазона 60 ГГц. Кроме того, полученные результаты могут представлять интерес для специалистов, занимающихся разработкой новых приложений мобильных сетей 5G миллиметрового диапазона длин волн.

Список использованных сокращений

АФР – амплитудно-фазовое распределение

ВЛА – вертикальная линейная апертура

ДН – диаграмма направленности

КМОП - комплементарная структура металл-оксид-полупроводник

КНД – коэффициент направленного действия

КРВО – конечные разности во временной области

КУ – коэффициент усиления

МРЧ – метод роя частиц

МЭМС – микроэлектромеханическая структура

ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема

ПК – персональный компьютер

САПОР – скарирующая антенна с плоской отражательной решеткой

СЛАС – сканирующая линзовая антенная система

СР МСС – статистическая радиофизика и мобильные системы связи

УБЛ – уровень боковых лепестков

ФАР – фазированная антенная решетка

BST – barium strontium titanate

MiWEBA – millimeter wave enhanced backhaul and access

SIW – substrate integrated waveguide

SMA – subminiature version A

SMD – surface mounted device

Список литературы

- [1] IEEE Standard for Information technology--Telecommunications and information exchange between systems--Local and metropolitan area networks--Specific requirements-Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 3: Enhancements for Very High Throughput in the 60 GHz Band // IEEE Std 802.11ad-2012 (Amendment to IEEE Std 802.11-2012, as amended by IEEE Std 802.11ae-2012 and IEEE Std 802.11aa-2012). – 2012. – P. 1-628.
- [2] IEEE Standard for Information Technology--Telecommunications and Information Exchange between Systems Local and Metropolitan Area Networks--Specific Requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 2: Enhanced Throughput for Operation in License-exempt Bands above 45 GHz // IEEE Std 802.11ay-2021 (Amendment to IEEE Std 802.11-2020 as amendment by IEEE Std 802.11ax-2021). – 2021. – P. 1-768.
- [3] Okasaka, S. Proof-of-Concept of a Millimeter-Wave Integrated Heterogeneous Network for 5G Cellular / S. Okasaka, R.J. Weiler, W. Keusgen, A. Pudueyev, A. Maltsev, I. Karls, K. Sakaguchi // Sensors. – 2016. – No. 9: 1362.
- [4] Sakaguchi, K. Where, When, and How mmWave is Used in 5G and Beyond / K. Sakaguchi [et al.] // IEICE Transactions on Electronics. – 2017. – V. E100.C. No. 10. – P. 790-808.
- [5] Raisanen, A.V. Millimeter-Wave Antennas for 5G / A.V. Raisanen, J. Zheng, J. Ala-Laurinaho, S. Karki, V. Viikari // 2018 11th Global Symposium on Millimeter Waves (GSMM). – 2018. – P. 1-4.
- [6] Maltsev, A. Highly Directional Steerable Antennas: High-Gain Antennas Supporting User Mobility or Beam Switching for Reconfigurable Backhauling / A. Maltsev, A. Sadri, A. Pudueyev, I. Bolotin // IEEE Vehicular Technology Magazine. – 2016. – V. 11. No. 1. – P. 32-39.
- [7] Karki, S.K. Lens antenna design for E-band point-to-point radio links / S.K. Karki, J. Ala-Laurinaho, V. Viikari, R. Valkonen // 2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium - Spring (PIERS). – 2017. – P. 1625-1631.
- [8] Lamminen, A.E.I. Beam-Switching Dual-Spherical Lens Antenna With Low Scan Loss at 71-76 GHz / A.E.I. Lamminen [et al.] // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2018. – V. 17. No. 10. – P. 1871-1875.
- [9] Hill, T.A. Cascaded Fresnel Lens Antenna for Scan Loss Mitigation in Millimeter Wave Access Points / T.A. Hill, J.R. Kelly, M. Khalily, T.W.C. Brown // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2020. – V. 68. No. 10. – P. 6879-6892.

- [10] Saleem, M.K. Lens Antenna for Wide Angle Beam Scanning at 79 GHz for Automotive Short Range Radar Applications / M.K. Saleem, H. Vettikaladi, M.A.S. Alkanhal, M. Himdi // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2017. – V. 65. No. 4. – P. 2041-2046.
- [11] Li, Y. Multibeam 3-D-Printed Luneburg Lens Fed by Magnetolectric Dipole Antennas for Millimeter-Wave MIMO Applications / Y. Li, L. Ge, M. Chen, Z. Zhang, Z. Li, J. Wang // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2019. – V. 67. No. 5. – P. 2923-2933.
- [12] Euler, M. Frequency Selective Surface Using Nested Split Ring Slot Elements as a Lens With Mechanically Reconfigurable Beam Steering Capability / M. Euler, V. Fusco // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2010. – V. 58. No. 10. – P. 3417-3421.
- [13] Al-Joumayly, M.A. A Generalized Method for Synthesizing Low-Profile, Band-Pass Frequency Selective Surfaces With Non-Resonant Constituting Elements / M.A. Al-Joumayly, N. Behdad // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2010. – V. 58. No. 12. P. 4033-4041.
- [14] Jiang, T. Low-DC Voltage-Controlled Steering-Antenna Radome Utilizing Tunable Active Metamaterial / T. Jiang, Z. Wang, D. Li, J. Pan, B. Zhang, J. Huangfu, Y. Salamin, C. Li, L. Ran // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2012. – V. 60. No. 1. – P. 170-178.
- [15] Xi, Q. A Reconfigurable Planar Fresnel Lens for Millimeter-Wave 5G Frontends / Q. Xi, C. Ma, H. Li, B. Zhang, C. Li, L. Ran // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2020. – V. 68. No. 11. – P. 4579-4588.
- [16] Reese, R. A Millimeter-Wave Beam-Steering Lens Antenna With Reconfigurable Aperture Using Liquid Crystal / R. Reese [et al.] // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2019. – V. 67. No. 8. – P. 5313-5324.
- [17] Encinar, J.A. Reflectarray Antennas / J.A. Encinar, J. Huang. – Wiley-IEEE Press, 2007. – 320 pp.
- [18] Nayeri, P. Bifocal Design and Aperture Phase Optimizations of Reflectarray Antennas for Wide-Angle Beam Scanning Performance / P. Nayeri, F. Yang, A.Z. Elsherbeni // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2013. – V. 61. No. 9. – P. 4588-4597.
- [19] Mei, P. A Low-Cost, High-Efficiency and Full-Metal Reflectarray Antenna With Mechanically 2-D Beamsteerable Capabilities for 5G Applications / P. Mei, S. Zhang, G.F. Pedersen // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2020. – V. 68. No. 10. – P. 6997-7006.
- [20] Thiel, M. A multiple-beam sector antenna with a dual planar reflectarray arrangement / M. Thiel, W. Menzel // 2006 European Radar Conference. – 2006. – P. 53-56.
- [21] Arrebola, M. Multifed Printed Reflectarray With Three Simultaneous Shaped Beams for LMDS Central Station Antenna / M. Arrebola, J.A. Encinar, M. Barba // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2008. – V. 56. No. 6. – P. 1518-1527.

- [22] Legay, H. A steerable reflectarray antenna with MEMS controls / H. Legay, B. Pinte, M. Charrier, A. Ziaei, E. Girard, R. Gillard // IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology, 2003. – 2003. – P. 494-499.
- [23] Hum, S.V. Integrated MEMS Reflectarray Elements / S.V. Hum, G. McFeetors, M. Okoniewski // 2006 First European Conference on Antennas and Propagation. – 2006. – P. 1-6.
- [24] Perruisseau-Carrier, J. Monolithic MEMS-Based Reflectarray Cell Digitally Reconfigurable Over a 360° Phase Range / J. Perruisseau-Carrier, A.K. Skrivervik // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2008. – V. 7. – P. 138-141.
- [25] Kamoda, H. 60-GHz Electronically Reconfigurable Large Reflectarray Using Single-Bit Phase Shifters / H. Kamoda, T. Iwasaki, J. Tsumochi, T. Kuki, O. Hashimoto // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2011. – V. 59. No. 7. – P. 2524-2531.
- [26] Hum, S.V. Modeling and Design of Electronically Tunable Reflectarrays / S.V. Hum, M. Okoniewski, R.J. Davies // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2007. – V. 55. No. 8. – P. 2200-2210.
- [27] Venneri, F. Design and Validation of a Reconfigurable Single Varactor-Tuned Reflectarray / F. Venneri, S. Costanzo, G. Di Massa // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2013. – V. 61. No. 2. – P. 635-645.
- [28] Moessinger, A. Electronically reconfigurable reflectarrays with nematic liquid crystals / A. Moessinger, R. Marin, S. Mueller, J. Freese, R. Jakoby // Electronics Letters. – 2006. – V. 42. No. 16. – P. 899-900.
- [29] Li, X. Broadband Electronically Scanned Reflectarray Antenna With Liquid Crystals / X. Li [et al.] // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2021. – V. 20. No. 3. – P. 396-400.
- [30] Patent No. WO 2007/136293 A1. Millimeter-wave reflector antenna system and methods for communicating using millimeter-wave signals / Alamouti S.M., Maltsev A.A., Chistyakov N.V., Maltsev A.A. Jr., Sergeyev V.S. Filing Date: 23.05.2006. Publication Date: 29.11.2007.
- [31] Patent No. US 8 193 994 B2. Millimeter-wave chip-lens array antenna systems for wireless networks / Alamouti S.M., Maltsev A.A., Sergeyev V.S., Maltsev A.A. Jr., Chistyakov N.V. Filing Date: 23.05.2006. Publication Date: 05.06.2012.
- [32] Ghasempour, Y. IEEE 802.11ay: Next-Generation 60 GHz Communication for 100 Gb/s Wi-Fi / Y. Ghasempour, C.R.C.M. da Silva, C. Cordeiro, E.W. Knightly // IEEE Communications Magazine. – 2017. – V. 55. No. 12. – P. 186-192.
- [33] Friis, H.T. A Note on a Simple Transmission Formula / H.T. Friis // Proceedings of the IRE. – 1946. – V. 34. No. 5. – P. 254-256.

- [34] Maltsev, A. Experimental investigations of 60 GHz WLAN systems in office environment / A. Maltsev, R. Maslennikov, A. Sevastyanov, A. Khoryaev, A. Lomayev // *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. – 2009. – V. 27. No. 8. – P. 1488-1499.
- [35] Zhu, J. Cavity-backed high-gain switch beam antenna array for 60-GHz applications / J. Zhu, B. Peng, S. Li // *IET Microwaves, Antennas & Propagation*. – 2017. – V. 11. No. 12. – P. 1776-1781.
- [36] Zhu, Y. Design and Implementation of a Wideband Antenna Subarray for Phased-Array Applications / Y. Zhu, R. Lu, C. Yu, W. Hong // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 2020. – V. 68. No. 8. – P. 6059-6068.
- [37] Syrytsin, I. Compact Quad-Mode Planar Phased Array With Wideband for 5G Mobile Terminals / I. Syrytsin, S. Zhang, G.F. Pedersen, A.S. Morris // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 2018. – V. 66. No. 9. – P. 4648-4657.
- [38] Pan, H.K. Mm-wave phased array antenna and system integration on semi-flex packaging / H.K. Pan, B.D. Horine, M. Ruberto, S. Ravid // *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*. – 2011. – P. 2059-2062.
- [39] Зелкин, Е.Г. Линзовые антенны / Е.Г. Зелкин, Р.А. Петрова. – М.: Советское радио, 1974. – 280 с.
- [40] Artemenko, A. Experimental Characterization of E-Band Two-Dimensional Electronically Beam-Steerable Integrated Lens Antennas / A. Artemenko, A. Mozharovskiy, A. Maltsev, R. Maslennikov, A. Sevastyanov, V. Ssorin // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. – 2013. – V. 12. – P. 1188-1191.
- [41] Karki, S.K. Integrated Metal-lens Antennas with Reduced Height at 71–76 GHz / S.K. Karki, J. Ala-Laurinaho, V. Viikari // *2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. – 2019. – P. 1-5.
- [42] van der Vorst, M.J.M. Scan-Optimized Integrated Lens Antennas / M.J.M. van der Vorst, P.J.I. de Maagt, M.H.A.J. Herben // *1997 27th European Microwave Conference*. – 1997. – P. 605-610.
- [43] Karttunen, A. Extended hemispherical integrated lens antenna with feeds on a spherical surface / A. Karttunen, J. Ala-Laurinaho, R. Sauleau, A.V. Räsänen // *2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. – 2013. – P. 2539-2543.
- [44] Gibson, P.J. The Vivaldi Aerial / P.J. Gibson // *1979 9th European Microwave Conference*. – 1979. – P. 101-105.
- [45] Ala-Laurinaho J. Dual-polarised lens feed arrays and end-fire antennas in E-band / J. Ala-Laurinaho [et al.] // *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. – 2016. – P. 1-5.

- [46] Petosa, A. Effects of Fresnel lens thickness on aperture efficiency / A. Petosa, N. Gagnon, A. Ittipiboon // 2004 10th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics and URSI Conference. – 2004. – P. 1-4.
- [47] Luneburg, R.K. Mathematical Theory of Optics / R.K. Luneburg. – Berkeley: Univ. California Press, 1964. – 488 pp.
- [48] Яцкевич, В.А. Антенна с линзой Лüneберга упрощенной конструкции / В.А. Яцкевич, С.В. Турыгин // Радиотехника. – 2021. – Т. 85. № 4. – С. 147–152.
- [49] Пастернак, Ю.Г. Исследование сферической линзы Лüneберга, состоящей из набора диэлектрических перфорированных дисков с отверстиями разного диаметра / Ю.Г. Пастернак, В.А. Пендюрин, Р.Е. Рогозин, Е.А. Рогозин, С.М. Фёдоров // Антенны. – 2021. – № 6. – С. 13–22.
- [50] Li, Y. A Multibeam End-Fire Magnetolectric Dipole Antenna Array for Millimeter-Wave Applications / Y. Li and K. Luk // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2016. – V. 64. No. 7. – P. 2894-2904.
- [51] Heino, M. PCB-Based Design of a Beamsteerable Array With High-Gain Antennas and a Rotman Lens at 28 GHz / M. Heino, C. Icheln, J. Haarla, K. Haneda // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2020. – V. 19. No. 10. – P. 1754-1758.
- [52] Imbert, M. Design and Performance Evaluation of a Dielectric Flat Lens Antenna for Millimeter-Wave Applications / M. Imbert, A. Papió, F. De Flaviis, L. Jofre, J. Romeu // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2015. – V. 14. – P. 342-345.
- [53] Petosa, A. Design and performance of a perforated dielectric Fresnel lens / A. Petosa, A. Ittipiboon // IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation. – 2003. – V. 150. No. 5. – P. 309-314.
- [54] Wang, H.F. Beam-Scanning Lens Antenna Based on Elliptical Paraboloid Phase Distribution Metasurfaces / H.F. Wang, Z.B. Wang, Z.H. Wu, Y.R. Zhang // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2019. – V. 18. No. 8. – P. 1562-1566.
- [55] Munk, B.A. Frequency Selective Surfaces: Theory and Design / B.A. Munk. – New York: Wiley, 2000. – 440 pp.
- [56] Robinson, J. Particle swarm optimization in electromagnetics / J. Robinson, Y. Rahmat-Samii // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2004. – V. 52. No. 2. – P. 397-407.
- [57] Boeringer, D.W. Particle swarm optimization versus genetic algorithms for phased array synthesis / D.W. Boeringer, D.H. Werner // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2004. – V. 52. No. 3. – P. 771-779.

- [58] Jin, N. Advances in Particle Swarm Optimization for Antenna Designs: Real-Number, Binary, Single-Objective and Multiobjective Implementations / N. Jin, Y. Rahmat-Samii // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2007. – V. 55. No. 3. – P. 556-567.
- [59] Hu, W. 94 GHz Dual-Reflector Antenna With Reflectarray Subreflector / W. Hu [et al.] // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2009. – V. 57. No. 10. – P. 3043-3050.
- [60] Menzel, W. A Folded Reflectarray Antenna for 2D Scanning / W. Menzel, D. Kessler // 2009 German Microwave Conference. – 2009. – P. 1-4.
- [61] Yang, J. 2-D Scannable 40-GHz Folded Reflectarray Fed by SIW Slot Antenna in Single-Layered PCB / J. Yang, Y. Shen, L. Wang, H. Meng, W. Dou, S. Hu // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2018. – V. 66. No. 6. – P. 3129-3135.
- [62] Kamoda, H. 60-GHz electrically reconfigurable reflectarray using p-i-n diode / H. Kamoda, T. Iwasaki, J. Tsumochi, T. Kuki // 2009 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – 2009. – P. 1177-1180.
- [63] Karnati, K.K. A Monolithically BST-Integrated Ka-Band Beamsteerable Reflectarray Antenna / K.K. Karnati, M.E. Trampler, X. Gong // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2017. – V. 65. No. 1. – P. 159-166.
- [64] Можаровский, А.В. Эффективный метод расчёта характеристик интегрированных линзовых антенн на основе приближений геометрической и физической оптики / А.В. Можаровский, А.А. Артеменко, А.А. Мальцев, Р.О. Масленников, А.Г. Севастьянов, В.Н. Скорин // Известия вузов. Радиофизика. – 2015. – Т. 58. № 6. – С. 492–504.
- [65] Сильвестер, П. Метод конечных элементов для радиоинженеров и инженеров-электриков / П. Сильвестер, Р. Феррари. – М.: Мир, 1986. – 229 с.
- [66] Sullivan, D.M. Electromagnetic Simulation Using the FDTD Method / D.M. Sullivan. – 2nd ed. – Wiley-IEEE Press, 2013. – 192 pp.
- [67] Yee, K. Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media / K. Yee // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1966. – V. 14. No. 3. – P. 302-307.
- [68] Свид. 2019614854 Российская Федерация. Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ. Расчёт диаграмм направленности диэлектрических линзовых антенн / Селезнев В.М.; правообладатель: Селезнев Валентин Михайлович. – № 2019613479; заявл. 02.04.2019; опубл. 15.04.2019, Реестр программ для ЭВМ. – 1 с.
- [69] Taflove, S. Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method / S. Taflove, C. Hagness. – 3rd ed. – Artech House, 2005. – 1038 pp.

- [70] Литовский, Д.А. Разработка сканирующих линзовых антенных систем миллиметрового диапазона длин волн / Д.А. Литовский, В.М. Селезнев // Труды XXI научной конференции по радиофизике. – Н. Новгород: ННГУ, 2017. – С. 341-344.
- [71] Dou, W.B. Ray tracing on extended hemispherical and elliptical silicon dielectric lenses / W.B. Dou, Z.L. Sun // International Journal of Infrared and Millimeter Waves. – 1995. – V. 16. – P. 1993-2002.
- [72] Maltsev, A. Millimeter-wave Toroidal Lens-Array Antennas Experimental Measurements / A. Maltsev, A. Lomayev, A. Pudeyev, I. Bolotin, O. Bolkhovskaya, V. Seleznev // 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. – 2018. – P. 607-608.
- [73] Фрадин, А.З. Антенны сверхвысоких частот / А.З. Фрадин. – М.: Советское радио, 1957. – 652 с.
- [74] Maltsev, A. Scanning Toroidal Lens-Array Antenna With a Zoned Profile for 60 GHz Band / A. Maltsev, O. Bolkhovskaya, V. Seleznev // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2021. – V. 20. No. 7. – P. 1150-1154.
- [75] Brown, R. Dielectric bifocal lenses / R. Brown // IRE International Convention Record. – 1956. – P. 180-187.
- [76] Свид. 2017663555 Российская Федерация. Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ. Расчет профиля диэлектрической бифокальной линзы / Селезнев В.М., Болховская О.В.; заявитель и правообладатель: ООО "Радио Модуль НН". – № 2017660443; заявл. 18.10.2017; опубл. 07.12.2017, Реестр программ для ЭВМ. – 1 с.
- [77] Патент 2660385 С1, Российская Федерация, МПК H01Q 3/24. Сканирующая линзовая антенна / Болховская О.В., Селезнев В.М., Голубь В.Д.; патентообладатель: ООО "Радио Модуль НН". № 2017126581; заявл. 24.07.2017; опубл. 06.07.2018.
- [78] Горелик, Г.С. Колебания и волны. Введение в акустику, радиофизику и оптику / Г.С. Горелик. – 3-е изд. – М.: Физматлит, 2007. – 656 с.
- [79] Bolkhovskaya, O. Steerable Bifocal Lens-Array Antenna at 57-64 GHz / O. Bolkhovskaya, V. Seleznev, A. Rulkov, A. Maltsev // 2019 Conference on Microwave Techniques (COMITE). – 2019. – P. 1-6.
- [80] Encinar, J.A. Design of two-layer printed reflectarrays using patches of variable size / J. A. Encinar // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2001. – V. 49. No. 10. – P. 1403-1410.
- [81] Балландович, С.В. Печатная двухслойная отражательная антенная решетка миллиметрового диапазона с диаграммой направленности специальной формы / С.В. Балландович, Г.А. Костиков, М.И. Сугак // Антенны. – 2012. – № 10. – С. 22-27.

- [82] Селезнев, В.М. Сканирующая антенна с плоской отражательной решеткой, предназначенная для беспроводных систем связи V-диапазона / В.М. Селезнев // Радиотехника. – 2022. – Т. 86. № 3. – С. 115–123.
- [83] Visentin, T. Dual-polarized square-shaped offset-fed reflectarray antenna with high gain and high bandwidth in the 60 GHz domain / T. Visentin, W. Keusgen, R. Weiler // 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). – 2015. – P. 1-5.
- [84] Голубь, В.Д. Метод расчета рефлекторных антенн миллиметрового диапазона длин волн с планарным отражателем из пассивных микрополосковых элементов / В.Д. Голубь, В.М. Селезнев, О.В. Болховская // Труды XXI научной конференции по радиофизике. – Н. Новгород: ННГУ, 2017. – С. 327-329.
- [85] Li, W. An Ultra-Wide-Band Tightly Coupled Dipole Reflectarray Antenna / W. Li, S. Gao, L. Zhang, Q. Luo, Y. Cai // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2018. – V. 66. No. 2. – P. 533-540.
- [86] Mei, P. A Low-Cost, High-Efficiency and Full-Metal Reflectarray Antenna With Mechanically 2-D Beam-Steerable Capabilities for 5G Applications / P. Mei, S. Zhang, G.F. Pedersen // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2020. – V. 68. No. 10. – P. 6997-7006.
- [87] Li, C. Design and Optimization of a Mechanically Reconfigurable Reflectarray Antenna with Pixel Patch Elements Using Genetic Algorithm / C. Li, S. Xu, F. Yang, M. Li // 2019 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS). – 2019. – P. 1-3.
- [88] Nayeri, P. Design of Single-Feed Reflectarray Antennas With Asymmetric Multiple Beams Using the Particle Swarm Optimization Method / P. Nayeri, F. Yang, A.Z. Elsherbeni // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2013. – V. 61. No. 9. – P. 4598-4605.
- [89] Niccolai, A. SNO Based Optimization for Shaped Beam Reflectarray Antennas / A. Niccolai, R. Zich, M. Beccaria, P. Pirinoli // 2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). – 2019. – P. 1-4.
- [90] Niccolai, A. Social Network Optimization Based Procedure for Beam-Scanning Reflectarray Antenna Design / A. Niccolai, M. Beccaria, R.E. Zich, A. Massaccesi, P. Pirinoli // IEEE Open Journal of Antennas and Propagation. – 2020. – V. 1. – P. 500-512.
- [91] Балландович, С.В. Печатные отражательные антенные решетки с диаграммой направленности специальной формы / С.В. Балландович, Г.А. Костиков, М.И. Сугак // Антенны. – 2008. – № 6. – С. 53-59.
- [92] Prado, D.R. Improved Reflectarray Phase-Only Synthesis Using the Generalized Intersection Approach with Dielectric Frame and First Principle of Equivalence / D.R. Prado, M. Arrebola, M.R. Pino, F. Las-Heras // International Journal of Antennas and Propagation. – 2017. – V. 2017. – Article ID 3829390.

- [93] Martinez-de-Rioja, E. Passive Dual-Polarized Shaped-Beam Reflectarrays to Improve Coverage in Millimeter-Wave 5G Networks / E. Martinez-de-Rioja, Á. F. Vaquero, M. Arrebola, E. Carrasco, J. A. Encinar, M. Achour // 2021 15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). – 2021. – P. 1-5.
- [94] Зелкин, Е.Г. Синтез антенн на основе атомарных функций. Книга 2 / Е.Г. Зелкин, В.Ф. Кравченко. – М.: Радиотехника, 2003. – 72 с.
- [95] Milligan, T.A. Modern Antenna Design / T.A. Milligan. – 2nd ed. – Wiley-IEEE Press, 2005. – 632 pp.
- [96] Weng, W. Linear Antenna Array Synthesis Using Taguchi's Method: A Novel Optimization Technique in Electromagnetics / W. Weng, F. Yang, A.Z. Elsherbeni // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2007. – V. 55. No. 3. – P. 723-730.
- [97] Vaskelainen, L.I. Constrained Least-Squares Optimization in Conformal Array Antenna Synthesis / L.I. Vaskelainen // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2007. – V. 55. No. 3. – P. 859-867.
- [98] Зелкин, Е.Г. Задачи синтеза антенн и новые методы их решения. Книга 1 / Е.Г. Зелкин, В.Ф. Кравченко – М.: Издательское предприятие редакции журнала Радиотехника (ИПРЖР), 2002. – 72 с.
- [99] Селезнев, В.М. Разработка сканирующих антенных систем диапазона 60 ГГц с плоскими отражателями из пассивных микрополосковых элементов / В.М. Селезнев, О.В. Болховская, А.А. Мальцев // Антенны. – 2022. – № 5. – С. 30-48.
- [100] Селезнев, В.М. Сканирующая рефлекторная антенна миллиметрового диапазона длин волн 60 ГГц / В.М. Селезнев, А.С. Рутьков // Труды XXIII научной конференции по радиофизике. – Н. Новгород: ННГУ, 2019. – С. 384-386.
- [101] Мальцев, А.А. Сканирующая тороидально-бифокальная линзовая антенная система диапазона 57 – 64 ГГц / А.А. Мальцев, В.М. Селезнев, А.С. Рутьков, О.В. Болховская // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2019. – Т. 22. № 3. – С. 36-47.
- [102] Bolkhovskaya, O. Cost-Efficient RAA Technology for Development of the High-Gain Steerable Antennas for mmWave Communications / O. Bolkhovskaya, A. Maltsev, V. Seleznev, I. Bolotin // Volume 332: Machine Learning and Artificial Intelligence. – 2020. – P. 346-353.
- [103] Селезнев, В.М. Широкополосная сканирующая линзовая антенна для приложений 5G миллиметрового диапазона / В.М. Селезнев // Радиотехника. – 2022. – Т. 86. № 6. – С. 122-130.

Приложение

УТВЕРЖДАЮ:

Проректор по науке и инновациям
ННГУ им. Н.И. Лобачевского



М.Ю. Грязнов

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы Селезнева Валентина Михайловича «Разработка и исследование характеристик сканирующих антенн миллиметрового диапазона длин волн», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 2.2.14 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

Комиссия в составе:

- Флаксмана Александра Григорьевича, доктора физико-математических наук, профессора кафедры статистической радиофизики и мобильных систем связи;
- Болховской Олеси Викторовны, кандидата физико-математических наук, доцента кафедры статистической радиофизики и мобильных систем связи;
- Осинкиной Марии Михайловны, инженера кафедры статистической радиофизики и мобильных систем связи

составила настоящий акт о том, что научные результаты, полученные Селезевым Валентином Михайловичем, а именно:

1. методика синтеза плоских отражательных решеток, позволяющая получить более точные выражения для диаграммы направленности антенной системы;
 2. результаты электромагнитного моделирования и измерений характеристик сканирующих антенн с плоскими отражательными решетками диапазона 57– 64 ГГц.
- использованы при выполнении на кафедре статистической радиофизики и мобильных систем связи научно-исследовательской работы: «Алгоритмы адаптивной обработки сигналов и высокоточного позиционирования в системах мобильной связи». Заказчик Министерство науки и высшего образования Российской Федерации (программа развития передовых инженерных школ). Код (шифр) научной темы: Н-613-88_2022-2030.

Профессор кафедры статистической радиофизики и мобильных систем связи, д.ф.-м.н.

А.Г. Флакسمан

Доцент кафедры статистической радиофизики и мобильных систем связи, к.ф.-м.н.

О.В. Болховская

Инженер кафедры статистической радиофизики и мобильных систем связи

М.М. Осинкина

УТВЕРЖДАЮ:

Проректор по науке и инновациям
ФНТУ им. Н.И. Лобачевского

М.Ю. Грязнов

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы Селезнева Валентина Михайловича «Разработка и исследование характеристик сканирующих антенн миллиметрового диапазона длин волн», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 2.2.14 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

Комиссия в составе:

- Флакмана Александра Григорьевича, доктора физико-математических наук, профессора кафедры статистической радиофизики и мобильных систем связи;
- Болховской Олеси Викторовны, кандидата физико-математических наук, доцента кафедры статистической радиофизики и мобильных систем связи;
- Осинкиной Марии Михайловны, инженера кафедры статистической радиофизики и мобильных систем связи

составила настоящий акт о том, что научные результаты, полученные Селезевым Валентином Михайловичем, а именно расчеты профилей бифокальной и зонированной линз, для сканирующих антенн диапазона 57 – 64 ГГц использованы при выполнении на кафедре статистической радиофизики и мобильных систем связи научно-исследовательской работы: «Разработка эффективных технологий для антенн с высоким коэффициентом усиления и электронным сканированием луча для систем связи в миллиметровом диапазоне длин волн». (Хоздоговорные и инициативные НИОКР). № темы: 011/П.

Профессор кафедры статистической
радиофизики и мобильных систем связи, д.ф.-м.н.

А.Г. Флакман

Доцент кафедры статистической
радиофизики и мобильных систем связи, к.ф.-м.н.

О.В. Болховская

Инженер кафедры статистической радиофизики и
мобильных систем связи

М.М. Осинкина