

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ  
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
«ВОРОНЕЖСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи



Ищенко Евгений Алексеевич

**РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ АНТЕНН С ЧАСТОТНЫМ  
СКАНИРОВАНИЕМ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ МАЛЫХ  
ВЫСОКОМОБИЛЬНЫХ РОБОТИЗИРОВАННЫХ КОМПЛЕКСОВ**

Специальность 2.2.14. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

Диссертация

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:

Фёдоров Сергей Михайлович,

кандидат технических наук, доцент

Воронеж – 2025

## СОДЕРЖАНИЕ

Введение .....	4
1. Анализ современного состояния теории, техники и технологии производства антенных систем с пространственным сканированием главным лепестком .....	13
2. Исследование и разработка антенных систем с частотным сканированием на основе дифракционных решеток для обнаружения малых роботизированных высокомобильных комплексов .....	32
2.1 Введение в теорию дифракции волн. Математическое описание дифракции электромагнитных волн.....	34
2.2 Виды дифракционных решеток. Применение дифракционных решеток в конструкции антенн с возможностью частотного сканирования.....	43
2.3 Конструкция антенны с частотным сканированием на основе отражательной амплитудной дифракционной решетки .....	52
2.3.1 Анализ эффективной площади рассеяния БПЛА на разных частотах для реализации антенной системы радиолокатора.....	52
2.3.2 Конструкция и исследование антенны радиолокатора на основе амплитудной отражательной дифракционной решетки .....	55
2.3.3 Реализация линии питания для антенной решетки из четырех антенных элементов и отражательной амплитудной дифракционной решетки .....	74
2.3.4 Методика формирования антенной решетки с частотным сканированием на основе амплитудной отражательной решетки.....	77
2.4 Конструкция антенны с частотным сканированием на основе отражательной рельефно-фазовой дифракционной решетки эшелетт и диско-стержневой линии питания.....	78
2.5 Конструкция антенны с частотным сканированием на основе отражательной рельефно-фазовой дифракционной решетки эшелетт и линии питания в виде решетки эшелетт .....	85
2.5.1 Конструкция и применение апланатической линзы для реализации отклонения луча в угломестной плоскости .....	93

2.5.2 Методика реализации антенны с частотным сканированием на основе рельефно-фазовой дифракционной решетки эшелетт .....	98
2.6 Выводы .....	99
3. Исследование и разработка антенных систем с частотным сканированием с интегрированными в конструкцию диаграммообразующими устройствами .....	101
3.1 Антенная решетка с двухкоординатным сканированием на основе спиральных волноводов .....	102
3.2 Конструкция антенны пространственного сканирования на основе диаграммообразующего устройства и дифракционной решетки эшелетт .....	106
3.2.1 Методика реализации антенн с гибридным двухкоординатным сканированием .....	116
3.3 Выводы .....	116
4. Натурные экспериментальные исследования антенны с частотным сканированием на основе амплитудной отражательной дифракционной решетки .....	118
4.1 Оценка характеристик материалов аддитивного производства при взаимодействии антенными устройствами .....	118
4.2 Изготовление компонентов антенной системы на основе амплитудной отражательной дифракционной решетки .....	128
4.3 Измерение характеристик макета антенны с частотным сканированием на основе амплитудной дифракционной решетки .....	135
Заключение .....	140
Список сокращений и условных обозначений .....	142
Список литературы .....	143
Приложение А .....	159
Приложение Б .....	163

## Введение

**Актуальность темы исследования.** Применение антенн с возможностью отклонения главного лепестка становится все более актуальным в современных комплексах радиолокации и обнаружения малых высокомобильных комплексов, как беспилотные летательные аппараты. При этом использование фазовращателей приводит к значительному удорожанию конструкций антенн, а также к снижению надежностей конструкций антенных решеток. В таких условиях особый интерес вызывают конструкции, которые позволяют отклонить главный лепесток антенны без использования систем фазовращателей, чем обеспечивается сканирование антенной пространства.

В настоящее время особенно актуальной является задача реализации систем обнаружения беспилотных летательных аппаратов (БПЛА). Одними из наиболее важных частей таких систем являются антенны, способные формировать узкий главный лепесток, который может быть использован для сканирования пространства. При этом разработчики стремятся достичь минимизации стоимости и повышения надежности таких антенных систем, что требует отказа от активных компонентов, как фазовращатели и поворотных устройств. Поэтому совершенствование антенн радиолокационных систем является важной и актуальной задачей, а использование частотного сканирования позволяет повысить надежность конструкции, а также обеспечить снижение стоимости производства компонентов систем радиолокации.

При реализации антенных систем обнаружения БПЛА следует обеспечивать наиболее высокую точность сканирования в азимутальной плоскости, что позволяет реализовывать антенны с веерными диаграммами направленности, способными отклонять лепесток в азимутальной плоскости при выполнении частотного сканирования. Антенные системы с двухкоординатным сканированием могут быть реализованы путем объединения частотного и электронного сканирования, которое обеспечивается путем использования многопортовых систем диаграммообразования. Подобные антенные системы позволяют обеспечивать пространственное сканирование в двух плоскостях без использования фазовращателей.

Научно-техническая задача проектирования антенных систем аппаратуры обнаружения малых БПЛА усложняется следующими факторами:

- обеспечение оптимальных размеров антенной системы при выборе метода реализации частотного сканирования;
- выбор места расположения антенной системы и системы радиолокации – наземное или воздушное базирование на БПЛА;
- выбор оптимальных диапазонов частот реализации антенных систем для обнаружения БПЛА на основе их картин диаграмм обратного рассеяния и зависимости уровня ЭПР от частоты;
- выбор оптимальных систем диаграммообразования для обеспечения питания антенной системы, построенной на основе антенной решетки из антенных элементов с возможностями частотного сканирования.

**Степень разработанности темы.** Несмотря на большое число отечественных и зарубежных научных работ в области теории и техники антенных систем с возможностью отклонения главного лепестка в пространстве (А.В. Ашихмин, Ю.Б. Нечаев, А.В. Останков, Ю.Г. Пастернак, Г.К. Усков, Е.Г. Хрипунов, О.И. Ястребцова, С. Benkalfate, B. Bib, A. Boag, N.M. Boskovic, B. Chen, J.-H. Chou, D. Coppens, R. Dilli, M.M. Elnaby, K. Encino, P. Gardner, S. Gao, J. Geng, G. Gong, C. Han, D. Harini, H.L. Hirsch, J. Huang, A.H. Hussein, M.T. Islam, B. Ji, Y. Jia, B. Khawaja, O. Kilic, W.-Y. Li, J.-W. Lian, Y.-Y. Lin, H. Liu, J. Liu, Y. Liu, J. Lu, R.J. Mailloux, A. Maltsev, C. Mangenot, C. Marshall, R.K. Miranda, S.S. Naik, A.D. Nesic, M.T. de Oliveira, A. Ouslimani, A. Pudeyev, M. Rajabalian, X. Ren, A. Reyna, V.K. Saxena, V. Singh, M. Soleimani, G. Toso, M.C. Viganó, D. Wei, L. Wen, J. Wu, Y. Xiang, G. Yang, Q. Yang, Q. Xue, K.-N. Yung, Y. Xiao, Y. Zhang и др.), многие важные аспекты проектирования антенных систем с возможностью частотного отклонения главного лепестка остаются недостаточно исследованными:

- разработка и исследование антенных систем с возможностью частотного сканирования с высоким коэффициентом направленного действия на основе отражательной дифракционной решетки амплитудного типа;

– разработка и исследование антенных систем с возможностью широкоугольного частотного сканирования и узким главным лепестком на основе отражательных дифракционных решеток рельефно-фазового типа (эшелетт) для реализации антенной системы радиолокатора;

– разработки конструкций системы диаграммообразования и питания антенных решеток с возможностью расширения возможностей частотного сканирования до комбинированного – частотного и коммутационного на основе делителей мощности, линзовых схем диаграммообразования (апланатической и Люнеберга);

– разработка и исследование антенны с полноазимутальным комбинированным сканированием с помощью системы диаграммообразования на основе линзы Люнеберга и антенных элементов на основе дифракционной решетки эшелетт, что позволяет обеспечить широкоугольное двухкоординатное сканирование.

**Объектом исследования** являются антенные системы с частотным сканированием на основе отражательных дифракционных решеток и систем двухкоординатного сканирования основным лучом антенны в пространстве.

**Предметом исследования** являются антенны с частотным сканированием, построенные на основе дифракционных отражательных решеток, а также диаграммообразующих схем, реализующих двухкоординатное комбинированное сканирование (частотное и коммутационное).

**Целью работы** является разработка и исследование антенных систем с частотным сканированием для обнаружения беспилотных летательных аппаратов, использование которых позволит упростить и повысить надежность антенных систем с возможностью отклонения главного лепестка в пространстве без применения фазовращателей и активных радиокомпонентов. Для реализации рассматриваются конструкции на основе дифракционных отражательных решеток, спиральных волноводов, а также систем диаграммообразования на основе линзованных систем для отклонения лепестка в двух плоскостях.

Достижение поставленной цели потребовало **решения следующих задач:**

– исследования и разработки конструкции антенной системы с частотным сканированием на основе амплитудной дифракционной решетки для

формирования узконаправленной веерной диаграммы направленности для радиолокатора наземного базирования;

- исследования и разработки конструкции антенной системы с частотным сканированием на основе амплитудной дифракционной решетки для реализации узконаправленной веерной диаграммы направленности для реализации антенны радиолокатора наземного базирования;

- исследования и разработки антенной системы с частотным сканированием на основе рельефно-фазовой отражательной дифракционной решетки с реализацией высоконаправленного излучения для реализации бортового радиолокатора;

- исследование влияния коэффициента замедления на угол дифракции электромагнитных волн основных порядков при реализации антенн на основе однопроводных линий с возможностью частотного сканирования;

- исследования возможности реализации комбинированного сканирования для антенных систем с частотным сканированием путем добавления в конструкцию диаграммообразующей схемы, обеспечивающей коммутационное сканирование в ортогональной плоскости;

- проведение экспериментальных исследований антенн с частотным сканированием для верификации расчетных характеристик согласования, диаграммы направленности и углов частотного сканирования.

**Научная новизна работы** состоит в следующем:

- разработана методика построения антенной системы на основе амплитудной дифракционной решетки, учитывающая эффект замедления электромагнитных волн в области между дифракционной решеткой и однопроводными линиями. Определено влияние основных характеристик дифракционной решетки на уровень коэффициента направленного действия, угол отклонения луча, коэффициента полезного действия, коэффициента связи между решеткой и однопроводной линией;

- разработана методика построения антенной системы на основе рельефно-фазовых дифракционных решеток (типа эшелетт), обладающая возможностью широкоугольного частотного сканирования, реализуемой с помощью двухпортовой

однопроводной линии. Получены характеристики взаимного влияния однопроводной линии и дифракционной решетки, а также определены предельные углы сканирования. Выявлены зависимости коэффициента направленного действия антенны от числа антенных элементов, выбрана оптимальная конструкция используемой однопроводной линии;

– разработана методика построения антенны с комбинированным сканированием, сочетающего частотный и коммутационный способы управления диаграммы направленности. Предложена конструкция диаграммообразующей схемы на основе апланатической линзы и линзы Люнеберга, реализующая широкоугольное коммутационное сканирование.

**Теоретическая значимость работы** заключается в создании методик построения антенных систем с частотным сканированием на основе дифракционных решеток отражательного типа. Выведены выражения расчета углов отклонения луча антенны при частотном сканировании с учетом возникающей области замедления между линией возбуждения и дифракционной отражательной решеткой.

**Практическая значимость работы** заключается в разработке и создании антенных систем радиолокаторов бортового и наземного базирования, способных обеспечить сканирование пространства без использования сосредоточенных элементов и фазовращателей, что значительно удешевляет процесс производства антенной системы, а также обеспечивает рост надежности ее использования. Использование систем диаграммообразования на основе линзованных систем позволило реализовать двухкоординатное сканирование на основе электронного и частотного отклонения лепестка.

**Методы исследования.** В работе использовались методы анализа и синтеза антенн, методы математического моделирования, вычислительные методы технической электродинамики и стандартные методики натурных экспериментальных исследований антенных устройств.

**Основные положения и результаты, выносимые на защиту:**

– установлено, что антенна с частотным сканированием может быть построена на основе амплитудной отражательной дифракционной решетки. Показано

возникновение области замедления электромагнитных волн, находящейся между однопроводной линией и дифракционной решеткой, и оказывающей влияние на точность расчета углов сканирования антенной системы. Выяснено, что введение в конструкцию антенны угла атаки (наклона) однопроводной линии над дифракционной решеткой позволяет повысить уровень коэффициента направленных действия. Разработана методика получения ортогонального излучения на целевой частоте путем изменения основных параметров антенной системы;

- установлено, что на основе отражательной рельефно-фазовой дифракционной решетки возможно построить антенную систему с частотным сканированием. Установлено, что система питания для такой антенны может быть реализована в виде двухпортовых (двухсторонних) однопроводных линий, что обеспечивает удвоение сектора частотного сканирования. Показано, что для питания антенной системы на основе дифракционной рельефно-фазовой решетки могут быть применены диско-стержневые линии, а также линии в виде решетки эшелетт. Показана зависимость характеристик антенной системы от расстояния между однопроводной линией и дифракционной решеткой, выявлено возникновение области замедления волн между линией питания и дифракционной решеткой;

- выяснено, что в роли антенного элемента с частотным сканированием может выступать система на основе спирального волновода. Показано, что использование системы диаграммообразования на основе апланатической линзовой схемы позволяет сформировать антенную системы с гибридным сканированием – частотным и электронным (коммутационным). Установлено, что отклонение луча в двух плоскостях позволяет повысить эффективность применения предлагаемой конструкции антенной системы;

- показано, что антенная система, сформированная из дифракционной решетки рельефно-фазового типа и диаграммообразующей схемы на основе двухслойной линзы Люнебегра позволяет реализовать антенну широкоугольного пространственного сканирования на основе использования гибридного режима сканирования – азимутального путем коммутации входов системы диаграммообразования и частотного при выполнении сканирования в угломестной плоскости.

Полученная антенна формирует узконаправленный луч, обеспечивающий высокое разрешение при выполнении сканирования антенной системой без использования систем фазовращателей.

**Степень достоверности** полученных в работе результатов обусловлена применением известных методов синтеза и анализа антенн, корректным использованием методов математического моделирования и вычислительных методов технической электродинамики, а также проведением экспериментальных исследований для верификации полученных расчетных результатов. Для выполнения расчетов использовались специализированные системы автоматизированного проектирования – PTC MathCAD, Autodesk Inventor 2025, DS CST Studio Suite 2025. Полученные результаты не противоречат фундаментальным законам физики, теории и техники антенн, электродинамики, а также ранее полученным результатам исследований других авторов. Теоретическое обоснование полученных результатов проводилось с использованием фундаментальных законов электродинамики, теории и техники антенн. В качестве инструментальных средств при проведении натурных испытаний использовалось поверенное измерительное оборудование компаний Rohde&Schwarz и АКИП. При производстве компонентов антенн использовалось специализированное аддитивное оборудование Picaso 3D Designer XL Series 2, Bambu Lab X1 Carbon Combo.

**Апробация работы.** Основные результаты диссертации докладывались на следующих научных конференциях: Progress in Electromagnetics Research Symposium, Hangzhou, (Hangzhou, 2021, IEEE), 2021 Antenna Design and Measurement International Conference, ADMINC 2021 (Санкт-Петербург, 2021, IEEE); 2 Международная конференция «Computer Applications for Management and Sustainable Development of Production and Industry» (CMSD-II-2022, Душанбе, Таджикистан); XXX международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (г. Воронеж, 2024); XXXI международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (г. Воронеж, 2025); 65 научно-техническая конференция профессорско-преподавательского состава, сотрудников, аспирантов и студентов ВГТУ (г. Воронеж, 2025).

**Реализация и внедрение результатов работы.** Основные теоретические и практические результаты диссертационной работы внедрены в АО НПП «Автоматизированные системы связи», АО НКТБ «Феррит». Также, результаты работы внедрены в образовательный процесс ФГБОУ ВО «ВГТУ», дисциплина «Устройства СВЧ и антенны».

Результаты, полученные в ходе выполнения диссертации, были использованы в следующих научно-исследовательских работах, в которых автор являлся исполнителем:

- 1) государственное задание № FZGM-2024-0003 по созданию молодежной лаборатории «Помехоустойчивых систем связи и управления наземными и воздушными беспилотными роботизированными аппаратами»;
- 2) государственное задание № FZGM-2023-0011 «Разработка и исследование аппаратно-программного комплекса, обеспечивающего функциональность беспилотных летательных аппаратов малого радиуса действия»;
- 3) государственное задание № FZGM-2024-0006 «Разработка и исследование принципов создания системы обнаружения беспилотных летательных аппаратов с использованием аэромобильных антенных систем».

**Публикации.** Основные результаты диссертации опубликованы в 29 работах, из них 13 – в изданиях, рекомендованных ВАК, 7 работ опубликовано в изданиях, индексируемых в международных цитатно-аналитических базах данных Web of Science и Scopus, 5 работ опубликовано в сборниках трудов международных научно-технических конференций, получен 1 патент на полезную модель, получены 3 свидетельства на государственную регистрацию программ для ЭВМ.

**Личный вклад автора** состоит в получении основных результатов, изложенных в диссертации. В процессе анализа конструкций БПЛА и отражающих поверхностей особое внимание уделялось методам электродинамического моделирования для выбора оптимальных способов расчета дифракции и отражения волн [78, 82, 117]. Исследовались возникающие искажения электромагнитного поля в ближней зоне рассеяния волн, что важно при выборе наиболее защищенных от помех мест размещения антенн комплексов радиолокации и пеленгации [83, 84, 85, 86,

103, 104, 105]. Были рассмотрены особенности влияния атмосферы на БПЛА и объекты воздушного базирования [89]. В работах [108-111, 114] автором предлагаются конструкции антенн с частотным сканированием, описаны базовые методики реализации частотного сканирования на основе дифракционных решеток рельефно-фазового типа (эшелетт), предлагаются конструкции антенных систем радиолокаторов с высоконаправленным главным лепестком, что позволяет использовать предлагаемые решения для обнаружения малых высокоомобильных роботизированных комплексов. Так как антенны с частотным сканированием должны обладать широким диапазоном рабочих частот, то были рассмотрены возможности реализации широкополосных антенн на основе печатной технологии [87]. В работах [94-98, 106, 107, 110, 112, 113, 115] выполнялся анализ наиболее распространенных диаграммообразующих схем. Проводилось исследование направленное на оптимизацию процесса изготовления разработанных антенных систем с использованием аддитивных технологий [102, 103, 116].

**Соответствие паспорту специальности.** Содержание диссертации соответствует:

п. 2 «Исследование характеристик антенн и микроволновых устройств для их оптимизации и модернизации, что позволяет осваивать новые частотные диапазоны, обеспечивать электромагнитную совместимость, создавать высокоэффективную технологию и т. д.»;

п. 3 «Исследование и разработка новых антенных систем, активных и пассивных микроволновых устройств, в том числе управляющих, фазирующих, экранирующих и других, с существенно улучшенными параметрами»;

п. 9 «Разработка методов автоматизированного проектирования и оптимизации антенных систем и микроволновых устройств широкого применения» паспорта специальности 2.2.14. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии.

**Структура и объем работы.** Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы из 117 наименований и 2 приложений. Основная часть работы изложена на 166 страницах, содержит 71 рисунок и 3 таблицы.

# **1. Анализ современного состояния теории, техники и технологии производства антенных систем с пространственным сканированием главным лепестком**

Современные антенные системы решают множество задач, которые особенно важны при реализации помехозащищенной, высоконаправленной связи, а также в условиях обнаружения малых и крупных объектов, которые способны обладать малыми уровнями эффективной площади рассеяния. Одним из наиболее важных факторов в решении таких задач является возможность отклонения основного лепестка антенны [1-4]. Антенны с возможностью пространственного сканирования, сформированными на основе решеток применяются в следующих задачах:

- обнаружение объектов с использованием радаров (РЛС) [1-3];
- удержание объекта в луче направленной антенны (технология beamforming) [4];
- применяться в роли ретрансляторов сигналов;
- применяться в задачах измерения характеристик сигналов и электромагнитных волн.

Особое внимание при формировании сканирующих систем уделяется антенным решеткам, которые позволяют сформировать максимально узкий луч, а добавление фазирования позволяет сформировать отклонение луча в пространстве. Однако для отклонения луча в пространстве используется множество методов управления главным лепестком антенны, как использование многопортовых антенных систем, линзованных антенн, антенн с использованием сосредоточенных элементов (pin-диодов, МЭМС-ключей), фазовращателей, механического сканирования, а также наиболее новые и перспективные – антенны с частотным сканированием. В процессе выбора оптимальных конструкций сканирующих антенн следует обращать внимание на критические режимы работы – крайние положения лепестка, диапазон рабочих частот (особенно важно для антенн с частотным сканированием), а также методы управления положением лепестка.

В последнее время разработка антенн с возможностью отклонения лепестка стала наиболее актуальна, так как они используются в задачах обнаружения высокоомобильных роботизированных автономных комплексов (БПЛА) [5], реализации умных антенных решеток для систем связи 5G, 6G и будущих поколений [6]. Поэтому в процессе рассмотрения конструкции АР с возможностью отклонения луча важно учитывать ряд факторов конструкции, которые могут серьезно ухудшать эффективность и точность работы антенной решетки:

- эффективность работы единичного антенного элемента;
- формирование эффективного лепестка с возможностью сложения поля при совместном запитывании;
- обеспечение широкого угла сканирования антенной при отклонении лепестка;
- применение технологически реализуемых решений при производстве, как применение печатной технологии или аддитивного изготовления при производстве частей и компонентов;
- минимизация габаритов, а также массы антенны, что особенно важно при установке на БПЛА или иных мобильных комплексах.

Выполнение всех основных требований описанных выше является очень требовательным к процессу проектирования, а также к выбору конструкции антенных элементов, так как увеличение угла сканирования всегда тесно связано с количеством антенных элементов, чем больше антенных элементов, тем больше угол отклонения основного лепестка. Поэтому стоит выполнить анализ текущих решений, а также рассмотреть основные компоненты при формировании АР с возможностью отклонения луча. Рассмотрение текущих конструкций стоит начать с анализа конструкций единичных антенн, формирующих направленное излучение. Для реализации высокоэффективных направленных антенн с возможностью отклонения луча необходимо выбрать единичный антенный элемент. Для большинства АР применяются антенные элементы, которые выполняются на основе планарных технологий и представляют из себя патч-антенны [7-13]. Однако базовые конструкции патч-антенн могут значительно усложнять конструкции АР, так как для реализации

сканирования лучом в пространстве потребуется устанавливать множество антенных элементов, при этом антенные системы с такими методами управления будут ограничены по полосе, но большая часть современных технологий связи требует сверхшироких диапазонов рабочих частот (СШП), как технологии UWB [14] или технологии 5G mmWave [15], причем такие технологии связи требуют использования адаптивных или умных АР для отклонения луча и реализации технологий направленной помехозащищенной связи. Для реализации улучшенных характеристик простейшие патч-антенны [7, 8, 11] требуют модификации конструкции, чтобы улучшить характеристики.

Решение такой задачи на конкретном примере и решении рассматривается в работе [11], где авторами сравнивается конструкция с круглым монополюсом и новой конструкцией на основе прямоугольного излучателя. Модифицированная конструкция была направлена на увеличение направленных свойств с улучшением согласования в основном рабочем диапазоне, который соответствует задачам UWB. Полученные модификации привели к сужению диапазона рабочих частот с 8.45 ГГц до 7.49 ГГц, при этом уровень коэффициента направленного действия увеличился с 6.9 до 8.39 дБ. Таким образом, авторы делают выводы, что их предложенная модификация позволяет обеспечить большой выигрыш именно в целевом диапазоне частот, что и требовалось для систем связи UWB. Но приведенное исследование имеет недостаток, который заключается в том, что диаграмма направленности антенны приводится только на одной частоте, при этом картина излучения также имеет характеристики, которые не позволяют формировать высокоэффективную АР, так как лепесток раздваивается. Следовательно приведенная конструкция не позволит обеспечить эффективное сложение волн для формирования высоконаправленного эффективного лепестка и возможностью его отклонения от нормали.

Другим методом модификации единичных излучателей является применение воздушных прослоек и воздушных подложек [9, 10]. Применение воздушной подложки дает ряд выигрышей в области эффективности (полной эффективности или КПД) антенны, так как  $\tan \delta$  воздуха практически равен 0 [16], а даже наиболее сложные диэлектрики фирмы Rogers обладают потерями порядка 0.0009 (RT/duroid

5880) [17], при этом удастся повысить согласование антенны с источником сигнала [10], а также обеспечить улучшение направленных свойств. Недостатком же такого решения является увеличение размеров антенны, так как скорость света в среде уменьшается в корень из диэлектрической и магнитной проницаемостей раз:

$$c_{mat} = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon\mu}} \quad (1.1)$$

где  $c_{mat}$  – скорость света в материале (м/с);

$c_0$  – скорость света в вакууме ( $3 \cdot 10^8$  м/с);

$\epsilon$  – относительная диэлектрическая проницаемость среды распространения (при стыке двух сред может рассматриваться как эффективная проницаемость);

$\mu$  – относительная магнитная проницаемость среды.

Следовательно, с учетом выражения (1.1) размеры антенн на основе воздушных подложек будут больше конструкций, построенных на диэлектриках. Другими методами модификации антенн является использование щелей и вырезов в излучающем рисунке [13], которые позволяют значительно улучшить согласование антенных элементов, а следовательно, и повысить эффективность антенны. Дополнительным преимуществом таких конструкций также является возможность уменьшения антенн, однако такие конструкции требуют точного изготовления, так как щели имеют резонансный характер. Таким образом, рассмотренные конструкции антенн показывают, что направленные излучатели могут быть сформированы множеством методов, однако их предельный уровень усиления ограничен, поэтому возникает задача объединения антенн в антенные решетки, которые необходимы как для повышения направленных свойств, так и для возможности отклонения луча. Для объединения антенных элементов в решетки применяются ряд геометрических схем. Рассмотрим наиболее распространенные, а также их графическое представление – рисунок 1.1.

і. Линейная антенная решетка – представляет из себя объединение антенных элементов в линию, что позволяет сформировать «веерный» лепесток. Преимуществами такой конструкции является ее малый размер в одной из проекций, а сформированный лепесток позволяет обеспечить высоконаправленную связь, но при этом сохранить простоту приема сигнала в одной из плоскостей. Такие

антенные решетки как правило используются в радиолокационных системах (если требуется обеспечить наивысшую точность по 1 из показателей, а второй не так важен – например в азимутальной плоскости узкий луч, а в угломестной может быть широким); системах связи с высокомобильными объектами (например БПЛА, который требует помехозащищенного канала связи), что позволяет обеспечить высокоэффективный канал передачи данных; в системах 5G mmWave, особенно в мобильных устройствах; базовых станциях сотовой связи; пеленгационных комплексах и других. Вид такой геометрии приводится на Рисунке 1.1а.

ii. Прямоугольная антенная решетка (планарная) – позволяет сформировать суммарный узкий луч, легко поддается амплитудно-фазовому управлению в двух плоскостях. Применение такой конструкции позволяет обеспечивать подавление боковых лепестков, а также управление их характеристиками. Такие антенные решетки применяются в радиолокационных станциях; системах космической связи; высоконаправленных системах связи; системах наведения. Особенностью таких АР является возможность формирования максимально направленного лепестка. Вид такой геометрии приводится на Рисунке 1.1б.

iii. Кольцевая антенная решетка – в такой антенной системе антенные элементы расставляются по окружности, что позволяет сформировать точный расчет амплитуд и фаз электромагнитных волн, что позволяет использовать данные антенные решетки в пеленгационных комплексах. Также такая антенная решетка позволяет обеспечить сканирование лучом антенны по окружности. Вид такой геометрии приводится на Рисунке 1.1в.

iv. Концентрическая антенная решетка – в такой антенной решетке антенные элементы идут по окружностям, что делает ее максимально близкой к прямоугольной АР. Применение такой конфигурации позволяет сформировать наиболее равномерную и плавную диаграмму направленности. Дополнительно важно отметить то, что применение такой антенной решетки позволяет оптимально обеспечить формирование круговых поляризаций, что также может быть востребовано в задачах помехозащищённой связи; радиолокации (такие антенные решетки часто

используются в самолетах в носовой части). Вид такой геометрии приводится на Рисунке 1.1г.

v. Треугольная антенная решетка – применяется для формирования сложных распределений с достижением требуемых характеристик лепестка, также используется при геометрических особенностях носителя. Особенности такой геометрии является повышение эффективности приемного приема сигналов и максимальное подавление бокового приёма [18]. Вид такой геометрии приводится на Рисунке 1.1д.

vi. Цилиндрическая антенная решетка – используется для пространственного расположения антенных элементов, что позволяет повысить точность сканирования во всем пространстве. Особенностью и сложностью такой антенной решетки является то, что антенные элементы необходимо располагать во всех трех плоскостях (изменяются все координаты по  $x, y, z$ ). Данная конструкция может использоваться как для задач радиолокации, так и для задач пеленгации, особенно при использовании математических методов обработки сигналов [19]. Вид такой геометрии приводится на Рисунке 1.1е.

vii. Спиральные антенные решетки:

а. Антенная решетка с распределением по типу спирали Ферма, где расстояние между элементами вычисляется как:

$$S_a = Fs\sqrt{\alpha_g\pi}$$

где  $S_a$  – расстояние между антенными элементами;  $Fs$  – коэффициент масштабирования спирали Ферма;  $\alpha_g$  – значение угла золотого сечения в радианах ( $\alpha_g = \pi(3 - \sqrt{5})$ ). Такая геометрия позволяет обеспечить дополнительное подавление боковых лепестков при минимальном количестве антенных элементов [20]. Вид такой геометрии приводится на Рисунке 1.1ж.

б. Антенная решетка с распределением по типу спирали Архимеда. Данный тип распределения формирует антенную решетку с непериодическим распределением элементов в пространстве с угловым смещением в  $137.51^\circ$  (величина угла золотого сечения). Вид такой геометрии приводится на Рисунке 1.1з.

с. Антенная решетка с распределением по типу спирали подсолнечника (sunflower spiral). Является версией распределения по спирали Ферма. Преимуществом такого решения является возможность управления величинами боковых лепестков, их количеством. Дополнительным преимуществом является возможность обеспечения минимального количества антенных элементов [21]. Вид такой геометрии приводится на Рисунке 1.1и.

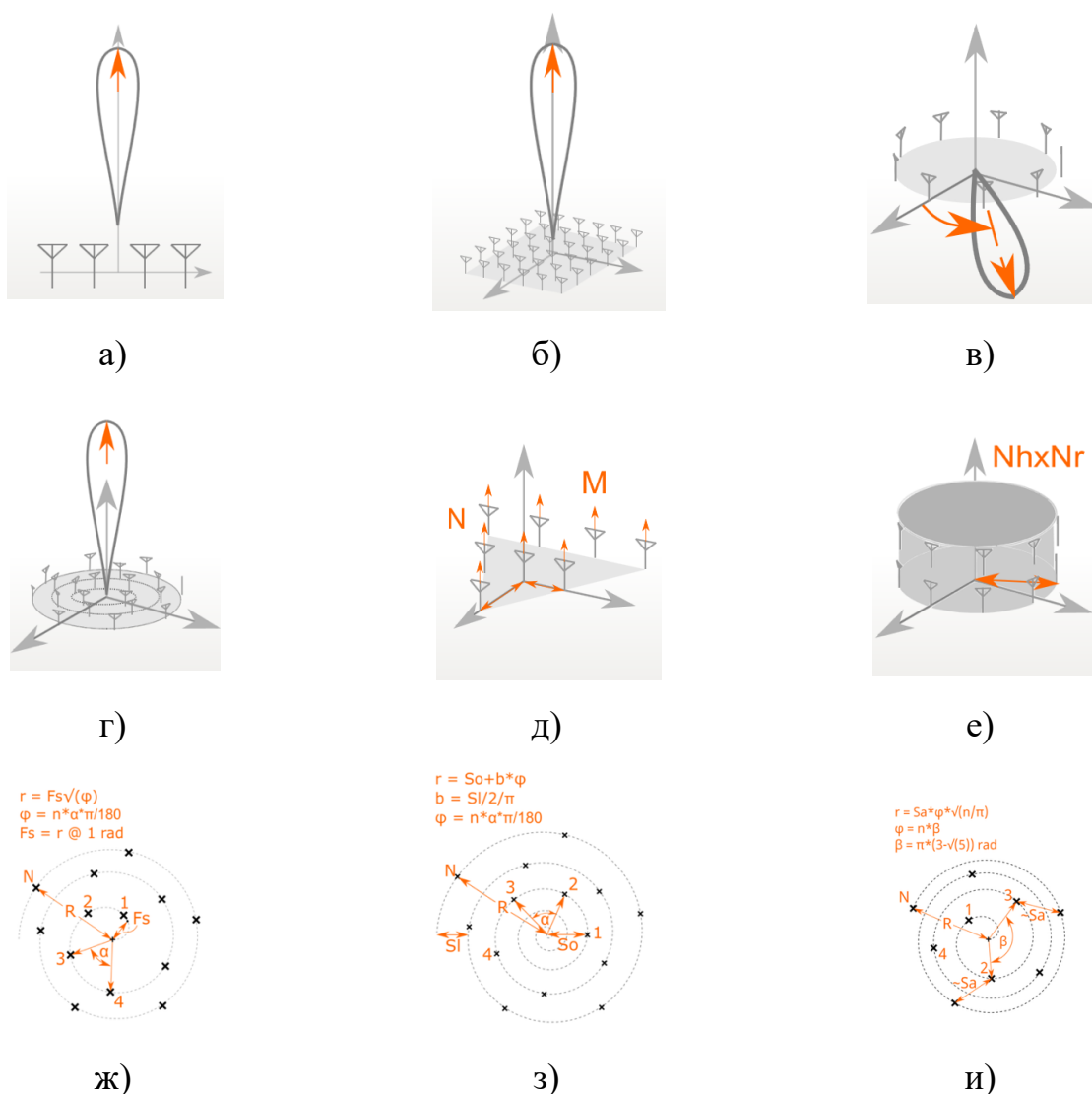


Рисунок 1.1 – Конструкции антенных решеток

Как видно, антенные решетки могут быть сформированы множеством распределением антенных элементов в пространстве, однако все антенные решетки решают одну задачу – повысить уровень КНД, а также обеспечить возможность отклонения луча [22]. Рассмотрим методы отклонения луча в антенных решетках, чтобы сделать выводы о наиболее высокотехнологичных и передовых методах

отклонения лепестка антенны. Наиболее распространенным методом управления лепестками антенны является использование фазовращателей, которые формируют амплитудно-фазовое распределение антенной решетки [23-34].

Применение фазовращателей позволяет обеспечить точную настройку антенной системы в процессе формирования излучателя, но требует достаточно сложной системы питания, что отчетливо показано в работе [23]. Авторы показывают, что для формирования эффективной антенной решетки (линейное распределение) с управлением характеристиками фазовращателями используется система из малошумящих усилителей, применением цифровых преобразователей, компьютерным управлением, системой фильтров, микшеров, что значительно усложняет и удорожает конструкцию антенной решетки, при этом дополнительно для минимизации боковых лепестков используется линза на основе метаматериала. Особое внимание авторы уделяют системе усиления, которая предназначена для борьбы с помехами, при этом для всей линии формирования распределения требуется подача дополнительного питания в систему. Полученная антенная система обеспечивает широкий спектр сканирования, высокую эффективность, но при этом и показывает основные недостатки АР на основе фазовращателей – сложная линия питания, необходимость дополнительного источника питания, что значительно повышает стоимость антенной системы, так в больших ФАР основную стоимость антенной системы составляет система управления АФР.

Часто в конструкциях антенных решеток активные фазовращатели формируются прямо в рисунке антенной системы. Так, в работе [24] авторы предлагают формирование линий задержки фазы на основе резонансных колец (SRR). Применение резонансных колец позволило реализовать сдвиг фаз антенны в зависимости от частоты, что позволило обеспечить отклонение главного лепестка в заливистости от частоты. Таким образом, данная конструкция формирует частотное сканирование, но за счет использования резонансных фазовращателей. Недостатком данного решения является его узкополосность – работа от 5.7 до 6.1 ГГц, а также малый угол сканирования (сектор около  $30^\circ$ ), который сопровождается тем, что

уровень КНД падает при выполнении сканирования, а также значительно уступает максимуму КНД при использовании схемы без фазовращателей.

В работе [25] авторы приводят конструкцию простейшей линейной антенной решетки. Использование четырех планарных излучателей с фазовым распределением позволило отклонить луч на  $60^\circ$ . Полученная антенная решетка позволила сохранить уровень согласования антенны с фидерной линией, при этом увеличить уровень КНД на 6 дБ. Таким образом, авторы продемонстрировали улучшение направленных свойств антенны за счет использования решетки, а также возможность отклонения лепестка путем использования настраиваемого АФР. Однако авторы не приводят выбора фазовращателей, которые могут значительно изменить стоимость антенной системы.

В работах [26, 27] авторы демонстрируют ФАР с возможностью широкого сканирования, а также с возможностью формирования круговых поляризаций. Проведенные исследования и эксперимент в работе [26] также демонстрируют сложность реализации системы питания для ФАР. Также в данных работах применяются модификации излучателей для улучшения характеристик, так в конструкции из [26] используются щели, а в работе [27] применяют высокоимпедансную периодическую структуру. Полученные авторами результаты также показывают, что при отклонении лепестков в крайние положения возникает рост боковых лепестков, что ухудшает помехозащищенность антенной решетки.

В работах [28-30] авторы рассматривают конструкции антенных решеток с фазовращателями, интегрированными в линии передач. Так, в работе [28] авторы рассматривают систему питания антенны на основе микрополосковых линий, которые обеспечивают запитывание четырех планарных антенных элементов. Линии передачи реализованы так, чтобы обеспечивать фазовый сдвиг. АР реализует четыре стационарных значения направления излучения диаграмм направленности, однако данное решение имеет недостаток в нестабильной ширине главного лепестка. В работе [29] авторы демонстрируют, что ФАР может быть сформирована даже из двух антенных элементов, причем для того, чтобы минимизировать число дорогостоящих фазовращателей только одна антенна в конструкции имеет систему

питания с изменяемой фазой, а вторая антенна имеет всегда постоянный фазовый сдвиг. Полученная конструкция имеет широкий диапазон рабочих частот, однако конструкция на основе монополей приводит к невысокому уровню КНД, а также малому сектору сканирования. Таким образом, данное решение эффективно с точки зрения экономических точек зрения, но имеет большое количество ограничений по применению антенны и диапазону сканирования в пространстве. Конструкция антенны, которая рассмотрена в [30] базируется на использовании волноводных фазовращателей, которые запитывают щелевые антенны. Применение волноводных фазовращателей позволяет расширить диапазон рабочих частот, а также обеспечить точную настройку частоты. Полученная конструкция антенной системы позволяет обеспечить сканирование лучом в широком диапазоне частот, а применение двухплоскостных систем формирования луча обеспечивает сканирование в двух плоскостях. У предложенного решения существует ограничение, так как система управления фазой обеспечивается через волноводные соединения.

Особое внимание в конструкции ФАР уделяется возможности расширения диапазона рабочих частот, что особенно важно для систем связи 5G [31-33]. Для расширения диапазона рабочих частот авторы используют метаматериалы, диэлектрические вставки, щели. Дополнительной сложностью в таких конструкциях выступают фазовращатели, которые должны обладать широким диапазоном рабочих частот, при этом вносить малые шумы в протекающие сигналы. Приведенные в работе [31] решения нацелены на реализацию антенной решетки миллиметрового диапазона радиоволн сетей 5G – частоты более 22 ГГц. Полученная конструкция обладает высокой эффективностью, однако на краевых значениях диапазона сканирования наблюдается резкий рост боковых лепестков, что ухудшает качество связи. Аналогичный рост боковых лепестков и уменьшение главного лепестка проявляется в конструкции из работы [32]. В работе [33] наблюдается еще один негативный эффект, которому подвержены антенные решетки – ослеплению, что приводит к секторам, которые не могут быть использованы для связи с использованием разработанной антенной решеткой. Для борьбы с ослеплением и боковыми лепестками часто применяют понижение амплитуды распределения на краевых

значениях, как это сделано в [34, 35]. Таким образом, использование ФАР с активными фазовращателями позволяет обеспечить эффективное сканирование лепестком, но требует сложной конструкции линии питания, а также применения малошумящих усилителей. Большинство таких конструкций дороги в реализации, обладают малой надежностью (особенно фазовращатели), требуют точного изготовления, поэтому следует рассмотреть другие методы формирования антенных систем с возможностью отклонения главного лепестка.

Еще одним распространенным методом управления характеристиками лепестков антенн выступают многопортовые антенны с независимой системой подачи питания (без делителей и систем контроля и управления фазой) [36-38]. Применение таких антенн позволяет обеспечить отклонение лепестка на заранее известные (дискретные) положения, что обеспечивает реализацию направленных систем связи с возможностью передачи и приема данных в нежных направлениях. Как правило такие антенны просты в реализации и представляют из себя две или более одинаковых антенны, расположенных рядом с изоляцией антенных элементов друг от друга, как это сделано в работе [36]. Однако, как отмечают авторы ввиду общего диапазона рабочих частот в процессе проектирования и изготовления возникла сложность при реализации такого решения, так как требуется минимизировать паразитную связь (одна антенна может принимать сигнал другой). Используемое решение позволяет обеспечивать сканирование в области  $180^\circ$ . Однако полученная антенна ввиду применения простого монополюсного излучателя имеет малый КНД, а также широкий главный лепесток.

Другим примером реализации многопортовой антенны является антенна из работы [37]. В данной конструкции применяется система дифференциального питания, которая позволяет реализовать помимо отклонения лепестков антенны в пространстве управление поляризацией электромагнитных волн. Дополнительной особенностью предлагаемого решения является использование волноводов, которые интегрированы в подложку (технология SIW). Полученная антенна обладает высокими направленными свойствами в широком диапазоне частот, при этом обеспечивается эффективная изоляция от волн с двойной поляризацией (X-pol), что

особенно востребовано в системах связи сетей 5G mmWave. Благодаря использованию широкого лепестка авторам удалось обеспечить излучение от  $-30$  до  $30$  градусов путем изменения подключения портов.

Многопортовую антенну предлагают авторы работы [38]. Особенностью реализованной конструкции является реализация линии питания с запитыванием через два независимых порта, что реализует фазовый сдвиг, а следовательно отклонение лепестка. Однако полученное отклонение не обеспечило широкий спектр сканирования, что потребовало использования фазовращателей и активной линии питания, что привело к значительному усложнению конструкции. Стоит также отметить расположение антенных элементов под углом, что привело к нестабильности диаграмм направленности по ширине лепестка, уровню КНД и направлению излучения. Таким образом, можно отметить, что управление лепестком в многопортовых независимых системах приводит к формированию только дискретных направлений излучения, а также усложняет работу антенн ввиду взаимной наводки сигналов.

Еще одним популярным методом управления АФР антенных решеток является использование специальных линий передач (линзы Ротмана [39-42], матрицы Батлера [43, 44]) и диэлектрических линзовых структур [45-47]. Применение линз Ротмана позволяет реализовывать фазированные антенные решетки с заранее установленным АФР на основе априорно определенных путей распространения радиоволн. При этом управление фазой электромагнитных волн на входе АР изменяется путем подачи сигналов на разные входные порты. Для обеспечения эффективной работы устройства диаграммообразования используются балластные порты, которые обеспечивают гашение побочных путей распространения волн. Особенностью реализации линз Ротмана является то, что они имеют крупные размеры, что приводит к задаче уменьшения размеров, как это показано в [39]. Рассмотренная в работе линза Ротмана представляет из себя сложенную вдвое конструкцию, что позволило уменьшить размеры вдвое по длине. Использование системы линии питания и нагрузок обеспечило диапазон сканирования в  $\pm 30$  градусов. Входная группа линзы Ротмана содержит 7 портов, которые обеспечивают питание 10-портовой антенной

решетки. Особенностью применения линз Ротмана является также то, что она может быть эффективно использована для питания разных типов антенных систем, как это показано в работе [40]. Так, авторы демонстрируют применение линз Ротмана для щелевых антенн. Благодаря комбинации щелевых антенн и линзе Ротмана удалось реализовать отклонение луча в пространстве. Дополнительной возможностью при использовании линзы Ротмана является возможность реализации систем пеленгации с последовательным запитыванием портов диаграммообразующего устройства [41]. Также при использовании линзы Ротмана стоит отметить процедуру нахождения фокуса, так как его верное нахождение значительно повышает эффективность работы устройства диаграммообразования [42]. Таким образом, применение линзы Ротмана позволяет обеспечивать высокую эффективность сканирования, однако для реализации широкого сканирования необходимо увеличивать входные порты, что снизит общий КПД системы, а также потребует установки дополнительных балластных портов. По аналогичной системе с линзой Ротмана существуют диаграммообразующие устройства на основе матрицы Батлера [43-44], которые формируются на основе линий питания, которые могут быть реализованы как в виде SIW-структур [43], так и на печатных платах [44]. Особенностями матриц Батлера является их широкополосность, а также объединение волн на основе смесителей и гибридных ответвителей, при этом такая система диаграммообразования также реализуется путем запитывания разных входных портов. Электромагнитные волны, которые возбуждаются во входных портах проходят через систему делителей и смесителей, после чего реализуется выходное амплитудно-фазовое распределение.

Особый интерес вызывают линзовые антенны, которые представляют из себя антенну в комбинации с диэлектрической структурой [45]. Особенность преломления волн в структуре позволяет значительно повысить направленные свойства, однако для отклонения лепестка необходимо смещать источник радиоизлучения относительно линзы, как это рассматривается в [45], при этом фазовый центр излучателя обязан быть установлен в фокусе тела линзы. Особый интерес вызывают конструкции на основе линз Люнеберга, которые могут быть получены методов

аддитивного изготовления [46], однако в таких конструкциях также необходимо обеспечивать смещение излучателя в пространстве, чтобы реализовать сканирование лепестком. Помимо смещения излучателя относительно линзы можно предложить конструкцию, когда смещается сама линза, чем обеспечивается преломление и смещение лепестка [47]. Особенностью такой конструкции является то, что материал линзы должен обладать минимальными потерями, а ее конструкция должна быть выбрана так, чтобы облучатель (который стационарен) всегда оказывался в фокусе. Таким образом, линзованные структуры и системы диаграммообразования позволяют обеспечить эффективное сканирование антенными решетками, однако они выступают в данном случае в роли дополнительных устройств в системе питания, чем вносят дополнительные потери в систему и требуют установки балластных портов. Изготовление же линз – трудоемкий и сложный процесс, так как требуется обеспечивать высокую точность изготовления, так как все неоднородности ведут к нарушению фазовых фронтов.

Особое внимание среди реализации антенных систем с возможностью отклонения лепестка стоит уделить конструкциям с интегрированными сосредоточенными элементами (СЭ), как *pin*-диоды, малошумящие элементы, микросхемы, варикапы. Применение СЭ позволяет реализовать полностью цифровое управление характеристиками, однако усложняет линию питания, часто требует реализации токов смещения для изменения режимов работы [48-54]. Наиболее распространенным СЭ в устройствах СВЧ является *pin*-диод, так как он обладает малой паразитной ёмкостью, а также высокой скоростью срабатывания [48-50]. На основании *pin*-диодов реализуют реконфигурируемые токопроводящие поверхности [48], которые путем выполнения коммутации могут обеспечить преломление электромагнитных волн. Такое решение, предложенное авторами в [48] потребовало 128 *pin*-диода для управления режимом работы активной поверхности. Сформированная отражательная поверхность позволила эффективно отражать электромагнитные волны, однако использование СЭ привело к дополнительным потерям в устройстве, а также к узкому диапазону рабочих частот. Также стоит отметить, что отражательная поверхность выступает в роли активной дифракционной решетки, что

позволяет эффективно преломлять волны по заранее предполагаемому алгоритму. Аналогичный алгоритм отклонения луча предложен авторами в [49], однако использование резонансного режима метаматериала привело к еще большему сужению диапазона рабочих частот антенны, а также к нестабильности согласования в зависимости от режимов работы  $\text{pin}$ -диода. Авторы также отмечают сложность реализации предлагаемого решения, которое вызвано антенным эффектом от проводов линии питания  $\text{pin}$ -диодов, которые попадают непосредственно в область облучения источником излучения, а также у предложенного решения наблюдается малый угол пространственного сканирования, что также выступает недостатком. Использование  $\text{pin}$ -диодов в антенной технике также часто связано с реализацией частотно перестраиваемых антенн, так как  $\text{pin}$ -диоды в режимах работы меняют емкость и сопротивление схемы, что приводит к смещению частот резонанса антенны или к подключению дополнительной излучающей секции [50]. Особенностью предлагаемого решения в таком случае является работа на нескольких частотах, что в свою очередь значительно ограничивает возможности отклонения лепестка диаграмм направленности. Авторы работы [50] отмечают, что особо большое влияние оказывает нелинейность характеристик СЭ, а также в случае использования нескольких  $\text{pin}$ -диодов следует тщательно подходить к их выбору, так как дисбаланс характеристик СЭ может значительно ухудшить характеристики.

В работе [51] авторы используют высокочастотный диод в режиме ключа, чем добиваются подключением плеч излучателя, а также отклонения диаграммы направленности в пространстве с эффективным подавлением двойной поляризации, таким образом, формируется активная антенна. Недостатком же такого решения становится применение дополнительного питания для выполнения коммутации диодов, а значит и проявление антенного эффекта от проводов, что может приводить к искажению диаграммы направленности. Одним из наиболее современных методов управления характеристиками антенн и устройств СВЧ является применение технологии ММИС (микроволновая монолитная интегральная схема) [52]. Применение таких ИС позволяет значительно расширить возможности современных СВЧ-устройств, однако ввиду новизны технологии и сложности изготовления с

использованием технологий менее 40 нм себестоимость таких решений остается очень высокой, а также такие ИС являются узконаправленными. Появление технологии MMIC является развитием использования CMOS технологии в устройствах СВЧ [53]. Решения прошлых поколений также использовались для управления характеристиками луча антенн и/или для перестройки по частоте, но их паразитные характеристики значительно ограничивали применение. Дополнительно стоит отметить, что все системы управления лучом антенны на основе СЭ имеют только дискретные режимы работы [54], что также сильно ограничивает применение таких решений в современных системах связи. Таким образом, применение управления характеристиками антенн на основе СЭ в будущем позволит достигать специальных режимов работы, а также обеспечивать дополнительную защиту информации от внешних помех, однако в текущих реалиях использование технологий сканирования на основании сосредоточенных элементов сопряжено с высокой ценой и сложностью реализации.

На основании этого следует рассмотреть также наиболее простой метод реализации сканирования – применение механического отклонения антенных элементов. Механическое сканирование является наиболее простым по реализации сканирования, так как базируется на повороте направленной антенны в пространстве [55-58]. Антенны на поворотных платформах применяются в системах радиолокации, космических системах связи, системах антенных трекеров что позволяет обеспечить высокую точность настройки направления луча антенны [55-56]. Однако важно отметить, что системы вращения антенн имеют сложную конструкцию, высокую стоимость, а также малую надежность (если применяется активное вращение). Дополнительные потери возникают в коммутационных панелях из-за выполнения коммутаций линий передач. Для решения данных проблем авторы многих работы предлагают перемещать пассивную часть антенны, как линза или рефлектор [57-58]. Таким образом, применение такого решения просто с точки зрения идеи, но сложно при реальной реализации, поэтому стоит рассмотреть наиболее современный и передовой метод сканирования пространства – применение частотного сканирования, которое позволяет отклонять лепесток антенны без применения

фазовращателей, а также без вращения антенны. Частотное сканирование расположено на технологичном острие современных антенных систем, большая часть исследований таких структур приходится на период после 2010-х годов. Особенностью антенн с частотным сканированием является следующий ряд факторов:

- 1) Отклонение луча антенны без применения механического вращения, а также фазовращателей;
- 2) Реализация направленного излучения с высокими уровнями КНД и малыми боковыми лепестками;
- 3) Работа в режиме СШП, чтобы обеспечивать эффективное отклонение основного лепестка антенны.

Соблюдение всех этих характеристик обязательно для антенн с частотным сканированием, так как они позволяют обеспечить максимально эффективную работу для отклонения лепестка антенны [59-73]. Большинство антенн с частотным сканированием базируется на использовании длинных линий (длина антенны превосходит длину волны), так как это позволяет обеспечить разные пучности волн в процессе излучения на разных частотах. Особенно наглядно данный эффект демонстрируют авторы работы [59, 60], которые предлагают антенну с частотным сканированием на основе копланарного волновода. Приведенные картины протекающего Е-поля явно показывают пучности волн в структуре, которые как раз и будут оказывать влияние на направление излучения электромагнитных волн, однако в процессе исследования авторы рассматривают частотный диапазон от 10 до 50 ГГц, что приводит к появлению сложностей в применении такого решения в реальных условиях – высокая сложность реализации системы питания, а также большие диапазоны частот до отклонения лепестка на градус сканирования, при этом полученная конструкция потребовала модуляции излучающих отверстий для обеспечения эффективного излучения электромагнитных волн.

Аналогичную конструкцию предлагают авторы работы [61], которые предлагают антенну бегущей волны на основе длинной печатной линии. Полученная антенна позволяет обеспечить сканирование в диапазонах 23-26 ГГц, что значительно упрощает реализацию системы питания, но использование планарной

технологии, а также емкостной связи привело к нестабильности поведения главного лепестка антенны при выполнении сканирования. Антенны с частотным сканированием, построенные на основе длинных линий, могут работать как с линейно поляризованными волнами, так и волнами с круговой поляризацией [62].

Особенностью антенн с частотным сканированием является то, что они могут быть сформированы даже из участков линии передачи, как это показывают авторы работы [63], однако такое решение не является оптимальным с точки зрения геометрических размеров. В работе [64] авторы исследуют возможность уменьшения размеров антенны путем использования подложки из вспененного полиэтилена (FOAM), что позволяет замедлить распространение электромагнитных волн в среде. Однако предложенное решение имеет проблемы на краевых диапазонах частот сканирования, которые приводят к разрушению главного лепестка на несколько лучей и к росту боковых лепестков. В работе [65] авторы предлагают использование системы переизлучателей над слоем из длинной линии, что позволило повысить направленные свойства, а также согласование антенны, однако особую трудность в процессе изготовления играет размещение слоя переизлучателей, а также авторы не вносят ясность в необходимость применения щелей в переизлучателях. Интересную концепцию предлагают авторы работы [66]. Для реализации возбуждения используется печатный диполь, который переходит в периодическую структуру, которая формирует антенну бегущей волны. Полученное решение обладает высокой эффективностью и значительно уменьшает размеры антенны, но не позволяет реализовывать сканирование в широком диапазоне частот, а также имеет малыми углами сканирования лепестков. Интересное решение для реализации предлагают авторы работы [67], так как они используют многослойную антенну с линией питания, которая обеспечивает смещение поверхностных токов в структуре. Недостатком такого решения является большая ширина главного лепестка, а также дискретные значения углов сканирования (не реализовано плавное, постепенное отклонение лепестка).

Применение антенн на основе частотного сканирования позволяет обеспечить большой выигрыш в задачах радиолокации, так как такая система радара не

требует фазовращателей, что позволяет максимально положительно сказаться на реализации системы приема/передачи данных [68], а также благодаря тому, что применяются длинные линии и эффекты дифракции и интерференции волн удается обеспечить работы таких антенн во всех диапазонах радиоволн, например, в Терагерцовом [69]. Таким образом, можно отметить, что антенны с частотным сканированием используют длинные линии, в которых происходит распространение волн с возникновением пучностей в разных точках линии, чем обеспечивается частотно-переменное фазовое распределение [70], что позволяет отклонять луч в пространстве в зависимости от частоты; реализация частотного сканирования возможна при изменении длины каналов распространения электромагнитных волн [71], что также приводит к изменению распределения в раскрыве антенны; а также, что играет дополнительную важную роль, такие антенны могут быть объединены в антенные решетки, что позволяет увеличивать КНД антенн [72].

Вместе с тем, многие важные аспекты реализации и применения антенных систем с частотным сканированием остаются недостаточно исследованными:

- Реализация антенных систем с частотным сканированием с использованием дифракционных поверхностей для повышения направленных свойств и повышения стабильности главного лепестка при отклонении в пространстве;
- Разработки антенных систем возможностью частотного сканирования с большим разрешением по азимуту при использовании нескольких излучающих линий;
- Разработки антенных систем с частотным сканированием с отклонением лепестка в двух плоскостях без использования сосредоточенных элементов (в том числе фазовращателей);
- Разработки антенных систем с возможностью полноазимутального обзора и сканированием в угломестной плоскости;
- Применение компонентов, выполненных аддитивным методом для изготовления антенных систем с частотным сканированием с целью минимизации искажений электромагнитных волн.

## **2. Исследование и разработка антенных систем с частотным сканированием на основе дифракционных решеток для обнаружения малых роботизированных высокомобильных комплексов**

В настоящей главе изложены результаты исследований проектирования антенных систем с частотным сканированием на основе дифракционных решеток для обеспечения высоконаправленной связи, а также для обнаружения малых высокомобильных объектов, как БПЛА с отклонением основного лепестка по частоте.

Целью проводимых исследований являлось создание высоконаправленных антенн с частотным сканированием, которые могут быть эффективно использованы в конструкции радиолокационных станций для обнаружения БПЛА. Для повышения направленных свойств, а также оптимизации формирования луча с минимизацией боковых лепестков предлагается использование дифракционных решеток амплитудного и рельефно-фазового типов.

Процесс построения антенных систем с частотным сканированием и их конструкция рассматривается во множестве работ [59-73], при этом ряд работ рассматривают возможность использования таких антенн в задачах радиолокации [61, 68]. Во всех работах перечисленных выше, а также в работах автора диссертации и его коллег особенно отмечается перспективы использования антенных систем с частотным сканированием вместо конструкций на основе фазовращателей, так как частотное отклонение луча позволяет значительно упростить линии питания антенн, минимизировать потери, которые возникают в устройствах управления фазой, а также обеспечить широкий угол сканирования, что особенно важно в задачах направленной связи и радиолокации.

Однако большинство приведенных публикаций реализуют частотное сканирование на основе АБВ без использования отражательных поверхностей, что понижает эффективность формирования узкого луча, а также приводит к появлению дополнительных потерь, особенно если используется диэлектрическая подложка. Большинство антенн с частотным сканированием, рассмотренных в работах [59-73] имеют уровень КНД менее 10 дБ, что не позволяет их эффективно использовать в задачах для радиолокации, так как для реализации высокоэффективных

радиолокаторов требуется уровень КНД более 15 дБ [73, 74]. Существующие решения антенн с частотным сканированием позволяют добиться таких значений только при использовании многоэлементных антенных решеток с единой линией питания, как это приводится в [70, 71], однако реализация длинных линий, а также делителей на большое число элементов приводит к росту потерь на отражениях сигналов в фидерных линиях, поэтому стоит минимизировать количество антенных элементов при сохранении высоких показателей КНД.

Поэтому возникает актуальная задача по формированию и заработке антенных систем с частотным сканированием и дифракционными решетками, которые позволят обеспечить высоконаправленный узкий луч с уровнем КНД более 15 дБ, а также с минимальным числом использованных антенных элементов. Реализация таких конструкций может быть эффективно получена путем использования отражательных дифракционных решеток, выступающих в роли рефлекторов и фокусирующих устройств электромагнитных волн.

Во второй главе показана перспективность реализации антенн с частотным сканированием на основе дифракционных решеток, которые могут быть использованы в задачах обнаружения малых роботизированных комплексов, а также при реализации высоконаправленных помехозащищенных систем связи:

1. Разработан метод формирования антенн с частотным сканированием на основе дифракционной решетки. Проведен анализ конструкций дифракционных решеток, выбор оптимальных размеров периодов решетки, а также методы их использования в роли отражающих структур для антенн с частотным сканированием.
2. Исследован выбор оптимальных частот для реализации антенн с частотным сканированием для обнаружения малых высокомобильных комплексов, а также рассмотрен выбор оптимальных частот антенной системы для установки антенны на малом носителе с учетом минимизации искажений характеристик поля.
3. Разработана и исследована конструкция антенны с частотным сканированием на основе амплитудной дифракционной решетки. Проведен анализ влияния конструктивных особенностей на характеристики излучения, согласования, управления частотой сканирования.

4. Разработана и исследована конструкция антенны с частотным сканированием на основе фазовой отражательной дифракционной решетки. Рассмотрена возможность формирования антенны двухкоординатного обзора на основе фазовой дифракционной решетки.

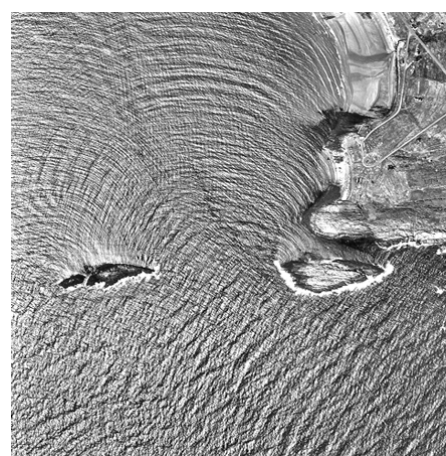
5. Проведены исследования и моделирование систем питания для антенн с частотным сканированием на основе дифракционных решеток. Выполнен анализ гибридных методов моделирования с автоматизированной передачей результатов между задачами моделирования для оптимизации процессов расчета.

## 2.1 Введение в теорию дифракции волн. Математическое описание дифракции электромагнитных волн

Анализ видов дифракционных решеток, а также основных выражений для их описания стоит начать с базовой теории, что такое дифракция, где она встречается и как может быть описана с использованием основных уравнений электродинамики. Именно способность волн (водных, звуковых, световых, электромагнитных, сейсмических) огибать препятствия является проявлением дифракции. Дифракция присуща всем видам волн, которые распространяются в пространстве в двух или трех координатах. Простейший пример волновой дифракции приводится на Рисунке 2.1.



а)



б)

Рисунок 2.1 – Явление дифракции морских волн

Особое внимание стоит уделить рассмотрению базовых особенностей распространения волн в пространстве после дифракционных областей. Размер дифракционных отверстий при распространении волн стоит сравнивать с длиной протекающей через отверстие волны. Если размер отверстия будет сильно меньше длины волны, то распространение волн будет увеличиваться после дифракционной поверхности, но выходящая энергия будет значительно уменьшаться по сравнению с пришедшей изначально. Если же размер отверстия будет велик, то тенденция огибания волнами уменьшается, а энергия волн возрастает [75].

Таким образом, возникает следующая закономерность: если размер отверстия (обозначим его  $d$ ) намного больше длины волны ( $\lambda$ ) (условие  $d \gg \lambda$ ), то через него протекает почти вся изначальная энергия волн с минимальными огибаниями; при этом в ситуации  $d \ll \lambda$  эффект дифракции будет максимален, но переданная энергия будет практически равна нулю. На основании такой закономерности стоит выбирать наиболее оптимальные отношения  $\frac{d}{\lambda}$ , которые позволят обеспечить как оптимальный режим передачи волн с максимальной энергией, так и наиболее эффективное проявление эффекта дифракции. На основании данного правила строятся системы экранирования в электронике, так малые отверстия минимизируют энергию, которая проникнет через экран, при этом через эти отверстия будет видна вся внутренняя электроника (как раз явное соотношение волн и размеров отверстий, для оптических волн размер сильно больше длины волны, а для электромагнитных сильно меньше – закономерность переноса энергии).

Одним из первых ученых, которые исследовали явление дифракции был Х. Гюйгенс, который показал, что дифракция волн может быть описана с точки зрения суперпозиции волн. На основании данного исследования был сформулирован принцип Гюйгенса-Френеля, который гласит:

«Каждый элемент волнового фронта можно рассматривать как центр вторичного возмущения, порождающего вторичные сферические волны, а результирующее световое поле в каждой точке пространства будет определяться интерференцией этих волн».

Результирующие волны при этом будут подчиняться принципу суперпозиции волн, то есть будут складываться между собой. Вид работы принципа Гюйгенса-Френеля при дифракции на малых и крупных отверстиях приводятся на Рисунке 2.2.

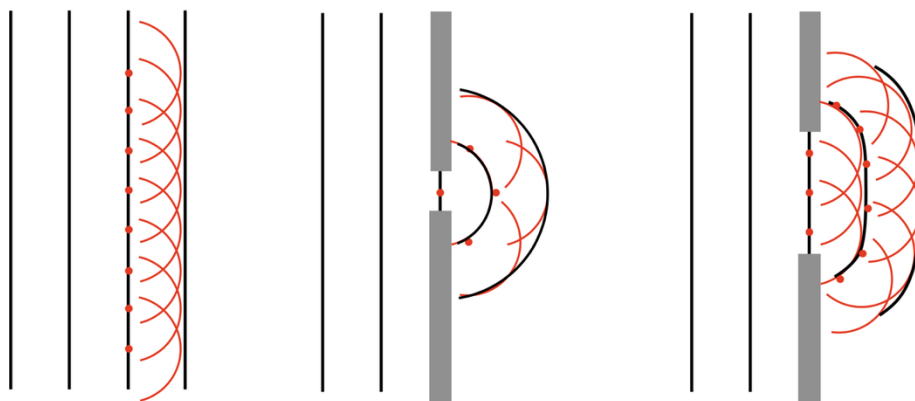


Рисунок 2.2 – Вид принципа Гюйгенса-Френеля при дифракции на отверстиях с разными размерами

Основной особенностью принципа Гюйгенса-Френеля является то, что он формулирует возможность распространения волн на большие расстояния путем вторичных возмущений. Для оценки данного явления можно рассмотреть Рисунок 2.2. Так, в случае 2 волны проходя через щель проявляют эффект дифракции. Волна внутри щели возбуждается в ответ на волны, которые падают на решетку после чего волна в щели испускает волны в пространство после щели таким образом, волна в щели выступает в роли источника вторичного излучения, чем подтверждается принцип Гюйгенса-Френеля. Суперпозиция волн наблюдается только в случае, когда число прошедших источников вторичных волн более одного. Таким образом, при исследовании дифракционных решеток можно отслеживать как источники первичных волн, так и вторичных, которые способны проявлять эффект суперпозиции, что позволяет усиливать излучение в требуемом направлении (именно данный эффект особенно важен при построении высоконаправленных антенн).

Описанные выше случаи для рассмотрения базовых характеристик дифракции касались анализа только одного отверстия, но особый интерес возникает, когда возникает решетка из дифракционных щелей, которые формируют решетку,

которая возбуждает несколько наборов волн, которые в процессе распространения проявляют эффект интерференции. Данный эффект также напрямую связан с эффектом суперпозиции волн. Открытие возможности дифракции с последующей интерференцией принадлежит Т. Юнгу, который провел эксперимент с двумя дифракционными щелями в 1801 году. Для проведения данного эксперимента Юнг использовал световой источник, который падал на дифракционную решетку из двух щелей, как это показано на Рисунке 2.3.

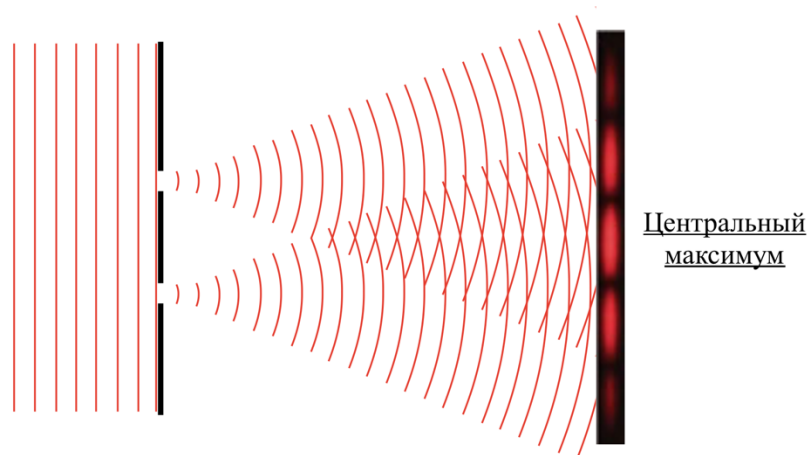


Рисунок 2.3 – Вид эксперимента Юнга

Эксперимент, проведенный Юнгом, показал, что после прохождения волн через решетку из двух щелей возникает последующая интерференция волн, при этом волны могут как взаимно усиливаться (яркие пучки), так и ослабляться (зоны затемнения). Дополнительно важно отметить, что данный эксперимент послужил доказательством волновой теории света.

Самое яркое пятно, которое получается после прохождения через дифракционную решетку называется центральным максимумом. Данная точка пространства имеет особенное свойство, так как оба пути волновых пучков будут одинаковыми по длине, что приводит к синфазному сложению вторичных волн, а следовательно, к их усилению. Рядом с центральным ярким пятном всегда формируются две зоны затемнения, так как пути пучка волн отличаются на  $\lambda/2$ , что приводит к противофазе, а следовательно, к ослаблению волн. Таким образом, яркие пятна возникают

в точках, когда разница в длине путей кратна  $n\lambda$ , где  $n = 1, 2, 3 \dots$ ; если же периоды через пол длины волны, то наблюдается ослабление (условие  $\frac{2k-1}{2}\lambda$ , где  $k = 1, 2, 3 \dots$ ). Таким образом, были рассмотрены базовые принципы дифракции волн, а именно эффекты, которые относятся к основным началам теории волн. Теперь стоит начать рассмотрение с точки зрения теории электромагнитных волн. Рассмотрим начнем с основополагающих принципов электродинамики – уравнений Максвелла. Запишем четыре уравнения Максвелла в дифференциальной форме в системе СИ:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{J} + \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = \frac{\rho}{\varepsilon_0} \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.4)$$

где (2.1) – закон электромагнитной индукции Фарадея;  $\mathbf{E}$  – напряженность электрического поля;  $\mathbf{B}$  – магнитное поле;

(2.2) – закон Ампера-Максвелла;  $\mu_0, \varepsilon_0$  – характеристики свободного пространства;  $\mathbf{J}$  – плотность тока;

(2.3) – закон Гаусса для электрического поля,  $\rho$  – плотность заряда;

(2.4) – закон Гаусса для магнитного поля.

Во всех вышеперечисленных выражениях используется оператор Гамильтона (набла –  $\nabla$ ), который при скалярном произведении соответствует дивергенции, а при векторном – операция ротора. Все данные выражения связывают между собой электрическое и магнитные поля и позволяют определить основные характеристики поля в пространстве. Если учесть соотношение непрерывности:

$$\nabla \cdot \mathbf{J} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0 \quad (2.5)$$

То уравнения Максвелла могут быть упрощены для случаев области пространства без свободных зарядов и токов:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.6)$$

$$\nabla \times \mathbf{B} = \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (2.7)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = 0 \quad (2.8)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.9)$$

Для рассмотрения распространения волн после дифракции на поверхностях необходимо перейти к анализу свободного пространства. В таком случае необходимо рассматривать волновое уравнение для описания электромагнитного излучения. Для получения такого уравнения возьмем ротор от выражения (2.6):

$$\nabla(\nabla \cdot \mathbf{E}) - \nabla^2 \mathbf{E} = -\frac{\partial(\nabla \times \mathbf{B})}{\partial t} \quad (2.10)$$

То дальнейшая замена ротора магнитного поля на выражение (2.7) дает выражение:

$$\nabla^2 \mathbf{E} = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} \quad (2.11)$$

В процессе подстановки выражений была выполнена замена  $c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}}$  – что является расчетным выражением скорости света в свободном пространстве. Для описания магнитного поля можно использовать тоже волновое уравнение, что и для электрического поля. Любая временная зависимость электрического поля при этом может быть подвергнута преобразованию Фурье, что позволяет выполнять анализ волновых уравнений в стационарном представлении. Выполнение такой операции позволяет упростить анализ периодических колебаний в пространстве, поэтому поля могут быть описаны с использованием выражения:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = \text{Re}[\mathbf{E}_f(\mathbf{r}) \exp(-j2\pi f t)] \quad (2.12)$$

В таком случае волновое уравнение в пространстве принимает вид:

$$(\nabla^2 + k^2)\mathbf{E}_f(\mathbf{r}) = 0 \quad (2.13)$$

Полученное выражение (2.13) является однородным уравнением Гельмгольца для случая без источников излучения.  $k$  в данном выражении используется для обозначения волнового числа. Данная зависимость показывает, что если рассматривать скалярную теорию дифракции, то будет существовать единственная компонента поля  $\mathbf{E}_f$ , что будет изолировать дифракционную систему распространения волн от других компонент из уравнений Максвелла. Таким образом, можем

перейти к рассмотрению комплексной задачи дифракции электромагнитных волн, а также к методам современного решения таких задач. Для описания методик решения задач дифракции на современных вычислительных системах стоит рассмотреть случай проявления дифракции ЭМП на идеально проводящей тонкой пластине. Ограничим область анализа с использованием  $\Omega \subset R^2$ , которая будет ограничена кусочно-гладкой границей  $\Gamma$ , сформированной из конечного числа дуг класса  $C^\infty$  (для всех дуг выполняется правило сходимости под углами, отличными от нуля). Дифракция внешнего ЭМП  $E^0, H^0$  будет в дальнейшем анализироваться с волновым числом  $k, k^2 = \omega^2 \varepsilon \mu$  и сводится к определению рассеяния электромагнитных волн в ближних зонах у проводящей поверхности:

$$E, H \in C^2(R^3 \setminus \bar{\Omega}) \cap_{\delta>0} C(\bar{R}_+^3 \setminus \Gamma_\delta) \cap_{\delta>0} C(\bar{R}_-^3 \setminus \Gamma_\delta) \quad (2.14)$$

Данное выражение удовлетворяет основным базовым законам физики и математики, а именно:

- 1) Однородным уравнениям Максвелла в дифференциальной форме:

$$\nabla \times \mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{J} + \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (2.15)$$

или преобразовав (заменяем оператор Гамильтона на взятие оператора ротора, выполним преобразования с учетом отсутствия свободных зарядов) получим:

$$\text{rot} \mathbf{B} = -jk \mathbf{E} \quad (2.16)$$

$$\text{rot} \mathbf{E} = -jk \mathbf{H}, \quad \mathbf{x} \in R^3 \setminus \bar{\Omega} \quad (2.17)$$

- 2) Краевым условиям на поверхности металлического экрана для электрического поля:

$$\mathbf{E}_\tau|_\Omega = -\mathbf{E}_\tau^0|_\Omega \quad (2.18)$$

- 3) Условиям Зоммерфельда (условия на бесконечности):

$$\frac{\partial}{\partial r} \begin{pmatrix} \mathbf{E} \\ \mathbf{H} \end{pmatrix} - jk \begin{pmatrix} \mathbf{E} \\ \mathbf{H} \end{pmatrix} = o(r^{-1}), \begin{pmatrix} \mathbf{E} \\ \mathbf{H} \end{pmatrix} = O(r^{-1}), r: |\mathbf{x}| \rightarrow \infty. \quad (2.19)$$

- 4) Условиям конечности энергии в любом ограниченном объеме пространства:

$$E, H \in L_{loc}^2(R^3) \quad (2.20)$$

С учетом всего этого можно сформулировать выражение для описания полного поля в пространстве:

$$\mathbf{E}^{full} = \mathbf{E}^0 + \mathbf{E}; \mathbf{H}^{full} = \mathbf{H}^0 + \mathbf{H} \quad (2.21)$$

Для дальнейшего анализа случая дифракции будем считать, что все источники излучения находятся вне экрана ( $\overline{\Omega}$ ), тогда для некоторого значения  $\delta > 0$ :

$$\mathbf{E}^0 = C^\infty(\Omega_\delta); \Omega_\delta = \{\mathbf{x}: |\mathbf{x} - \mathbf{y}| < \delta, \mathbf{y} \in \Omega\} \quad (2.22)$$

Откуда следует, что:

$$\mathbf{E}_\tau^0|_\Omega \in C^\infty(\overline{\Omega}) \quad (2.23)$$

В качестве падающего поля в процессе исследований как правило рассматривается плоская волна, что значительно упрощает процесс исследования и расчетов. В ряде задач в роли источников рассматриваются диполи, излучающие электрическое или магнитное поле. В обоих случаях будут выполняться условия (2.22) и (2.23). Компоненты поля  $\mathbf{E}^0$  и  $\mathbf{H}^0$  находятся на основе уравнений Максвелла в свободном пространстве без пластины.

Для решения задачи на основании выражений (2.14)–(2.23) необходимо свести выражения к интегрально-дифференциальному уравнению на пластине. Такое преобразование называют методом поверхностных токов. Обозначим  $S$  – открытая поверхность пластины из идеального проводника с вектором нормали  $\mathbf{n}$ . Поле, которое создаётся источником в свободном пространстве без препятствий обозначим, как  $\mathbf{E}^i$ . В процессе падения этого поля на пластину  $S$  на ней будет возбуждаться поверхностный ток  $\mathbf{J}$ , который можно представить как сумму токов на разных сторонах тонкой облучаемой пластины. Для выполнения условий уравнений Максвелла нормальная компонента тока должна обращаться в ноль на границах  $S$ . Таким образом, рассеянное электрическое поле может быть найдено с использованием выражения:

$$\mathbf{E}^s = -j\omega\mathbf{A} - \nabla\Phi \quad (2.24)$$

где  $\mathbf{A}$  – векторный,  $\Phi$  – скалярный потенциалы поля. Данные потенциалы будут связаны с возбуждающим током на основе функции Грина, поэтому в свободном пространстве будут выполняться выражения:

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}) = \mu \int_S \mathbf{J}(\mathbf{r}') G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') dS' \quad (2.25)$$

$$\Phi(\mathbf{r}) = \frac{1}{\varepsilon} \int_S \sigma G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') dS' \quad (2.26)$$

Где функция Грина имеет вид:

$$G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = \frac{\exp(-jk|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|)}{4\pi|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|} \quad (2.27)$$

где  $k = \frac{2\pi}{\lambda} = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$  – волновое число;  $|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|$  – расстояние между произвольной точкой наблюдения и точкой источника излучения ( $\mathbf{r}'$ ), расположенного на поверхности пластины. Поверхностная плотность заряда в системе будет связана с дивергенцией тока через уравнение непрерывности:

$$\nabla_S \cdot \mathbf{J} = -j\omega\sigma \quad (2.28)$$

Граничное условие для электрического поля в случае использования идеально проводящей поверхности имеет вид:

$$\mathbf{n} \times (\mathbf{E}^i + \mathbf{E}^s) = 0 \quad (2.29)$$

Где на основании выражения (2.24) получаем интегрально-дифференциальное уравнение относительно  $\mathbf{J}$ :

$$-\mathbf{E}_{\text{tan}}^i = (-j\omega\mathbf{A} - \nabla\Phi)_{\text{tan}}, \mathbf{r} \in S \quad (2.30)$$

Полученное выражение (2.30) совместно с (2.25)–(2.28) представляет из себя интегральное уравнение электрического поля (EFIE), при этом уравнение (2.30) также может называться как уравнение смешанных потенциалов (MPIE). Полученные выражения позволяют описать дифрагированное ЭМП для определения путей распространения и пучностей волн. Полученные выражения могут быть легко разбиты на ячейки с возможностью последующего расчета на основании метода конечных элементов [76], метода моментов [77], асимптотических [78] методов в электродинамике. Таким образом, были рассмотрены основные выражения для описания характеристик электромагнитных волн при дифракции на объектах. Перейдем к рассмотрению дифракционных решеток, которые позволяют управлять характеристиками отраженных волн.

## 2.2 Виды дифракционных решеток. Применение дифракционных решеток в конструкции антенн с возможностью частотного сканирования

Таким образом, как уже было отмечено, все виды волн имеют свойство дифракции на объектах. Однако долгое время знания о теории дифракции не позволяли обеспечить широкое применение оптических и СВЧ-систем с направленным дифракционным излучением с управлением количеством максимумов и минимумов в системе. Дальнейшие научные исследования привели к появлению специальных периодических структур, которые позволяют получать определенные характеристики дифрагированных на поверхности волн.

Периодическая структура, которая представляет из себя регулярно расположенные элементы, способные осуществлять дифракцию волн, называют дифракционной решеткой. Для каждой дифракционной решетки присуща основная величина – ее период, который показывает через какой период повторяется форма дифракционной поверхности. Если рассматривать дифракционные решетки, то в общем случае их разделяют на пропускающие и отражательные. В оптических системах широкое применение нашли оба вида таких решеток, так как свет может проникать через прозрачные среды. В задачах распространения же ЭМВ СВЧ-диапазона использование пропускающей решетки приведет к большим потерям на отражениях, вызванных прохождением через точки разделения сред. Поэтому для антенных устройств оптимальным выбором будет использование отражательных решеток.

Помимо разделения дифракционных решеток по характеру прохождения волн существует также классификация по типу формирования дифракции – по амплитуде или по фазе поля. В амплитудных решетках в процессе прохождения изменяется амплитуда волны, подвергаемой дифракции, а в фазовых – фаза. Простейшая отражательная амплитудная дифракционная решетка представляет из себя систему из периодически изменяемых по высоте штрихов с постоянным периодом (гофрированная поверхность); фазовая же представляет из себя профилированную в виде треугольников систему с постоянным периодом (конструкция решетки эшелетт). Решетки эшелетт на практике часто называют рельефно-фазовыми, и они позволяют обеспечить максимальную концентрацию энергии дифрагированного

поля в определенном порядке спектра, что позволяет повысить излучаемую мощность. Вид таких дифракционных решеток приводится на Рисунке 2.4.

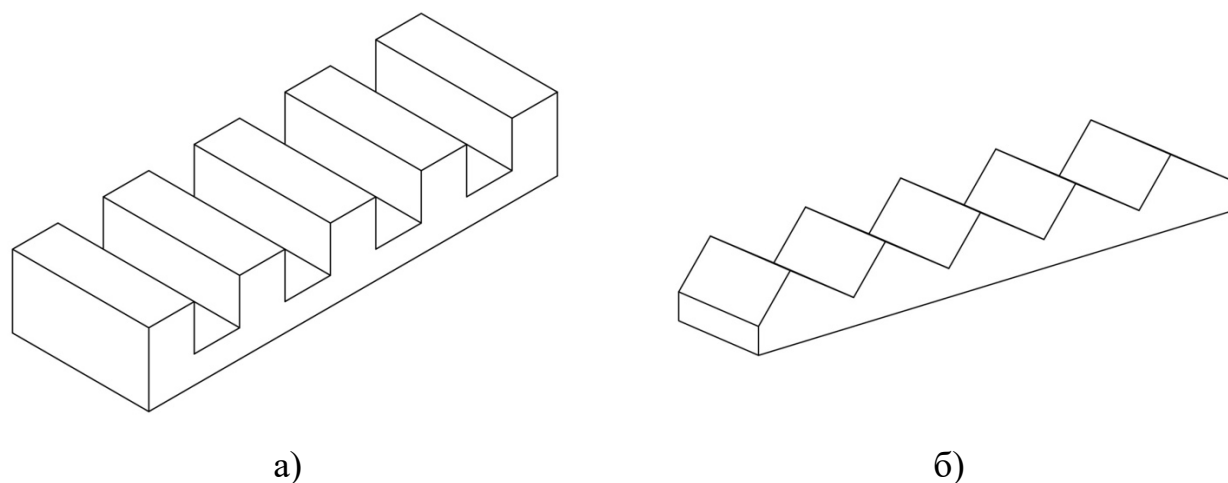


Рисунок 2.4 – Отражательные дифракционные решетки: а) амплитудная;  
б) фазовая (эшелетт)

При рассмотрении конструкций и характеристик дифракционных решеток важно учитывать основное уравнение для нахождения максимумов дифракции на поверхности – условие Брэгга-Вульфа. Рассмотрим случай, когда на дифракционную решетку падает электромагнитная монохроматическая волна. Примем, что волна падает под углом  $\theta$  на решетку с периодом  $d$ , как это показано на Рисунке 2.5.

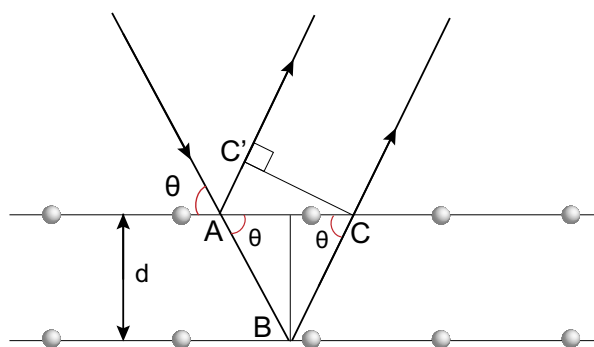


Рисунок 2.5 – К выводу условия Брэгга-Вульфа

При отражении волны от дифракционной решетки возникает разность ходов лучей  $AC'$  и  $BC$ , которая может быть записана в виде  $(AB + BC) - AC'$ . Для достижения интерференции с усилением пятная необходимо, чтобы разница между ходами волн была равна целому числу длин волн, что уже было приказано при анализе эксперимента Юнга на Рисунке 2.3, поэтому выражение разности ходов лучей будет иметь вид:

$$(AB + BC) - AC' = n\lambda \quad (2.31)$$

где  $n = 1, 2, 3 \dots$ ;  $\lambda$  – длина волны. Используя правила геометрии, получим:

$$AB = \frac{d}{\sin \theta}; BC = \frac{d}{\sin \theta}; AC = \frac{2d}{\tan \theta} \quad (2.32)$$

$$AC' = AC \cdot \cos \theta = \frac{2d}{\tan \theta} \cos \theta = \frac{2d}{\sin \theta} \cos^2 \theta \quad (2.33)$$

Таким образом, получим выражение:

$$n\lambda = \frac{2d}{\sin \theta} - \frac{2d}{\sin \theta} \cos^2 \theta = \frac{2d}{\sin \theta} (1 - \cos^2 \theta) = \frac{2d}{\sin \theta} \sin^2 \theta \quad (2.34)$$

Или условие Брэгга-Вульфа:

$$n\lambda = 2d \cdot \sin \theta \quad (2.35)$$

Таким образом, появляется возможность выбора оптимального значения периода решетки для достижения ортогонального излучения дифрагированной волны с максимальной эффективностью для антенн с возможностью отклонения луча. Рассмотрим уравнения для амплитудных и фазовых отражательных решеток с учетом побочных отраженных лучей. Анализ решеток при этом дополним их моделированием в DS CST Studio Suite 2025 в роли отражательных поверхностей с использованием метода конечных элементов (в задаче падения плоской электромагнитной волны на решетку) [76], а также путем асимптотического метода в электродинамике, что позволит оценить работу дифракционной решетки по отраженным лучам [78]. Так как все решетки используются в задачах СВЧ, то в роли материала будет выступать проводник – алюминий или медь, так как в данной задаче в первую очередь важно, чтобы материал был проводящим.

Рассмотрение начнем с амплитудной отражательной дифракционной решетки. Рассмотрим Рисунок 2.6, на котором приводится вид дифракционной

решетки в виде гофрированной поверхности (штрихов) с указанием углов падения и отражения электромагнитных волн.

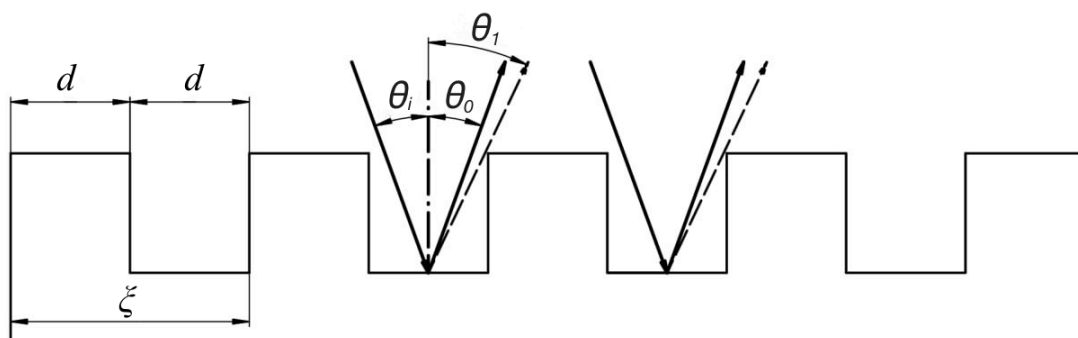


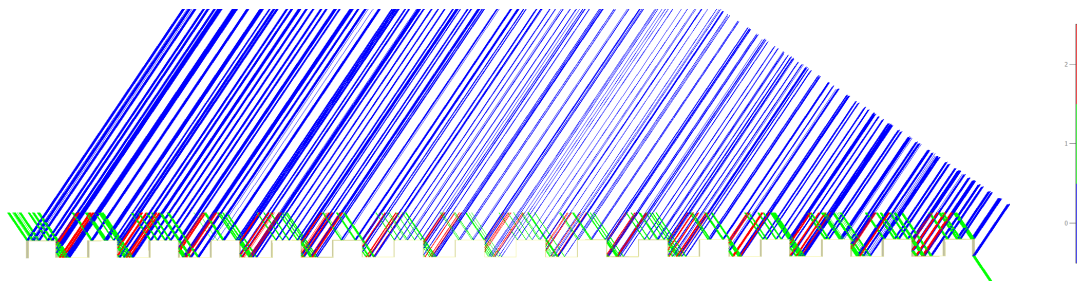
Рисунок 2.6 – Отражение волн в амплитудной решетке

Амплитудная решетка в таком случае может выполняться из тонкой проводящей поверхности, которая наносится в том числе на диэлектрическую поверхность благодаря скин эффекту. В таких решетках падающая волна отражается от штрихов под разными углами, причем данные углы могут быть изменены как при рассмотрении других порядков, так и при изменении частоты обзора (изменение длины волны), что позволяет реализовывать частотное отклонение луча:

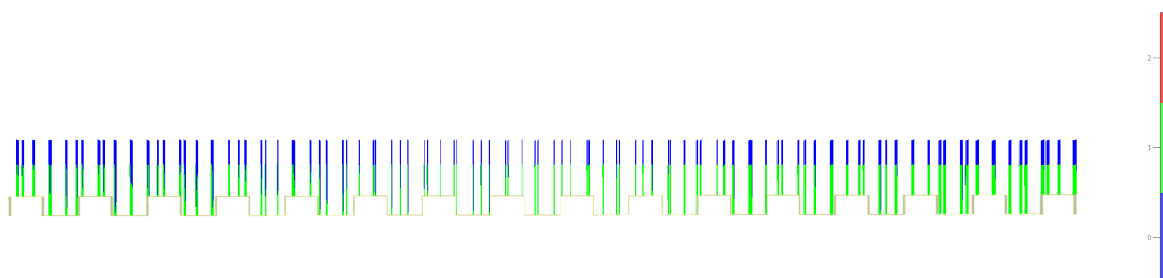
$$n\lambda = \xi[\sin(\theta_m) + \sin(\theta_i)] = 2d \cdot [\sin(\theta_m) + \sin(\theta_i)] \quad (2.36)$$

Как видно из выражения для амплитудной отражательной решетки полученная связь максимально близка к условию Брэгга (2.35), однако в данном случае учитывается возможность прохождения волн через структуру, что вызывает появление угла  $\theta_m$ , который в случае отсутствия сквозного прохождения будет равен нулю. Данный тип решетки обладает недостатком, который вызван особенностями конструкции. Так, волны нулевого порядка не подвергаются дифракции, что будет соответствовать полному отражению или пропусканию. Рассмотрим поведение такой решетки в задачах моделирования при падении плоской волны на дифракционную поверхность. В процессе моделирования рассматривалась отражательная дифракционная решетка амплитудного типа с длиной штриха  $d = 56$  мм и глубиной паза в 31 мм. При исследовании на решетку падала плоская линейно поляризованная

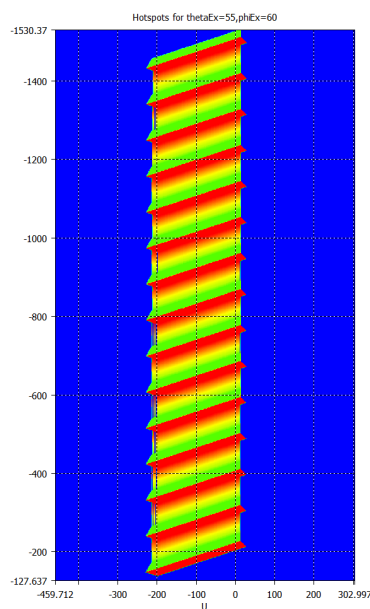
волна с единичной амплитудой. На Рисунке 2.7 приводятся вид основных результатов моделирования с использованием асимптотического метода (производилось перемещение волны в пространстве с отслеживанием отражения) в электродинамике и метода конечных элементов (волна падала перпендикулярно на решетку).



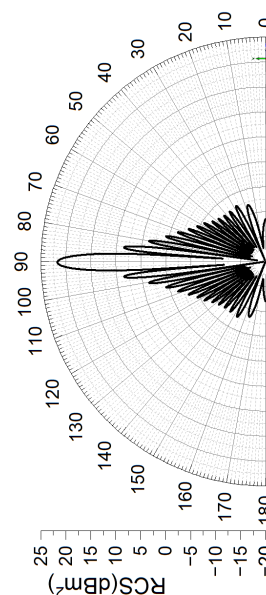
а) Дифракция падающей волны под углом 56 градусов



б) Ортогонально падающая волна



в) «Блестящие» точки дифракции



г) Направления отражения лучей

Рисунок 2.7 – Моделирование отражений в амплитудной отражательной решетке:

а), б), в) моделирование асимптотическим методом; г) моделирование методом

МКИ – получение пиков отраженных лучей

На основании полученных картин отчетливо видно, как происходит отражение волн от дифракционной поверхности с последующим формированием максимумов. В процессе анализа результатов, полученных методом конечных элементов (Рисунок 2.7г) были рассчитаны первые 3 максимума на основании условия Брэгга-Вульфа и выполнено сравнение с результатами моделирования. Основной максимум был принят за 0 градусов в обоих случаях; второй максимум в процессе моделирования был получен на величине  $5.7^\circ$ , расчетное значение составило  $6.754^\circ$ ; третий максимум при моделировании составил  $10^\circ$ , расчетное значение  $13.704^\circ$ . Остальные максимумы не рассматривались ввиду отличия их уровня ЭПР более чем на 20 дБ.

Проведем аналогичный анализ для фазовой (рельефно-фазовой) отражательной решетки. Базовый вид решетки эшелетт приводится на Рисунке 2.8.

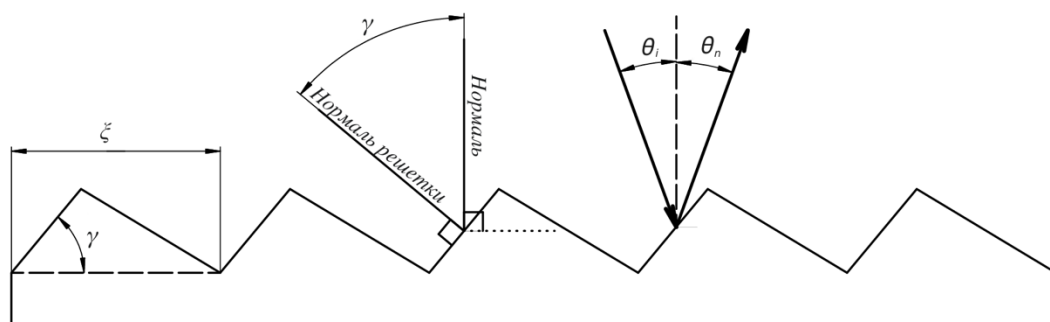


Рисунок 2.8 – Решетка эшелетт с указанием основных ее характеристик

Решетка эшелетт благодаря использованию рельефно-фазового режима работы обеспечивает максимальную эффективность дифракции на основных порядках [79]. Использование такой конструкции позволяет значительно снизить побочные уровни дифракции, что позволяет повысить уровень излучения на целевых значениях. Однако у такой конструкции есть особенность, которая заключается в ограничении частотного диапазона эффективной дифракции – длина волны блеска. Для описания решеток типа эшелетт используют параметры, которые отмечены на Рисунке 2.8:  $\xi$  – период решетки;  $\gamma$  – угол блеска (угол наклона отражательной плоскости). Особенности геометрической конструкции решетки позволяют измерять

угол блеска, как угол наклона штриха, так и угол между нормальными решетками. При анализе решеток типа эшелетт стоит отметить то, что угол отражения в таких решетках зависит в первую очередь от угла блеска, а не от наклона самой решетки, что приводит к тому, что требуемый угол дифракции необходимо выбирать заранее [80, 81]. При отражении нулевого порядка будет наблюдаться ситуация, что угол падения будет равен углу отражения, но с противоположным знаком:  $\theta_i = -\theta_{n=0}$ , что соответствует отражению от плоской поверхности (условие Брэгга). Таким образом, угол блеска может быть связан следующим условием с углами падающих и отраженных волн, измеренных относительно глобальной нормали (Рисунок 2.9).

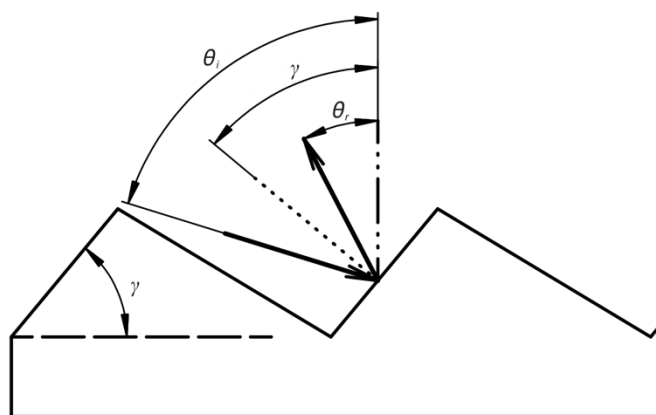


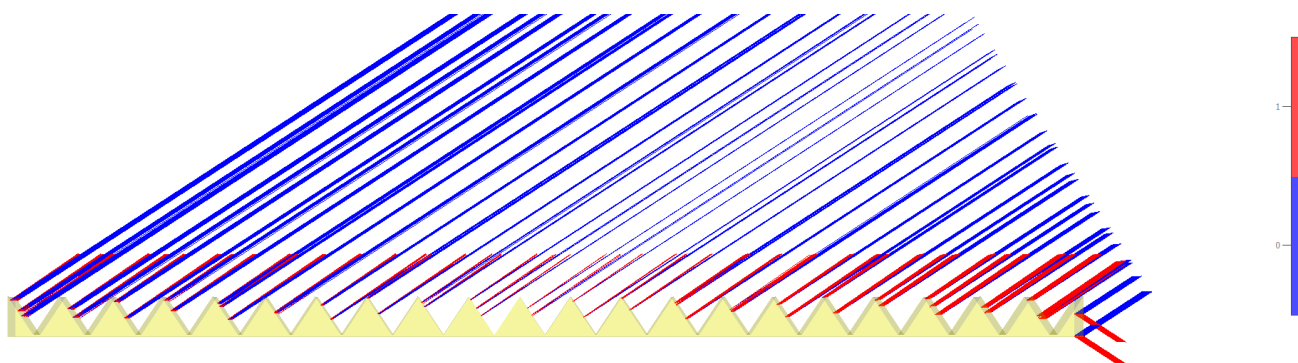
Рисунок 2.9 – Отражение волн в решетке эшелетт

$$\theta_i - \theta_r = 2\gamma \quad (2.37)$$

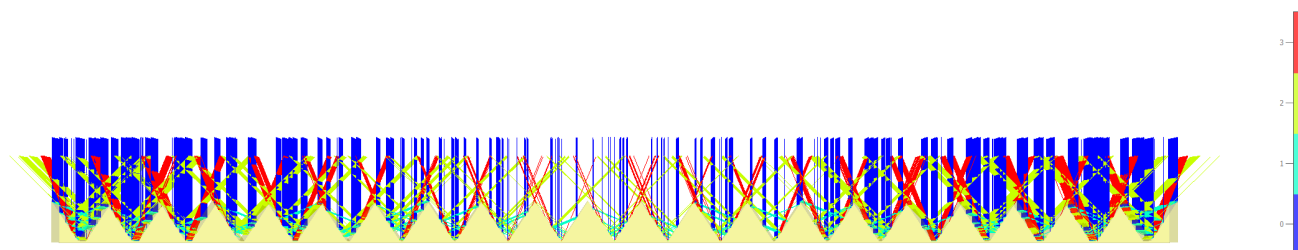
С учетом этого условие Брэгга для решетки эшелетт будет иметь вид:

$$n\lambda = \xi \sin(-2\gamma) \quad (2.38)$$

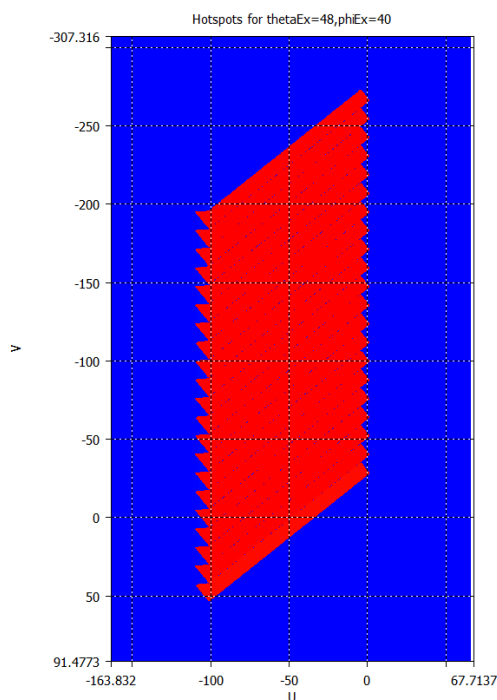
Выполним анализ решетки эшелетт с использованием методов моделирования при облучении плоской волной. Моделирование также выполнялось с использованием метода конечных элементов и асимптотических методов в электродинамике. На Рисунке 2.10 приводятся вид основных результатов моделирования с использованием асимптотического метода (производилось перемещение волны в пространстве с отслеживанием отражения) в электродинамике и метода конечных элементов (волна падала перпендикулярно на решетку).



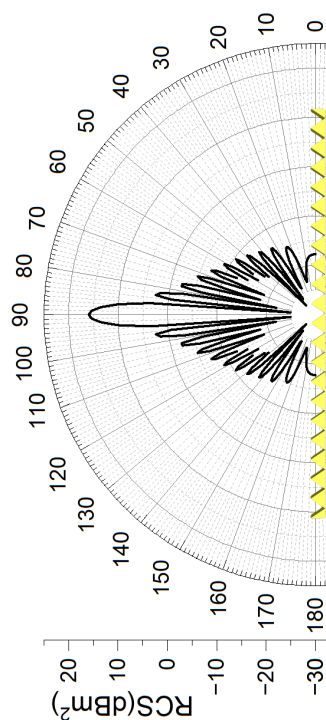
а) Дифракция падающей волны под углом 33 градуса



б) Ортогонально падающая волна



в) «Блестящие» точки дифракции



г) Направления отражения лучей

Рисунок 2.10 – Моделирование отражений в амплитудной отражательной решетке: а), б), в) моделирование асимптотическим методом; г) моделирование методом МКИ – получение пиков отраженных лучей

Как видно, применение решетки эшелетт позволяет обеспечить более равномерное отражение волн, что особенно видно по картинам «блестящих» точек, при этом при ортогональном падении наблюдается многоступенчатое отражение, которое вызвано конструкцией решетки. Важно отметить, что при исследовании использовалась симметричная решетка, поэтому все характеристики получились симметричным относительно центральной оси. Для полученных результатов также выполнялось сравнение направлений углов блеска с результатами моделирования. Первый пик был принят за 0 градусов и был априорно совпадающим. Отраженный угол блеска первого порядка по результатам моделирования составил  $6^\circ$ , расчетное значение  $6.247^\circ$ ; угол блеска второго порядка  $12.5^\circ$  – моделирование,  $11.18^\circ$  – расчетное значение; для третьего порядка при моделировании было получено  $17.8^\circ$ , а при расчетах  $15.52^\circ$ . При этом важно отметить, что лепесток первого порядка превосходит второй на уровень более 12 дБ, что показывает эффективную концентрацию дифрагированной энергии решеткой эшелетт.

На основании проведенного математического анализа теории дифракции для отражательных решеток можно отметить, что на их основе возможно реализовывать антенны с частотным сканированием, так как изменение частоты падающей волны на дифракционную решетку будет вызывать отклонение дифрагированного луча в пространстве. Анализ выражений показал, что для реализации эффективной отражательной дифракционной решетки для антенных систем следует соблюдать ряд правил:

- 1) Период дифракционной решетки должен быть равен длине волны на частоте Брэгговского резонанса – нормального излучения;
- 2) Глубина пазов должна быть выбрана равной  $\frac{1}{4}$  длины волны, но для улучшения согласования и управления связью излучателя и дифракционной решеткой может быть увеличена. Предельная глубина при этом строго ограничена половиной длины волны;
- 3) Дифракционная решетка на основе рельефно-фазовой отражательной структуры обладает высокой эффективностью по фокусированию

дифрагированной энергии, однако она более сложна в реализации и расчете, так как ее показатели сильно зависят от точности изготовления при настройке угла блеска;

4) Амплитудная отражательная решетка более проста в реализации, так как ее характеристики в первую очередь определяются длиной штрихов, но подавление в такой системе дифракции высших порядков значительно менее эффективно.

На основе проведенного анализа рассмотрим конструкции антенн с частотным сканированием на основе отражательных дифракционных решеток. Рассмотрение начнем с антенны на основе амплитудной дифракционной решетки.

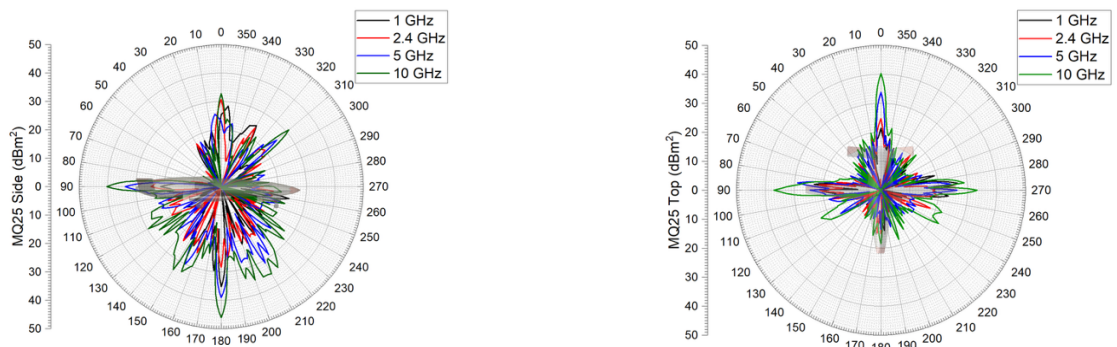
### 2.3 Конструкция антенны с частотным сканированием на основе отражательной амплитудной дифракционной решетки

Как было описано ранее, реализация антенных систем на основе дифракционных решеток амплитудного и рельефно-фазового типов имеет большой потенциал и перспективы, так как в соответствии с условиями Брэгга дифракционная решетка позволит обеспечивать отклонение луча при изменении частоты излучения антенны. Рассмотрение таких конструкций антенн начнем с антенны на основе амплитудной дифракционной решетки. Для анализа конструкции и характеристик такой антенны предложим конструкцию наземной антенны РЛС для обнаружения высококомобильных целей и объектов. Рассмотрение и решение такой задачи следует начать с анализа характеристик отражения объектов в разных диапазонах частот. Для анализа будут рассматриваться частоты 1, 2.4, 5 и 10 ГГц.

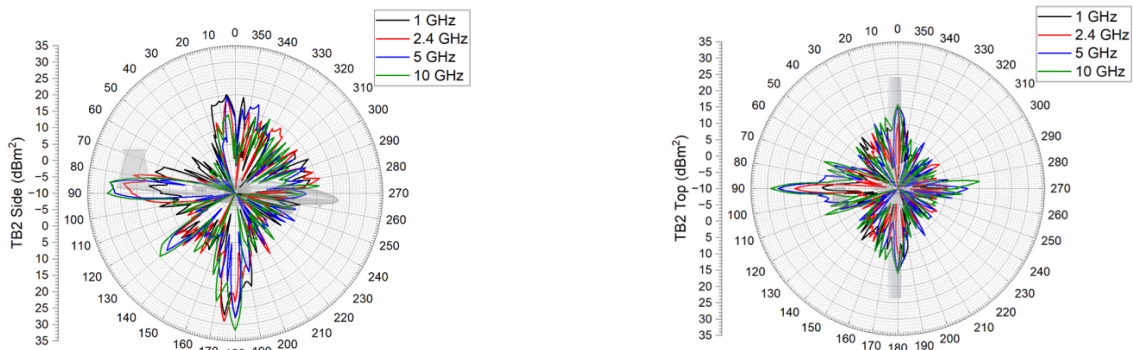
#### 2.3.1 Анализ эффективной площади рассеяния БПЛА на разных частотах для реализации антенной системы радиолокатора

Для выбора оптимальной частоты при реализации антенной системы радиолокатора выполним моделирование по определению характеристик рассеяния целевых объектов. В процессе моделирования будем использовать асимптотические методы в электродинамике, как так они позволяют определять характеристики рассеяния с наибольшей скоростью и эффективностью [82], при этом стоит помнить,

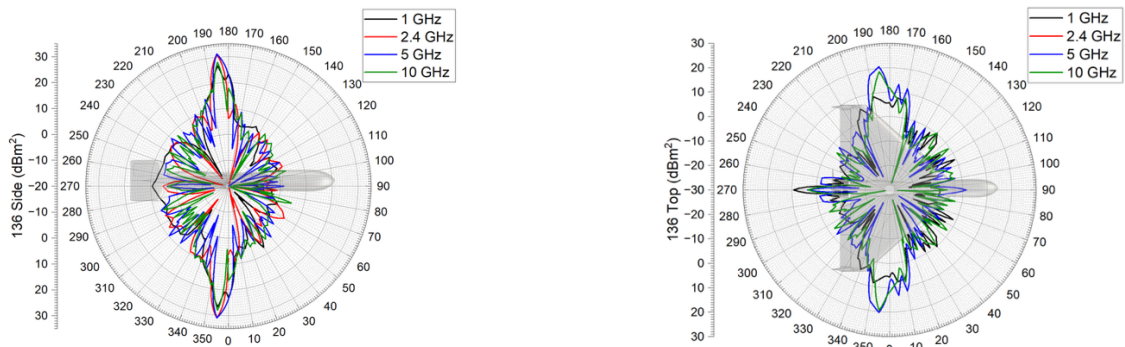
что при размещении радиолокатора вблизи БПЛА (при реализации бортовой системы) следует выбирать место расположение с наименьшими искажениями поля, так как объект-носитель как правило является рассеивателем электрического поля, что приводит к большим его искажениям и осложняет реализацию систем пеленгации и радиолокации бортового базирования [83, 84, 85, 86]. Для моделирования были выбраны три БПЛА самолетного типа и два мультироторного. Корпуса всех БПЛА в процессе моделирования были выполнены из идеального проводника (РЕС). На Рисунке 2.11 приводятся результаты моделирования для всех типов БПЛА.



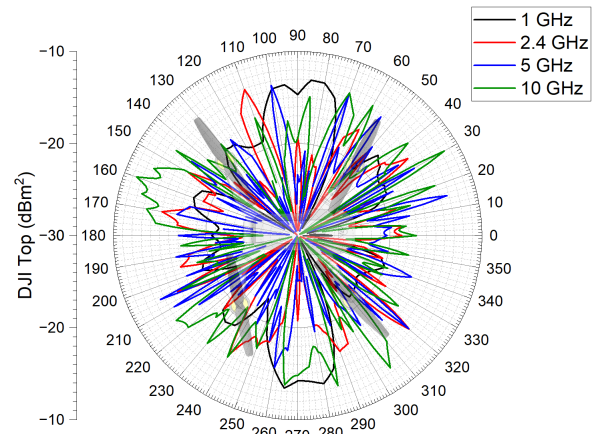
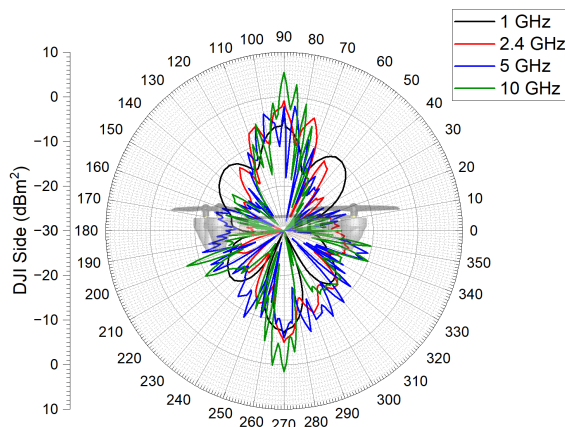
а) характеристики ЭПР объекта-прототипа Boeing MQ-25 Stingray



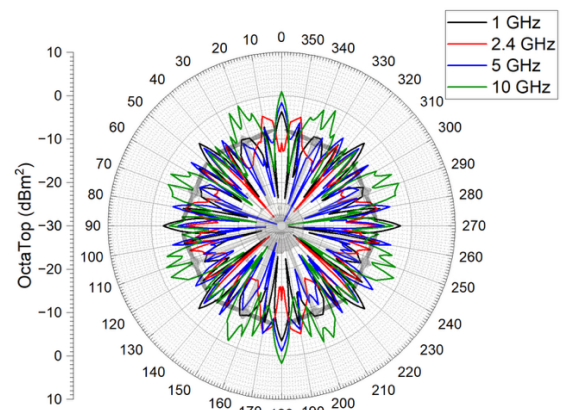
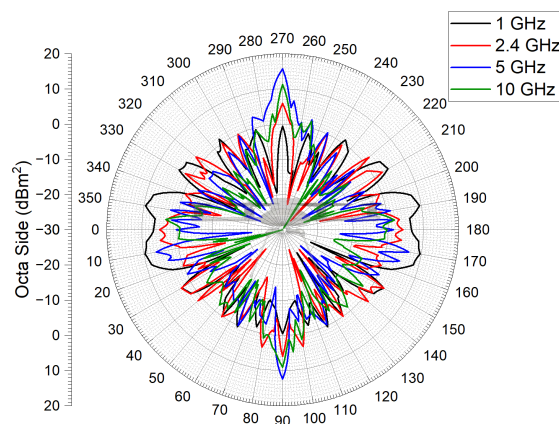
б) характеристики ЭПР объекта-прототипа Bayraktar TB2



в) характеристики ЭПР объекта-прототипа БПЛА типа утка



г) характеристики ЭПР объекта-прототипа DJI Mavic



г) характеристики ЭПР объекта-прототипа октокоптера

Рисунок 2.11 – Характеристики отражательных способностей БПЛА

Проанализировав картины диаграмм обратного рассеяния, можно сделать следующие выводы:

- 1) С ростом частоты значение ЭПР БПЛА возрастает в пиковом значении, при этом ввиду роста разрешающей способности волны начинают проявляться области затемнения;
- 2) Обнаружение малых БПЛА типа квадрокоптер или октокоптер требует антенны с высокой направленностью, однако ввиду нестабильности положения таких БПЛА по высоте следует придерживаться веерной диаграммы направленности с узким лучом по азимуту и широким в угломестной плоскости;
- 3) Реализация антенны радиолокатора наземного базирования будет наиболее оптимальной в диапазоне частот S (2.4 ГГц) для центрального положения лепестка, так как таким образом будет обеспечиваться высокая точность

обнаружения и при этом сохраняться высокая дальность работы ввиду малого затухания сигнала в пространстве;

4) Для радиолокаторов бортового базирования частота 2.4 ГГц не будет оптимальной ввиду большой длины волны, а следовательно, и больших габаритов антенны. Для РЛС бортового обзора оптимально выбирать конструкцию с диапазоном рабочих частот  $X$  и выше (10 ГГц);

5) При реализации частотного сканирования антенной оптимальным вариантом будет выступать увеличение направленности антенны с ростом частоты, что позволит минимизировать затухание сигнала при распространении в пространстве.

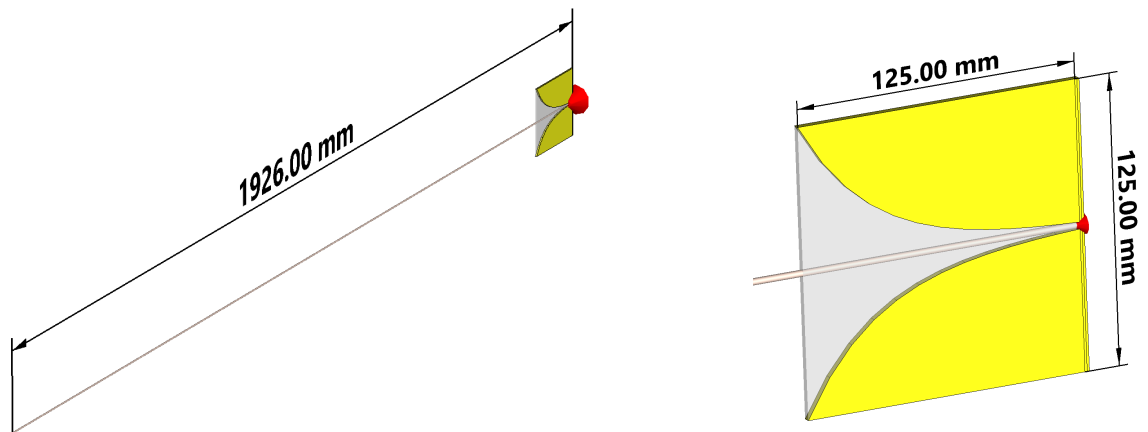
Таким образом, проанализировав данные характеристики выберем для антенны с дифракционной отражательной решеткой рабочую частоту в 2.4 ГГц с целью реализации системы радиолокатора наземного базирования, а для систем бортового – 10 ГГц ввиду значительного уменьшения размеров антенн этого диапазона.

### 2.3.2 Конструкция и исследование антенны радиолокатора на основе амплитудной отражательной дифракционной решетки

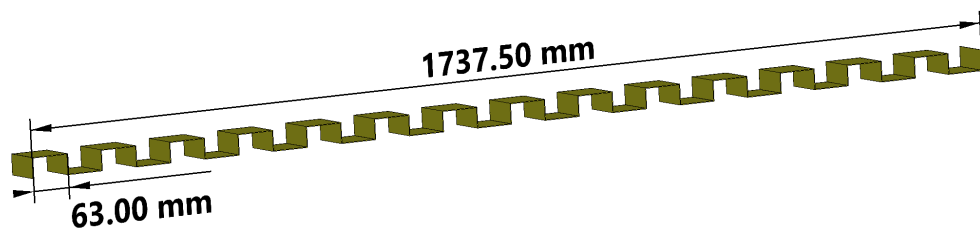
Для рассмотрения и реализации антенны с частотным сканированием на основе амплитудной дифракционной следует рассмотреть основные компоненты, которые обеспечат согласование и стабильную работу в широком диапазоне частот. В такой антенне помимо дифракционной решетки должна быть сформирована линия питания (излучения), которая позволит обеспечить реализацию и излучение электромагнитной волны со стабильной фазой. Если вернуться к анализу антенн с частотным сканированием, то можно отметить, что большинство таких конструкций обладает периодической структурой, которая как раз и обеспечивает формирование требуемого АФР [62-65]. Антенны на основе длинных линий часто формируют бегущую волну, которая формирует направленное излучение. Таким образом, наиболее оптимальны выбором для рассматриваемой конструкции будут антенны на основе длинной линии. Применение длинной линии позволяет упростить конструкцию, реализовать стабильное АФР, а также, что особенно важно, реализовать

широкополосную работу, что позволит при использовании теории дифракции и дифракционной решетки обеспечить работу в режиме частотного сканирования, при этом отметим, что широкополосные антенны могут быть также реализованы по печатным технологиям [87].

В процессе исследования рассматривалась антенна для радиолокатора с частотным сканированием и диапазоном рабочих частот до 2.4 ГГц. В процессе разработки амплитудная отражательная решетка формировалась в виде гофрированной поверхностью с учетом обеспечения ортогонального излучения на частоте 2.4 ГГц (Брэгговский резонанс). Итоговая антенная система будет состоять из двух частей – дифракционной решетки (период решетки 125 мм – длина волны на частоте 2.4 ГГц) и однопроводной линии, которая возбуждается антенной Вивальди. На Рисунке 2.12 приводится вид компонент, из которых формируется антенна с частотным сканированием.



а) Однопроводная линия с антенной Вивальди, выступающей в роли излучателя



б) Дифракционная решетка

Рисунок 2.12 – Компоненты антенной системы с частотным сканированием

Как видно, конструкция с дифракционной решеткой формирует длинную линию, так полная длина антенны составляет  $15.4\lambda$ . В роли однопроводной линии был выбран коаксиальный кабель RG-402 MIL-C-17, который имеет диаметр центрального проводника в 0.92 мм, диэлектрик – фторопласт (PTFE) диаметром 2.97 мм; при этом экран и внешняя оболочка с кабеля снимаются, чем формируется однопроводная линия. Выбор данного кабеля был обусловлен малыми потерями – затухание на частоте 3 ГГц – 75 дБ/100 м. Антенный элемент Вивальди при этом может быть изготовлен путем фрезерования алюминия или меди, а диэлектрическое заполнение выполняется из полистирола.

На основании выбранных компонентов была получена антенна, которая приводится на Рисунке 2.13. В процессе первоначального исследования выполнялся поиск изначального (оптимального) положения однопроводной линии над дифракционной решеткой – обеспечение оптимальной связи, так как этот параметр очень важен в антеннах с длинными линиями, а также с антеннами бегущих волн [88].

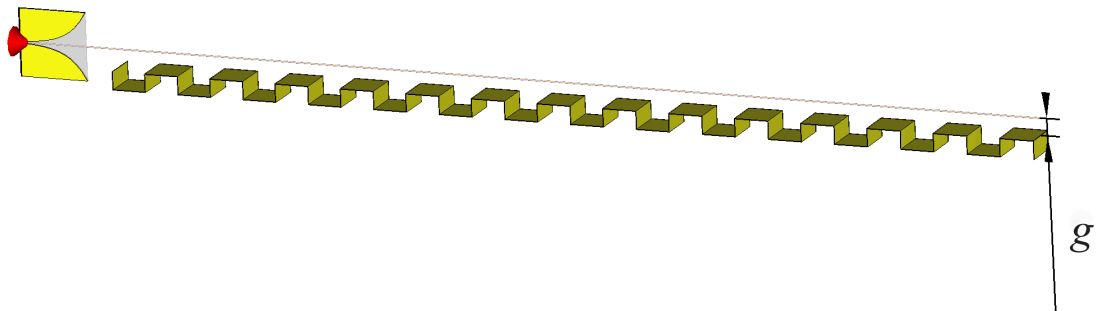
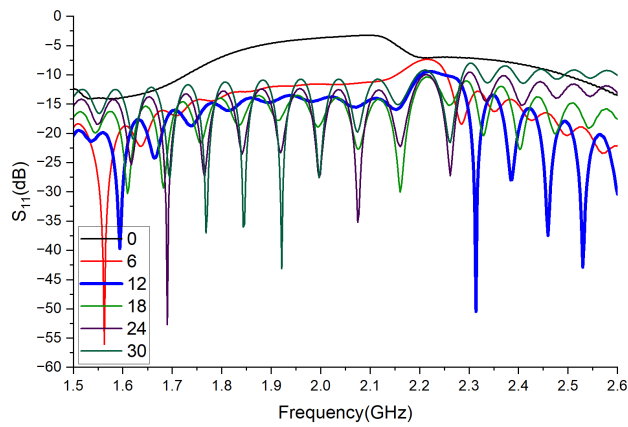


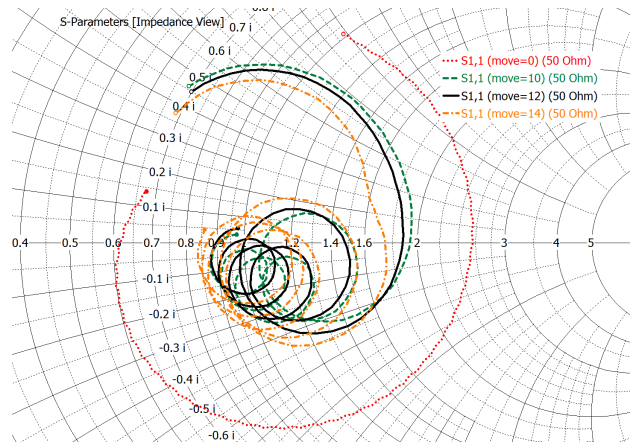
Рисунок 2.13 – Конструкция антенны с дифракционной амплитудной решеткой

Для приведенной конструкции выполнялся оптимальный выбор расстояния  $g$ , которое будет обеспечивать максимальный уровень КНД антенны, при этом обеспечивать оптимальное согласование. На Рисунке 2.14 приводятся характеристики, полученные при моделировании антенны в зависимости от расстояния между антенной и однопроводной линией. Моделирование выполнялось от 0 до 30 мм с шагом в 2 мм, однако результаты будут приводиться с более редким шагом,

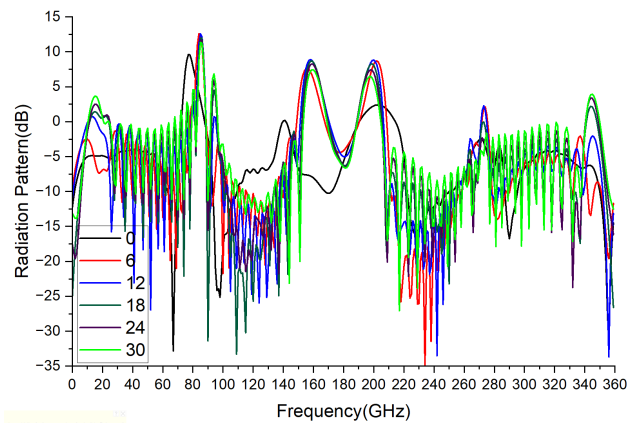
чтобы продемонстрировать наглядность и зависимость (разгрузить графики). Особое внимание стоит уделить приведенной номограмме Смита, так на ней будут показаны только крайние случаи.



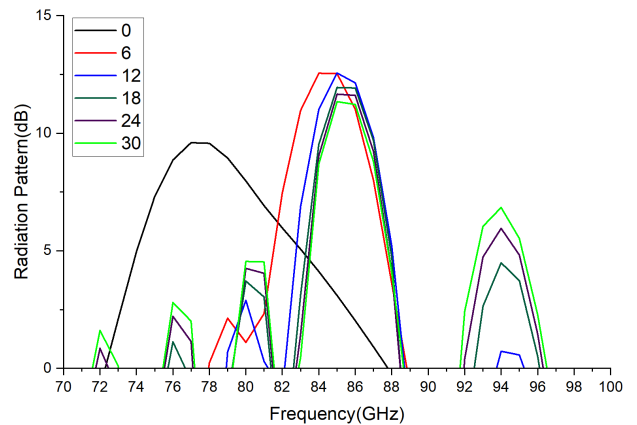
а)



б)



в)

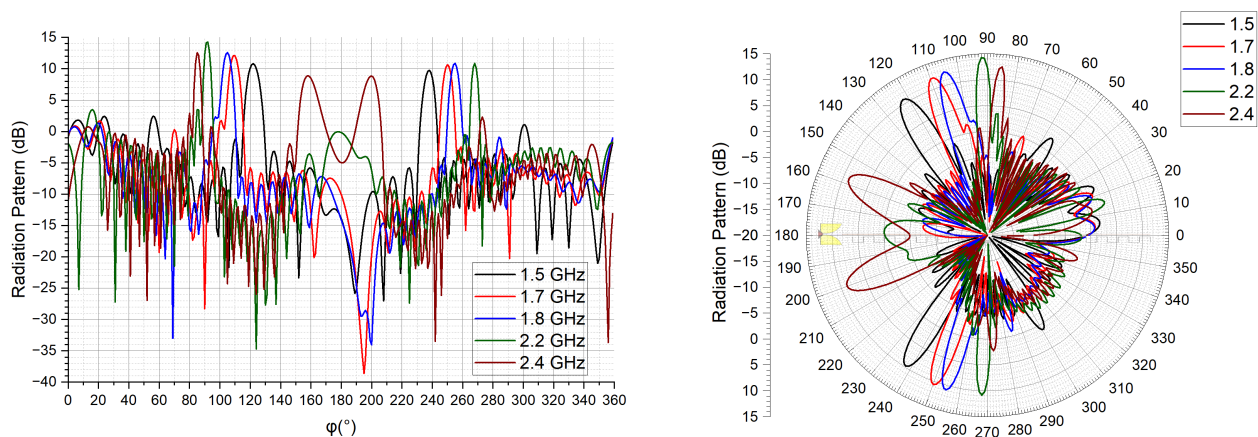


г)

Рисунок 2.14 – Выбор оптимального расстояния между дифракционной решеткой и однопроводной линией: а) график возвратных потерь; б) номограмма Смита; в) диаграмма направленности; г) приближенная область максимума

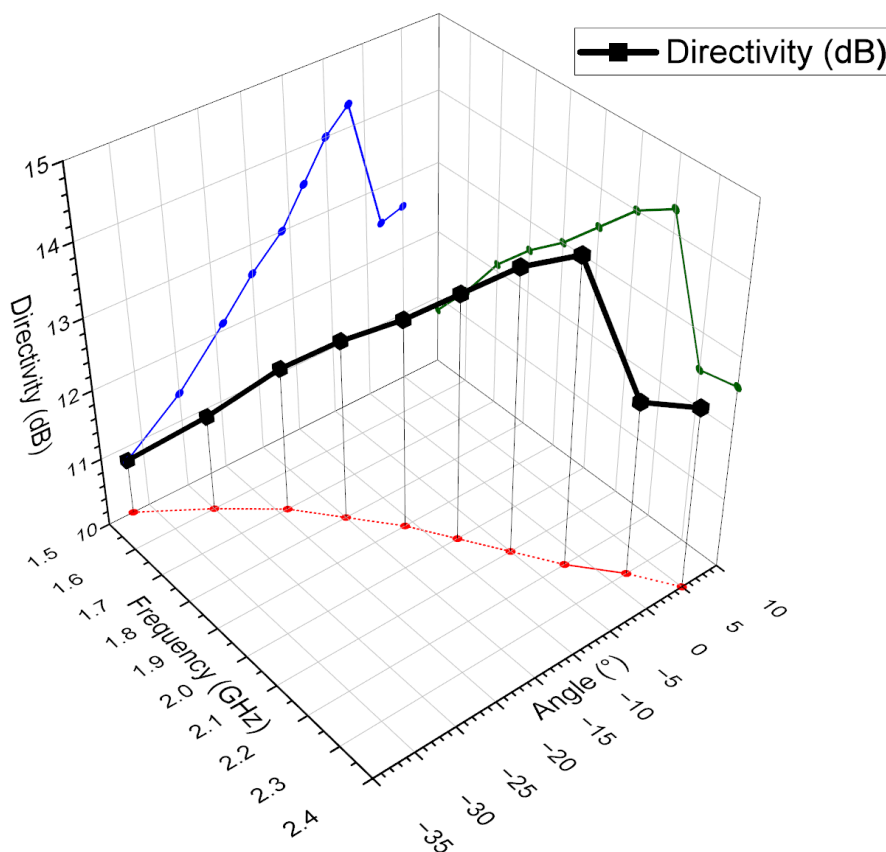
Полученные результаты показывают, что наиболее оптимальные характеристики достигаются при расстоянии между антенной и дифракционной решеткой в 12 мм. В таком случае достигается пик уровня КНД в 12.6 дБ, а также обеспечивается оптимальная связь между началом и концом линии, а следовательно, достигается максимальная эффективности излучения. Зафиксировав данное расстояние в 12 мм, рассмотрим особенности частотного сканирования для одиночного антенного элемента, при этом стоит отметить, что во всех случаях сканирования

лепесток формирует большую веерность (в одной плоскости лепесток максимально широкий, а в другой узкий). Результаты моделирования приводятся на Рисунке 2.15. Правило построения сканирующего куба приводится в Приложении А.



а)

б)



в)

Рисунок 2.15 – Характеристики диаграмм направленности при частотном сканировании: а) диаграммы направленности в декартовых координатах; б) диаграммы направленности в полярных координатах; в) графическое представление зависимостей частоты от угла поворота луча и от пика КНД (сканирующий куб)

Полученные результаты показывают, что антенна с амплитудной дифракционной решеткой обеспечивает эффективное сканирование в диапазоне частот от 1.5 до 2.4 ГГц, при этом можно отметить:

1) Большой задний лепесток вызван переизлучением в обратную сторону и может быть уменьшен путем расширения плоскости дифракционной решетки или применением дополнительного экрана-поглотителя снизу;

2) Дуга зависимости частоты от угла поворота близка графику условия Брэгга (график арксинуса);

3) Прохождение луча через ортогональное положение приводит к снижению уровня КНД на 2 дБ;

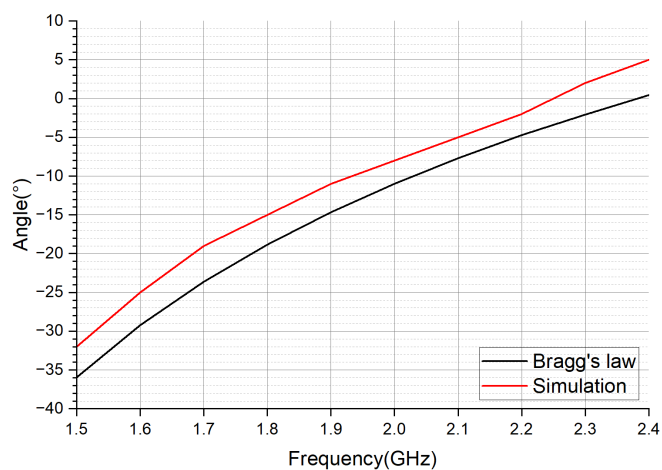
4) КПД антенны в диапазоне выполнения частотного сканирования не опускается менее 90%, что подтверждает высокую эффективность работы предлагаемого решения на основе амплитудной отражательной дифракционной решетки.

Однако можно отметить, что ожидаемое значение нормального излучения на частоте 2.4 сместилось к области 2.2-2.3 ГГц. Выполним анализ возникновения данного эффекта сравнив кривые зависимости углов сканирования, полученные путем расчетов на основании условия Брэгга и результатов моделирования – Рисунок 2.16.

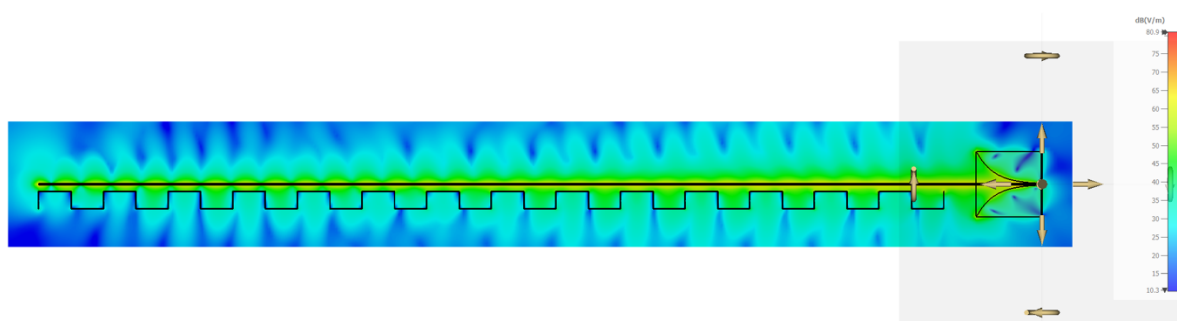
Как видно по зависимости, в процессе распространения сохраняется постоянная зависимость между углами сканирования и в среднем она равна  $3.703^\circ$  (среднее арифметическое) или если рассматривать среднегеометрическое  $3.63^\circ$ . Возникновение данного эффекта вызвано тем, что при распространении волн в системе возникает область замедления между однопроводной линией и дифракционной решеткой. В таком случае введем компоненту  $\zeta$ , которая будет учитывать влияние замедления в среде. В таком случае условие Брэгга преобразуется в выражение:

$$\cos(\theta) = \frac{1}{\zeta} - \frac{n\lambda}{2d} \quad (2.39)$$

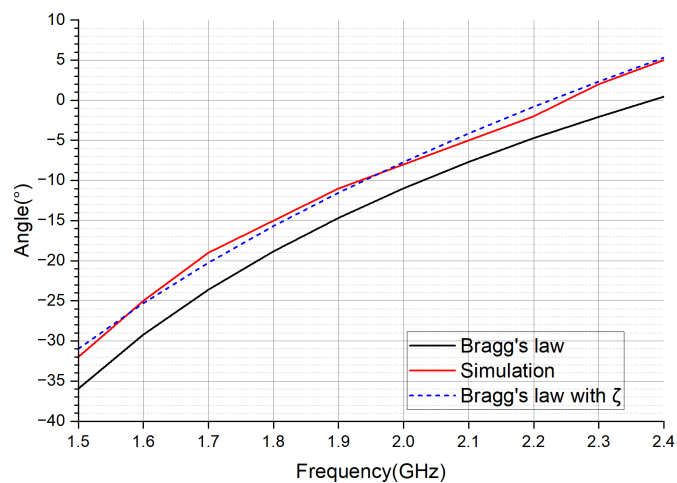
С учетом этого выражения для случая конструкции с Рисунка 2.13 был определен коэффициент замедления как 1.754, таким образом, новая зависимость теоретического расчета и результатов моделирования приводится на Рисунке 2.16в.



а)



б)



в)

Рисунок 2.16 – Характеристики теоретического сканирования и результатов моделирования: а) зависимость угла сканирования от частоты; б) иллюстрация формирования области замедления

Полученные результаты исследования показывают, что введение коэффициента замедления в закон Брэгга позволяет определять направления дифракции волн

с высокой точностью, так как учитывается влияние дифракционной решетки на длинную линию. После введения коэффициента замедления разница между моделированием и расчетами составила  $0.125^\circ$  (среднее арифметическое ошибки) и  $0.58^\circ$  – среднее геометрическое. Рассмотрим возможность объединения антенны из случая с Рисунка 2.13 в антенную решетку с целью повышения направленных свойств.

В процессе данного исследования будем рассматривать ситуацию с выбором оптимального числа антенных элементов, объединенных в антенную решетку. Целевой частотой для принятия решения об оптимальном количестве антенных элементов будем рассматривать также 2.4 ГГц (даже с учетом не ортогонального излучения). При моделировании количество антенных элементов было выбрано в диапазоне от 1 до 6 с синфазным равноамплитудным запитыванием. На Рисунке 2.17 приводится вид диаграмм направленности в трехмерных координатах при использовании от 1 до 6 элементов на частоте 2.4 ГГц.

Полученные графики отчетливо показывают, что с ростом числа элементов наблюдается сужение лепестка антенны с ростом коэффициента усиления, при этом расстояние от дифракционной решетки до однопроводной линии в 12 мм осталось наиболее эффективным по связи и усилению. Угол направления излучения не изменился и остался равен  $5^\circ$  на частоте 2.4 ГГц. КПД антенн при работе в режиме антенной решетки сохранился на уровне более -1 дБ. При этом отметим, что минимальный уровень боковых лепестков в -7 дБ наблюдался на частоте 2.4 ГГц. Таким образом, при анализе трехмерных диаграмм направленности на частоте 2.4 ГГц наиболее оптимальным и эффективным будет конструкция на основе четырех антенных элементов объединенных в решетку. Произведем более детальный анализ полученных коэффициентов усиления с учетом фактора частотного сканирования. Построим трехмерный график зависимости уровня КНД, числа антенных элементов и частоты излучения, при этом все углы сканирования сохранились с позициями при использовании одного антенного элемента – Рисунок 2.15в нижняя проекция. Полученный трехмерный график приводится на Рисунке 2.18.

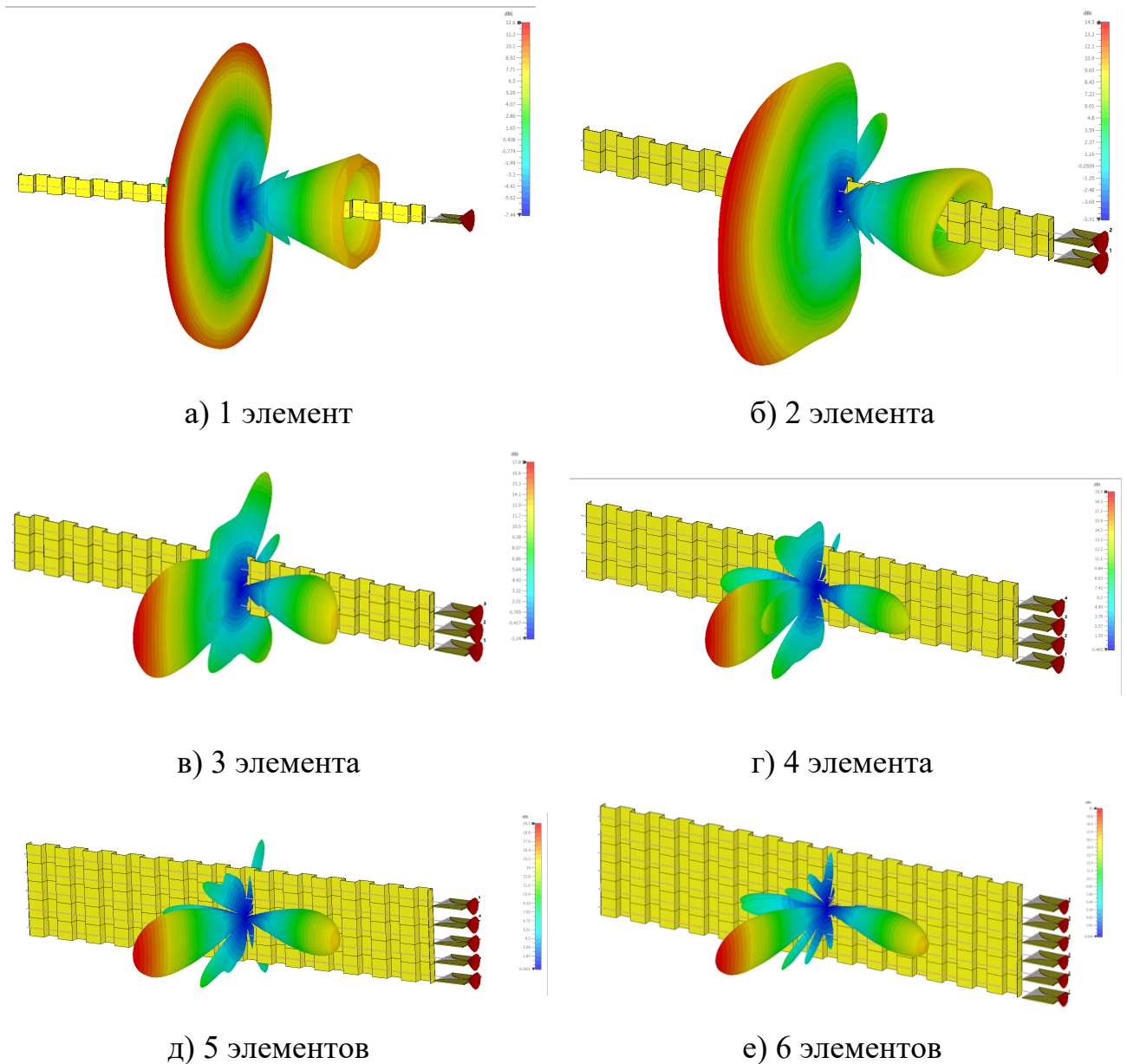
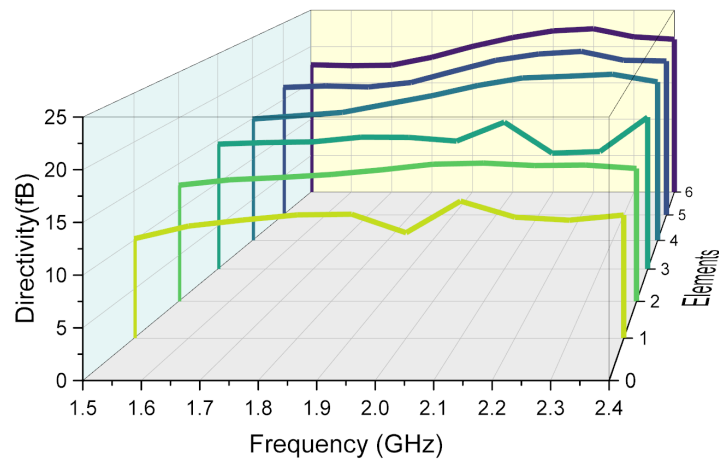
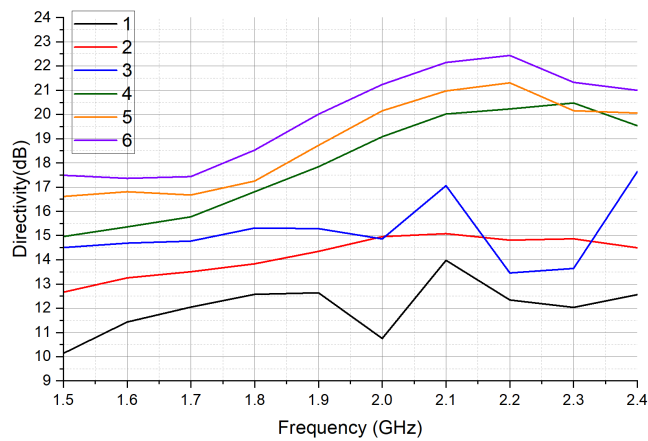


Рисунок 2.17 – Трехмерные диаграммы направленности на частоте 2.4 ГГц

Полученные на Рисунке 2.18 зависимости показывают, что с точки зрения оптимальности характеристик наиболее верным выбором будет антенная решетка из четырех антенных элементов с возможностью частотного сканирования. В таком режиме обеспечивается наиболее стабильный уровень КНД, высокая эффективность излучения и КПД, а также малый уровень боковых лепестков. Таким образом, при рассмотрении такой конструкции оптимальный выбор – 4 антенны в решетке. На Рисунке 2.19 приводится демонстрация частотного сканирования на частотах 1.5-2.4 ГГц.

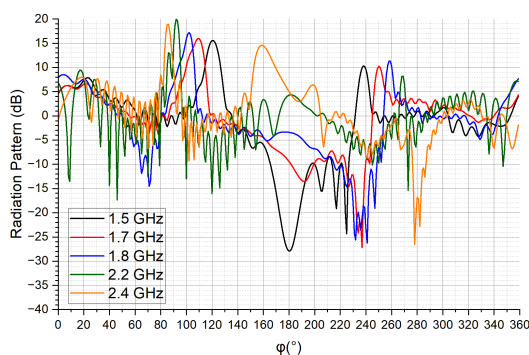


a)

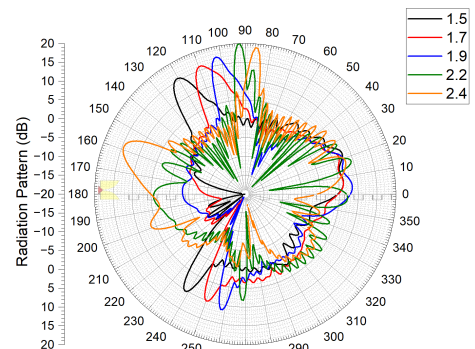


б)

Рисунок 2.18 – Зависимость коэффициента усиления от числа антенных элементов в решетке



a)



б)

Рисунок 2.19 – Характеристики диаграмм направленности при частотном сканировании антенной решетки из четырех линий: а) диаграммы направленности в декартовых координатах; б) диаграммы направленности в полярных координатах

Исследовав зависимость усиления антенны от числа антенных элементов, следует перейти к рассмотрению возможности улучшения характеристик. Приведенное решение с параллельными линиями над дифракционной решеткой имеет коэффициент связи между входным портом и окончанием линии питания в -20 дБ по зависимости  $S_{21}$ -параметра на частоте 2.4 ГГц, при этом данный уровень значительно уменьшается в остальном диапазоне частот. Как известно в антеннах на основе бегущих волн, а также длинных линиях данный коэффициент в идеальном случае должен устремляться к -10 дБ [88]. Данный коэффициент принципиально связан с величиной коэффициента замедления ( $\zeta$ ), который также оказывает влияние на угол дифракции волн на разных частотах. Для решения данной проблемы можно предложить решение в виде наклона основной линии передачи относительно дифракционной решетки (в дальнейшем данный угол будет именоваться углом атаки). Рассмотрим характеристики одиночного антенного элемента с введенным углом атаки по отношению к плоскости дифракционной решетки. На Рисунке 2.20 приводится модель антенного элемента с углом атаки  $1.1^\circ$ , а также график  $S_{21}$ -параметра (и сравнение с параллельной линией), вид диаграмм направленности на частоте 2.4 ГГц.

Полученные результаты показывают, что введение угла атаки в антенну обеспечило улучшение связи между входящим сигналом и выходящим. Благодаря улучшению связи длинной линии и дифракционной решетки удалось значительно повысить уровень коэффициента направленного действия антенны в пространстве, при этом помимо роста уровня основного лепестка удалось также достичь снижения боковых лепестков (что особенно заметно по Рисунку 2.20в). Таким образом, добавления угла атаки антенной системы относительно дифракционной решетки улучшило характеристики антенны, но стоит отметить также усиление ослепления антенны при излучении в направлении близком к ортогональному на частоте 2.3 ГГц, причем данное явление будет более наглядным в случае улучшения связи между дифракционной решеткой и линией излучателя.

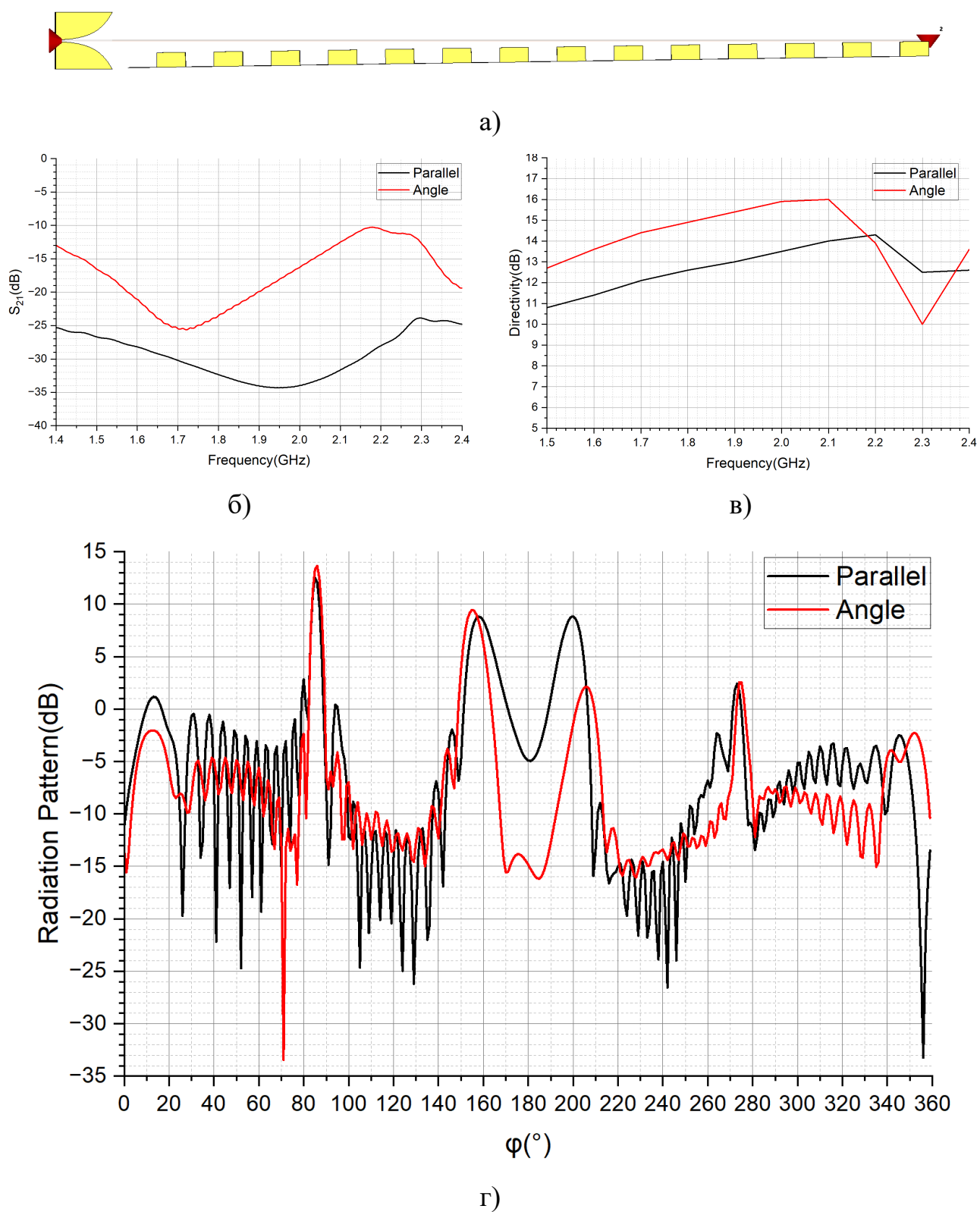


Рисунок 2.20 – Характеристики антенны с углом атаки над линией передачи: а) вид антенны; б) зависимость параметра  $S_{21}$  и сравнение с параллельной линией; в) зависимость КНД антенны от частоты; г) сравнение диаграмм направленности на частоте 2.4 ГГц

Полученные результаты показывают, что в оптимальном случае коэффициент связи антенны и отражательной поверхности должен стремиться к показателю в -10 дБ по  $S_{21}$ -параметру. Улучшение данного показателя приводит к увеличению уровня КНД, а также снижает УБЛ, что также позволяет сделать вывод о повышении направленных свойств антенны. Помимо зависимости от угла наклона показатель связи антенны и решетки очень тесно связан с длиной штриха дифракционной поверхности, поэтому было выполнено дополнительное исследование для случая, когда период штрихов был уменьшен до 55 мм, при этом в таком случае для повышения эффективности излучения антенны потребовалось увеличить угол атаки до  $2^\circ$ . На Рисунке 2.21 приводится вид основных характеристик антенны с повышенным углом атаки и уменьшенной длиной штриха.

Полученные результаты показывают, что модифицированная антенна имеет намного большую связь между антенной и дифракционной решеткой, так график  $S_{21}$  значительно приблизился к уровню в -10 дБ. Результатом проведенной модификации стало то, что диапазон частотного сканирования расширился, при этом значительно снизился эффект ослепления антенны. Уровень боковых лепестков в антенной системе при этом остался не менее -7 дБ во всем диапазоне частот сканирования. Таким образом, приведенная модификация привела к улучшению характеристик антенны, при этом положение лепестка на частоте 2.4 ГГц сместилось с +4 градусов до -4 градусов, при этом КНД на частоте вырос с 13.6 до 14.6 дБ; уровень боковых лепестков уменьшился с -4.2 до -5.5 дБ; ширина главного лепестка практически не изменилась (была 3.7 градуса, стала 3.5 градуса).

На основании полученной антенны была сформирована антенная решетка из четырех излучателей, так как в соответствии с результатами, полученными выше при такой конфигурации, достигается максимальная эффективность работы антенны как сточки зрения формируемой диаграммы направленности, так и с точки зрения уровней КПД, боковых лепестков и эффективности отклонения луча. Конструкция и характеристики такой антенны приводятся на Рисунке 2.22.

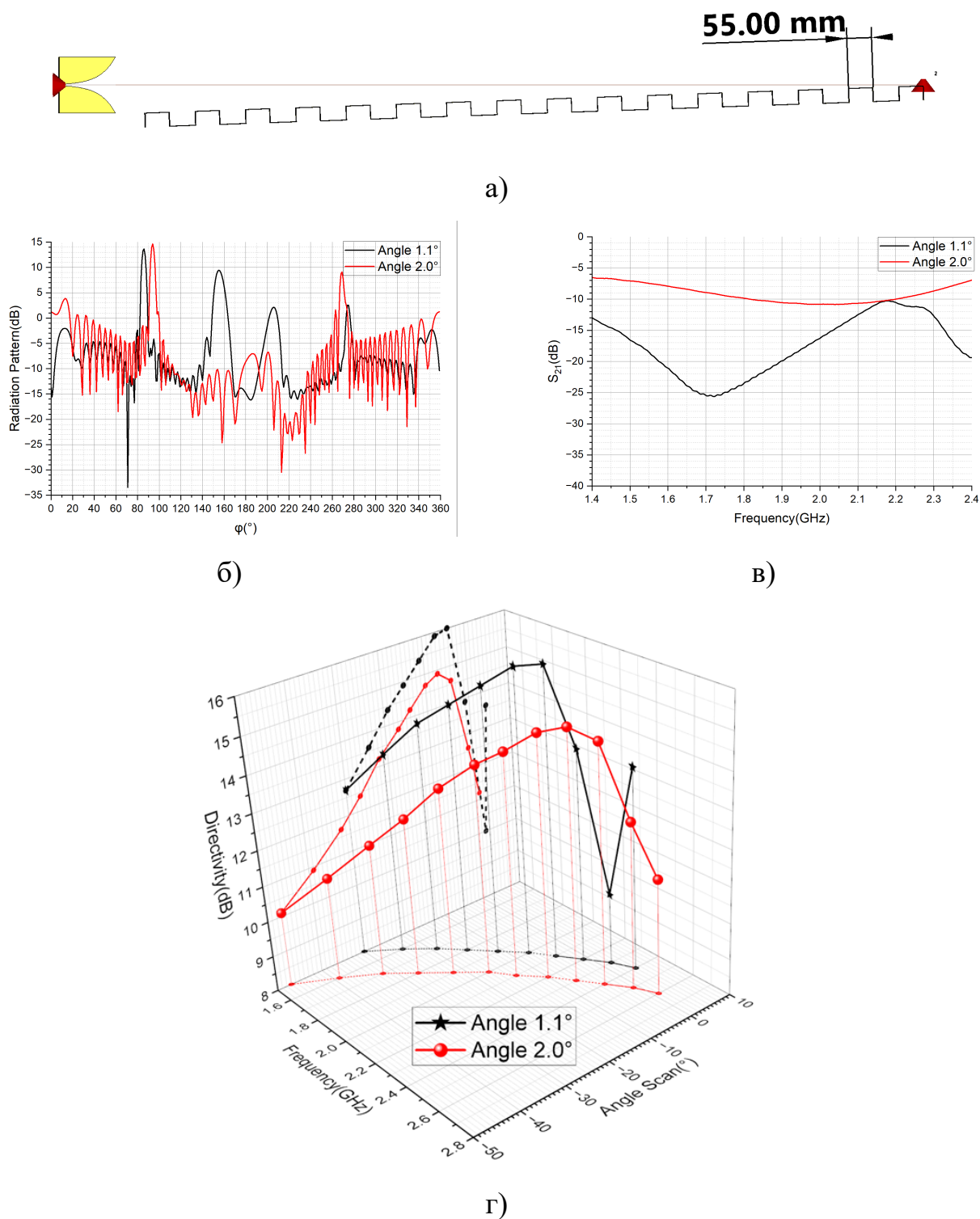


Рисунок 2.21 – Характеристики антенны с уменьшенной длиной штриха и увеличенным углом атаки: а) вид антенны; б) сравнение диаграмм направленности на частоте 2.4 ГГц; в) зависимость параметра  $S_{21}$  и сравнение с параллельной линией; г) сканирующий куб (зависимость угла от частоты и уровня КНД)

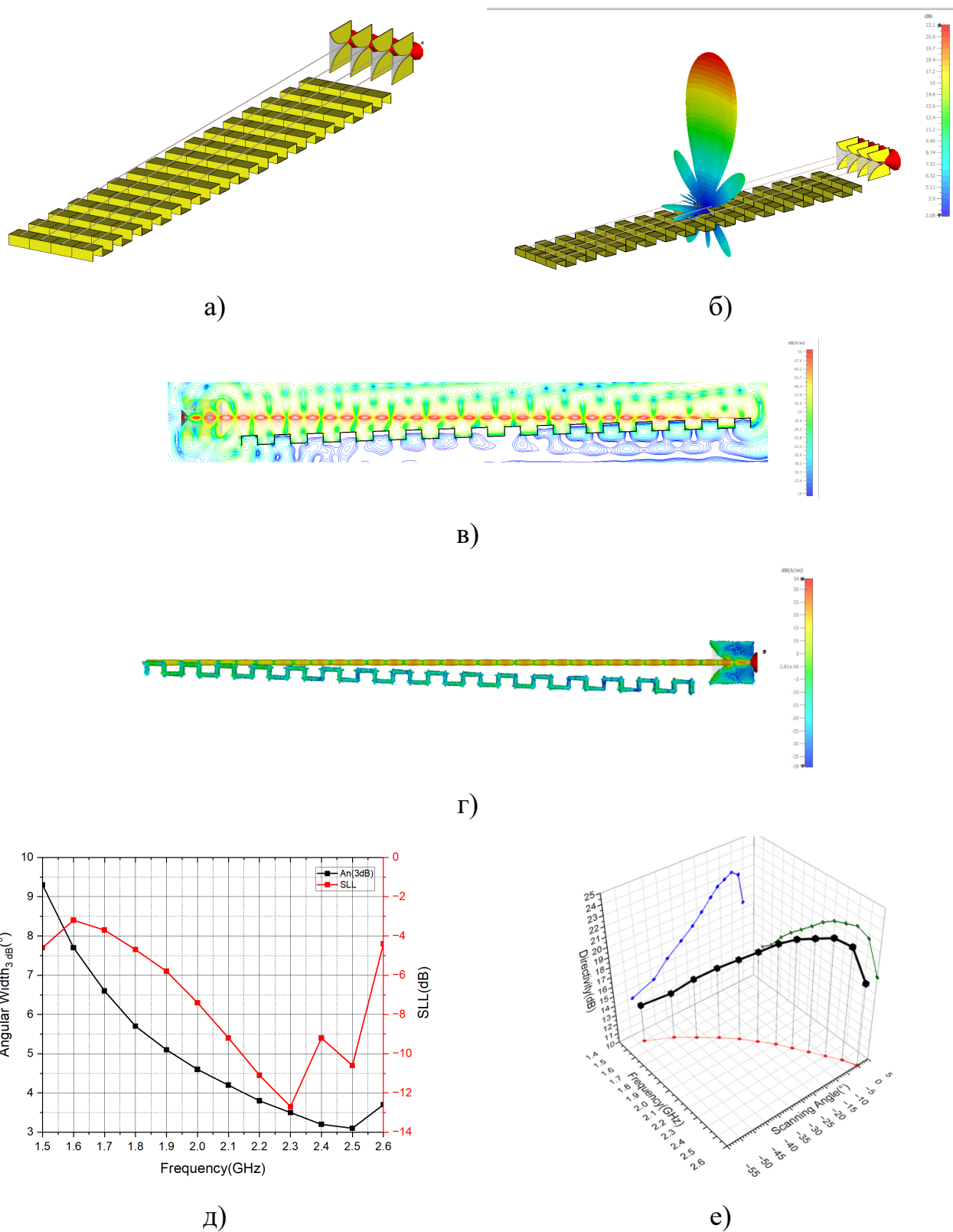


Рисунок 2.22 – Характеристики антенны из четырех однопроводных линий: а) вид антенны с углом атаки и уменьшенным штрихом; б) трехмерная диаграмма направленности на частоте 2.4 ГГц; в) картины распространения Е-поля на частоте 2.4 ГГц; г) поверхностные токи в антенне; д) зависимость ширины лепестка и уровня боковых от частоты; е) сканирующий куб для антенной решетки

Полученные результаты показывают высокую эффективность разработанной антенны, эффективность сканирования – охват углов от 48 до 0 градусов в диапазоне частот 1.5-2.6 ГГц. Особое внимание стоит уделить уровню боковых лепестков, так как они обеспечивают помехозащищенность антенной системы от побочного приема боковыми лепестками. Также можно отметить закономерность, что при повороте лепестка к ортогональному излучению происходит его сужение и рост уровня КНД. Также отчетливо видна ситуация ослепления антенны при ортогональном излучении, так уровень КНД падает на 2 дБ. Полученная конструкция антенны демонстрирует свою эффективность, при этом форма диаграммы направленности позволяет эффективно обнаруживать малые высокомобильные объекты, как БПЛА.

Однако полученная антенна сохраняет особенность, что ее ортогональное излучение наблюдается на частоте 2.6 ГГц, а с точки зрения конструкции и физического применения более интересным случаем была бы ситуация, когда излучение под прямым углом наблюдается на частоте 2.4 ГГц. С учетом анализа выражения (2.39) можно отметить, что для отклонения луча по уровню более близкому к ортогональному (нормальному) излучению необходимо варьировать или коэффициент замедления ( $\zeta$ ) или длину штриха дифракционной решетки ( $d$ ). Для варьирования коэффициента замедления можно изменять угол атаки антенны относительно решетки, при этом не меняя период решетки; или же изменять период решетки без изменения угла атаки (сохранив коэффициент замедления). Дополнительно возможно также изменять оба параметра одновременно. На Рисунке 2.23 приводится семейство кривых, которые показывают, как зависит угол сканирования от частоты при изменении коэффициента замедления или длины штриха.

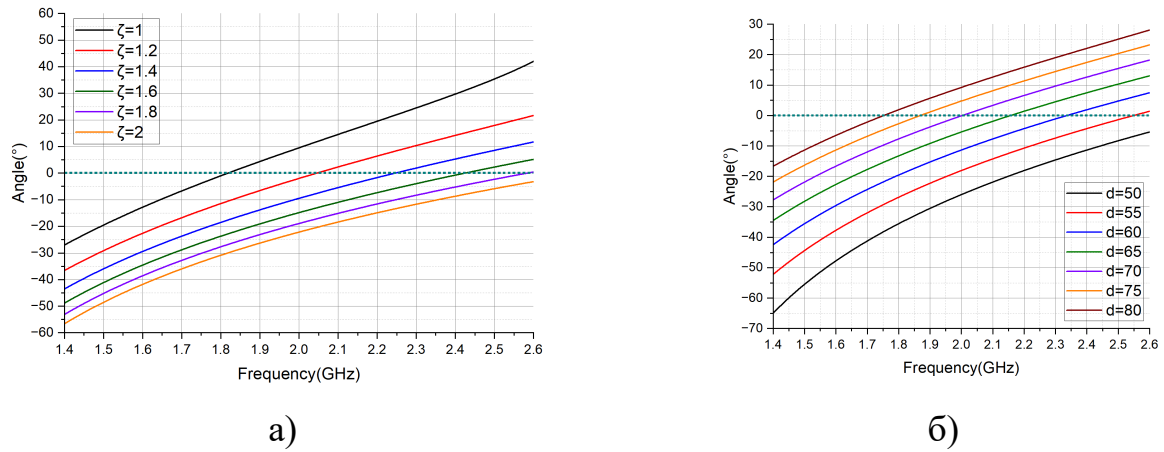
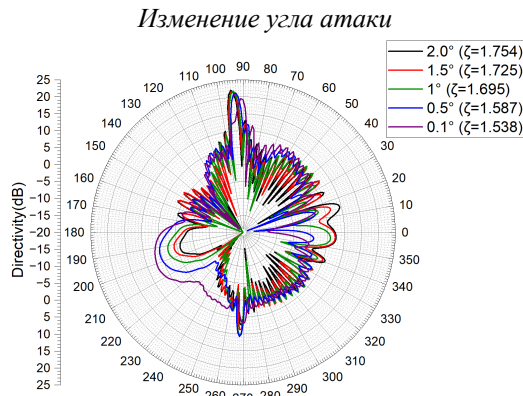
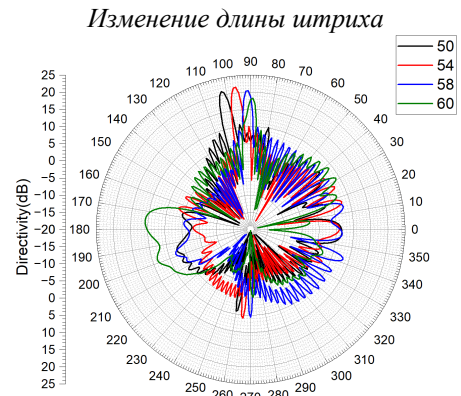


Рисунок 2.23 – Зависимость углов дифракции от параметров: а) коэффициента замедления; б) длины штриха

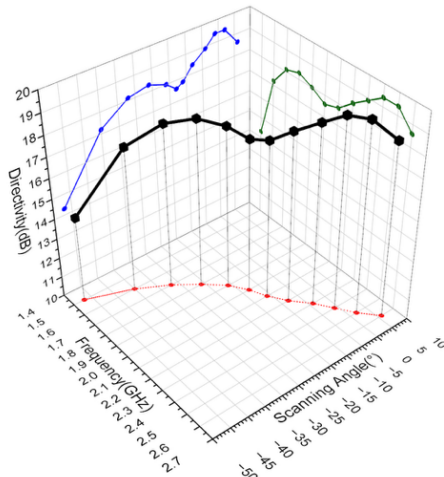
Получение результаты показывают, что значения коэффициента замедления и длины штриха оказывают серьезное влияние на характеристики сканирования. Так, угол в соответствии с выражением представляет из себя функцию арккосинуса, при этом увеличение коэффициента замедления приводит к смещению углов сканирования вверх по частоте, но варьирование данного параметра затруднено, так как его значение связано как с характеристиками кабеля или материала, формирующими длинную линию, так и с углом наклона антенны, при этом при резких изменениях угла наклона может нарушаться связь антенны и дифракционной решетки, что ухудшает характеристики, как это было с параллельной антенной. Изменение же длины штриха более простой метод управления углом сканирования, при этом в данном случае уменьшение периода штриха приводит к смещению значений углов сканирования вверх по частоте. Рассмотрим зависимость характеристик антенны при изменении каждого из двух параметров на частоте 2.4 ГГц с целью нахождения точки ортогонального излучения. На Рисунке 2.24 приводятся характеристики при изменении основных параметров линии – угла атаки и периода штриха решетки. В процессе исследований при изменении угла атаки (управление параметром замедления в линии ( $\zeta$ )) длина штриха оставалась неизменной – 55 мм, при исследовании же случая с изменением длины штриха его длина изменялась от 50 до 60 мм, а угол атаки был выбран  $1.1^\circ$ , что с учетом Рисунка 2.23б приводит к ожиданию ортогонального излучения как раз при величине штриха в 60 мм.



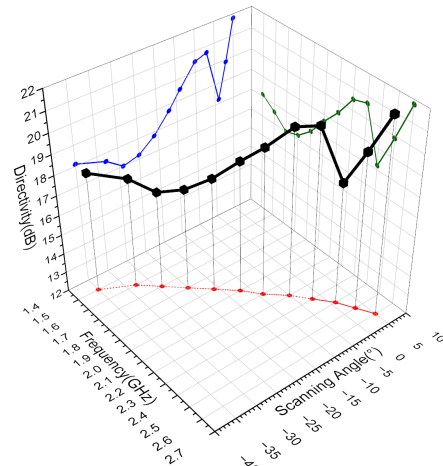
а) Зависимость направления луча на частоте 2.4 ГГц от угла атаки



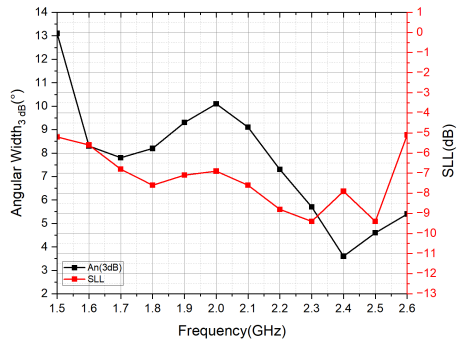
б) Зависимость направления луча на частоте 2.4 ГГц от длины штриха



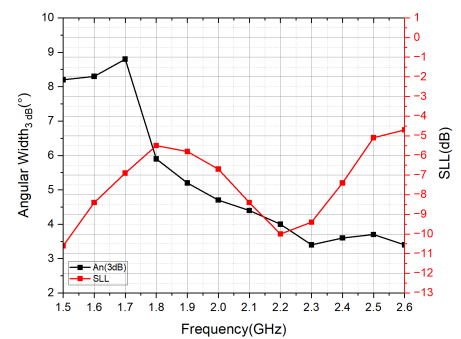
в) Сканирующий куб при угле атаки  $0.1^\circ$



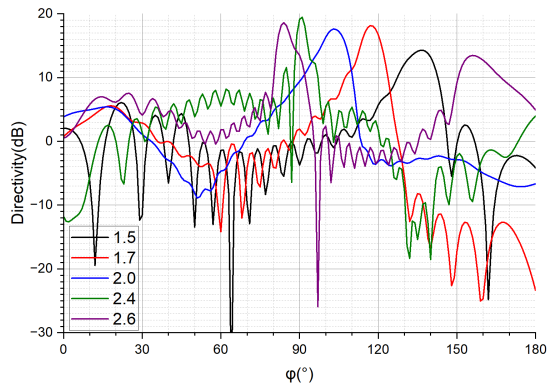
г) Сканирующий куб при длине штриха 60 мм



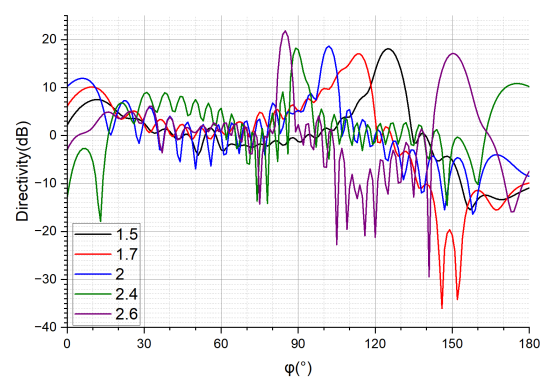
д) Зависимость ширины лепестка и УБЛ от частоты



е) Зависимость ширины лепестка и УБЛ от частоты



ж) Диаграммы направленности в направлении основного луча



з) Диаграммы направленности в направлении основного луча

Рисунок 2.24 – Корректировка излучения на частоте 2.4 ГГц в зависимости от параметров антенны

Полученные результаты для изменения угла атаки показывают, что при ортогональное излучение было достигнуто при угле атаки в  $0.1^\circ$  над поверхностью дифракционной решетки, при периоде штриха в 55 мм. Полученная антенна имеет максимальный уровень КНД в 19.4 дБ и не проявляет эффекта ослепления (при излучении на 2.4 ГГц уровень КНД максимален). Дополнительным преимуществом полученной антенны также является стабильность уровня КНД при сканировании от 1.6 до 2.6 ГГц, так минимальный уровень КНД составил 17.2 дБ на частоте 1.6 ГГц, а пик – 19.4 дБ (частоты 2.4 и 2.5 ГГц). Уровень боковых лепестков антенны также всегда сохраняется менее -5 дБ, при этом увеличиваясь с ростом отклонения лепестка антенны от ортогонального излучения. КПД антенны не опускался менее -1 дБ во всем диапазоне частот сканирования. Наиболее узкий центральный лепесток был также получен на частоте 2.4 ГГц, что также является эффективным значением при использовании полученной антенны в роли радиолокационной системы с частотным сканированием. Однако важно отметить, что регулировка параметров антенны путем изменения угла атаки (изменение коэффициента задержки в линиях ( $\zeta$ )) не приводит к большим изменениям положения лепестка, так при изменении угла с  $2^\circ$  до  $0.1^\circ$  (практически параллельного расположения) лепесток сместился на  $4^\circ$ . Таким образом, варьирование данного параметра можно использовать для тонкой и точной настройки направления излучения в пространстве.

Управление характеристиками антенны за счет варьирования длины штриха показало, что при угле атаки антенны в  $1.1^\circ$  ортогональное излучение достигается при длине штриха в 60 мм, как и стоило ожидать по Рисунку 2.23б. Полученная антенна имеет пик уровня КНД=20.7 дБ на частоте 2.3 ГГц, при этом важно отметить, что при ортогональном излучении возникает ослепление величиной 2.5 дБ (КНД на частоте 2.4 ГГц составляет 18.2 дБ, после чего уровень быстро восстанавливается). КНД полученной антенны в диапазоне частот сканирования изменяется от 17 дБ (1.7 ГГц) до 20.7 дБ (2.3 ГГц), при этом уровень боковых лепестков не поднимается более -4.5 дБ. Особое внимание стоит уделить тому, что сужение лепестка при выполнении сканирования происходит более равномерно по сравнению

со случаем варьирования угла атаки антенны. Варьирование длины штриха позволяет обеспечить более быстрое изменение характеристик антенны, так при изменении длины штриха на 10 мм (от 60 до 50 мм) угол сканирования изменился на  $13^\circ$ , а также варьирование штриха более предсказуемый параметр по влиянию на характеристики антенны, так как его значительно проще определять и изменять по сравнению с варьированием коэффициента замедления линии ( $\zeta$ ), а также определять его влияние на направление луча в соответствии с выражением (2.39).

Полученные антенны демонстрируют высокую эффективность при реализации частотного сканирования, при этом как было показано выше для управления характеристиками луча возможно изменение двух основных параметров в линии – длины штриха амплитудной дифракционной решетки, а также – изменение коэффициента замедления в линии ( $\zeta$ ) путем введения угла атаки в антенну. Наиболее оптимальные характеристики были получены для антенны с четырьмя излучающими линиями, которые запитываются равноамплитудно и синфазно. Рассмотрим процесс реализации питания такой антенны на основе использования печатного делителя 1 в 4.

### 2.3.3 Реализация линии питания для антенной решетки из четырех антенных элементов и отражательной амплитудной дифракционной решетки

Для обеспечения эффективной работы антенны необходимо реализовать линию питания, которая обеспечить равноамплитудное и синфазное питание четырех антенных линий. Для решения данной задачи оптимальным решением будет использование делителя мощности Уилкинсона (Y-образный делитель). Преимуществом конструкции делителей Уилкинсона является то, что он позволяет обеспечивать деление в неограниченное количество портов в общем случае. Общий вид такого делителя приводится на Рисунке 2.25.

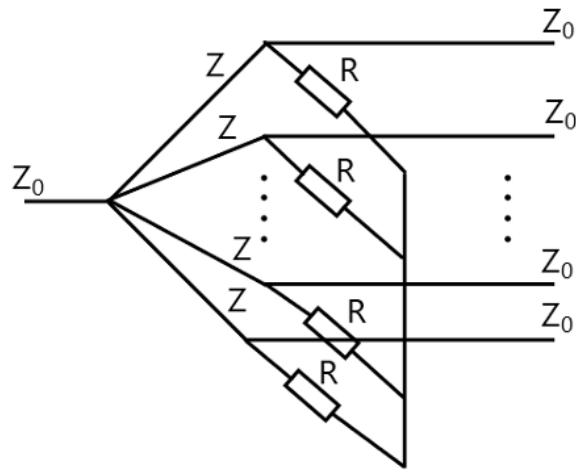


Рисунок 2.25 – Общая схема делителя Уилкинсона.  $Z = \sqrt{2Z_0}$ ,  $R = 2Z_0$

На основании данной схемы будет реализован делитель мощности для антенной решетки, состоящей из четырех антенн. Целевой частотой в нашем случае будет выступать частота 2.4 ГГц, также ввиду обеспечения максимальной эффективности и стабильности подключения следует обеспечивать межпортовое расстояние на выходе в 70 мм. В роли материала изготовления был выбран диэлектрик Fr-4 толщиной 1 мм, который обладает малыми потерями на частотах L, S, C-диапазонов. Для обеспечения эффективности сложения волн в делителе в кольцевых делителях была сформирована перемычка. Сформированный каскад делителей Уилкинсона для преобразования 1 в 4 приводится на Рисунке 2.26.

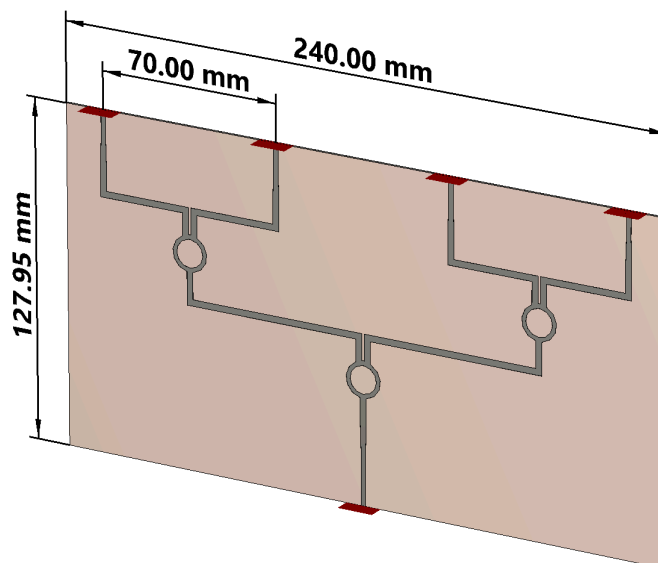


Рисунок 2.26 – Делитель Уилкинсона 1 в 4

Для обеспечения согласования и эффективной работы кольцевые линии в делителе имеют внутренний радиус 5.3 мм, а внешний – 6.9 мм, таким образом, формируется дорожка шириной 1.6 мм, которая обеспечивает сопротивление в 55.1 Ом; входящие линии имеют ширину 2.4 мм, что соответствует сопротивлению в 43.5 Ом. Выбор таких размеров вызван особенностями реализацией эффективных соотношений в линиях делителя Уилкинсона для микрополосковых линий. Для повышения эффективности согласования делителя и 50 Ом портов был сформирован трапецевидный переход, который позволяет обеспечить максимально плавный переход сопротивлений. Основные характеристики делителя приводятся на Рисунке 2.27.

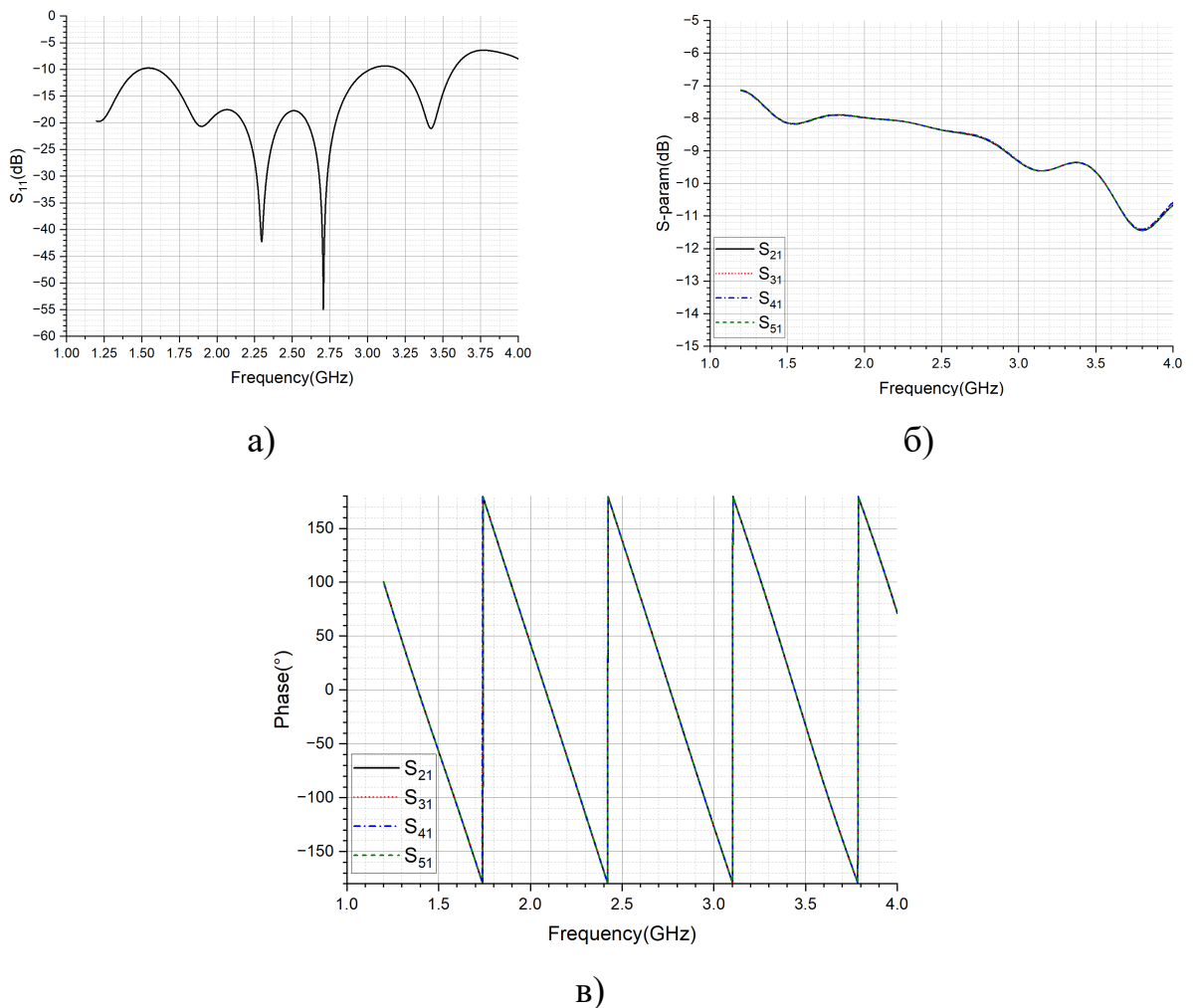


Рисунок 2.27 – Характеристики делителя Уилкинсона 1 в 4

Полученные результаты показывают, что применение предложенной конструкции делителя позволяет обеспечить равноамплитудное и синфазное питание

антенной решетки во всем диапазоне частотного сканирования. Таким образом, может быть сформирована эффективная антенная система с частотным сканированием и единым портом питания, которая не требует фазовращателей для реализации отклонения луча в пространстве, что значительно повышает эффективность комплексов радиолокации. Предложенная антенна с частотным сканированием может быть эффективно использована для радиолокатора наземного базирования с высокой точностью обнаружения объектов по азимуту. Таким образом, была рассмотрена антенна с отражательной амплитудной дифракционной решеткой. Рассмотрим возможность реализации антенны с частотным сканированием на основе дифракционной решетки эшелетт, которая может быть использована уже в роли бортового радиолокатора для малого БПЛА, что также требует отказа от фазовращателей, так как они внесут дополнительное энергопотребление в устройство радиолокатора.

#### 2.3.4 Методика формирования антенной решетки с частотным сканированием на основе амплитудной отражательной решетки

Основные этапы методики проектирования антенной системы с частотным сканированием на основе амплитудной отражательной дифракционной решетки состоят из следующих шагов:

1. Выбор конструкции дифракционной решетки на основе амплитудной отражательной структуры и реализация ее трехмерной модели. Для дифракционной поверхности оптимально выбирать стартовые параметры в размере:

- 1.1 Период решетки соответствует длине волны Брэгговского резонанса (излучение по нормали);

- 1.2 Глубина пазов заключена в диапазоне от  $\frac{1}{4}\lambda \leq d < \frac{1}{2}\lambda$ .

2. Выбор линии возбуждения антенны с учетом минимизации потерь в тракте;

3. Подготовка трехмерной электродинамической модели для выполнения моделирования с последующим выбором оптимальных параметров сетки

моделирования методом конечных элементов Вейланда реализованного в пространственно-временной области;

4. Моделирование основных характеристик антенны методом конечных элементов; анализ полученных результатов моделирования, подготовка модели к выполнению параметрического анализа;

5. Исследование зависимости характеристик антенны от параметров дифракционной решетки, учет связи и взаимного влияния линии возбуждения и отражательной решетки;

6. Определение характеристик линии замедления с учетом полученных углов частотного сканирования, корректировка параметров линии при необходимости обеспечения целевого излучения на частотах путем регулировки периода дифракционной решетки или варьирования коэффициента замедления в линии;

7. Выбор устройства питания при использовании многоантенной частотно-сканирующей схемы;

8. Изготовление макета антенны для проведения натурных экспериментов и проведение основных измерений базовых параметров;

9. Корректировка макета антенны с учетом возможных погрешностей при изготовлении, верификация искажений с электродинамической моделью.

#### 2.4 Конструкция антенны с частотным сканированием на основе отражательной рельефно-фазовой дифракционной решетки эшелетт и диско-стержневой линии питания

В процессе разработки конструкции антенны с частотным сканированием на основе рельефно-фазовой решетки эшелетт был выбран частотный диапазон от 8 до 11 ГГц. В роли возбуждающей линии была выбрана диско-стержневая линия длиной 353 мм или  $11.7\lambda$  на частоте 10 ГГц. Особенностью выбора диапазона  $X$  является то, что в данном диапазоне антенны имеют малые размеры, что особенно востребовано в конструкциях с ограниченными габаритами, как малые БПЛА, а также высокая разрешающая способность волны. Особенностью предлагаемого решения является то, что частотное сканирование возможно в двух направлениях, так



пик характеристик наблюдается при достижении коэффициента передачи  $S_{21}$  в -10 дБ. В данном случае зависимость уровня  $S_{21}$  будет определяться расстоянием между линией передач и дифракционной решеткой, поэтому выполним калибровку и настройку антенной системы с учетом поиска оптимального уровня  $S_{21}$  в -10 дБ – Рисунок 2.29.

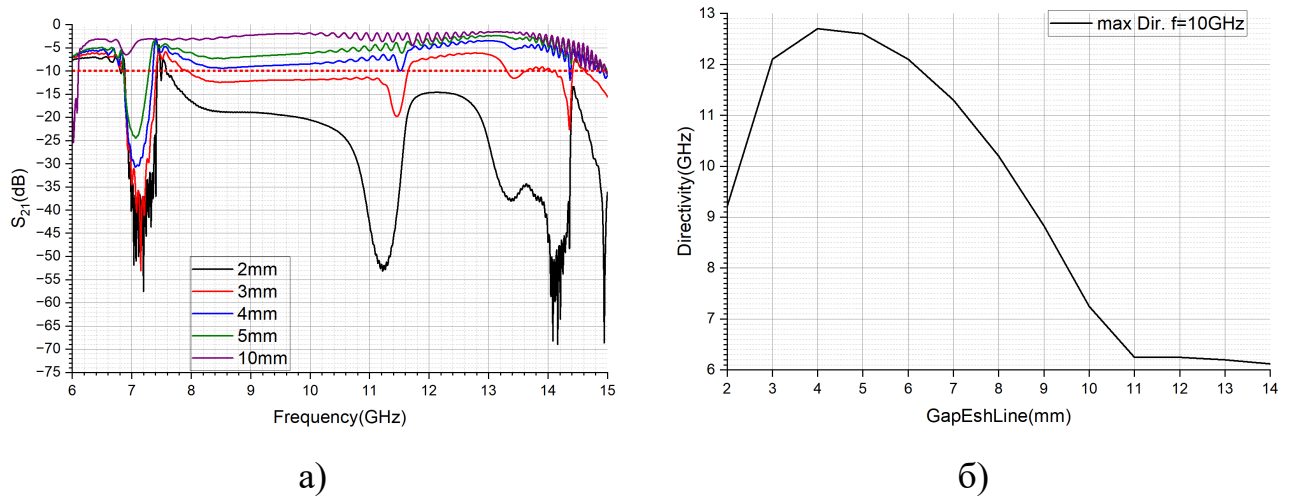


Рисунок 2.29 – Зависимость характеристик антенны от расстояния между дифракционной решеткой и линией возбуждения: а)  $S_{21}$ -параметр; б) зависимость КНД от расстояния

Полученные результаты показывают, что наиболее оптимальным является расстояние между дифракционной решеткой и линией возбуждения в 4 мм. При этом уровне достигается связь наиболее близкая к -10 дБ ( $S_{21}$ ), при этом обеспечивается пик КНД на частоте 10 ГГц в 12.7 дБ. При этом отчетливо видно, что увеличение расстояния приводит к тому, что все большая энергия проходит через линию без излучения, что ухудшает характеристики, а при очень малом расстоянии решетка не обеспечивает фокусировку и эффективную работу. Таким образом, очень важным параметром является настройка расстояния для достижения максимальных показателей антенной системы. При выбранных параметрах линии возбуждения уровень КПД не опускается менее -2 дБ. Таким образом, выбрав оптимальное расстояние с достижением максимума КНД перейдем к рассмотрению основных характеристик антенны при выполнении частотного сканирования. Полученные характеристики для одного антенного элемента приводятся на Рисунке 2.30.

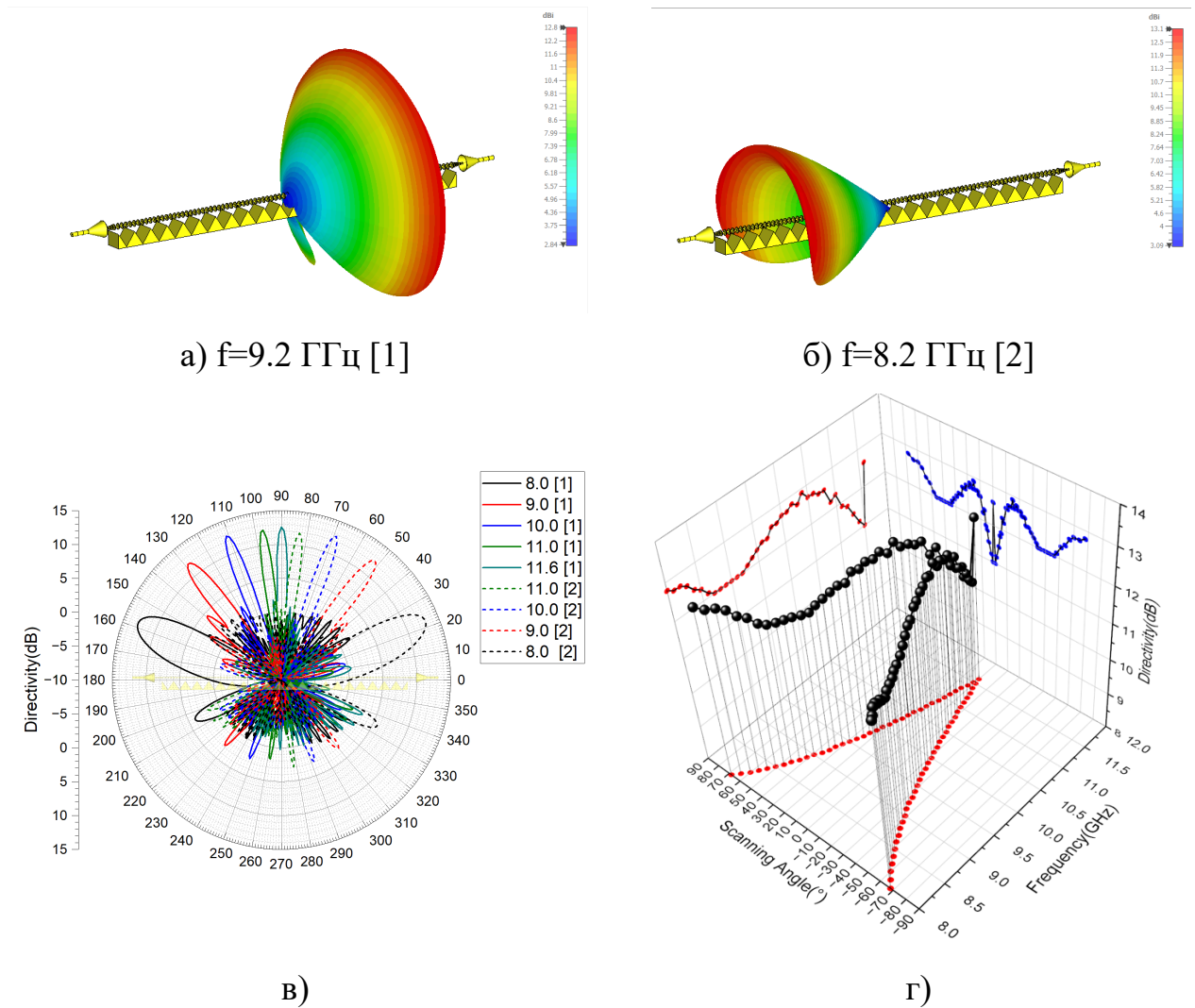


Рисунок 2.30 – Характеристики диаграмм направленности одного антенного элемента: а), б) трехмерные диаграммы направленности (в квадратных скобках обозначается порт запитывания); в) частотное сканирование антенным элементом; г) сканирующий куб

Полученные результаты показывают, что разработанная антенна на основе диско-стержневой однопроводной линии питания обеспечивает частотное сканирование от 8 до 11.6 ГГц, при этом использование двухпортовой системы обеспечивает сканирование одним портом в секторе от 0 до  $68^\circ$ , таким образом, система из двух портов обеспечивает обзор  $\pm 68^\circ$  или  $136^\circ$ . Зависимость сканирующего куба показывает, что в нижней части частотного диапазона сканирования происходит более быстрое изменение угла сканирования, при этом при приближении к высоким частотам шаг уменьшается до  $1-2^\circ$ . Такая особенность позволяет антенне

обеспечивать рост разрешающей способности в зоне ослепления, которая в данном случае расположена вблизи ортогонального излучения –  $\pm 2^\circ$ , что вызвано особенностями работы рельефно-фазовых решеток эшелетт [81], при этом в режиме ортогонального излучения уровень КНД возрастает. КПД антенны во всем диапазоне частот не падал менее -2 дБ, при этом УБЛ не увеличивался более -7 дБ, что позволяет эффективно использовать такую антенну в роли радиолокационной линии, однако использование одной линии приводит к формированию луча с большим эффектом веерности. При ортогональном излучении антенна обладает шириной главного лепестка  $4.2 \times 160^\circ$ , таким образом, для повышения разрешающей способности антенны оптимальным будет выполнить реализацию антенной решетки, которая обеспечит рост уровня КНД, а также сузит главный лепесток. На Рисунке 2.31 приводится вид семейства зависимостей характеристик антенны от числа излучающих линий в антенной решетке.

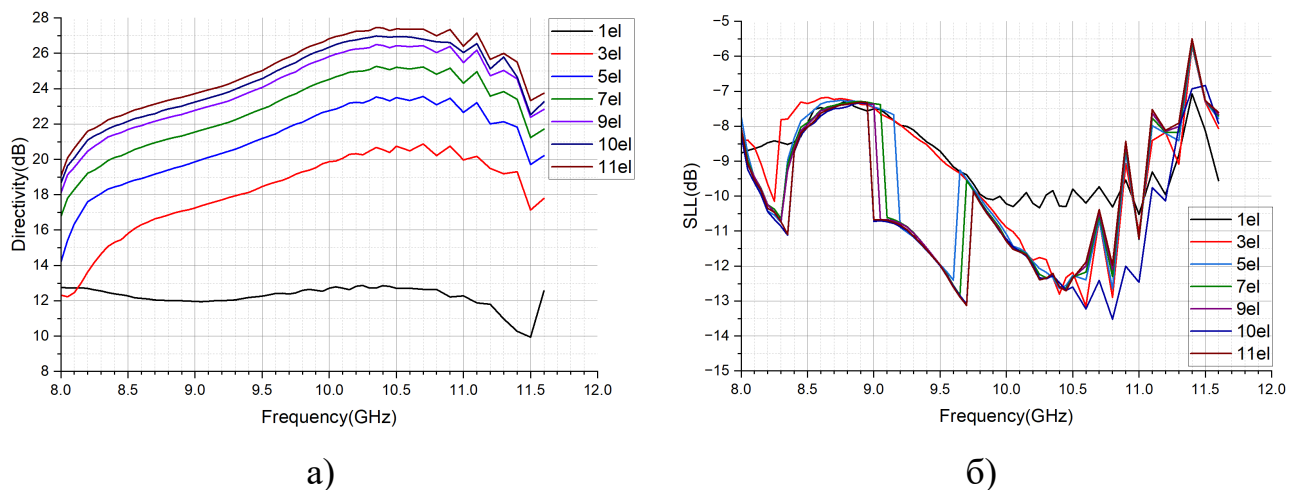


Рисунок 2.31 – Зависимость характеристик антенной решетки в зависимости от числа линий: а) зависимость уровня КНД от частоты; б) зависимость УБЛ

Полученные результаты показывают, наиболее оптимальными характеристиками обладает антенна, которая формируется из 10 антенных элементов. В таком случае достигается наиболее оптимальный баланс по уровню КНД и УБЛ. При использовании 10 линий увеличение КНД уже не значительно по сравнению с 9 линиями, при этом при использовании 10 антенных элементов обеспечивается минимальный уровень боковых лепестков, особенно в зоне ослепления антенны при

приближении к ортогональному излучению. Особенностью антенной системы из 10 антенных элементов является то, что уровень КПД такой системы не опускается ниже -1.7 дБ, что также является выигрышным фактором при рассмотрении антенны для радиолокатора бортового базирования. Рассмотрим характеристики антенной решетки с частотным сканированием на основе рельефно-фазовой решетки эшелетт и 10 возбуждающими диско-стержневыми линиями – Рисунок 2.32.

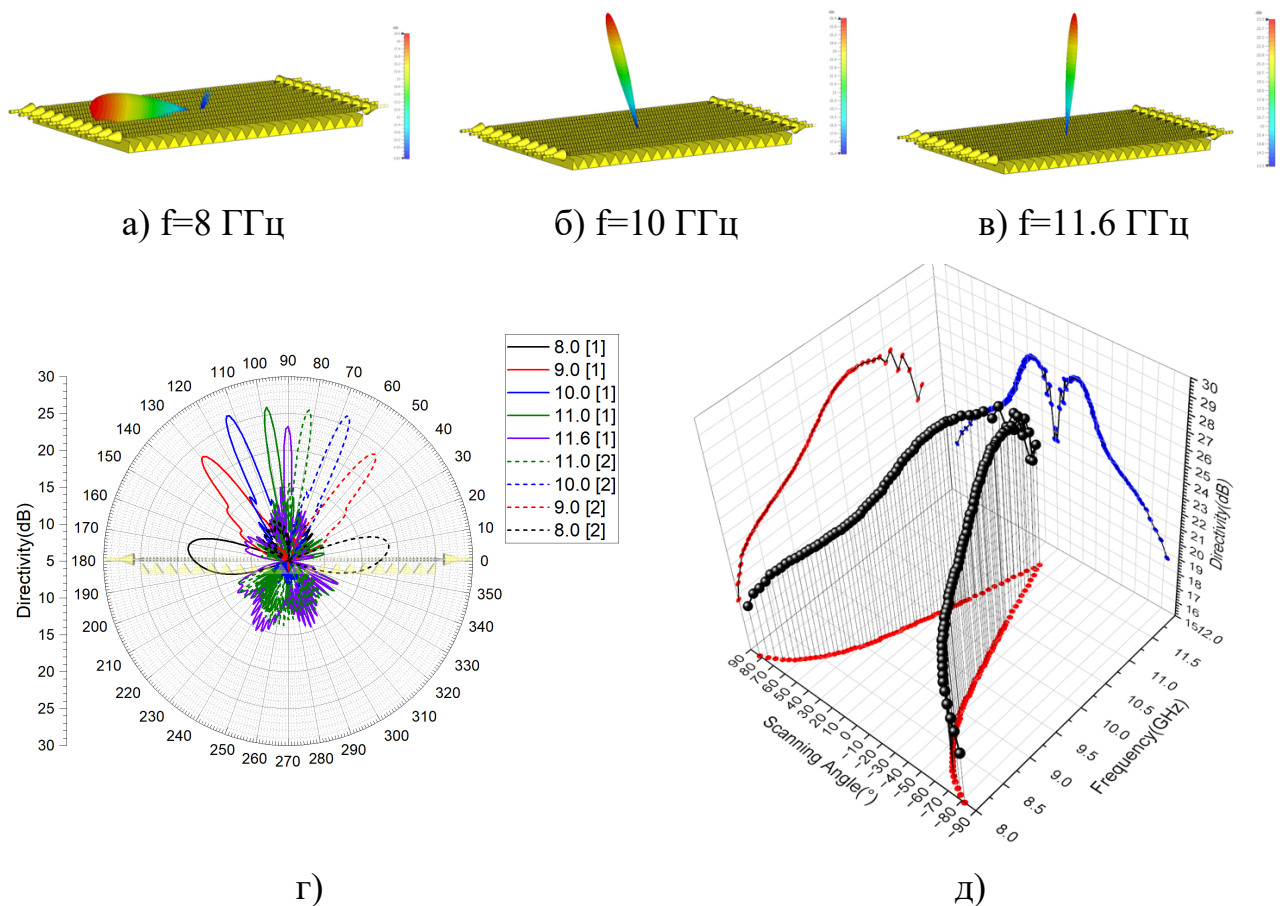


Рисунок 2.32 – Характеристики антенны из 10 линий: а), б), в) трехмерные диаграммы направленности; г) частотное сканирование лучом антенны; д) сканирующий куб

Полученные результаты показывают, что антенная решетка из 10 линий обеспечивает эффективное частотное сканирование в диапазоне  $\pm 81^\circ$  с учетом сканирования двумя портами, при этом важно отметить, что уровень КНД антенны возрастает по мере приближения к ортогональному излучению, однако ввиду особенностей работы дифракционной решетки эшелетт возникает ослепление в области близкой к ортогональному излучению. Полученная антенна имеет размеры

336x160 мм (размер дифракционной решетки), что позволяет ее эффективно размещать на малых БПЛА и использовать их в роли радиолокационных станций. Использование такой конструкции позволяет обеспечить достаточно быстрый поворот луча на краевых низких частотах, а ближе к центру повысить точность сканирования за счет малого угла поворота. Уровень КПД более -1.7 дБ позволяет значительно минимизировать потери волн при излучении и приеме, при этом стоит отметить, что минимум КПД также наблюдается в области ослепления, так как падает эффективность работы дифракционной решетки эшелетт. Особенностью предлагаемого решения остается реализация сканирования в широком диапазоне, так как антенная система имеет два порта. Пространство может быть сканировано изначально одной секцией портов, после чего могут быть подключены уже вторые, которые обеспечат сканирование во второй области пространства. Малый уровень боковых лепестков (менее -7.3 дБ) обеспечивает высокую помехозащищенность антенной системы, что также востребовано для антенной системы радара. Особенно стоит отметить, что реализация антенной решетки позволила получить узкий луч в двух плоскостях и по азимутальной, и по угломестной плоскости. Так, при ортогональном излучении ширина лепестка составляет  $3.7 \times 8.3^\circ$  (частотное сканирование идет в азимутальной плоскости; обозначение азимутальная плоскость x угломестная); при этом на начальном участке сканирования (8 ГГц) лепесток наиболее широкий и имеет ширину  $23.5 \times 13.6^\circ$ . Таким образом, полученная антенна обеспечивает высокую эффективность и направленность, что позволяет ее эффективно применять в роли антенной системы радиолокатора.

Однако предлагаемая конструкция на основе диско-стержневой конструкции сложна в реализации, так как ее реализация требует высокой точности изготовления – особенно по диаметрам дисков и их положения на стержне. Для решения данной проблемы может быть предложена конструкция, которая будет использовать двойной эффект фазовой дифракции волн, формируя систему излучения эшелетт-эшелетт, при этом возбуждающий эшелетт должен будет иметь более малые размеры (более высокочастотный). Рассмотрим конструкцию такой антенны, а также

произведем анализ основных характеристик излучения для реализации радиолокатора с частотным сканированием.

## 2.5 Конструкция антенны с частотным сканированием на основе отражательной рельефно-фазовой дифракционной решетки эшелетт и линии питания в виде решетки эшелетт

Использование конструкции на основе диско-стержневой запитывающей линии показывает, что применение рельефно-фазовой дифракционной решетки эшелетт позволяет обеспечить эффективное формирование луча, а также обеспечить его отклонение в широком частотном диапазоне. При этом применение диско-стержневой линии значительно усложняет процесс производства антенны, так как требуется очень точное производство дисков и их крепление на стержне. Для решения данной проблемы может быть предложена конструкция антенны с частотным сканированием на основе системы эшелетт-эшелетт. Преимуществом такой конструкции является то, что линия возбуждения имеет один размер решетки эшелетт на протяжении всей излучающей структуры, как это показано на Рисунке 2.33.

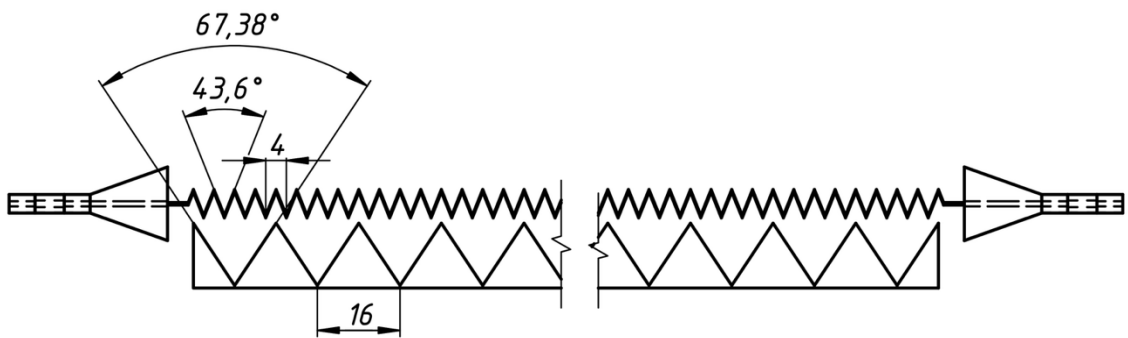


Рисунок 2.33 – Конструкция антенны эшелетт-эшелетт

Как видно по конструкции антенны основные параметры конструкции сохранились от антенны с диско-стержневой линией питания. Так, дифракционная решетка эшелетт и возбуждающие рупоры не изменились конструкционно, при этом полная длина линии эшелетт для питания составляет 338 мм. Так как данная антенна также работает на основе длинной линии, то необходимо обеспечить оптимальную связь между возбуждающей линией и дифракционной решеткой.

Расстоянием между линией питания и дифракционной решеткой выступает линия между центром решетки линии питания и пиком отражательной структурой. Целевым значением параметра связи линии передачи и дифракционной решетки также является уровень в -10 дБ по уровню  $S_{21}$ . На Рисунке 2.34 приводятся вид графиков  $S_{21}$ -параметра в зависимости от расстояния между дифракционной решеткой и линией питания, а также зависимость уровня КНД от расстояния на частоте 10 ГГц.

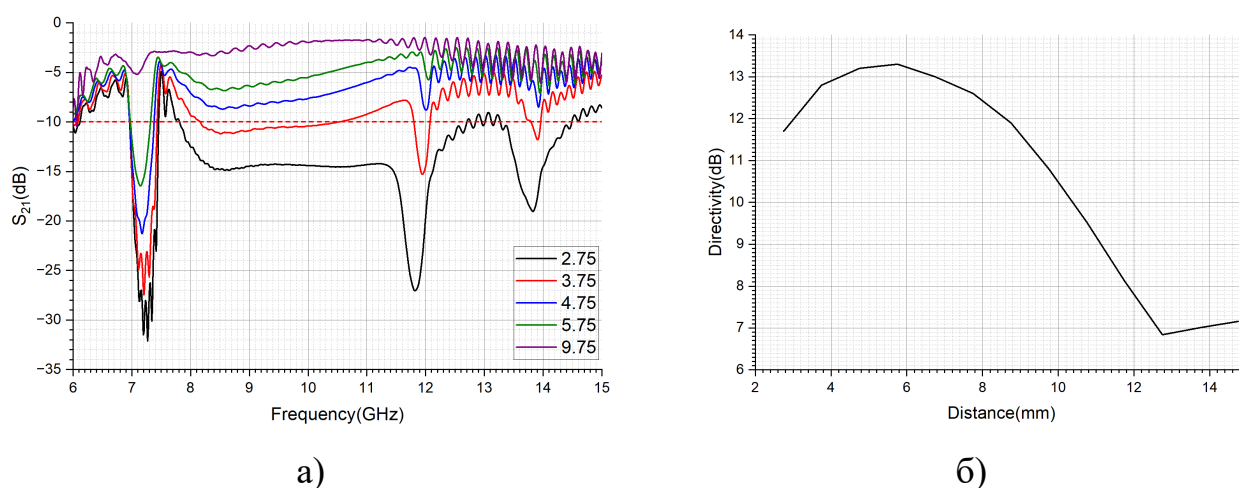


Рисунок 2.34 – Характеристики антенны в зависимости от расстояния между линией питания и дифракционной решеткой: а) зависимость параметра  $S_{21}$  от расстояния; б) зависимость уровня КНД

Полученные результаты показывают, что наиболее оптимальная связь наблюдается при расстоянии в 3.75 мм, но на данной частоте не достигается пик КНД на частоте в 10 ГГц. При этом стоит отметить, что более малый уровень КНД компенсируется намного более высокими качественными характеристиками, так при расстоянии 3.75 мм уровень КПД антенны не уменьшается менее -1 дБ, в других же случаях уровень КПД опускается менее -1 дБ, а минимальный уровень составляет -4 дБ. Также стоит отметить и уровень боковых лепестков, который будет также минимальным в случае расстояния в 3.75 мм. Таким образом, было выбрано оптимальное расстояние, а следовательно, выполнена калибровка антенной линии. Следующим шагом следует провести анализ характеристик частотного сканирования одного антенного элемента.

Рассмотрение антенной системы эшелетт-эшелетт начнем с анализа формируемого частотного сканирования. Единичный антенный элемент, который был выбран в соответствии с оптимальной связью линии возбуждения и дифракционной решеткой обладает диапазоном частотного сканирования от 8 до 12 ГГц. Как уже было описано ранее выражением (2.38) направления отражения волн в дифракционной решетке эшелетт определяется длиной волны, а также углом блеска. Также отметим, что в случае использования решетки эшелетт будет также возникать область замедления волн, которая будет оказывать влияние на угол дифракции и блеска. С учетом вышесказанного, выражение расчета угла дифракции при выполнении частотного сканирования для решетки эшелетт будет иметь вид:

$$\sin(\gamma) = \frac{1}{\zeta} + \frac{n\lambda}{d} \quad (2.40)$$

где  $\zeta$  – коэффициент замедления волн,  $\gamma$  – угол блеска (сканирования решетки).

На основании данного выражения были рассчитаны основные значения угла сканирования и их значения сравнивались с результатами моделирования. Основные характеристики антенны эшелетт-эшелетт приводятся на Рисунке 2.35.

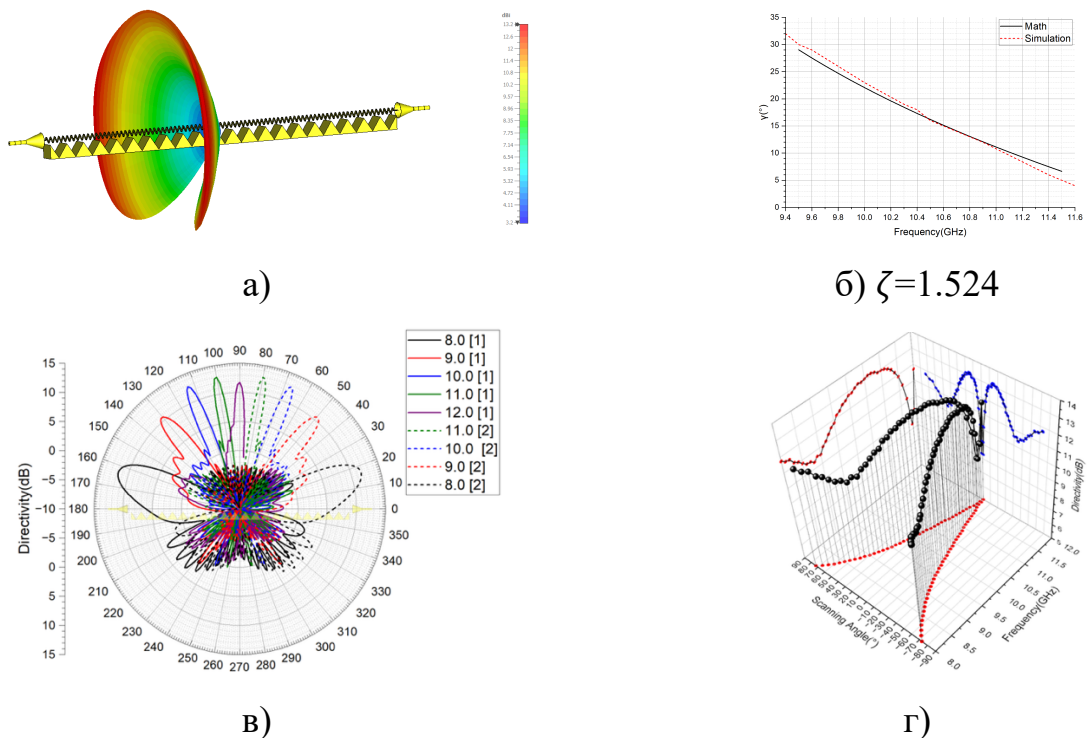


Рисунок 2.35 – Характеристики одного антенного элемента, реализующего схему эшелетт-эшелетт: а) трехмерная диаграмма направленности; б) сравнение

расчетного значения угла сканирования и результатов моделирования; в) частотное сканирование; г) сканирующий куб

Полученные результаты показывают, что использование схемы эшелетт-эшелетт обеспечивает сканирование одним антенным элементом в секторе  $\pm 73^\circ$ , при этом крайнее положение луча соответствует частоте 8 ГГц, а ортогональное излучение достигается на частоте 12 ГГц. После достижения ортогонального излучения антенна переключается на второй порт, чем и достигается полный сектор сканирования. Применение схемы эшелетт-эшелетт позволило расширить угол сканирования по сравнению с диско-стержневой линией на  $10^\circ$  суммарного сектора ( $146^\circ$  против  $136^\circ$ ). График сканирующего куба также показывает наличие ослепления антенны при приближении к ортогональному излучению, что также обосновано особенностями работы рельефно-фазовых решеток эшелетт. Полученные результаты также показывают, что применение решения эшелетт-эшелетт позволяет более точно отклонять луч антенны в пространстве. КПД антенны во всем рабочем диапазоне частот не опускался менее -1 дБ, только в крайнем – ортогональном режиме опустился до -1.5 дБ; уровень боковых лепестков антенны не поднимался выше уровня в -7 дБ, а размеры лепестка антенны составляют  $4.4 \times 180^\circ$  при ортогональном излучении. Полученная единичная антенна обладает большой веерностью лепестка, что не позволяет эффективно ее использовать для реализации радиолокатора с высокой точностью обнаружения объектов. Для решения данной проблемы выполним анализ характеристик антенных решеток на основе конструкции эшелетт-эшелетт – Рисунок 2.36.

Полученные результаты показывают, что добавление даже двух излучателей в антенную решетку приводит к значительному увеличению уровня КНД. При этом наблюдается стабильный рост уровня КНД, который замедляется при достижении 9-10 антенных элементов. Важно отметить, что эффект ослепления также сохраняется в одном диапазоне частот, при этом его величина остается неизменной, так как он вызван характером работы рельефно-фазовой дифракционной решеткой. Если же рассматривать зависимость УБЛ, то использование конструкции эшелетт-

эшелетт позволяет обеспечить стабильный уровень боковых лепестков, что значительно улучшает прогнозирование характеристик антенны.

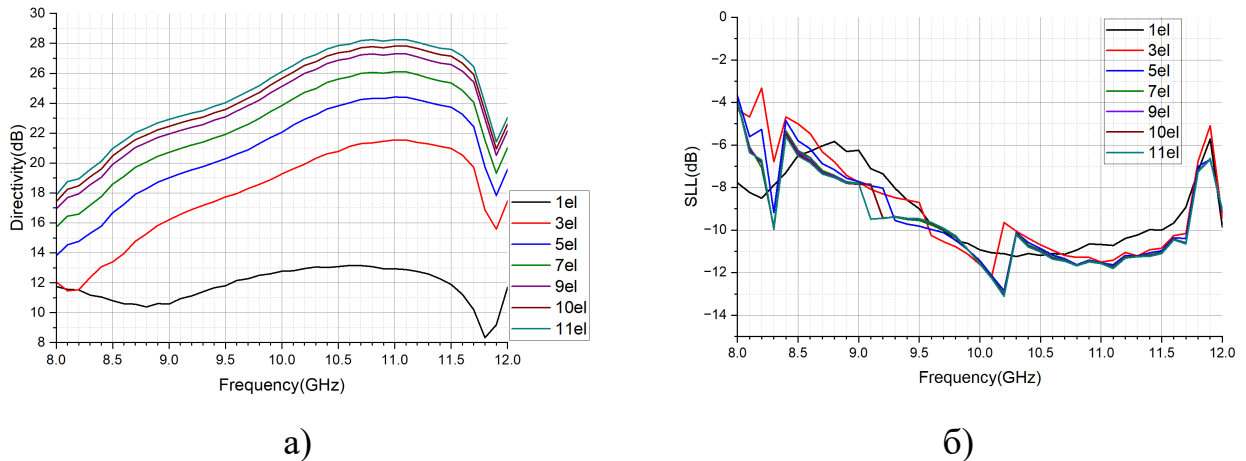


Рисунок 2.36 – Зависимость характеристик антенны от числа излучающих линий:

а) коэффициент направленного действия; б) уровень боковых лепестков

Отметим также, что проведенный дополнительный анализ диаграмм направленности показал, что всплески УБЛ на низких частотах диапазона сканирования – ниже 8.2 ГГц вызван тем, что луч при сканировании «ложится» на дифракционную решетку, то есть направлен на величину  $\pm 90^\circ$ , однако использование таких критических режимов лишено смысла ввиду высокого уровня боковых лепестков, поэтому стартовой частотой при выполнении сканирования решеткой становится величина 8.2 ГГц, так как на данной частоте обеспечивается высокий уровень КНД и малый УБЛ, при этом сектор сканирования составляет  $\pm 72^\circ$ . В свою очередь рост боковых лепестков в области ортогонального излучения вызван излучениями высших порядков дифракции ( $n$ ), которые усиливаются ввиду особенностей работы дифракционной решетки. С учетом всех факторов, описанных выше в роли наиболее оптимальной конструкции антенны с частотным сканированием для реализации бортового радиолокатора для малого БПЛА, выступает антенна эшелетт-эшелетт, состоящая из 10 антенных элементов. На Рисунке 2.37 приводится подробный анализ характеристик антенны на основе десяти антенных элементов эшелетт-эшелетт.

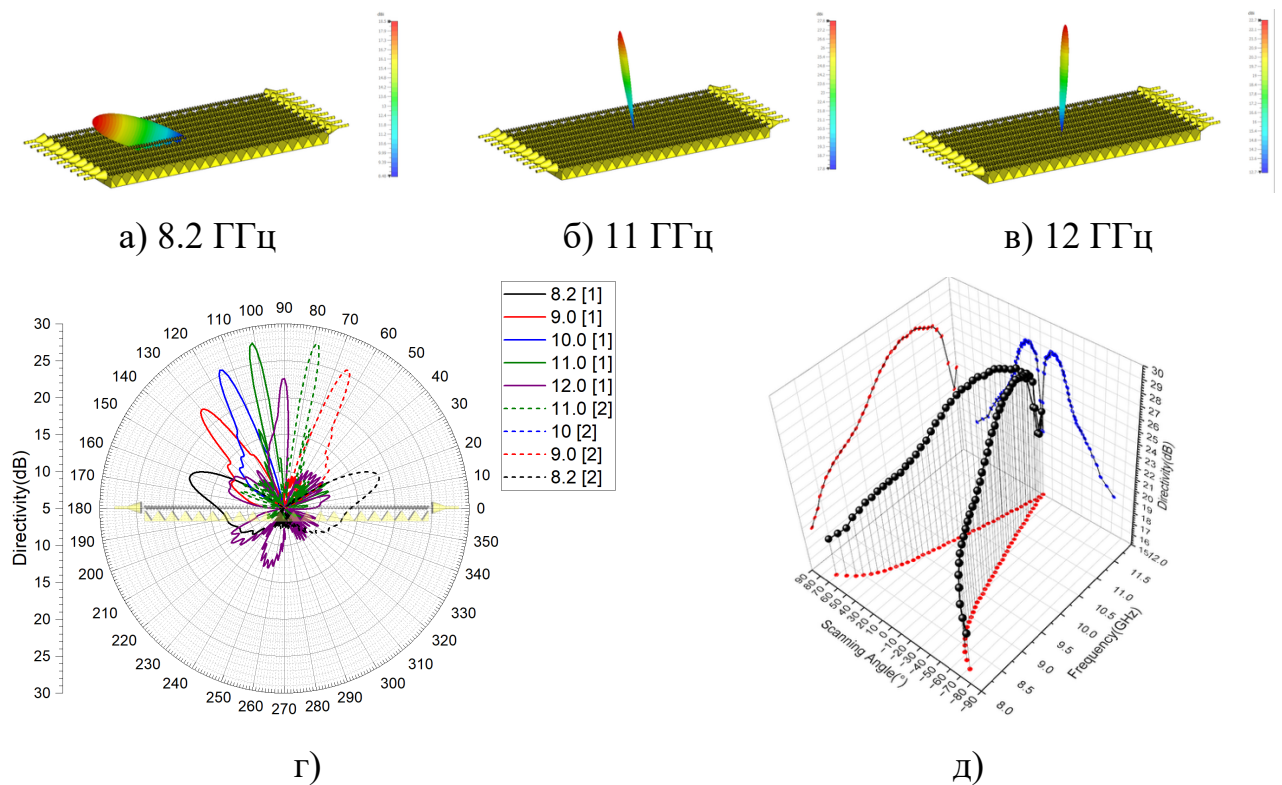


Рисунок 2.37 – Характеристики антенны радиолокатора с частотным сканированием при использовании решетки из 10 линий: а)-в) трехмерные диаграммы направленности; г) срез частотного сканирования; д) сканирующий куб

Полученная антенна из 10 линий типа эшелетт-эшелетт обеспечивает частотное сканирование в секторе  $\pm 71^\circ$ , при этом обеспечивается уровень КНД антенны более 18.4 дБ (минимальное значение на частоте 8.2 ГГц – максимально отклоненный луч). Полученные результаты также демонстрируют проявление ослепления антенной решетки в области ортогонального излучения, которое вызвано особенностями работы рельефно-фазовых решеток.

Стоит отметить частоты 11.8 и 11.9 ГГц. В обоих случаях угол отклонения луча равен  $1^\circ$ , но характеристики на частоте 11.9 ГГц значительно хуже, чем на частоте 11.8 ГГц, поэтому оптимальным случаем будет пропускание данной частоты при выполнении сканирования по частоте в режиме работы радиолокатора. Полученная антенна имеет размеры 336x160 мм (размер дифракционной решетки), что позволяет ее эффективно размещать на малых БПЛА и использовать их в роли радиолокационных станций. КПД антенны в диапазоне рабочих частот от 8.2 до 12 ГГц не опускается менее -1.5 дБ, при этом наименьшая эффективность наблюдается

в случае ортогонального излучения, что также вызвано факторами работы дифракционной решетки эшелетт. Уровень боковых лепестков в диапазоне рабочих частот от 10 до 12 ГГц держится на уровне -10 дБ, а в области от 8.2 до 10 ГГц поднимается выше, но не превосходит уровень -7 дБ. Ширина лепестка при использовании 10 антенных элементов изменяется в диапазоне от  $4.7 \times 8^\circ$  (ортогональное излучение) до  $20.2 \times 40^\circ$  (частота 8.2 ГГц – максимальное отклонение). Таким образом, можно отметить, что при облучении в наиболее ортогональных случаях повышается угловая разрешающая способность антенны, что особенно важно для радиолокаторов бортового базирования.

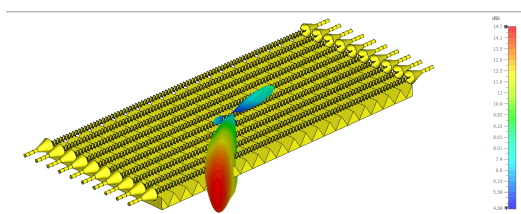
Особенностью использования конструкции антенны эшелетт-эшелетт является также тот фактор, что помимо частотного сканирования антенна позволяет обеспечить отклонение лепестка во второй плоскости путем изменения фазового распределения на антенных элементах. Для тестовой демонстрации реализуем фазовое распределение путем определения временного сдвига в антенной системе, который определяется выражением:

$$td_n = (n - 1) \cdot 0.053 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot 45^\circ}{2 \cdot 180^\circ}\right) \quad (2.40)$$

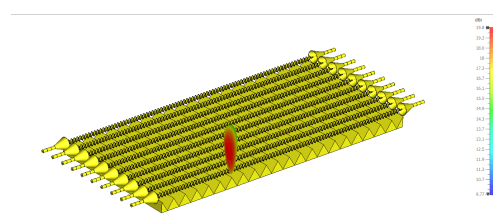
где  $td_n$  – временной сдвиг на  $n$ -элементе (1...10).

Полученный сдвиг позволит отклонить луч антенны по угломестной плоскости, как это показывают диаграммы направленности на Рисунке 2.38.

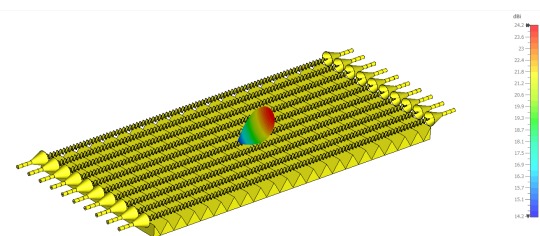
Полученные картины диаграмм направленности показывают, что введенное распределение отклонило луч по угломестной плоскости, причем перенесло его практически в горизонтальное положение ( $135^\circ$  по плоскости  $\theta$ , если отсчитывать от нормали -  $45^\circ$ ). Смещение лепестка по угломестной плоскости не вызвало нарушения частотного сканирования, АР также обеспечивает отклонение лепестка в диапазоне частот от 8.2 до 12 ГГц в диапазоне углов  $\pm 71^\circ$ , с учетом сканирования двумя группами портов. Однако важно отметить фактор проявления второго лепестка (виден на плоскостных графиках на частотах 11 и 12 ГГц), который возникает ввиду возникновения дифракционных отражений высших порядков при отклонении лепестка в пространстве.



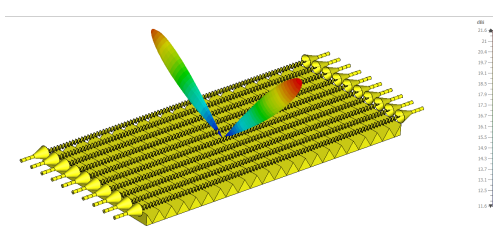
а) 8.2 ГГц



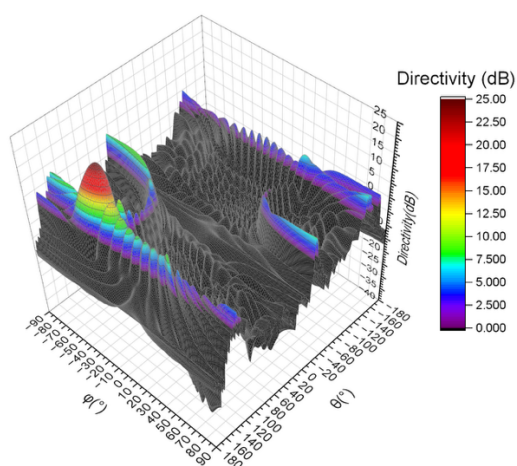
б) 9 ГГц



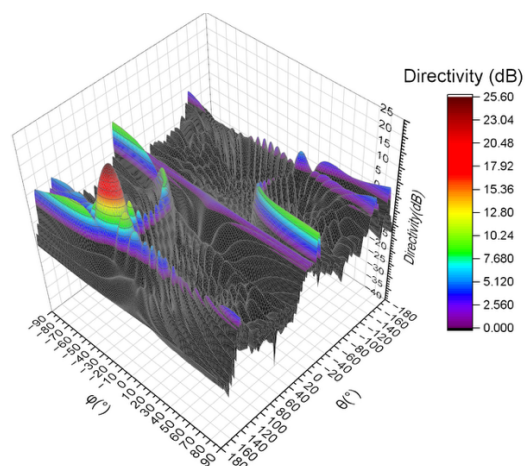
в) 10 ГГц



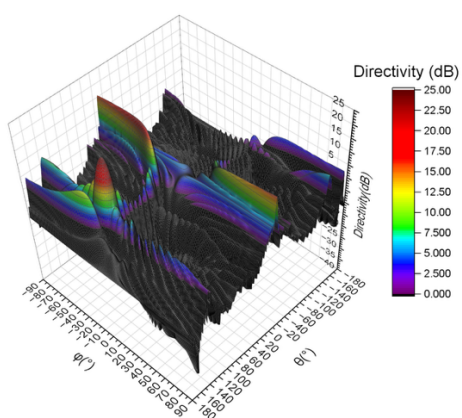
г) 12 ГГц



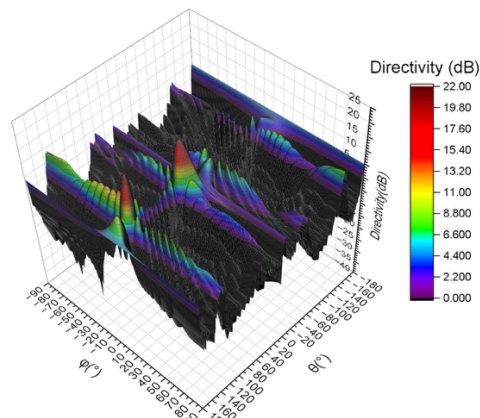
д) 10 ГГц



е) 10.5 ГГц



ж) 11 ГГц



з) 12 ГГц

Рисунок 2.38 – Демонстрация пространственного отклонения луча при внесении фазового распределения в АР: а)-г) трехмерные диаграммы направленности; д)-з) плоскостное представление диаграмм направленности

Полученная антенна позволяет реализовать двухкоординатное сканирование – частотное в азимутальной плоскости и управляемое АФР в угломестной. Однако применение фазовращателей приведет к тому, что стоимость антенны возрастет, а также стоит отметить, что большинство фазовращателей теряют стабильность настройки параметров при воздействии внешних факторов, которые неизбежны если использовать в роли носителей БПЛА [89], как предлагается для предлагаемой антенны – реализация радиолокатора бортового базирования. Для решения данной проблемы может быть предложена конструкция диаграммообразующего устройства в виде апланатической линзы. Рассмотрим конструкцию такого диаграммообразующего устройства, а также его возможности по управлению лепестком антенны.

#### 2.5.1 Конструкция и применение апланатической линзы для реализации отклонения луча в угломестной плоскости

Системы диаграммообразования как часть антенных решеток являются важными компонентами, так как они позволяют обеспечить реализацию АФР без использования фазовращателей [39, 40]. Наиболее распространенными системам диаграммообразования выступают линзы Ротмана, которые исследуются во множестве работ [39, 40, 90, 91], однако их реализация для многопортовых систем ведет к увеличению потерь, а также использование планарного изготовления требует диэлектрических подложек с малыми потерями, что особенно критично на частотах более 6 ГГц. Для решения данной задачи помимо линзы Ротмана могут быть использованы волноводные структуры, которые интегрированы с диэлектрическими структурами. Одним из таких видов диаграммообразующих устройств являются апланатические линзы [92, 93]. В данном разделе будет предложена конструкция апланатической линзы, которая будет использоваться для питания антенной системы эшелетт-эшелетт. Помимо систем на основе апланатических линз рассматривались возможности реализации систем диаграммообразования на основе метаматериалов [94-97].

Апланатическая линза представляет из себя структуру, которая при прохождении через нее оптических или электромагнитных волн не вызывает абберационных искажений. Для конструкции системы диаграммообразования была выбрана апланатическая линза с одним изгибом, что позволит минимизировать количество преломлений волн на границах раздела сред. Центральное тело линзы выполнялось из полистирола ( $\epsilon_r = 2.56$ ,  $\tan \delta = 0.0002$ ), так как он обладает малыми потерями и стабильными значениями диэлектрической проницаемости в широком диапазоне частот. Сформированное диэлектрическое тело линзы помещалось в волноводную структуру, что позволяет значительно снизить потери по сравнению с системами, выполненными на печатных диэлектриках. На Рисунке 2.39 приводится вид тела апланатической линзы с обозначением входных портов (Source), балластных портов (Dummy), выходных портов (Load).

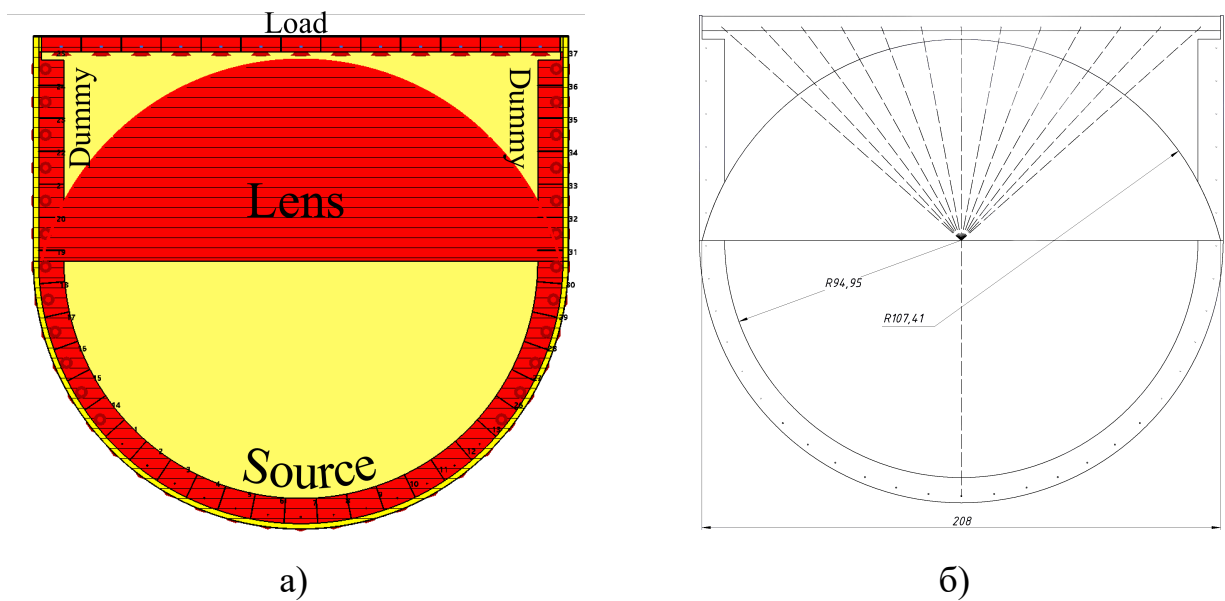


Рисунок 2.39 – Конструкция апланатической линзы: а) вид линзы внутри (красный цвет – полистирол, остальное пространство – воздух, оболочка – медь); б) чертеж заполнения линзы

Полученная система диаграммообразования состоит из 25 входных портов, которые отвечают за формирование АФР, при этом переключение между портами может быть реализовано коммутационным методом, что повысит скорость переключения лучей в нагрузке (13 портов). Побочные траектории распространения

сигналов нагружены на балластные порты (12 портов), к которым подключены идеальные нагрузки в 50 Ом.

На Рисунке 2.40 приводится вид картин Е-поля в теле линзы, а также формируемые диаграммы направленности на выходной группе портов (как раз они и демонстрируют изменение АФР).

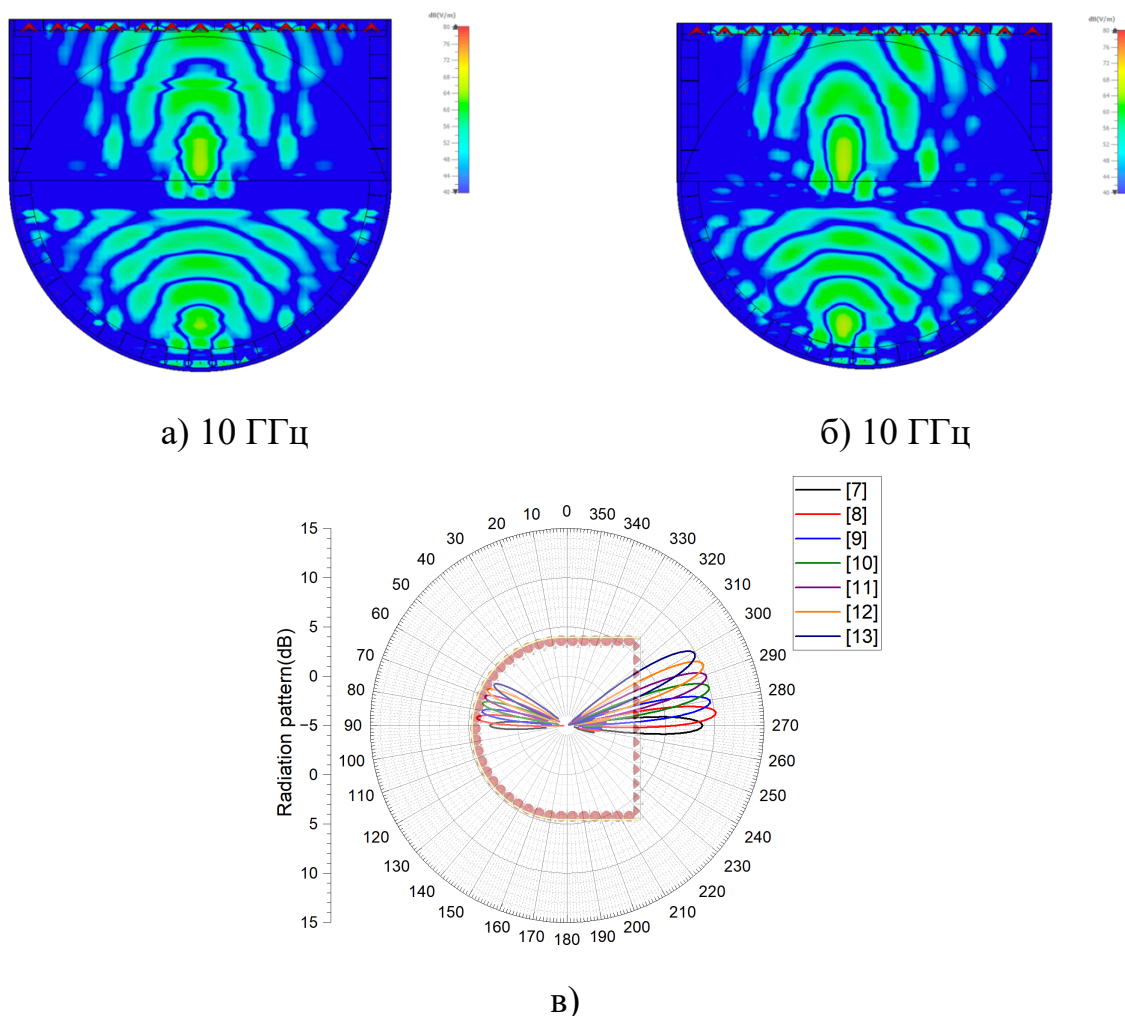


Рисунок 2.40 – Характеристики апланатической линзы: а) картина Е-поля в линзе (запитывание центрального порта – 7); б) картина Е-поля при запитывании соседнего от центрального порта – 8; в) диаграммы направленности линзы

Полученные результаты показывают, что при запитывании разных портов отклонение лепестка диаграммы направленности апланатической линзы составляет  $\pm 61^\circ$ , так как конструкция симметрична относительно центральной линии. Стоит также отметить, что использование апланатической линзы потребует

использования усилителей в линии питания антенны ввиду деления энергии из одного порта на 13 выходных.

Рассмотрим отклонение лучей антенны при использовании апланатической линзы в роли диаграммообразующего устройства. Для моделирования будет использоваться технология комбинирования задач моделирования, реализованная в DS CST Studio Suite 2025 [98]. Вид окна моделирования приводится на Рисунке 2.41.

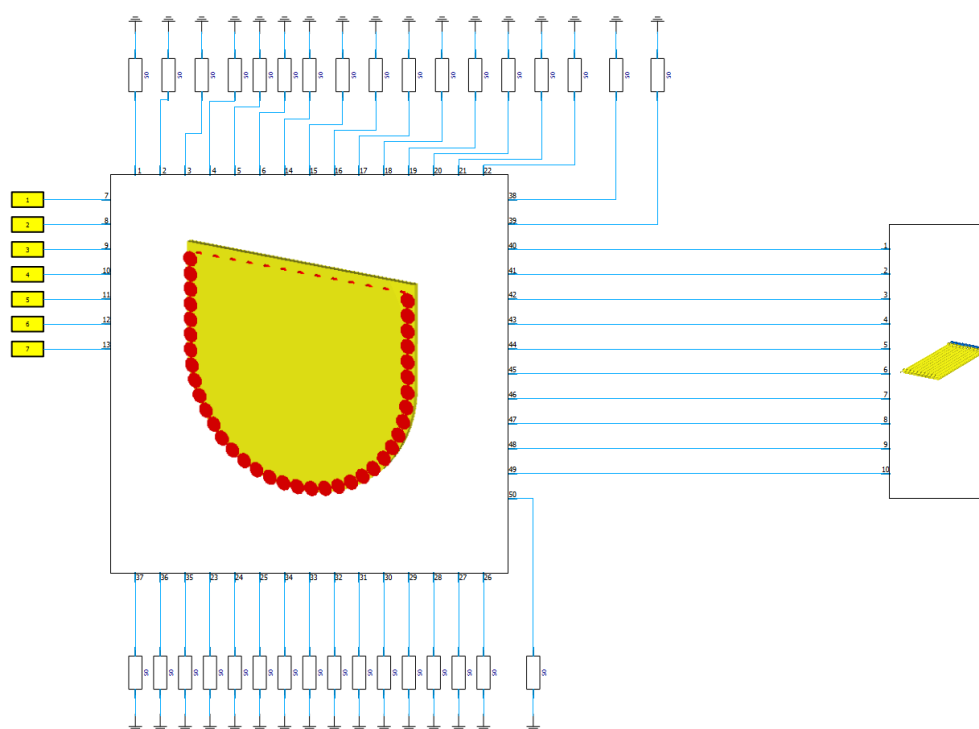
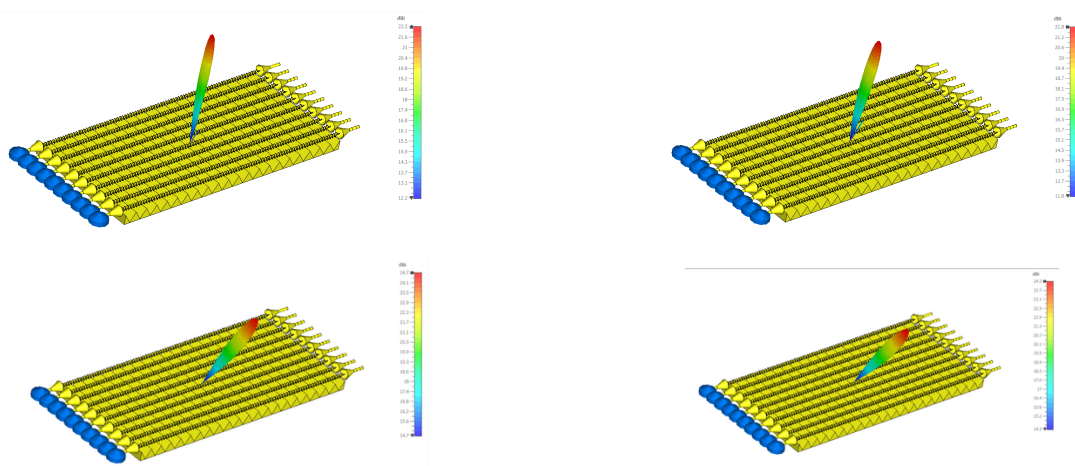


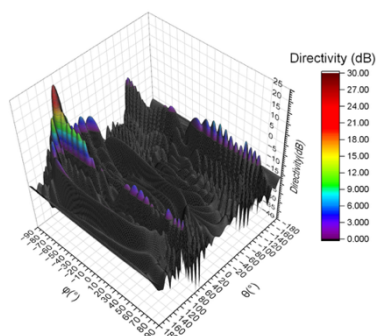
Рисунок 2.41 – Вид окна задачи комбинированного моделирования

Настройки проекта показывают, что запитывание будет выполняться для портов 7-13 (возбуждаемые линии обозначены прямоугольниками); антенна эшелетт-эшелетт, которая выступает в роли нагрузки подключается к выходным портам, так как их количество более 10, то оставшиеся 3 порта будут нагружены на 50 Ом, как и все оставшиеся порты линзы, что позволит уменьшить потери и рассогласование волн. Особенности выполнения такого моделирования является необходимость расчета всех портов в системе, поэтому такой расчет занимает долгое время. Для ускорения процесса моделирования 10 портов антенны эшелетт-

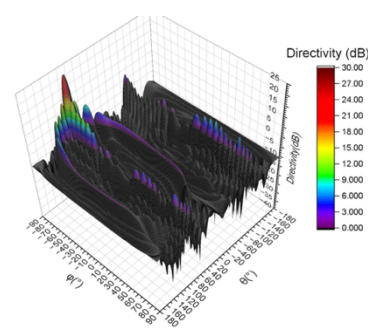
эшелетт были нагружены на сосредоточенные элементы с сопротивлением 50 Ом. Суммарный расчет всего проекта занял более 3 суток (использовалась расчетная станция 2x Intel Xeon Gold 5118, 2x Nvidia Tesla T4), так как проект апланатической линзы содержит 51М расчетных ячеек (в линзе рассчитывалось 50 портов), а проект антенны 11М ячеек (10 портов). На Рисунке 2.42 приводится вид результатов комбинированного моделирования линзы и антенной решетки эшелетт-эшелетт.



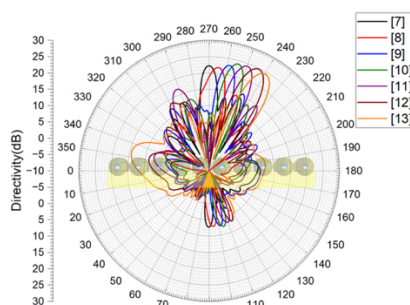
а) трехмерная диаграмма направленности на частоте 10 ГГц



б) 11.7 ГГц (10 порт линзы)



в) 11.7 ГГц (7 порт линзы)



г) 12 ГГц

Рисунок 2.42 – Результаты комбинированного моделирования: а) трехмерные диаграммы направленности; б), в) плоскостное представление диаграмм направленности; г) срезы диаграммы направленности

Полученные графики показывают, что применение апланатической линзы позволило обеспечить отклонение лепестка антенны на  $\pm 33^\circ$  в угломестной плоскости, при этом антенна сохранила способность выполнения частотного сканирования в диапазоне 8.2-12 ГГц. Таким образом, была получена конструкция антенны с возможностью двухкоординатного сканирования без использования фазовращателей. Таким образом, можно отметить, что применение антенн на основе дифракционной решетки эшелетт позволяет обеспечить высокоэффективное пространственное сканирование, а использование конструкции эшелетт-эшелетт позволяет дополнительно обеспечить пространственное отклонение луча в двух плоскостях благодаря возможности использования диаграммообразующих устройств для реализации АФР.

#### 2.5.2 Методика реализации антенны с частотным сканированием на основе рельефно-фазовой дифракционной решетки эшелетт

Основные этапы методики проектирования антенной системы с частотным сканированием на основе рельефно-фазовой отражательной дифракционной решетки эшелетт состоят из следующих шагов:

1. Выбор конструкции дифракционной решетки на основе рельефно-фазовой отражательной структуры и реализация ее трехмерной модели. Для дифракционной поверхности оптимально выбирать стартовые параметры в размере:

- 1.1 Период решетки соответствует длине волны Брэгговского резонанса (излучение по нормали);

- 1.2 Глубина пазов заключена в диапазоне от  $\frac{1}{4}\lambda \leq d < \frac{1}{2}\lambda$ .

2. Выбор линии возбуждения антенны с учетом минимизации потерь в тракте с учетом возможности изготовления элементов с минимальными потерями;

3. Подготовка трехмерной электродинамической модели для выполнения моделирования с последующим выбором оптимальных параметров сетки моделирования методом конечных элементов Вейланда реализованного в пространственно-временной области;

4. Моделирование основных характеристик антенны методом конечных элементов; анализ полученных результатов моделирования, подготовка модели к выполнению параметрического анализа;

5. Исследование зависимости характеристик антенны от параметров дифракционной решетки, учет связи и взаимного влияния линии возбуждения и отражательной решетки на основании анализа зависимостей от расстояния между решеткой и линией возбуждения или применения метода моделирования на основе собственных мод;

6. Определение характеристик линии замедления с учетом полученных углов частотного сканирования, корректировка параметров линии при необходимости обеспечения целевого излучения на частотах путем регулировки периода дифракционной решетки или варьирования коэффициента замедления в линии;

7. Выбор устройства питания и диаграммообразования при использовании многоантенной частотно-сканирующей схемы;

8. Изготовление макета антенны для проведения натурных экспериментов и проведение основных измерений базовых параметров;

9. Корректировка макета антенны с учетом возможных погрешностей при изготовлении, верификация искажений с электродинамической моделью.

## 2.6 Выводы

1. Установлено, что в соответствии с теорией дифракции возможна реализация антенных систем с частотным сканированием на основе отражательных амплитудных и рельефно-фазовых (эшелетт) дифракционных решеток с целью реализации высоконаправленных антенных систем. Применение основных выражений условия Брэгга-Вульфа позволяет обеспечить высокую точность прогнозирования углов частотного сканирования дифрагированными волнами в антенной решетке.

2. Выяснено, что в процессе формирования антенны с частотным сканированием на основе отражательных дифракционных решеток, а также линией питания на основе длинных линий при расчете угла сканирования антенны возникает область замедления электромагнитных волн между линией источника излучения и

дифракционной решеткой, что требует введения дополнительного коэффициента замедления ( $\zeta$ ) в выражение для расчета угла дифракции волн.

3. Показаны методы управления углом частотного сканирования для антенны на основе амплитудной отражательной дифракционной решетки путем варьирования длины штриха решетки и управления коэффициентом замедления путем изменения расстояния между линией возбуждения электромагнитных волн и дифракционной решеткой.

4. Установлено, что для достижения максимального уровня коэффициента направленного действия антенны, малого уровня боковых лепестков, а также максимума коэффициента полезного действия в антеннах с дифракционной решеткой отражательного амплитудного и рельефно-фазового типов необходимо обеспечивать коэффициент передачи в линии питания от входа до выхода на уровне -10 дБ (параметр  $S_{21}$  при рассмотрении матрицы рассеяния для входного порта 1 и выходного 2 в длинной линии).

5. Предложено совмещать конструкции антенн с частотным сканированием с системами делителей Уилкинсона и линиями диаграммообразования на основе апланатической линзы. Полученные результаты при использовании антенны с рельефно-фазовой отражательной дифракционной решеткой показывают, что совмещение системы диаграммообразования на основе апланатической линзы и частотного сканирования позволяют реализовать систему двухкоординатного пространственного обнаружения объектов при использовании антенны в роли радиолокатора бортового или наземного базирования.

6. Показано, что для антенн, построенных на основе амплитудной отражательной дифракционной решетки, в меньшей степени проявляется эффект ослепления при ортогональном излучении по сравнению с решетками типа эшелетт, которые теряют эффективность дифракции при ортогональном отражении волн. Однако использование рельефно-фазовой дифракционной решетки позволяет значительно расширить угол сканирования антенной по частоте по сравнению с амплитудной решеткой, так как решетка эшелетт обеспечивает более стабильный угол дифракции в широком частотном диапазоне.

### **3. Исследование и разработка антенных систем с частотным сканированием с интегрированными в конструкцию диаграммообразующими устройствами**

В настоящей главе изложены результаты исследований антенн с частотным сканированием в конструкцию которых интегрированы схемы диаграммообразования. Как было показано в предыдущей главе использование систем деления сигналов, диаграммообразования обязательно при реализации питания антенных решеток с частотным сканированием, так как их использование позволяет повысить направленные свойства антенны. Дополнительным преимуществом использования систем диаграммообразования является возможность реализации фазового распределения на входах антенны, что реализует дополнительное сканирование в антенной системе. Типовыми устройствами диаграммообразования являются делители, которые позволяют обеспечить эффективное разделение линии питания из одного порта в несколько, однако делители, как правило не позволяют реализовать переменное АФР. Типовыми делителями выступают конструкции на основе делителей Уилкинсона (как конструкция, приведенная в предыдущей главе для антенной решетки на основе амплитудной отражательной решетки) [99-101], матриц Батлера [43, 44], однако такие решения не позволяют реализовать амплитудно-фазового распределения, которое позволило бы обеспечить отклонение луча в плоскости сканирования. Для решения такой задачи используются системы диаграммообразования с множеством входных портов, что позволяет реализовать АФР на группе выходных портов. Типовым таким решением являются линзы Ротмана [39-42] или диэлектрические структуры, как линзы Люнеберга или апланатические линзы [45-47], поэтому особый интерес вызывает исследование конструкции антенн, которые реализуют двухкоординатное сканирование в пространстве с использованием частотного и коммутационного сканирования через систему диаграммообразования.

Целью проводимых исследований является создание и исследование конструкции антенн с двухкоординатным сканированием на основе частотного сканирования в одной плоскости и путем использования системы диаграммообразования в другой. Для анализа будут предложены конструкции антенн с частотным сканированием на основе длинных спиральных линий и рельефно-фазовой

дифракционной решетки. Рассмотрение конструкций начнем с анализа антенны с частотным сканированием, построенной на основе спирального волновода.

### 3.1 Антенная решетка с двухкоординатным сканированием на основе спиральных волноводов

Особенностью предлагаемой конструкции является то, что данная антенная система формируется в виде плоской антенной решетки, к которой подключается диаграммообразующее устройство – апланатическая линза, которая аналогична рассмотренной в главе 2, однако в данном случае моделирование будет выполняться на основе единого проекта, который имеет 787М расчетных ячеек. Особенностью предлагаемой антенны является реализация двухкоординатного сканирования – частотного в диапазоне 9.325-9.85 ГГц и коммутационного – путем переключения входов апланатической линзы. Конструкция антенны приводится на Рисунке 3.1.

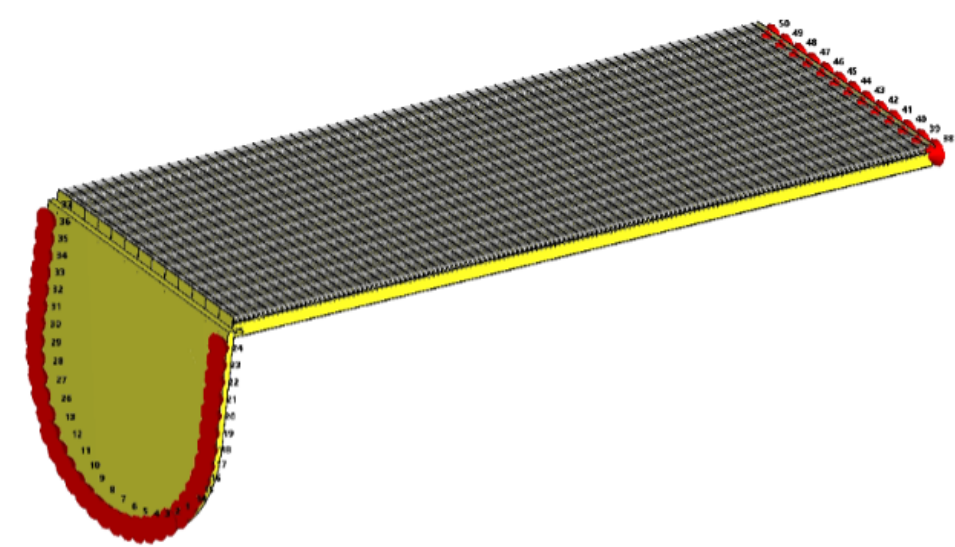


Рисунок 3.1 – Антенная система с двухкоординатным сканированием

Особенностью приведенной антенны является то, что структура формируется из двух основных частей – апланатической линзы с системой из 13 выходных портов, которая уже была рассмотрена в главе 2 и антенны, которая выступает в роли нагрузки. Запитывание системы происходит через линзу путем подачи энергии на 1 из портов линзы (входной группы портов), после чего возбуждается группа

выходных портов, на которые подключены линии плоской антенны, возбуждаемой спиральными волноводами. На Рисунке 3.2 приводится вид возбуждаемой линзой антенной системы из 13 линий на основе спиральных волноводов.

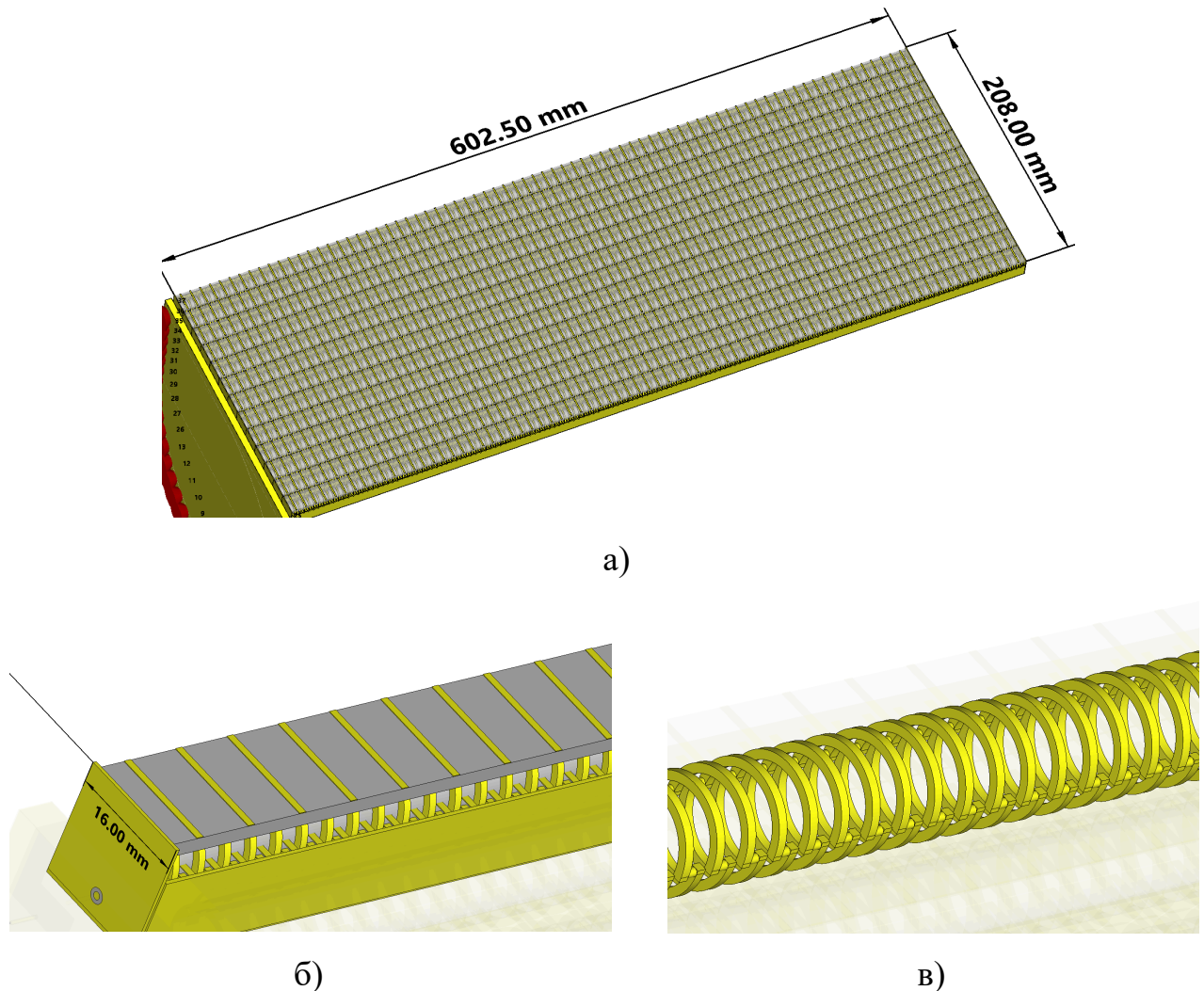


Рисунок 3.2 – Антенна на основе спиральных волноводов

Полученная антенная система формируется на основе трубки из полистирола вокруг которой обвивается спираль с внутренним диаметром 10 мм. На сформированную спираль помещается пластина из полистирола, на которую крепится линия директоров. Полученная антенна устанавливается в медный короб, обеспечивающий стабильную передачу электромагнитных волн. Особенностью данного решения является возможность реализации высоконаправленного и эффективного излучения, при этом в конструкции отсутствуют металлические волноводы, а изготовление диэлектрических частей возможно аддитивным методом. Рассмотрим

реализацию частотного сканирования с использованием данной антенны. В процессе анализа частотного сканирования будет запрашиваться центральный вход апланатической линзы (в данном случае 7 порт). На Рисунке 3.3 приводится вид диаграмм направленности для разработанной антенны при выполнении частотного сканирования, а также график сканирующего куба.

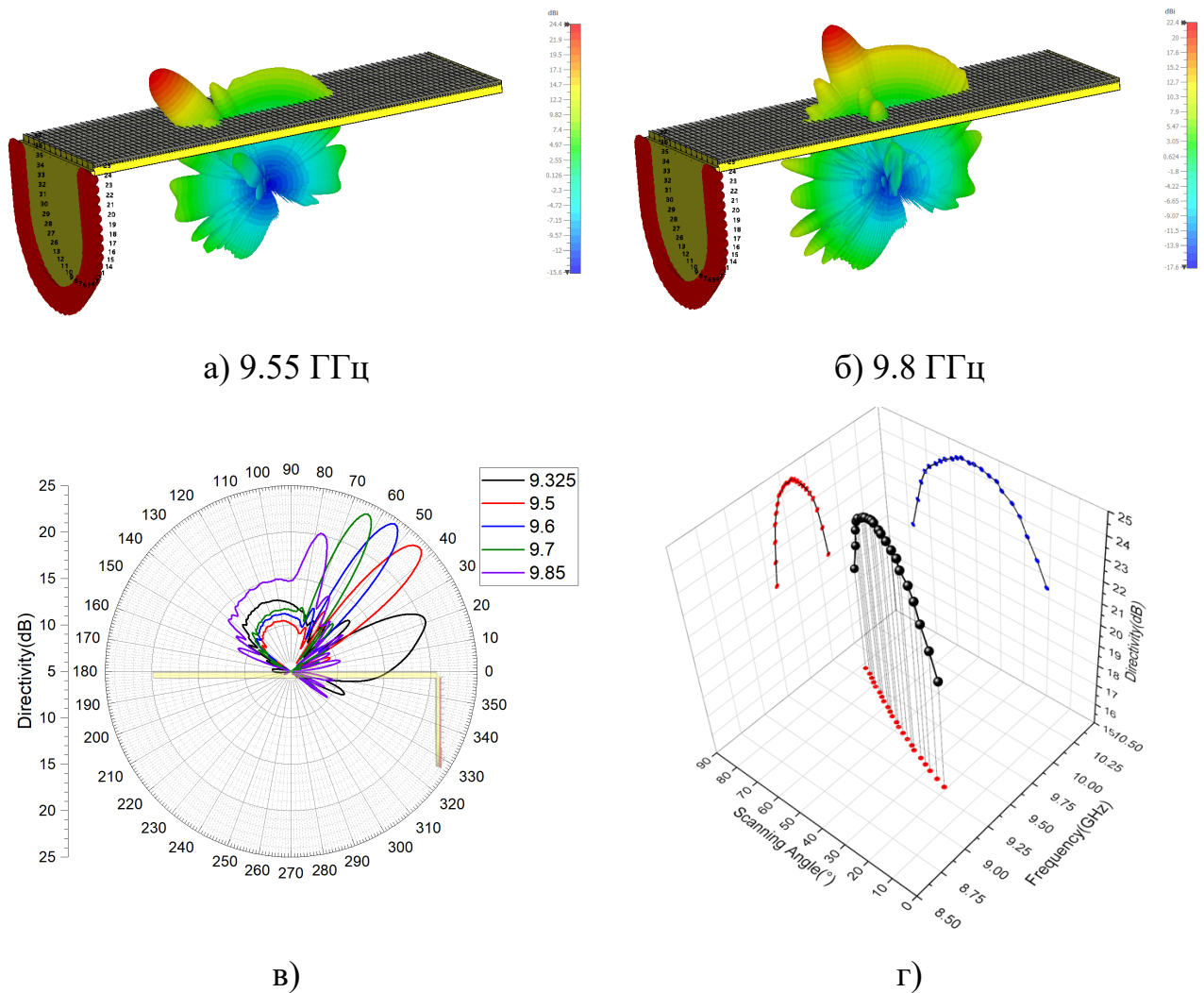


Рисунок 3.3 – Результаты моделирования частотного сканирования для плоской антенны с системой питания на основе апланатической линзы: а), б) трехмерные диаграммы направленности; в) частотное сканирование; г) сканирующий куб

Полученная антенна демонстрирует возможность частотного сканирования в диапазоне частот 9.325-9.85 ГГц, как и предполагалось ранее, при этом сектор частотного сканирования составляет от 21 до 78° (полный угол обзора 67°). Минимальный уровень КНД антенны наблюдается на двух крайних значениях и

составляет 20.4 дБ, при этом уровень боковых лепестков не увеличивается на уровень более -8 дБ. Полученная антенна имеет малый вес, при этом не использует в своей конструкции цельнометаллических волноводных линий. Рассмотрим способность антенны отклонять центральный лепесток во второй плоскости путем выполнения коммутационного сканирования с использованием апланатической линзы. Для запитывания использовалось правое плечо группы входных портов – 8-13 порты. На Рисунке 3.4 приводится вид диаграмм направленности при подключении других портов апланатической линзы.

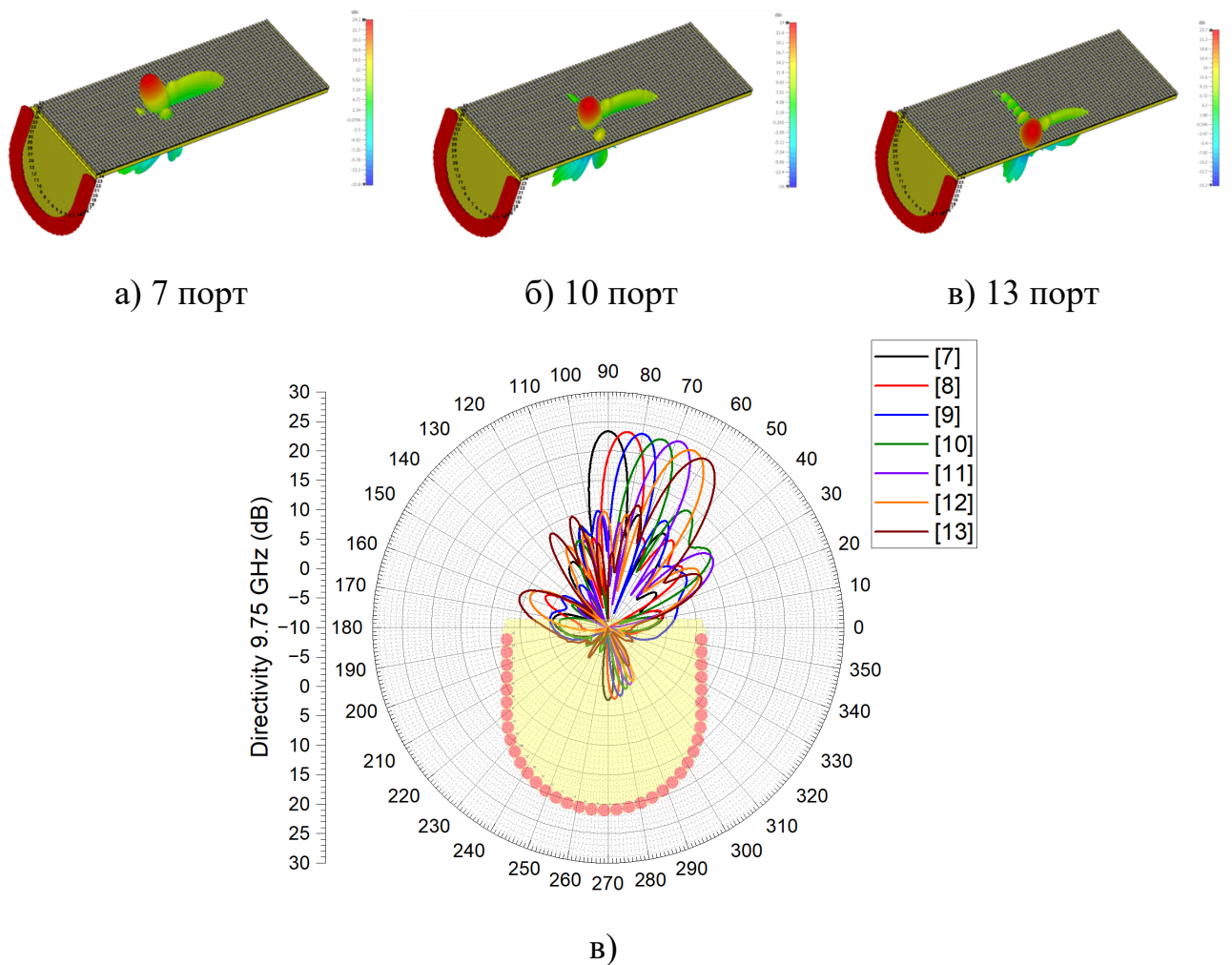


Рисунок 3.4 – Отклонение лепестка путем коммутации портов апланатической линзы: а), б), в) трехмерные диаграммы направленности; г) отклонение лепестка на частоте 9.75 ГГц

Полученные результаты показывают, что использование апланатической линзы обеспечивает эффективное отклонение лепестка в плоскости

коммутационного сканирования, при этом уровень КНД не уменьшается на уровень более 1 дБ, а УБЛ не поднимаются выше -7 дБ. Полученная плоская антенная решетка на основе спиральных диэлектрических волноводов реализует двухкоординатное сканирование лепестком – частотное в секторе  $67^\circ$ , а также коммутационное в секторе  $\pm 30^\circ$  (ввиду симметричности конструкции).

Также стоит отметить, что полученная антенна обладает уровнем возвратных потерь (RL) менее -10 дБ (по  $S_{11}$ ) в диапазоне частот от 7 до 10 ГГц, что также показывает эффективность предлагаемой конструкции. Полученная антенна по сравнению со стандартными конструкциями обладает малым весом, так как число металлических частей в конструкции минимально, использование плоской конструкции позволяет эффективно использовать антенну в роли системы радиолокации, которая размещается на БПЛА или аэростате. Для управления лучами требуется использование 13 портового коммутатора, который позволит обеспечить отклонение лепестка в секторе  $\pm 30^\circ$ , при этом во второй плоскости отклонение лепестка обеспечивается путем выполнения частотного сканирования. Однако для повышения эффективности антенны рекомендуется использование системы усилителей на входных портах, так как происходит деление 1 к 13 портов, однако данное решение все равно обеспечивает больший выигрыш по сравнению со стандартными ФАР ввиду отсутствия фазовращателей в конструкции антенны.

Приведенная конструкция подтверждает возможность реализации антенны на основе двухкоординатного сканирования с использованием частотного и коммутационного сканирования. Рассмотрим вариант реализации антенны с двухкоординатным сканированием на основе рельефно-фазовой дифракционной решетки и системой питания на основе системы диаграммообразования.

### 3.2 Конструкция антенны пространственного сканирования на основе диаграммообразующего устройства и дифракционной решетки эшелетт

Особенности отклонения лепестков в антенне с рельефно-фазовой дифракционной решеткой позволяет предложить концепцию антенны радиолокатора или системы помехозащищенной связи с обеспечением полноазимутального обзора. В

в таком случае оптимально будет использовать режим частотного сканирования в вертикальной плоскости (угломестная) и коммутационное сканирование для реализации обзора по азимуту. Для оценки возможности реализации такой концепции рассмотрим антенну, которая формировалась из решетки эшелетт-эшелетт путем зацикливания вокруг оси. Полученная антенна состоит из 24 излучающих линии, расположенных на окружности, как это показано на Рисунке 3.5.

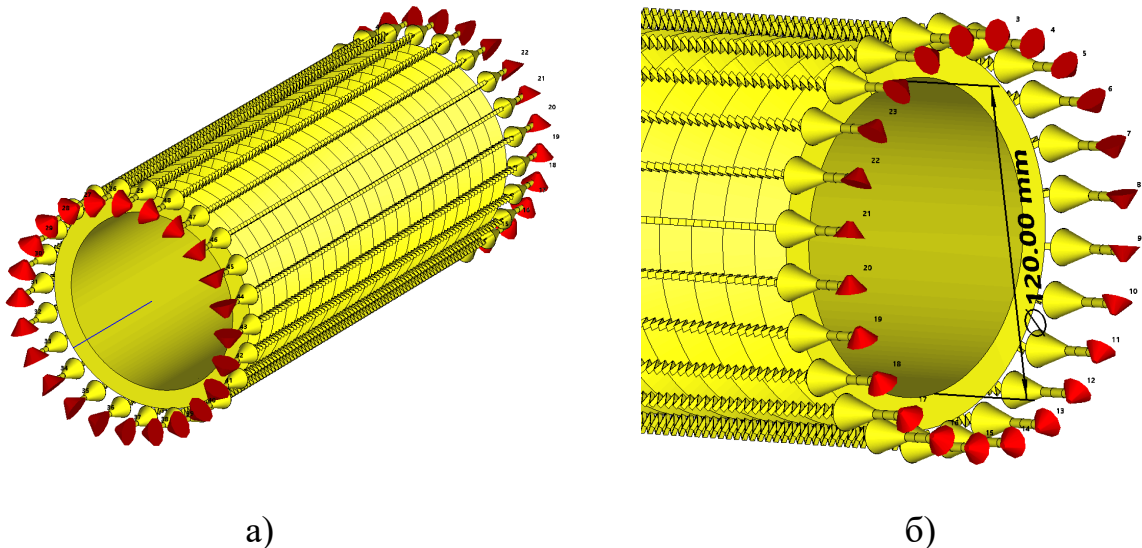


Рисунок 3.5 – Конструкция кольцевой антенны эшелетт-эшелетт из 24 линий

Особенностью данной конструкции является то, что для эффективного излучения и достижения оптимума характеристик необходимо выбрать количество антенных элементов, которые будут одновременно возбуждаться. Для анализа рассмотрим случай ортогонального излучения при возбуждении 1, 2, 3, 4, 5 и 6 портов одновременно. На Рисунке 3.6 приводится вид диаграмм направленности при выполнении такого запитывания антенны.

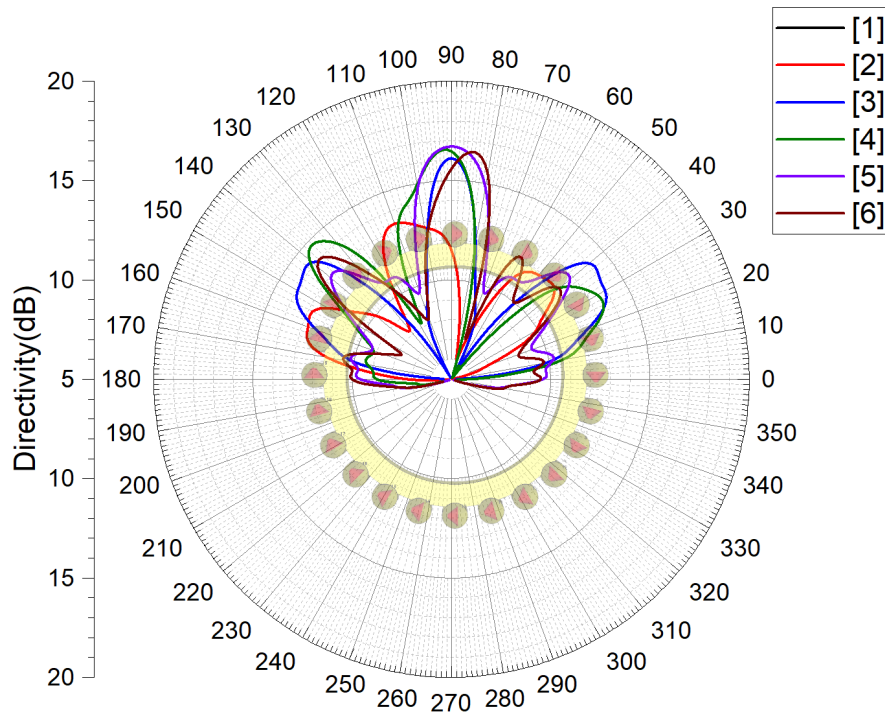


Рисунок 3.6 – Диаграммы направленности кольцевой антенной решетки эшелетт-эшелетт при ортогональном излучении

Полученные значения ортогонального излучения были получены на частоте 11.3 ГГц и показывают, что наиболее оптимальным режимом излучения является ситуация, когда запитываются синхронно 5 портов (при исследовании все запитывалось синфазно и равноамплитудно). Уровень КНД при использовании 5 портов составил 16.7 дБ, УБЛ -5 дБ. При использовании большего числа портов уровень КНД начинал снижаться, при этом наблюдалось разрушение лепестка на несколько лучей, аналогичное явление проявлялось и при использовании меньшего числа антенных элементов. КПД полученной антенны при этом составил более -2 дБ. Таким образом, стоит уделить основное внимание анализу случая, когда запитывались одновременно 5 портов. Рассмотрим диаграммы направленности при частотном сканировании, а также вид сканирующего куба для приведенной антенны – Рисунок 3.7.

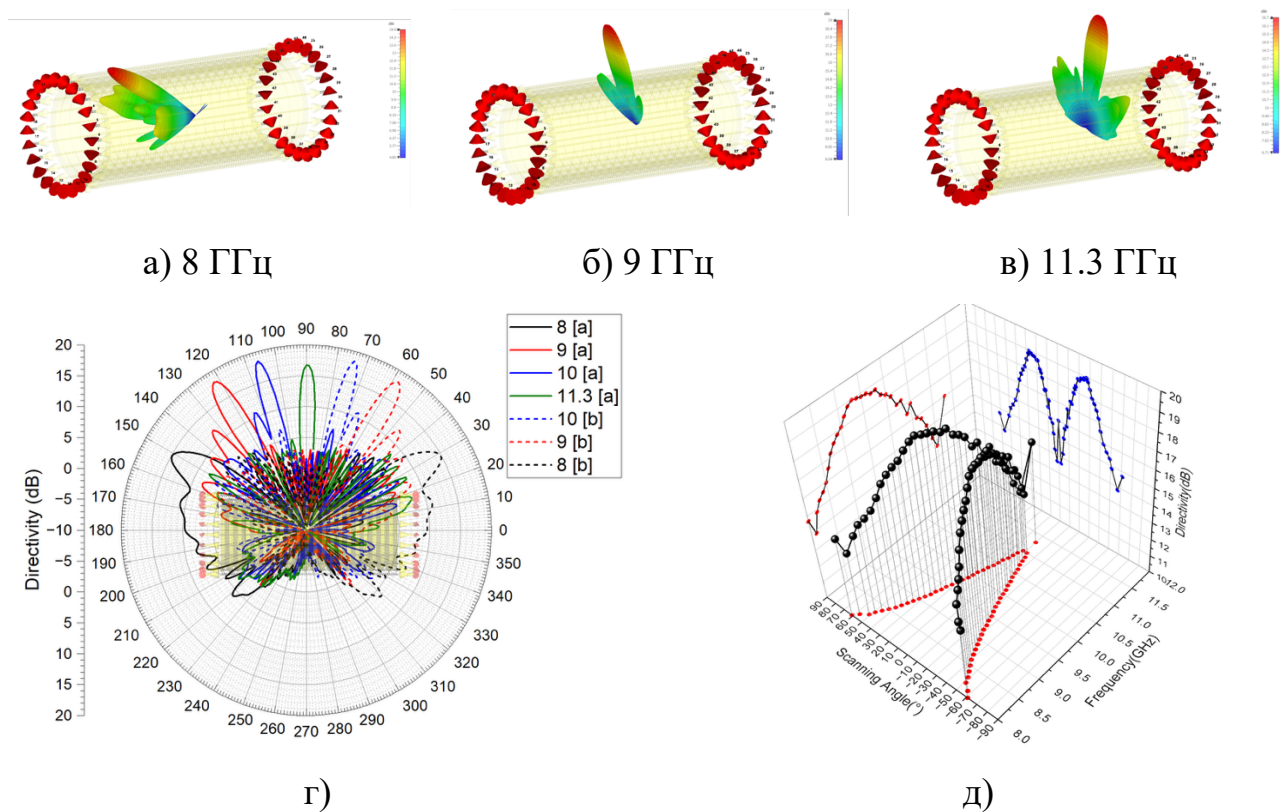


Рисунок 3.7 – Характеристики частотного сканирования кольцевой антенны эшелетт-эшелетт: а), б), в) трехмерные диаграммы направленности; г) частотное сканирование лучом антенны; д) сканирующий куб

Полученные результаты показывают, что кольцевая антенная система на основе антенных линий эшелетт-эшелетт обеспечивает сканирование в диапазоне  $\pm 60^\circ$ , при этом уровень КНД не опускается менее 13.5 дБ, а УБЛ не поднимался выше -5 дБ. КПД полученной антенны составил более -2 дБ, при этом стоит также отметить, что отклонение лепестка происходит плавно и характеристика зависимости угла сканирования от частоты максимально близка к характеристике антенны с частотным сканированием на основе рельефно-фазовой решетки эшелетт.

Проведенное исследование показало, что на основе антенной системы с частотным сканированием возможно формирование кольцевой антенной решетки, которая обеспечит частотное сканирование в угломестной плоскости и коммутационным сканированием в азимутальной. На основании данного исследования и демонстрации возможности формирования такой антенны на основании простой решетки эшелетт-эшелетт рассмотрим конструкцию антенной системы

радиолокатора с использованием системы диаграммообразования, так как необходимо обеспечить оптимальное возбуждение нескольких портов для реализации высокоэффективного и направленного излучения, как это было показано на Рисунке 3.6. Предлагаемая конструкция направлена на реализацию системы радара с частотным сканированием по углу места и электрическим (коммутационным) по полному азимуту.

Рассмотрение антенны стоит начать с анализа системы диаграммообразования (ДОУ) для многолучевой антенной системы с возможностью гибридного сканирования – частотного и коммутационного. В роли системы формирования возбуждения будет использоваться линза, которая представляет из себя линзу Люнеберга, которая работает по принципу изменения диэлектрической проницаемости среды, а следовательно, и коэффициента преломления по закону:

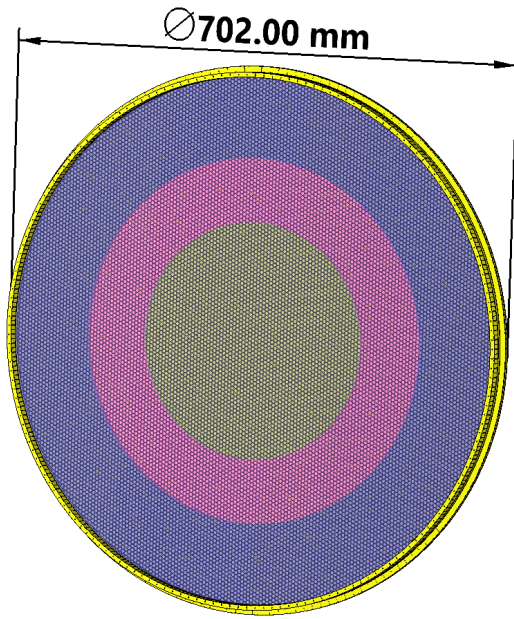
$$n(r) = \sqrt{\varepsilon_r(r)} = \sqrt{2 - \left(\frac{r}{R}\right)^2} \quad (3.1)$$

где  $n$  – коэффициент преломления среды;

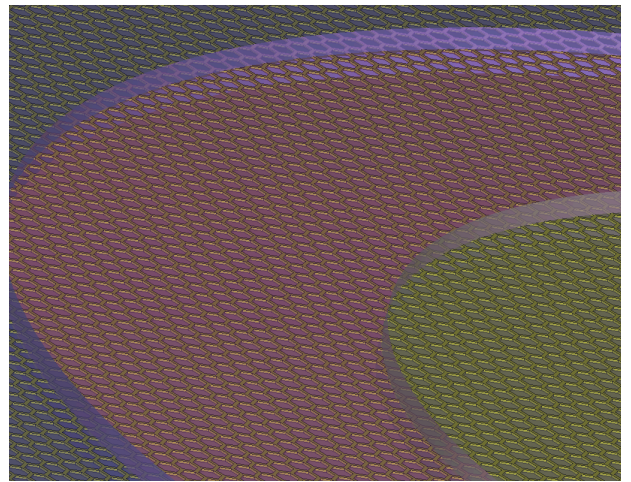
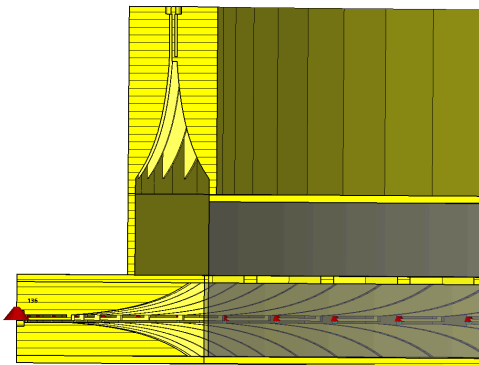
$\varepsilon_r$  – относительная диэлектрическая проницаемость среды;

$R$  – полный радиус линзы,  $r$  – радиус точки расчета линзы.

С учетом данного выражения возможно сформировать диэлектрическую структуру, которая будет обеспечивать преобразование сформированной сферической волны в плоскую, а в нашем случае обеспечивать оптимальное распределение энергии при запитывании большой антенной решетки. На Рисунке 3.8 приводится вид сформированной системы диаграммообразования для запитывания кольцевой антенной системы с возможностью гибридного сканирования.



а) вид линзы Лüneберга

б) переходной экран между слоями  
линзы

в) система запитывания ДОУ

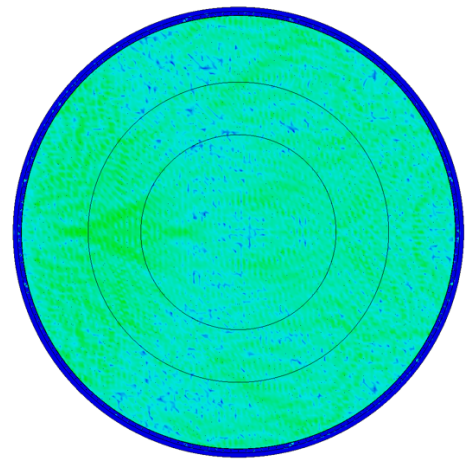
г) протекание Е-поля на нижнем слое  
линзы

Рисунок 3.8 – Система диаграммообразования на основе линзы Лüneберга

Полученная система ДОУ формируется на основе трех диэлектрических областей – внешний из тефлона ( $\epsilon_r = 2.1$ ), промежуточного – полиэтилена ( $\epsilon_r = 2.3$ ) и центрального – полистирола ( $\epsilon_r = 2.5$ ). Два слоя линзы разделяются перфорированным металлическим экраном, сформированным из правильных шестиугольников со стороной 2.5 мм. Система ДОУ возбуждается с использованием экспоненциальных апертурных элементов (схожих с антеннами Вивальди), которые

располагаются на нижнем слое системы ДООУ по окружности. Линия питания состоит из 180 излучателей, что позволяет обеспечить наиболее плавное и эффективное коммутационное вращение лучом антенны. Нагрузочная часть системы ДООУ располагается на втором слое после экрана и представляет из себя вертикально направленные экспоненциальные апертурные антенные элементы, к которым подключаются излучатели. Особенностью приведённой системы диаграммообразования является то, что при подаче сигнала на линию возбуждения на нижнем слое возбуждение будет происходить на противоположном конце верхнего слоя, как это показано на Рисунке 3.9.

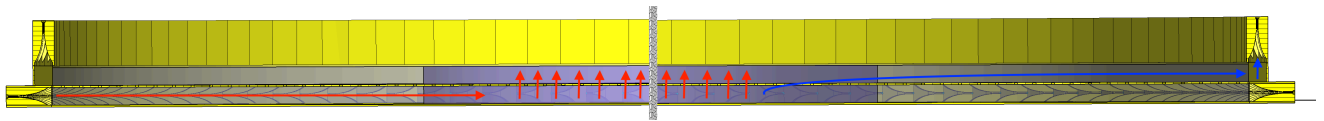


Рисунок 3.9 – Схематичное прохождение волн в теле диаграммообразующего устройства

Полученная система диаграммообразования позволяет сформировать 180 лучей методом электронного сканирования. В роли возбуждаемой конструкции рассмотрим антенную решетку, сформированную на основе рельефно-фазовой решетки эшелетт и возбуждаемой однопроводными длинными линиями – Рисунок 3.10.

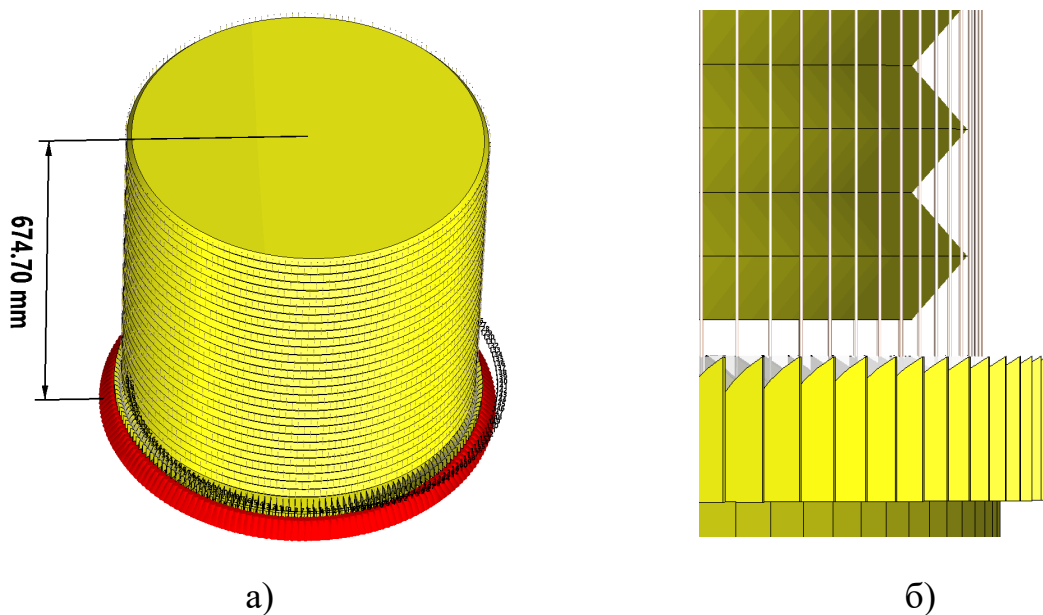


Рисунок 3.10 – Конструкция антенны с гибридным сканированием

Полученная антенная система представляет из себя зацикленную дифракционную решетку эшелетт, которая используется для реализации частотного сканирования в пространстве. Решетка эшелетт имеет период штриха в 20.7 мм, а угол раскрыва рельефа 98°. Антенная система формируется из 30 линий эшелетт, которые объединяются в единый цилиндрический контур. Возбуждение антенны осуществляется с использованием однопроводных линий, к которым подключены антенны Вивальди, а полная длина линии составляет 651 мм. Таким образом формируется гибридная антенная система с возможностью электронного и частотного сканирования. Стоит отметить, что итоговый вес проекта составил 1 256М расчетных ячеек, что потребовало расчета длительностью более 500 часов (3 недели). Рассмотрим полученные характеристики антенны при выполнении частотного сканирования (Рисунок 3.11), однако заранее отметим, что уровень КСВН антенны в диапазоне 8-13 ГГц (расчетный диапазон) составил от 1.5 до 3, что вызвано особенностями использования системы ДОУ и потерями в переходах, поэтому данную конструкцию антенны оптимально использовать в активном режиме (с усилителями).

Полученные результаты показывают, что использование антенны с гибридным сканированием обеспечивает возможность эффективного сканирования пространства – коммутационного (электронного) по азимуту и частотного по углу места. Диапазон сканирования в угломестной плоскости составил 48°, при этом обеспечивается малая ширина главного лепестка антенны, который составил 3.9x5.7° при ортогональном излучении. Также важно отметить, что при использовании предлагаемой конструкции удастся сохранять малый уровень боковых лепестков – менее -7 дБ. Полученная антенная система со схемой ДОУ на основе линзы Люнеберга реализует полноазимутальное электронное сканирование и секторальное угломестное с использованием возможностей частотного сканирования.

Определим величину коэффициента замедления для рассматриваемой антенны, так как в данном случае используется схема питания однопроводная линия-эшелетт. Для определения параметра будем использовать выражение, которое использовали для антенной решетки эшелетт-эшелетт:

$$\sin(\gamma) = \frac{1}{\zeta} + \frac{n\lambda}{d} \quad (3.2)$$

Полученные ожидаемые значения угла сканирования и их сравнение с результатами моделирования приводятся на Рисунке 3.12. При этом отметим, что в данном случае период решетки был равен  $d=20.7$  мм, а порядок дифракции был равен 1.

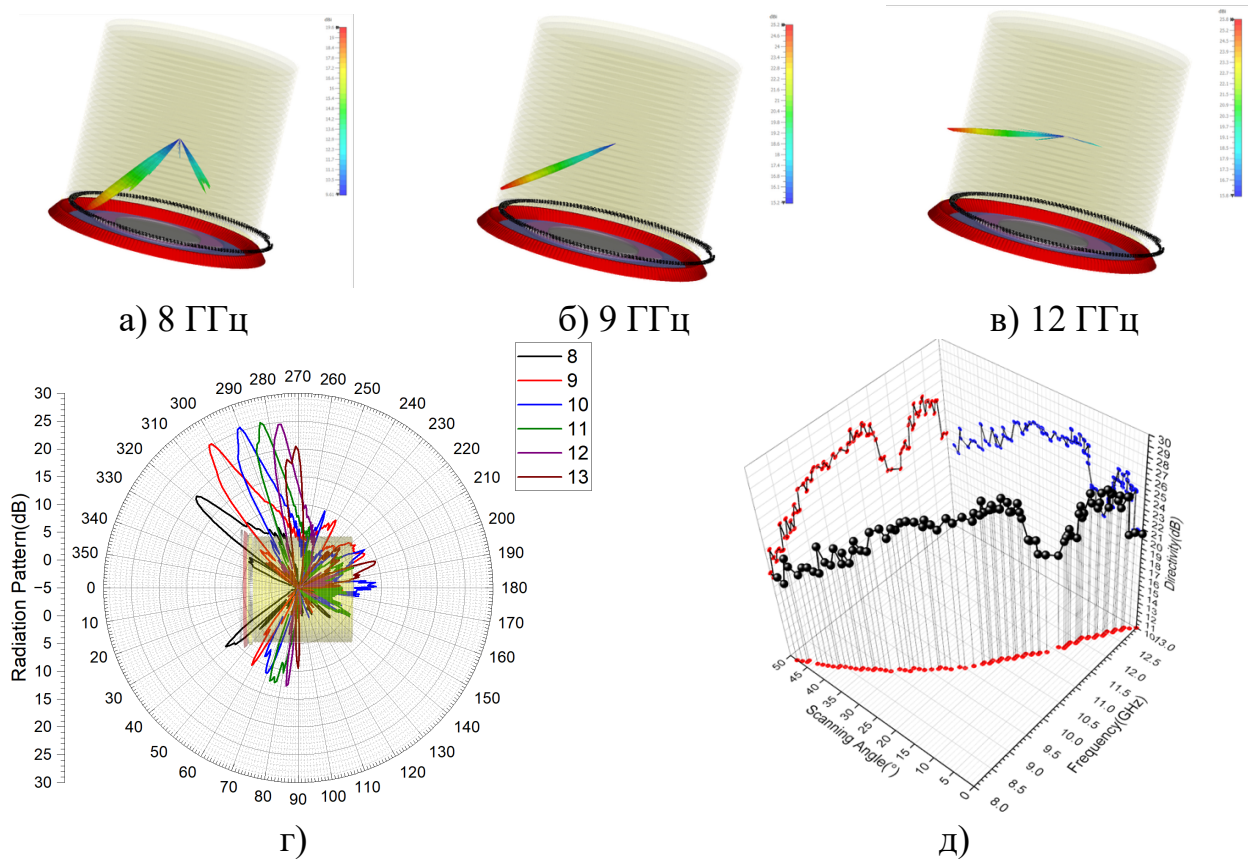


Рисунок 3.11 – Характеристики антенны при выполнении частотного сканирования: а), б), в) трехмерные диаграммы направленности; г) демонстрация частотного сканирования антенной; д) сканирующий куб

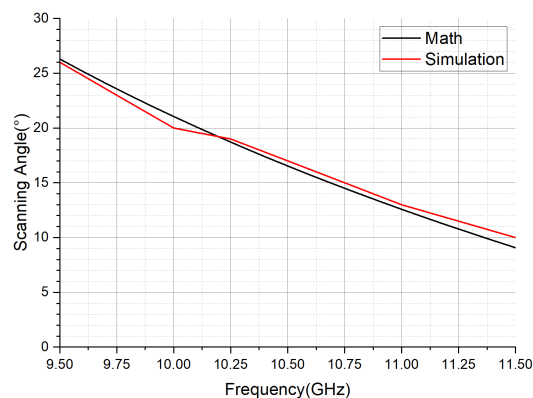


Рисунок 3.12 – Сравнение результатов моделирования значений угла сканирования с расчетными значениями

Полученные на Рисунке 3.12 результаты показывают, что предложенное выражение для расчета характеристик антенн с рельефно-фазовыми дифракционными решетками сохраняет свою точность при анализе систем с измененными линиями питания. В данном случае линия питания выполнялась из коаксиального кабеля с тефлоновым изолятором, а расстояние между кабелем и острием решетки составило 1.85 мм. Полученный коэффициент замедления для антенной системы с гибридным сканированием составил  $\zeta=0.938$ .

Анализ графика сканирующего куба (Рисунок 3.11д) также показывает, что при приближении к ортогональному излучению повышается точность позиционирования лепестка (шаг уменьшается). Если интегрировать в конструкцию антенны ответную часть на противоположном конце, а также систему ДОУ, то частотное сканирование будет происходить в удвоенном угловом секторе, как это было показано при исследовании конструкции антенны эшелетт-эшелетт в данной главе, а также в главе 2. Для упрощения моделирования центральное ядро антенны (системы эшелетт) было заполнено проводящим материалом, однако на практике оно может быть заменено на диэлектрическую вставку или оставлено пустым, что дополнительно снизит вез антенны, так как отражение происходит только от тонкого проводящего слоя ввиду проявления скин-эффекта.

Полученная конструкция антенны может быть использована в роли системы радиолокатора бортового базирования на БПЛА, что позволит получить гибридную антенную систему с максимальным углом сканирования в пространстве. Предложенная конструкция подтверждает факт возможности эффективного использования совместного сканирования как с использованием частотного отклонения лепестка (на основании использования рельефно-фазовой дифракционной решетки), так и при использовании коммутационного (электронного) сканирования.

### 3.2.1 Методика реализации антенн с гибридным двухкоординатным сканированием

Основные этапы методики проектирования антенной системы с гибридным сканированием на основе антенн с дифракционными решетками состоят из следующих шагов:

1. Выбор базовой антенной системы с возможностью реализации частотного сканирования, моделирование основных параметров, оценка предельных характеристик и возможностей антенны при выполнении частотного пространственного сканирования;
2. Выполнение анализа возможности реализации гибридного сканирования путем использования модифицированного амплитудно-фазового распределения на входе антенной решетки, определение критических режимов излучения антенной;
3. Выбор системы диаграммообразования антенны с возможностью обеспечения требуемого амплитудно-фазового распределения для реализации гибридного сканирования. Частными случаями таких систем могут выступать: апланатическая линза, линза Люнеберга, линза Ротмана, схемы делителей на основе матриц Батлера, Бласса;
4. Моделирование полной электродинамической задачи с учетом влияния системы диаграммообразования путем использования прямого расчета или на основе метода CST Studio SAM (System Assembly and Modelling), который позволяет выполнять моделирование сложных систем с учетом взаимного влияния;
5. Изготовление макета антенны для проведения натурных экспериментов и проведение основных измерений базовых параметров;
6. Корректировка макета антенны с учетом возможных погрешностей при изготовлении, верификация искажений с электродинамической моделью.

### 3.3 Выводы

1. Установлено, что антенны с частотным сканированием могут эффективно использоваться в конструкциях с системами диаграммообразования, а следовательно, реализовывать гибридное сканирование – коммутационное (электронное) и

частотное, что позволяет формировать двухкоординатное отклонение луча без использования фазовращателей.

2. Показано, что антенна с частотным сканированием может быть получена без использования дифракционных решеток на основе системы спиральных волноводов, которые позволяют обеспечить малые потери, а также высоконаправленный главный лепесток, однако такая конструкция имеет ограниченный сектор сканирования, вне которого главный лепесток начинает разрушаться. Для улучшения характеристик такой антенны следует использовать системы диаграммообразования на основе апланатической линзы, которая обеспечит широкий спектр сканирования пространства в гибридном режиме.

3. Предложена конструкция кольцевой антенной решетки на основе системы эшелетт-эшелетт для реализации антенны полноазимутального обзора с частотным сканированием по углу места. Показана важность выбора оптимального числа возбуждаемых портов для формирования высоконаправленного и эффективного лепестка антенны, обеспечивающего частотное сканирование с наибольшим уровнем коэффициента направленного действия.

4. Предложена конструкция антенной системы на основе системы диаграммообразования, сформированной из двухслойной линзы Люнеберга и обеспечивающей возбуждение многолучевой кольцевой антенной решетки, сформированной на основе рельефно-фазовой дифракционной решетки и однопроводных линий. Продемонстрирована эффективность частотного сканирования в такой конструкции при формировании узкого и высоконаправленного лепестка. Показано, что использование выражения для расчета углов сканирования в рельефно-фазовых решетках может быть эффективно применено для разных линий питания.

#### **4. Натурные экспериментальные исследования антенны с частотным сканированием на основе амплитудной отражательной дифракционной решетки**

В настоящей главе приводится сборка и измерение антенной системы с частотным сканированием на основе амплитудной дифракционной решетки, которая рассматривалась в п. 2.3.2. Для исследования рассматривалась антенная система из четырех однопроводных линий с формирующей сканирование амплитудной дифракционной отражательной решеткой. Отметим, что при изготовлении макета антенны широко использовались возможности аддитивного производства (3D печати), поэтому на начальном этапе рассмотрим выбор оптимальных материалов при изготовлении антенны, чтобы обеспечивать минимальное влияние на характеристики излучения.

##### **4.1 Оценка характеристик материалов аддитивного производства при взаимодействии антенными устройствами**

Для выбора оптимальных материалов при изготовлении компонентов антенных систем необходимо обеспечивать баланс между скоростью печати, влиянием на характеристики электромагнитных волн, а также температурными характеристиками материалов. В процессе рассмотрения материалов приоритетным выбором технологии аддитивного производства выступала технология FDM, которая является наиболее распространенной, а также позволяет обеспечить рассмотрение широкого спектра материалов. Так как в процессе производства использовались 3D принтеры Bambu Lab X1 Carbon и Picaso3D Designer XL S2, то для материалов были выбраны следующие ограничения по их температурам плавления и скорости печати:

1) температура печати материала должна быть менее 300 °C, что является ограничением для 3D принтера Bambu Lab X1CC, а также для большинства материалов, доступных в свободной продаже;

2) постобработка материала не требует сложных процедур запекания, химической обработки (в соответствии с этим ограничением не подходит, например, полиэфирэфиркетон (PEEK), который требует запекания в печи после печати);

3) материал обеспечивает скорость печати более 60 мм/с при наложении на линейных участках, что позволяет обеспечивать оптимальный баланс времени и скорости изготовления деталей;

4) материал должен быть в свободном доступе и прост для приобретения.

С точки зрения классификации все материалы для трехмерной печати разделяются на группы, как по температуре, так и по типу поведения. На Рисунке 4.1 приводится вид пирамиды базовых материалов для 3D печати по технологии FDM.

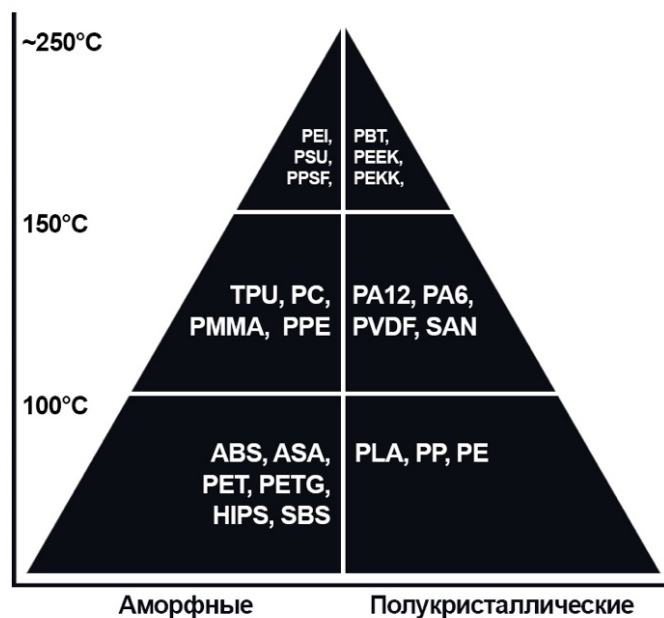


Рисунок 4.1 – Пирамида материалов для FDM 3D принтеров

Таким образом, с учетом температурных допусков и вышеописанных правил выбора материала для исследования рассматривались следующие материалы:

- PLA;
- PETG;
- ABS;
- HIPS;
- ASA;

- PC;
- PA6 (Nylon).

При рассмотрении данных материалов в процессе трехмерной печати по типу их реализации и применению можно выделить три основных подкласса, которые будут определять температурные характеристики, предельные условия эксплуатации, сложность печати (необходимость сушки, учет усадки, применение адгезивных материалов), скорость печати: художественные, инженерные и композитные материалы или филаменты для трехмерной печати.

Особенностями художественных материалов является их скорость печати, простота печати, минимальная усадка, а также стабильный внешний вид и цвет итогового изделия. Наиболее ярким примером такого материала является PLA (модуль Юнга по всем осям более 2000 МПа), однако по характеристикам его прочности можно отметить, что хоть его очень часто используют именно в художественных задачах, но в случае щадящего температурного диапазона при эксплуатации PLA можно смело использовать и как инженерный материал. Инженерными же материалами являются: ABS, HIPS, ASA, PC, PA6 (Nylon). Композитные же материалы имеют в своей основе (матрице) один из вышеперечисленных материалов, однако в процессе производства в филамент добавляется наполнитель в роли которого может выступать стекловолокно, углеволокно и даже древесная стружка или пыль. Рассмотрим краткое описание каждого из рассматриваемого материала с указанием базовых характеристик по эксплуатации.

PLA – полилактид – самый простой материал с точки зрения печати, относится к художественным материалам с предельной температурой эксплуатации 58 градусов. Печать данным материалом выполняется в диапазоне от 190 до 220 градусов Цельсия, при этом подогрев платформы на современных пластинах не обязателен (Bambu Lab SuperTak). Модуль Юнга более 2000 МПа.

PETG – полиэтилентерефталат-гликоль – один из наиболее распространенных материалов с точки зрения универсального использования. Температура эксплуатации до 85 градусов, печать в диапазоне от 220 до 250 градусов Цельсия, подогрев платформы до 75 градусов. Особенностью такого материала также является

его малая инерциальность, что позволяет использовать материал для пар скольжения – шестерней. Модуль Юнга более 1500 МПа.

ABS – акрилонитрилбутадиенстирол – самый первый и один из наиболее распространённых материалов в 3D печати. Температура эксплуатации до 90 градусов Цельсия. Однако данный материал сложен в печати ввиду его усаживания и роста внутренних напряжений. Необходимо использование закрытой камеры с термостатированием или активного подогрева. Модуль Юнга более 1900 МПа.

HIPS – ударопрочный полистирол – используется в 3D печати как материал поддержек для ABS, однако может быть использован и для самостоятельной печати. Преимущества – высокая прочность, малый вес. Более прост в печати, по сравнению с ABS. Печатается в диапазоне температур 220-260 градусов, имеет значительно более малую усадку. Модуль Юнга более 1000 МПа.

ASA – акрилонитрил-стирол-акрилат – достаточно новый вид материала в мире 3D печати. Главное преимущество – малая усадка, высокая стойкость к внешнему воздействию, а также возможность реализации закипания, а следовательно, и малого веса. Основные свойства близки к ABS, планируется, что ASA полностью заменит ABS в ближайшее время. Имеет специфический запах, который более яркий, чем ABS. Модуль Юнга более 2000 МПа.

PC – поликарбонат – обладает превосходными свойствами, высокой прочностью, малым весом, легко обрабатывается. Обладает одним из самых наилучших температурных диапазонов по эксплуатации от -40 до 120 градусов без измерения свойств. Требуется температуры печати до 300 градусов, плохо адгезирует, но все эти недостатки меркнут по сравнению с основными свойствами. Модуль Юнга более 1400 МПа.

PA – полиамид – нейлон – PA6, PA12, PA666 – один из наиболее сложных в печати материалов для 3D принтеров. Невероятно сильно гигроскопичен (быстро впитывает влагу), имеет сильную усадку, печать невозможна без закрытой термостатированной камеры. Температура печати 260-270 градусов, температура стола 110-140 градусов + клей. Однако PA способен дать ряд показателей, которые недоступны для простых материалов – химическая стойкость, когезивность слоев

(прочность слоев одинакова в обоих направлениях), прочность, эластичность, высочайшая прочность на удар, малое скольжение в парах – шестерни из нейлона практически не изнашиваются. Модуль Юнга более 2000 МПа.

При выполнении исследования в роли тестового измерения использовался корпус-обтекатель для антенны типа клевер на частоте 1000 МГц. В Таблице 4.1 приводится сравнительный анализ всех материалов, которые используются при изготовлении обтекателя антенны для последующих измерений [102, 103].

Таблица 4.1 – Характеристики материалов при выполнении печати.

Материал	Цвет	Примеси/ Добавки/ Особенности	Время печати ч:мм	Технологичность	Стоимость \$/кг
Bambu Lab PLA Basic Jade White	Белый	-----	2:58	★	19.99
Bambu Lab PLA Glow	Светло-синий	Фосфор, повышенная абразивность	3:07	★★	24.99
Bambu Lab PLA Sparkle	Crimson Red (Малиновый красный)	Металлический порошок	3:50	★	24.99
Bambu Lab PLA Metal	Кобальтовый синий	Повышенная текучесть	2:57	★	24.99
Bambu Lab PLA Matte	Темно зеленый	Пониженная текучесть	2:55	★	19.99
Bambu Lab PLA Marble	Гранитный	Мелкая каменная крошка, повышенная абразивность	3:50	★★	24.99
Sunlu PLA Wood	Светло коричневый	Деревянный порошок	3:50	★	19.99
Bambu Lab PLA-CF	Royal Blue Королевский синий	Композит, наполнитель углеволокно, повышенная абразивность	3:24	★★	34.99
Bambu Lab PETG-HF	Черный	Добавки для повышения потока	2:59	★	19.99
Bambu Lab PETG Translucent	Тиффани	-----	6:08	★	19.99
Bambu Lab PETG-CF	Оксид титана	Композит, наполнитель углеволокно, повышенная абразивность	3:56	★★★★★	31.99
Kingroon ABS	Черный	-----	3:24	★★★★	11.99
Bambu Lab ABS-GF	Синий	Стекловолокно, повышенная абразивность	3:50	★★★★★	29.99
REC HIPS	Натуральный (молочно-белый)	-----	3:24	★★★★	25.99
Bestfilament HIPS	Черный	-----	4:58	★★★★	18.99
Bestfilament ASA	Натуральный (Желто-белый)	-----	3:50	★★★	42.99
Bambu Lab PC	Прозрачный	-----	3:08	★★★★★	39.99
Filamentarno PA6	Натуральный (белоснежный)	-----	38:10 (10 попыток)	★★★★★★★★	27.99
Bambu Lab ПАHT-CF	Черно-угольный	Композит, наполнитель углеволокно, повышенная абразивность	4:58	★★★★★★★	94.99

Как видно, в списке материалов присутствует широкий список филаментов с добавлением примесей, что приводит к формированию композитных структур, однако в большинстве случаев печать такими материалами является более сложной задачей ввиду большего трения, а также необходимостью дополнительной сушки перед печатью. Если сравнивать базовые материалы с их композитными версиями, то можно отметить следующее:

1) Армирование PETG углеродным волокном привело к ухудшению печатаемости детали, так как значительно падает вязкость материала, а следовательно, возникают разрывы в слоях, что особенно критично при печати нависающих частей;

2) Добавления же углеволокна в структуру матрица РА значительно упростило процесс печати, так как армирующие волокна не давали материалу проявлять эффект усаживания при печати (сдерживали его), что снизило риск отделения детали от стола при печати по сравнению с чистым материалом.

3) В целом для всех композитов можно отметить тот факт, что добавление армирующих частиц снижает усадку материалов, но для печати такими материалами необходимо использовать более стойкие к износу сопла 3D принтеров ввиду роста трения в подающем механизме.

На Рисунке 4.2 приводится вид изготовленных для эксперимента корпусов для антенны клевер.



Рисунок 4.2 – Корпуса, изготовленные методом трехмерной печати

Особенностью приведенных корпусов является то, что они печатаются без поддерживающих структур, поэтому требовалось небольшое сглаживание слоев в верхней части корпуса. Для этого использовались химические и термические методы обработки материалов:

- 1) Для обработки PLA и PETG использовался химический метод на основе  $\text{CH}_2\text{Cl}_2$  (дихлорметана);
- 2) Обработка материалов стироловой группы, как ABS и ASA выполнялась химическим методом с использованием  $\text{C}_3\text{H}_6\text{O}$  (ацетон);
- 3) Для обработки HIPS использовался его основной растворитель – D-лимонен ( $\text{C}_{10}\text{H}_{16}$ ), который позволяет обеспечить наиболее эффективное химическое сглаживание слоев;
- 4) Температурной обработке были подвергнуты нейлон (PA) и поликарбонат (PC).

На основе полученных корпусов выполнялись основные измерения параметров антенны с использованием векторного анализатора цепей Rohde&Schwarz ZNH4 и спектроанализатора и генератора. На Рисунке 4.3 приводится вид процесса измерения характеристик антенны с учетом влияния корпусов, изготовленных аддитивным методом.



а)



б)

Рисунок 4.3 – Процесс измерения характеристик антенны с учетом влияния корпуса: а) измерения векторным анализатором цепей; б) вид антенны с обтекателем

PLA Sparkle

Первым измеренным параметром были зависимости графиков возвратных потерь –  $S_{11}$  параметров для случаев использования разных материалов. Полученные зависимости приводятся на Рисунке 4.4, а также в Таблице 4.2.

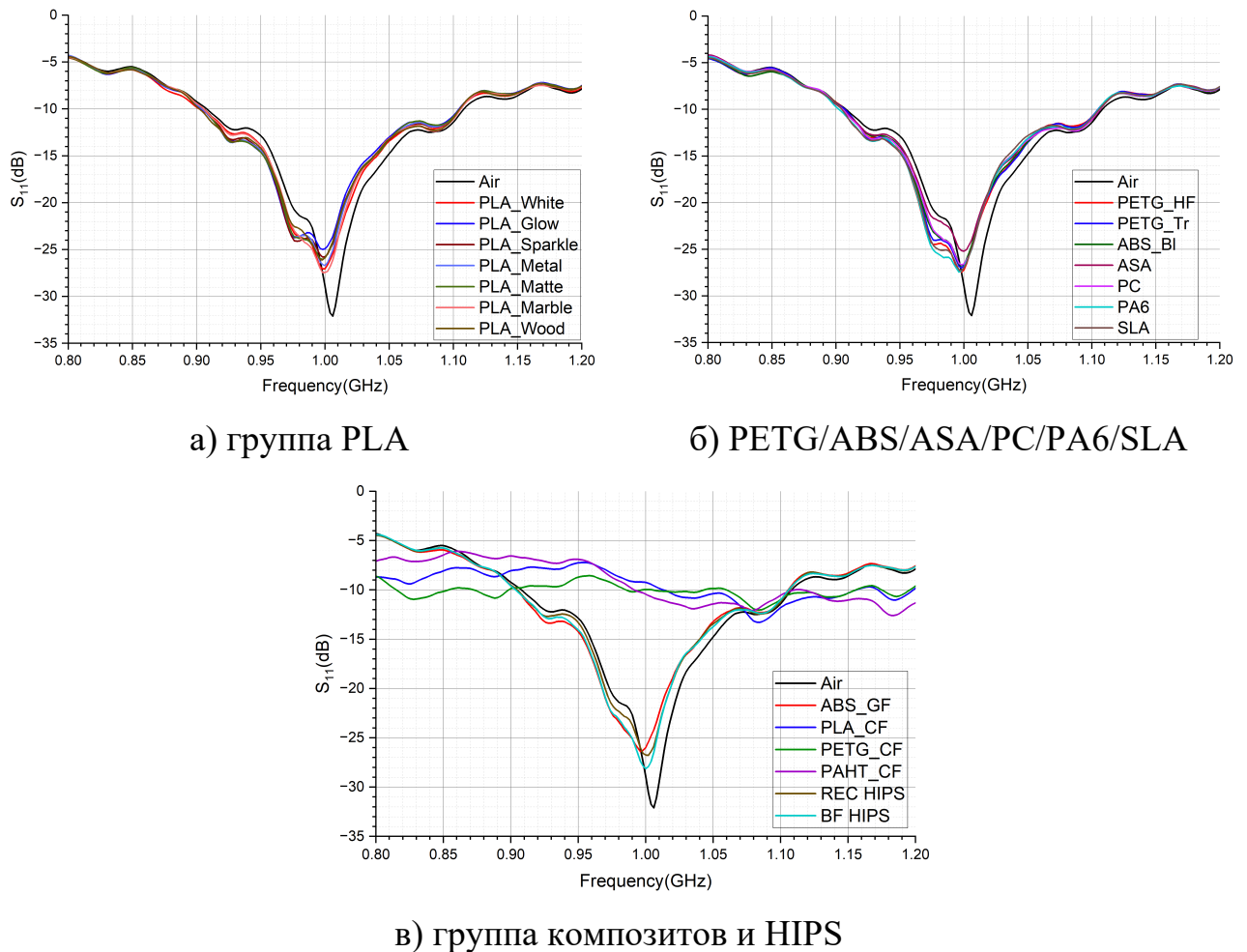


Рисунок 4.4 – Графики  $S_{11}$ -параметров при использовании разных корпусов

Полученные результаты показывают, что использование корпусов, а следовательно, филаментов в ближней зоне поля приводит к ухудшению согласования антенны, при этом особо стоит отметить группу угленаполненных материалов, которые ввиду возникновения проводимости значительно ухудшают характеристики (углеродное волокно является токопроводящим материалом).

Вторым этапом экспериментального исследования было измерение уровня принятого сигнала на анализатор спектра АКИП-4213/1 (9 кГц-5 ГГц), а в роли источника выступал генератор СВЧ АКИП-3209 (возбуждение на частоте 1000 МГц

с уровнем сигнала 0 dBm), нагруженный на антенну Aaronia AG HyperLog 7040. Полученные результаты приводятся на Рисунке 4.5 и в Таблице 4.3.

Таблица 4.2 – Изменение характеристик согласования в зависимости от материала корпуса антенны.

Материал	$S_{11} f=1000 \text{ МГц}$ , дБ	$\Delta f (S_{11}=-10 \text{ дБ})$ , МГц	Изменение $S_{11}$ , дБ	Изменение полосы, МГц
Воздух	-28.91	200	----	----
Bambu Lab PLA Basic Jade White	-27.05	202	1.86	2
Bambu Lab PLA Glow	-24.90	200	4.01	0
Bambu Lab PLA Sparkle	-25.77	198	3.14	-2
Bambu Lab PLA Metal	-26.71	198	2.20	-2
Bambu Lab PLA Matte	-25.89	198	3.02	-2
Bambu Lab PLA Marble	-27.44	198	1.47	-2
Sunlu PLA Wood	-25.84	204	3.07	4
Bambu Lab PETG-HF	-27.21	196	1.70	-4
Bambu Lab PETG Translucent	-26.75	196	2.16	-4
Kingroon ABS	-26.60	198	2.31	-2
Bestfilament ASA	-25.20	200	3.71	0
Bambu Lab PC	-26.56	200	2.35	0
Filamentarno PA6	-26.95	200	1.96	0
Resin SLA	-26.97	200	1.94	0
Bambu Lab ABS-GF	-25.98	200	2.93	0
Bambu Lab PLA-CF	-9.23	---	<b>19.68</b>	---
Bambu Lab PETG-CF	-9.95	---	<b>18.96</b>	---
Bambu Lab PAHT-CF	-10.43	---	<b>18.48</b>	---
REC HIPS	-26.74	202	2.17	2
Bestfilament HIPS	-28.12	200	0.79	0

Полученные результаты позволяют сделать вывод о наиболее оптимальных материалах для изготовления компонентов антенн. Наиболее худшие характеристики показывают материалы, которые имеют в базе стироловую группу – ASA и ABS, а наиболее эффективным материалом является PLA без добавления примесей. Угольное наполнение во всех материалах формирует проводящие области, что нарушает работу устройств СВЧ.

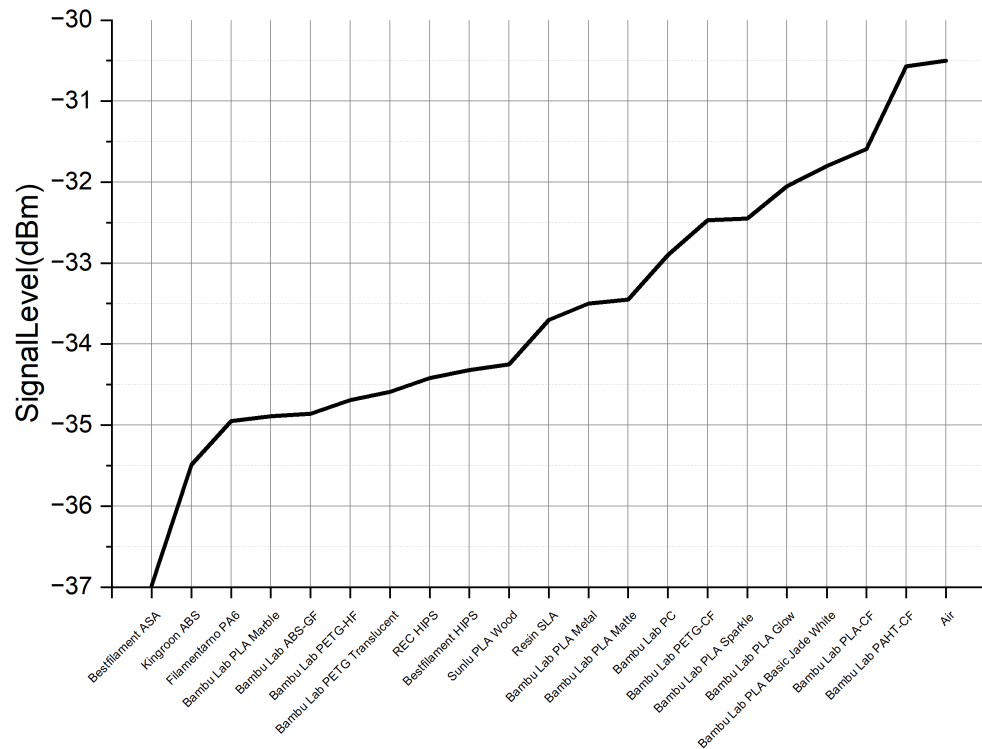


Рисунок 4.5 – Изменение уровня сигнала в зависимости от материала корпуса

Таблица 4.3 – Зависимость уровня сигнала от материала обтекателя.

Материал	Уровень сигнала, dBm	Отклонение уровня от свободного пространства, dBm
Воздух	-30.5	0
Bambu Lab PLA Basic Jade White	-31.8	-1.3
Bambu Lab PLA Glow	-32.05	-1.55
Bambu Lab PLA Sparkle	-32.45	-1.95
Bambu Lab PLA Metal	-33.5	-3
Bambu Lab PLA Matte	-33.45	-2.95
Bambu Lab PLA Marble	-34.89	-4.39
Sunlu PLA Wood	-34.25	-3.75
Bambu Lab PETG-HF	-34.69	-4.19
Bambu Lab PETG Translucent	-34.59	-4.09
Kingroon ABS	-35.49	-4.99
Bestfilament ASA	-36.98	<b>-6.48</b>
Bambu Lab PC	-32.9	-2.4
Filamentarno PA6	-34.95	-4.45
Resin SLA	-33.7	-3.2
Bambu Lab ABS-GF	-34.86	-4.36
Bambu Lab PLA-CF	-31.59	-1.09
Bambu Lab PETG-CF	-32.47	-1.97
Bambu Lab PAHT-CF	-30.57	-0.07
REC HIPS	-34.42	-3.92
Bestfilament HIPS	-34.32	-3.82

Проведенное исследование материалов показало, что при производстве антенны оптимальным выбором с точки зрения минимальных искажений будут материалы PLA (без примесей)  $\rightarrow$  PC  $\rightarrow$  HIPS  $\rightarrow$  PETG  $\rightarrow$  PA6  $\rightarrow$  ABS  $\rightarrow$  ASA. Для изготовления антенны с частотным сканированием будут использоваться 3D печатные компоненты, которые выполнялись из PLA и HIPS, ввиду их доступности и простоты печати. Рассмотрим процесс изготовления компонентов антенной системы с частотным сканированием, при этом использование наполненных материалов вызывает большие искажения, которые сложны в исправлении при решении задач измерения электромагнитного поля [104, 105].

#### 4.2 Изготовление компонентов антенной системы на основе амплитудной отражательной дифракционной решетки

Рассмотрим процесс изготовления компонентов антенны на основе амплитудной отражательной дифракционной решетки. Для изготовления была выбрана конструкция антенной решетки с четырьмя однопроводными линиями и гофрированной подстилающей конструкцией, которая приводится на Рисунке 4.6.

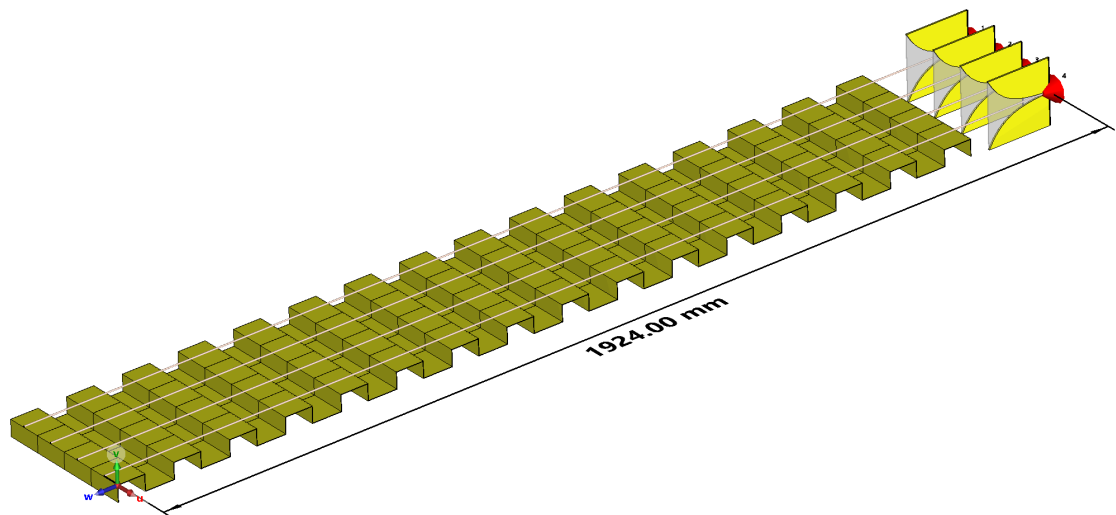


Рисунок 4.6 – Электродинамическая модель антенны, выбранной для измерений (длина штриха 55 мм, угол атаки  $0.1^\circ$ ,  $\zeta=1.538$ )

Полученная антенная система формируется из четырех линий, которые представляют из себя однопроводные линии, антенных элементов Вивальди и

дифракционной решетки. Для изготовления антенны необходимы были следующие (базовые элементы):

1) В роли однопроводных линий выступают коаксиальные кабели RG-402 CF-141-50-FER, который имеет диаметр центрального проводника 0.92 мм, диаметр диэлектрика 2.97 мм (материал PTFE). Остальные слои кабеля – экран, изолятор удаляются. Для изготовления антенны требуется 8 метров кабеля (используется не-большой запас, так как кабель продается по целому количеству метров);

2) Для формирования антенных элементов Вивальди необходимы или листы меди, алюминия толщиной 3 мм, однако для минимизации себестоимости было предложено использовать склеенный текстолит Fr-4 толщиной 1.5 мм за лист, который фрезеруется для получения необходимой формы. С точки зрения фрезерования обработка текстолита значительно проще по сравнению с металлами;

3) Филамент для 3D печати:

3.1) PLA пластик для крепления и установки антенных элементов Вивальди под требуемым углом. Использовался филамент Creality Hyper PLA серый;

3.2) HIPS натуральный для заполнения диэлектрической части антенны Вивальди, а также реализации трубки фиксации и настройки однопроводных линий. Использовался филамент REC HIPS натуральный;

3.3) Материал для корпусирования антенны. Может быть использован любой материал ввиду расположения в задней полусфере. В процессе изготовления был выбран материал BestFilament HIPS черный;

4) Вспененный полиэтилен для формирования амплитудной отражательной дифракционной решетки;

5) Армированный алюминиевый (медный) скотч токопроводящий для покрытия дифракционной решетки – формирование отражательной поверхности;

6) Прочие расходные материалы и компоненты: клей (цианакрилатный), SMA-разъемы, двухсторонний скотч 3М, алюминиевая труба 12x1x2000 мм и другие незначительные расходные материалы.

Процесс изготовления макеты был начат с изготовления основания дифракционной решетки и направляющей для установки антенны. Для реализации

дифракционной решетки был вырезан ее профиль из вспененного полиэтилена, который был в последствии проклеен армированным токопроводящим скотчем. Для удержания антенн, а также для реализации угла атаки был изготовлен держатель антенн на 3D принтере Bambu Lab X1 Carbon. На Рисунке 4.7 приводится вид амплитудной дифракционной решетки с установленным фиксатором антенн (так как вспененный полиэтилен не является химически стойким к клеям материалом, то для крепления использовался двусторонний скотч 3М).



а)



б)

Рисунок 4.7 – Изготовленная дифракционная решетка и держатель антенн (в держателе установлен выполненный аддитивным методом заполнитель раскрыва антенны Вивальди)

Следующим шагом была установка антенных элементов и прокладывание однопроводных линий-излучателей для антенной решетки. Антенные элементы Вивальди как уже было описано ранее выполнялись из двухстороннего текстолита F4 толщиной 1.5 мм, который склеивался между собой герметиком, а внутреннее заполнение выполнялось аддитивным методом из натурального полистирола (HIPS), что позволило сформировать максимально прочную деталь, а также сформировать канал для кабеля без слоя экрана и изолятора. Полученная конструкция показана на Рисунке 4.8. Для крепления однопроводных линий использовались полистироловые трубки (выполненные также аддитивным методом), которые

крепились на деревянных стойках (могут быть заменены на пластиковые), что позволило обеспечить точную настройку высоты благодаря простоте обработки.



а)



б)

Рисунок 4.8 – Антенная система с установленными однопроводными линиями и антенными элементами Вивальди

Полученная конструкция требует решения двух основных проблем – обеспечение жесткости дифракционной решетки (чтобы она не прогибалась под весом) и обеспечение натяжения однопроводных линий. Для этого было предложено решение на основе в виде корпуса, который собирался на направляющих, которые изготавливались из алюминиевых труб. Полная длина корпуса антенны была выбрана 2000 мм (2 м), при печати корпуса использовался материал HIPS ввиду его большого количества в наличии, а также высокой прочности и малого веса. Корпус печатался на Picaso Designer XL S2 частями по 500 мм, время печати одного элемента корпуса 55 часов. На Рисунке 4.9 приводится процесс изготовления корпуса и его сборка.



а)



б)

Рисунок 4.9 – Процесс изготовления корпуса антенны: а) печать части; б) сборка по направляющим

Помимо печати основного корпуса были также изготовлены боковые стенки. Стенка со стороны антенн имела прорезы для продевания кабелей до системы делителя (кабель RG-402 для унификации конструкции и для минимизации потерь), а на обратной стороне была реализована система натяжения кабелей через напечатанную втулку из PA12, которая вкручивалась в резьбовую гайку, также выполненную аддитивным методом. На Рисунке 4.10 приводится вид изготовленного макета антенны с натянутыми линиями и установленным корпусом.

Полученный макет обладает высокой прочностью и технологичностью конструкции благодаря используемым в процессе производства решениям. Сформированный корпус обладает малым весом, при этом обеспечивает надежную фиксацию антенной системы. Для реализации системы питания антенны был также изготовлен делитель, который рассматривался в п. 2.3.3.



а)

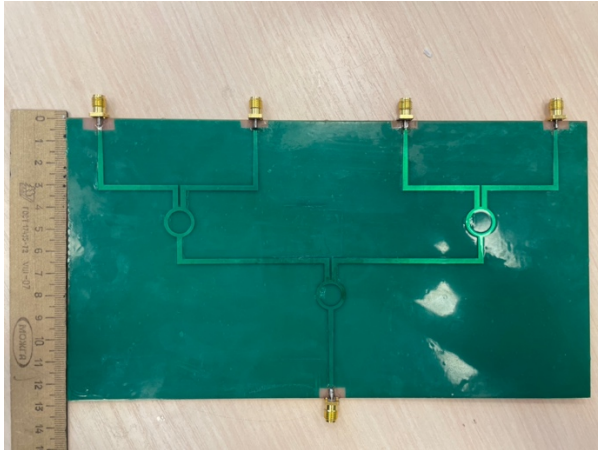


б)

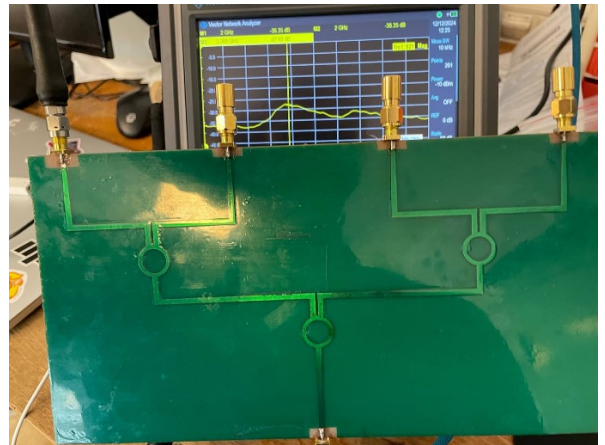
Рисунок 4.10 – Изготовленный макет антенны на основе амплитудной отражательной дифракционной решетки

Для изготовления делителя мощности использовался двусторонний фольгированный стеклотекстолит Fr-4 (1 мм) на котором формировался рисунок методом лазерного засвечивания фоторезиста, что позволяет обеспечить максимальную точность изготовления делителя. Контур делителя формировался путем фрезерования из большого листа стеклотекстолита. На Рисунке 4.11 приводится вид делителя, а также его основные характеристики, которые измерялись с использованием

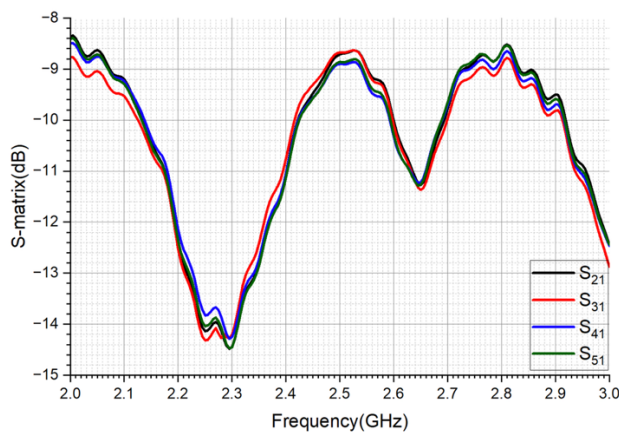
векторного анализатора цепей Rohde&Schwarz ZNH4 (оставшиеся порты нагружались на 50 Ом).



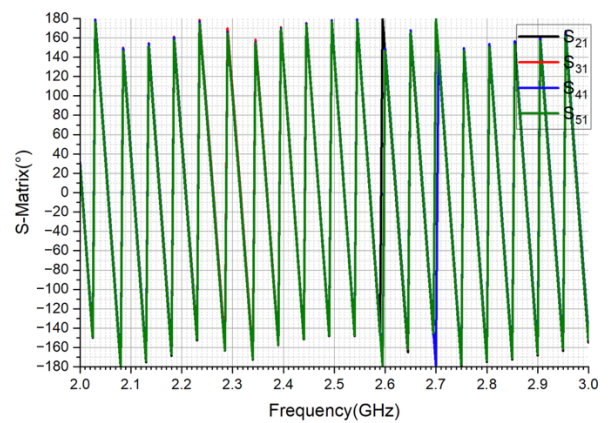
а)



б)



в)



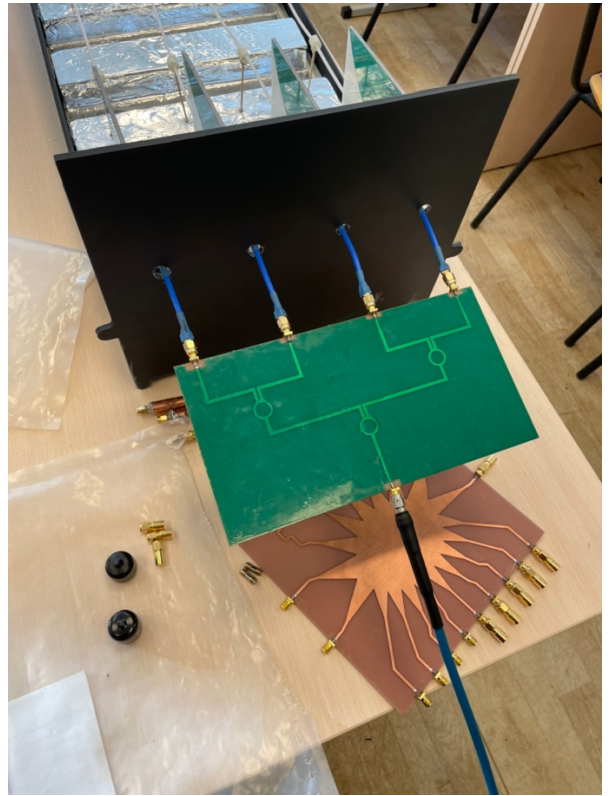
г)

Рисунок 4.11 – Изготовленный делитель для запитывания антенны: а) вид делителя; б) измерения делителя векторным анализатором цепей; в) значения уровня S-параметров; г) фазы S-параметров

Таким образом, был получен делитель, который обеспечивает равноамплитудное и синфазное запитывание антенных линий при реализации излучения на частоте 2.4 ГГц. Итоговый макет антенны с частотным сканированием на основе амплитудной отражательной дифракционной решетки приводится на Рисунке 4.12.



а)



б)

Рисунок 4.12 – Итоговый макет антенны с делителем для реализации питания антенной решетки

Для разработанного и собранного макета выполнялся цикл измерения основных характеристик – юстировки излучения главного лепестка, характеристик согласования, измерения диаграммы направленности, измерения углов частотного сканирования. Рассмотрим цикл и процесс измерений для разработанной антенной системы.

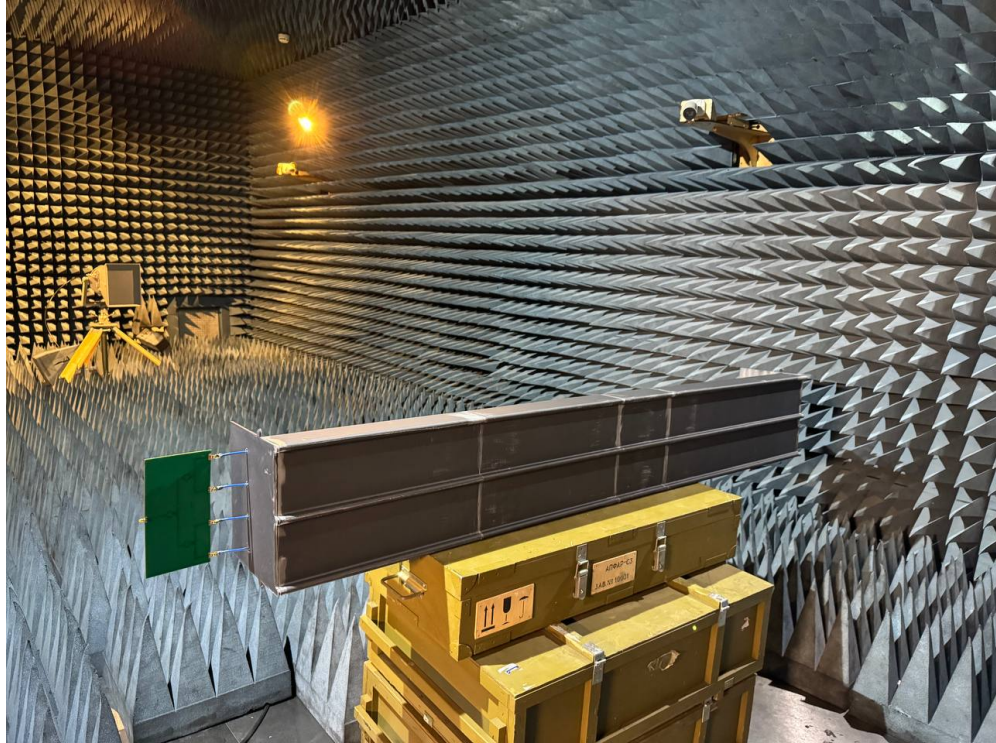
#### 4.3 Измерение характеристик макета антенны с частотным сканированием на основе амплитудной дифракционной решетки

Процесс измерения антенны выполнялся с использованием полного спектра оборудования:

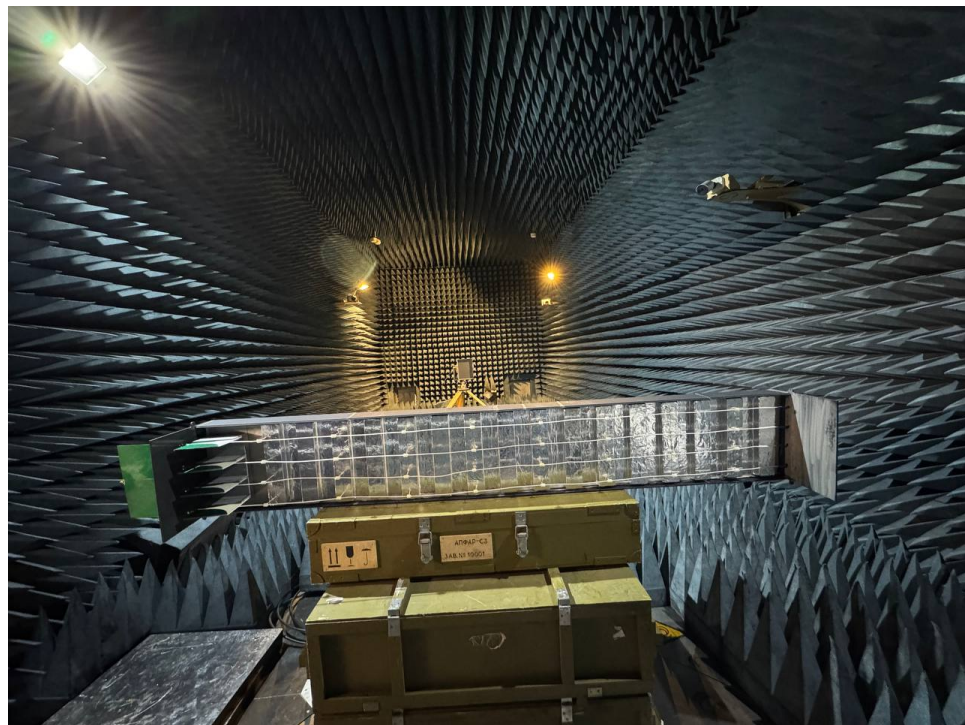
- 1) Векторного анализатора цепей Rohde&Schwarz ZNH4 с комплектом калибровки FSH-Z28;
- 2) Генератором сигналов АКИП-3209;

3) Анализатором спектра АКИП-4213/1.

Первым этапом измерений выполнялась юстировка антенны для достижения максимума излучения в ортогональном направлении на частоте 2400 МГц. Процесс юстировки приводится на Рисунке 4.13.



а)



б)

Рисунок 4.13 – Процесс юстировки антенной системы

При выполнении юстировки антенной системы на антенну подавался ВЧ сигнал с частотой 2400 МГц, который принимался на антенну Aaronia AG HyperLOG 7040, подключенную к анализатору спектра. Для достижения максимального уровня сигнала на частоте 2400 МГц при ортогональном излучении потребовалось опустить излучающие линии на 2 мм вниз (приблизить к дифракционной решетке), при этом в процессе юстировки было замечено, что антенная система обладает узким лепестком, что упростило процесс поиска пика излучения.

Следующим шагом измерялась величина  $S_{11}$ -параметров (возвратных потерь) для антенны с подключенным делителем и сравнение с результатами моделирования в DS CST Studio Suite 2025. Результаты приводятся на Рисунке 4.14.

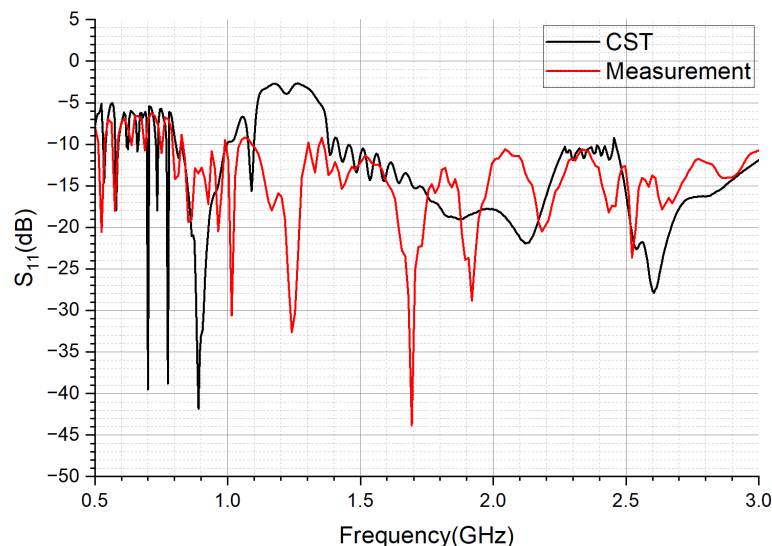


Рисунок 4.14 – Результаты измерений возвратных потерь для антенны с частотным сканированием

Полученные результаты показывают, что разработанная антенна обладает высоким согласованием в целевом диапазоне частот от 1500 до 2400 МГц (уровень  $S_{11} < -10$  дБ, уровень КСВН менее 2). Достигнутый уровень согласования позволяет сделать вывод, что разработанная антенна обладает широким диапазоном рабочих частот, что особенно важно для антенн с частотным сканированием. Следующим этапом измерений были измерения диаграммы направленности антенны. В процессе измерения диаграммы направленности к антенне подключался генератор на частоте 2400 МГц с уровнем 0 dBm, после чего вокруг антенны был сделан полный

круг с анализатором спектра при измерении сигнала. Расстояние между источником и приемником составляла 15 метров. Результаты измерений приводится на Рисунке 4.15.

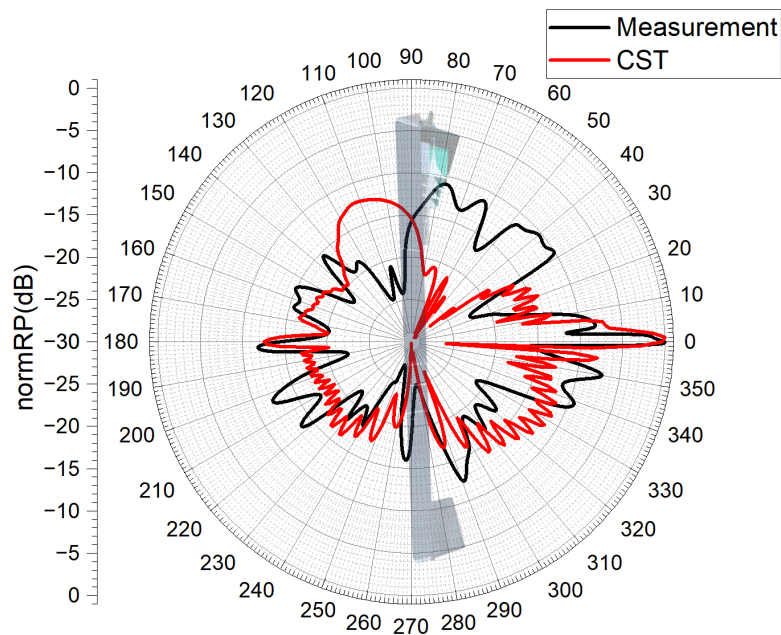


Рисунок 4.15 – Диаграмма направленности антенны на частоту 2.4 ГГц

Полученные результаты показывают, что форма диаграммы направленности, полученная при измерении, максимально близка к результатам измерения. Изготовленная антенна также имеет максимально узкий луч, который ориентирован ортогонально, что было получено в процессе юстировки антенны. Таким образом, было получено, что разработанная антенна позволяет формировать направленный и узкий луч с малым уровнем боковых лепестков. Проведя анализ диаграммы направленности, рассмотрим реализацию частотного сканирования предложенной конструкции антенны на основе амплитудной дифракционной решетки. На Рисунке 4.16 приводится вид основных характеристик частотного сканирования (измерялся угол направления луча), а также вид проводимого испытания.

Отметим то, как выполнялись измерения. При измерении на генераторе была настроена частота от 1500 до 2400 МГц и уровень сигнала 20 dBm, после чего выполнялись измерения с поиском максимума. После этого генератор выключался и включался заново и измерения повторялись. Для каждой частоты выполнялось 10 измерений, поэтому на графике результатов измерений существуют отклонения от

единой точки, которые могут быть вызваны погрешностью позиционирования при измерениях – Рисунок 4.16.

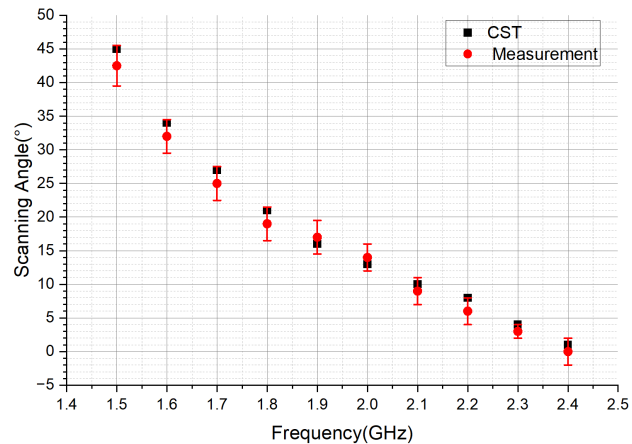


Рисунок 4.16 – Результаты измерений углов частотного сканирования

Полученные результаты показывают, что разработанная антенна позволяет осуществить частотное сканирование, при этом нахождение пика излучения не отличается от значений моделирования на уровень более чем  $2.5^\circ$ , при этом ошибка увеличивается при максимальном отклонении лепестка от ортогонального излучения на частоте 1500 МГц. Полученные результаты показывают, что использование амплитудной дифракционной решетки для реализации антенной системы позволяет получить высоконаправленную антенну с возможностью частотного сканирования.

## Заключение

В рамках диссертации были разработаны и исследованы конструкции антенн с частотным сканированием для реализации антенных систем радиолокационных станций, предназначенных для обнаружения малых высокомобильных роботизированных комплексов (БПЛА). Разработанные антенны реализуются на основе принципов поведения электромагнитных волн при дифракции на отражательных решетках. Особенности предлагаемых конструкций является простота реализации, а также возможность обеспечения отклонения главного лепестка антенны без использования фазовращателей.

Основные результаты могут быть сформулированы в виде пунктов:

1. Проведен анализ конструкции антенной системы на основе амплитудной отражательной дифракционной решетки, которая обеспечивает реализацию частотного сканирования. В роли линий возбуждения были выбраны однопроводные длинные линии, которые обеспечили эффективное излучение электромагнитных волн. Были исследованы все основные характеристики антенной системы, а также выбраны оптимальные конструкционные решения для достижения максимальных характеристик антенны. Показаны методы реализации направленного излучения на целевой частоте путем варьирования характеристик дифракционной решетки и варьирования расстояния между антенной и однопроводной линией. Продемонстрирован эффект возникновения области замедления волн, а также влияние данного эффекта на углы сканирования волн;

2. Разработаны и исследованы конструкции антенн на основе дифракционной отражательной рельефно-фазовой решетки эшелетт. Были получены основные характеристики антенны, продемонстрированы возможности реализации линий питания на основе диско-стержневой структуры и линии эшелетт. Продемонстрированы основные характеристики антенны, а также влияние коэффициента замедления на формируемые лучи антенной;

3. Проведены исследования антенных систем с частотным сканированием, интегрированных с системами диаграммообразования на основе апланатической линзы и двухслойной линзы Люнеберга. Полученные антенны демонстрируют

возможность реализации гибридного сканирования с использованием системы диаграммообразования. В таком случае антенна обеспечивает частотное сканирование на основе своей конструкции, а электронное (коммутационное) на основе системы диаграммообразования. На основании таких конструкций были сформированы антенные системы с широкими углами сканирования;

4. Были проведены натурные эксперименты макета антенны с частотным сканированием на основе амплитудной отражательной дифракционной решетки. В процессе изготовления широко использовались аддитивные технологии, поэтому было проведено исследование влияния материалов аддитивного изготовления. Для изготовленного макета антенны был также сформирован делитель мощности на основе схемы Уилкинсона. У полученного макета были измерены основные характеристики – согласование, диаграмма направленности, углы частотного сканирования.

Перспективы дальнейшей разработки темы диссертации автор видит в улучшении характеристик систем диаграммообразования, повышению направленных свойств антенн, оптимизации конструкции с целью уменьшения эффекта ослепления антенн при ортогональном излучении. Применение предлагаемых конструкций позволяет реализовать высокоэффективные, дешевые и надежные антенные системы для обнаружения высококомобильных роботизированных комплексов.

### Список сокращений и условных обозначений

5G – системы пятого поколения

5G mmWave – системы пятого поколения миллиметрового диапазона волн

АБВ – антенна бегущей волны

АР – антенная решетка

АФР – амплитудно-фазовое распределение

БПЛА – беспилотный летательный аппарат

ДОР – диаграмма обратного рассеяния

ДОУ – диаграммообразующее устройство

ИС – интегральная схема

КНД – коэффициент направленного действия

КПД – коэффициент полезного действия

МКИ – метод конечных элементов (метод Вейланда)

РЛС – радиолокационная станция

СШП (UWB) – сверхширокополосная система связи

СЭ – сосредоточенный элемент (Lumped Element)

УБЛ – уровень боковых лепестков

ФАР – фазированная антенная решетка

ЭМВ – электромагнитные волны

ЭМП – электромагнитное поле

ЭПР – эффективная площадь рассеяния

FDM – fused deposition modeling – трехмерная печать путем последующего наложения слоя на слой филамента (выполненного, как правило, в роли проволоки 1.75 или 2.85 мм)

ПЕС – perfect electrical conductor – идеальный проводник

PTFE – фторопласт

### Список литературы

1. W L Maxon Corporation. Multidirectional Beam Scanning Antenna Array: Third Interim Report. Report No. 4071-3. August 1959 Through October 1959 / W L Maxon Corporation. – Literary Licensing, LLC, 2013. – 60 p.
2. Mailloux R. Phased Array Antenna Handbook / Robert Mailloux. – 3rd ed. – Boston: Artech House, 2017. – 506 p.
3. Hirsch H. L. Practical Simulation of Radar Antennas and Radomes / Herbert L. Hirsch. – Boston: Artech House, 1988. – 302 p.
4. Chen S.-P., Schmiedel H. RF Antenna Beam Forming: Focusing and Steering in Near and Far Field / Shun-Ping Chen, Heinz Schmiedel. – Cham: Springer, 2024. – 134 p. – DOI: <https://doi.org/10.1007/978-3-031-67081-7>.
5. Oliveira M. T. de, Miranda R. K., Costa J. P. C. L. da, Almeida A. L. F. de, Sousa R. T. de. Low Cost Antenna Array Based Drone Tracking Device for Outdoor Environments // Wireless Communications and Mobile Computing. – 2019. – Article ID 5437908. – 14 p. – DOI: <https://doi.org/10.1155/2019/5437908>.
6. Poisel R. A. Antenna Systems and Electronic Warfare Applications / Richard A. Poisel. – Hoboken: Wiley–IEEE Press, 2023. – 957 p. – DOI: <https://doi.org/10.1002/9781119883042>.
7. Yahya R., Sidiropoulos N. D. Joint Estimation of Angle and Delay of Radio Wave Arrival Under Multipath Conditions // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2017. – Vol. 65, No. 20. – P. 5240–5253. – DOI: <https://doi.org/10.1109/TSP.2017.2733543>.
8. Liu X., Huang Y., Wang H., Wu C., Fang J. A Compact UAV-Borne Multi-Mode Direction-Finding Antenna Array // 2023 IEEE Int. Symp. on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (USNC-URSI). – 2023. – P. 1133–1134. – DOI: <https://doi.org/10.1109/USNC-URSI54151.2023.10360236>.
9. Lindberg E. C., Hamilton M. C. Wideband Direction-of-Arrival Estimation Using an Acoustic Vector Sensor // IEEE Journal of Oceanic Engineering. – 2016. – Vol. 41, No. 4. – P. 831–842. – DOI: <https://doi.org/10.1109/JOE.2016.2549882>.

10. Sharma V., Sharma B., Saxena V. K., Sharma K. B., Bhatnagar D. Modified rectangular patch antenna with air-gap for improved bandwidth // 2008 International Conference on Recent Advances in Microwave Theory and Applications (AMTA). – Jaipur, India, 2008. – P. 227–229. – DOI: 10.1109/AMTA.2008.4763098.
11. Seyfi M., Keyani M. R., Hashemi S. M. Broadband Direction Finding Using a Compact Six-Antenna Array // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2020. – Vol. 68, No. 11. – P. 7657–7666. – DOI: <https://doi.org/10.1109/TAP.2020.3013616>.
12. Liu X.-Y., Wang X., Luo Y.-X., Wang S.-X., Jiang B. Wideband Direction-of-Arrival Estimation Algorithm Based on Sparse Representation // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2017. – Vol. 65, No. 9. – P. 4727–4732. – DOI: <https://doi.org/10.1109/TAP.2017.2712973>.
13. Naik S. S., Shet G. Design and Simulation of Conventional and U-Slot Circular Microstrip Patch Antenna with and Without Air Gap for LTE Application // 2018 2nd International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICOEI). – Tirunelveli, India, 2018. – P. 126–131. – DOI: 10.1109/ICOEI.2018.8553685.
14. Coppens D., Shahid A., Lemey S., Van Herbruggen B., Marshall C., De Poorter E. An Overview of UWB Standards and Organizations (IEEE 802.15.4, FiRa, Apple): Interoperability Aspects and Future Research Directions // IEEE Access. – 2022. – Vol. 10. – P. 70219–70241. – DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3187410.
15. Dilli R. Analysis of 5G Wireless Systems in FR1 and FR2 Frequency Bands // 2020 2nd International Conference on Innovative Mechanisms for Industry Applications (ICIMIA). – Bangalore, India, 2020. – P. 767–772. – DOI: 10.1109/ICIMIA48430.2020.9074973.
16. Keysight. Основы измерения диэлектрических свойств материалов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://kt-spegroup.ru/stati/Основы%20измерения%20диэлектрических%20свойств%20материалов.pdf> (дата обращения: 11.08.2025).
17. High Frequency Electronics Product Selector Guide [Электронный ресурс]. – Rogers Corporation. – Режим доступа: <https://www.rogerscorp.com/-/media/project/rogerscorp/documents/advanced-electronics-solutions/english/product-selection->

guides/high-frequency-electronics-product-selector-guide.pdf (дата обращения: 11.08.2025).

18. Bib K. Triangular Antenna Arrays for HF // *Antennas and Propagation*, 4-7 April 1995. – Conference Publication No. 407. – University of Massachusetts Lowell, Center for Atmospheric Research, USA, 1995. – P. 204–207.

19. Dawood H. S., El-Khobby H. A., Elnaby M. M. A., Hussein A. H. Optimized VAA Based Synthesis of Elliptical Cylindrical Antenna Array for SLL Reduction and Beam Thinning Using Minimum Number of Elements // *IEEE Access*. – 2021. – Vol. 9. – P. 50949–50960. – DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3069795.

20. Encino K., Panduro M. A., Reyna A., Covarrubias D. H. Novel Design Techniques for the Fermat Spiral in Antenna Arrays, for Maximum SLL Reduction // *Micromachines*. – 2022. – Vol. 13, No. 11. – Article 2000. – DOI: <https://doi.org/10.3390/mi13112000>.

21. Viganó M. C., Toso G., Caille G., Mangenot C., Lager I. E. Sunflower Array Antenna with Adjustable Density Taper // *International Journal of Antennas and Propagation*. – 2009. – Article ID 624035. – 10 p. – DOI: 10.1155/2009/624035.

22. Maltsev A., Sadri A., Pudeyev A., Bolotin I. Highly Directional Steerable Antennas: High-Gain Antennas Supporting User Mobility or Beam Switching for Reconfigurable Backhauling // *IEEE Vehicular Technology Magazine*. – 2016. – Vol. 11, No. 1. – P. 32–39. – DOI: 10.1109/MVT.2015.2508318.

23. Hu Y., Hong W., Yu C., Yu Y., Zhang H., Yu Z., Zhang N. A Digital Multibeam Array With Wide Scanning Angle and Enhanced Beam Gain for Millimeter-Wave Massive MIMO Applications // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 2018. – Vol. 66, No. 11. – P. 5827–5837. – DOI: 10.1109/TAP.2018.2869200.

24. Boskovic N. M., Jokanovic B. S., Nesic A. D. Compact frequency scanning antenna array with SRR phase shifters // 2013 11th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSIKS). – 2013. – Vol. 2. – P. 437–439. – DOI: 10.1109/TELSIKS.2013.6704415.

25. Uddin N., Afzaal A., Tahir M., Hafeez N. Electronic beam scanning for radar applications // 2011 International Conference on High Capacity Optical Networks and

Enabling Technologies (HONET). – 2011. – P. 83–87. – DOI: 10.1109/HONET.2011.6149769.

26. Xiao Y., He L., Wei X. Dual-Band Dual-Circularly Polarized Shared-Aperture Phased Array for S-/C-Band Satellite Communications // *Electronics*. – 2025. – Vol. 14, No. 2. – Article 387. – DOI: 10.3390/electronics14020387.

27. Ji B., Yang G. Wide-Angle Scanning Phased Array Antenna // 2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, Atlanta, GA, USA. – 2019. – P. 2065–2066. – DOI: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2019.8889234.

28. Kamranishfaq M., Babale S. A., Chattha H. T., Himdi M., Raza A., et al. Compact Wide-Angle Scanning Multibeam Antenna Array for V2X Communications // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. – 2021. – Vol. 19, No. 1. – P. 1. – DOI: 10.1109/LAWP.2021.3100349.

29. Li Y., Xue Q., Yung E. K.-N., Long Y. A Fixed-Frequency Beam-Scanning Microstrip Leaky Wave Antenna Array // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. – 2007. – Vol. 6. – P. 616–618. – DOI: 10.1109/LAWP.2007.913271.

30. Lian J.-W., Ban Y.-L., Yang Q.-L., Fu B., Yu Z.-F., Sun L.-K. Planar Millimeter-Wave 2-D Beam-Scanning Multibeam Array Antenna Fed by Compact SIW Beam-Forming Network // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 2018. – Vol. 66, No. 3. – P. 1299–1310. – DOI: 10.1109/TAP.2018.2797873.

31. Li W.-Y., Chung W., Chou J.-H. Highly-Integrated Wideband 28 GHz and 39 GHz Array Antennas for 5G Mobile Phone Applications // 2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting, Montreal, QC, Canada. – 2020. – P. 1581–1582. – DOI: 10.1109/IEEECONF35879.2020.9330360.

32. Liu H., Liu J., Huang J., Han C., Chen B., Liu Y., Xiang Y. A Wide-Band Low-Profile Antenna for a High-Integration Phased Array System // *Sensors*. – 2024. – Vol. 24, No. 11. – Article 3295. – DOI: 10.3390/s24113295.

33. Yang G., Li J., Wei D., Xu R. Study on Wide-Angle Scanning Linear Phased Array Antenna // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 2018. – Vol. 66, No. 1. – P. 450–455. – DOI: 10.1109/TAP.2017.2761999.
34. Ren Y.-J., Zhang Y. Ultra-lightweight dual-polarized X-band array antenna for airborne weather radar applications // *Microwave and Optical Technology Letters*. – 2009. – Vol. 51, No. 6. – P. 1324–1326. – DOI: 10.1002/mop.24323.
35. Ястребцова О. И. Условия отсутствия «ослепления» у микрополосковых антенных решеток // *Труды МАИ*. – Вып. 97. – 2017. – 15 с.
36. Benkalfate C., Ouslimani A., Kasbari A.-E., Feham M., Delacressonniere B. A New Dual Port Antenna Structure for RF Energy Harvesting Feeding 360° Scan Aperture Sensor // *2021 IEEE International Conference on Antenna Measurements and Applications (CAMA)*. – 2021. – P. 331–336. – DOI: 10.1109/CAMA49227.2021.9703562.
37. Yang Q., Gao S., Li H., Luo Q., Wen L., Ren X., Kong D., Liu W., Wu J. Differentially-Fed Dual-Polarized 2D Multibeam Antenna Array for Millimeter-Wave Applications // *Proceedings of the 2020 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*. – 2020. – P. 1–3. – DOI: 10.1109/ICMMT49418.2020.9386279.
38. Zhang J., Geng J., Zhou H., Ren C., Wang K., Yang S., Gao W., Liu E., Cheng X., He C., Liang X., Jin R. Dual-Port Phase Antenna and Its Application in 1-D Arrays to 2-D Scanning // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 2021. – Vol. 69, no. 11. – P. 7508–7520. – DOI: 10.1109/TAP.2021.3076558.
39. Vo Dai T. K., Nguyen T., Kilic O. A compact microstrip Rotman lens design // *2017 United States National Committee of URSI National Radio Science Meeting (USNC-URSI NRSM)*. – Boulder, CO, USA, 2017. – P. 1–2. – DOI: 10.1109/USNC-URSI-NRSM.2017.7878311.
40. Kamalzadeh S., Soleimani M. Multibeam SIW leaky-wave antenna with beam scanning capability in two dimensions // *Electronics*. – 2022. – Vol. 11, no. 15. – P. 2315. – DOI: 10.3390/electronics11152315.
41. Lin Y.-Y. A real-time/low-cost DOA estimation system based on Rotman lens array antenna // *2016 IEEE 5th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation*

(APCAP). – Kaohsiung, Taiwan, 2016. – P. 81–82. – DOI: 10.1109/APCAP.2016.7843109.

42. Rajabalian M. An implemented non-focal Rotman Lens // 2015 European Radar Conference (EuRAD). – Paris, France, 2015. – P. 393–396. – DOI: 10.1109/EuRAD.2015.7346320.

43. M. P. Mohan. A 30 GHz SIW based 4×4 Butler Matrix // 2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting. – Montreal, QC, Canada, 2020. – P. 429–430. – DOI: 10.1109/IEEECONF35879.2020.9330247.

44. S. H. Mohd. Beamforming Networks Using Cascaded Butler Matrices // Proceedings of the 2007 IEEE Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics (APACE 2007). – 2007. – P. 1–4.

45. La T. V. Design of medium-size dielectric bifocal lenses for wide-angle beam scanning antennas / T. V. La, N. T. Nguyen, M. Casaletti, R. Sauleau // Proceedings of the 2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP). – Prague, Czech Republic, 2012. – P. 3287–3291.

46. Li X. Additively-Manufactured Broadband Metamaterial-Based Luneburg Lens for Flexible Beam Scanning / X. Li, R. Feng, Q. Tan, J. Yi, S. Wang, F. He, S. N. Burokur // Materials. – 2024. – Vol. 17, № 12. – P. 2847.

47. Wang H.-F. Beam Scanning Lens Antenna Based on Elliptic Rotating Phase Distribution Lens / H.-F. Wang, Z.-B. Wang, Z.-H. Wu, Y.-R. Zhang // 2019 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS), Guangzhou, China. – 2019. – P. 1–3.

48. Gharbieh S. Reconfigurable intelligent surface design using PIN diodes via rotation technique — Proof of concept / S. Gharbieh, R. D. Errico, A. Clemente // EuCAP 2023 — 17th European Conference on Antennas and Propagation, Florence, Italy. — Mar. 2023.

49. Abbasi M. I. Development of a Pin Diode-Based Beam-Switching Single-Layer Reflectarray Antenna / M. I. Abbasi, M. Y. Ismail, M. R. Kamarudin // International Journal of Antennas and Propagation. — 2020. — Vol. 2020. — Article ID 8891759. — 9 p. <https://doi.org/10.1155/2020/8891759>.

50. Musa U. Investigation of the nonlinearity of PIN diode on frequency reconfigurable patch antenna / U. Musa, S. M. Shah, H. A. Majid, I. A. Mahadi, K. A. R. Mohamad, M. S. Yahya, Z. Z. Abidin // J. Eng. — 2023. — Article e12308. <https://doi.org/10.1049/tje2.12308>.

51. Han L. Design of Frequency- and Pattern-Reconfigurable Wideband Slot Antenna / L. Han, C. Wang, W. Zhang, R. Ma, Q. Zeng // Int. J. Antennas Propag. — 2018. — Article ID 3678018. — 7 p. <https://doi.org/10.1155/2018/3678018>.

52. Schafer J. Tx front end concept for FMCW radar with frequency scanning antenna at 240 GHz / J. Schafer, D. Müller, T. Zwick, G. Eren, I. Kallfass // 2018 International Workshop on Antenna Technology (iWAT). — Nanjing, China, 2018. — P. 1–4. doi: 10.1109/IWAT.2018.8379136.

53. Chung M.-A. A Wide Bandwidth Vivaldi Antenna Suitable for 5G/6G Communication Utilizing a CMOS 0.18  $\mu\text{m}$  Process / M.-A. Chung, C.-W. Ting, K.-C. Tseng // Telecom. — 2024. — Vol. 5, № 2. — P. 400–415. doi: 10.3390/telecom5020020.

54. You C. J. Frequency Continuously Tunable Patch-Slot Antenna With Wide-Angle Discrete Scanning and Optional Backward Radiation / C. J. You, P. K. Li, D. Dan Yang, C. Yao, S. H. Liu, G. Yin // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. — 2021. — Vol. 20, № 4. — P. 607–611. doi: 10.1109/LAWP.2021.3058973.

55. Pan M. MIMO High Frequency Surface Wave Radar Using Sparse Frequency FMCW Signals / M. Pan, B. Chen // International Journal of Antennas and Propagation. — 2017. — Article ID 7514916, 16 pages. doi: 10.1155/2017/7514916.

56. Lee H.-C. Collision-avoidance radar-system antenna for a smart UAV / H.-C. Lee, I.-K. Kim, T.-Y. Yun // Microwave and Optical Technology Letters. — 2005. — Vol. 44. — P. 498–501. doi: 10.1002/mop.20678.

57. Feng P.-Y. Wideband mechanical scanning lens antenna at Ku-band / P.-Y. Feng, S.-W. Qu, S. Yang // Proceedings of the 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Paris, France. — 2017. — P. 1076–1078. doi: 10.23919/EuCAP.2017.7928295.

58. Sugimoto Y. Mechanical/electrical hybrid two-dimensional beam scanning cylindrical dielectric lens antenna fed by a phased array primary radiator / Y. Sugimoto,

K. Sakakibara, T. Hung Nguyen, T. Narita, N. Kikuma // IEEE Access. — 2025. — Vol. 13. — P. 6977–6987. doi: 10.1109/ACCESS.2024.3525265.

59. Wang J. Wide-angle frequency beam scanning antenna based on the higher-order modes of spoof surface plasmon polariton / J. Wang, L. Zhao, Z.-C. Hao, T. J. Cui // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. — 2020. — Vol. 68, no. 11. — P. 7652–7657. doi: 10.1109/TAP.2020.2993325.

60. Wang J. A wideband frequency beam scanning antenna based on the spoof surface plasmon polaritons / J. Wang, Z.-C. Hao, L. Zhao // 2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting. — Atlanta, GA, USA, 2019. — P. 141–142. doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2019.8888912.

61. Li Q. Wide-angle frequent scanning metamaterial leaky wave antenna array for automotive radars / Q. Li, Y. Zhang, C.-T. Michael Wu // 2018 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). — Chengdu, China, 2018. — P. 1–3. doi: 10.1109/ICMMT.2018.8563472.

62. Lv X. A circularly polarized frequency beam-scanning antenna fed by a microstrip spoof SPP transmission line / X. Lv, W. Cao, Z. Zeng, S. Shi // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. — 2018. — Vol. 17, № 7. — P. 1329–1333. doi: 10.1109/LAWP.2018.2844288.

63. Ranjbar Naeini M. Travelling-wave Ka-band frequency scanning antennas for millimeter-wave imaging applications / M. Ranjbar Naeini, M. Fakharzadeh, F. Farzaneh // Proceedings of the 8th International Symposium on Telecommunications (IST), Tehran, Iran. — 2016. — P. 591–595. doi: 10.1109/ISTEL.2016.7881890.

64. Vázquez C. Near field characterization of an imaging system based on a frequency scanning antenna array / C. Vázquez, C. García, Y. Álvarez, S. Ver-Hoeye, F. Las-Heras // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. — 2013. — Vol. 61, № 5. — P. 2874–2879. doi: 10.1109/TAP.2013.2244834.

65. Shekhar S. Leaky-wave antenna with arbitrary scan in the frequency band / S. Shekhar, A. Abbaspour-Tamijani // Microw. Opt. Technol. Lett. — 2010. — Vol. 52. — P. 2441–2444. doi: 10.1002/mop.25496.

66. Liu J. Single-layer dipole antenna with large angle beam deflection and frequency scanning capability / J. Liu, J. Ren, X. Qin, H. Zhang, K. Tong, Y. Cao, Z. Chen, Y. Yin, M. Shen // *Int. J. RF Microw. Comput. Aided Eng.* — 2022. — Vol. 32, № 12. — P. e23445. — doi: 10.1002/mmce.23445.

67. Liu W.-C. Frequency scannable stacked patch antenna for beam-steering applications / W.-C. Liu, Y.-F. Lin, C.-M. Wu // *Microw. Opt. Technol. Lett.* — 2014. — Vol. 56, № 6. — P. 1506–1509. — doi: 10.1002/mop.28348.

68. Siaka F., Akbarniai Tehrani M., Laurin J. J., Savaria Y. Radar system with enhanced angular resolution based on a novel frequency scanning reflector antenna // *IET Radar, Sonar & Navigation.* — 2017. — Vol. 11, № 2. — P. 350–358. — DOI: 10.1049/iet-rsn.2016.0320.

69. Zheng S., Li C., Zhang X., Fang G. Achievement of frequency-controlled wide-angle beam scanning antenna with metasurface at 0.3 THz // *Electron. Lett.* — 2018. — Vol. 54, № 22. — P. 1201–1202. — DOI: 10.1049/el.2018.5520.

70. Zhao D., Chu H., Li J., Li P. A novel differential-fed frequency beam scanning antenna with low sidelobe // *Microw. Opt. Technol. Lett.* — 2024. — Vol. 66. — Article e34160. — DOI: 10.1002/mop.34160.

71. Larumbe-Gonzalo B., Ibáñez-Loinaz A., Gonzalo R., Teniente J. Mm-wave imaging results based on a frequency scanning delay line waveguide horn antenna array // *Microw. Opt. Technol. Lett.* — 2014. — Vol. 56. — P. 2851–2860. — DOI: 10.1002/mop.28721.

72. Liu L. A series-fed frequency scanning antenna for millimeter wave wireless communication // *Electron. Lett.* — 2024. — Vol. 60. — Article e13307. — DOI: 10.1049/ell2.13307.

73. Lu J. Active Array Antennas for High Resolution Microwave Imaging Radar / J. Lu, W. Wang, X. Wang, Y. Guo. — Singapore: Springer, 2023. — 443 c. — ISBN 978-981-99-1474-6 (print), ISBN 978-981-99-1475-3 (eBook). — DOI: 10.1007/978-981-99-1475-3.

74. Liu Y. Antenna Radar Cross Section: Theory and Design / Y. Liu, Y. Jia, S. Gong. — Singapore: Springer, 2025. — XVI, 253 c.: ил. — ISBN 978-981-96-1225-3

(твёрдый переплёт), ISBN 978-981-96-1226-0 (электронная версия). — DOI: 10.1007/978-981-96-1226-0.

75. Andrews S. S. *Light and Waves: A Conceptual Exploration of Physics* / S. S. Andrews. — Cham: Springer, 2023. — XIX, 520 с.: ил. — ISBN 978-3-031-24096-6 (твёрдый переплёт), ISBN 978-3-031-24097-3 (электронная версия). — DOI: 10.1007/978-3-031-24097-3.

76. Weiland T. A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields / T. Weiland // *Electronics and Communications, AEU*. — 1977. — Vol. 31, № 3. — P. 116–120.

77. Смирнов Ю. Г. Решение задачи дифракции электромагнитной волны на экранах сложной формы / Ю. Г. Смирнов, М. Ю. Медведик, М. А. Максимова // *Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Физико-математические науки*. — 2012. — № 4. — С. 59–72.

78. Володько А. В. Применение компьютерных методов моделирования эффективной площади рассеяния / А. В. Володько, А. Р. Гаврилов, М. О. Енговатов, Е. А. Ищенко, Н. Б. Смольянов, С. М. Фёдоров // *Теория и техника радиосвязи*. — 2023. — № 2. — С. 47–53. — EDN GJRFSB.

79. Palmer C. *Diffraction Grating Handbook*. — 8th ed. — MKS Instruments, Inc., 2020. — 250 p.

80. Boag A., Leviatan Y., Boag A. Analysis of diffraction from echelette gratings, using a strip-current model // *J. Opt. Soc. Am. A*. — 1989. — Vol. 6, № 4. — P. 543–549.

81. Zalipaev V. V. Calculation of the wave field scattered by an echelette grating in the short-wave approximation: Transverse electric case // *Radio Science*. — 1996. — Vol. 31, № 6. — P. 1799–1807. — doi: 10.1029/96RS00984.

82. Ищенко Е. А., Фёдоров С. М., Фёдоров Д. М. Применение технологий электродинамического моделирования для определения эффективной площади рассеяния малых объектов // *Моделирование систем и процессов*. — 2024. — № 4. — С. 53–59. — DOI: <https://doi.org/10.12737/2219-0767-2024-17-4-53-59>.

83. Ищенко Е. А. Реализация высокоомобильного комплекса пеленгации для БПЛА с применением виртуальных магнитных диполей / Е. А. Ищенко, Ю. Г.

Пастернак, С. М. Фёдоров, И. А. Баранников // Труды учебных заведений связи. – 2024. – Т. 10, № 4. – С. 48–61. – DOI: 10.31854/1813-324X-2024-10-4-48-61. – EDN YZJDJC.

84. Ishchenko E. A. Using virtual antenna array technology to analyze the electromagnetic environment / E. A. Ishchenko, Yu. G. Pasternak, V. A. Penduyrin, S. M. Fedorov // Proc. SPIE 12564, 2nd International Conference on Computer Applications for Management and Sustainable Development of Production and Industry (CMSD-II-2022). – 2023. – Article 1256408. – URL: <https://doi.org/10.1117/12.2669188>.

85. Design of Virtual Magnetic Dipole Antenna Array to Reduce the Systematic Bearing Error Caused by Wave Diffraction on the Antenna System and its Carrier Body / A. V. Ashikhmin, P. V. Pershin, E. A. Ishchenko [et al.] // Proceedings - 2020 7th All-Russian Microwave Conference, RMC 2020 : 7, Moscow, 25–27 ноября 2020 года. – Moscow, 2020. – P. 111-114. – DOI 10.1109/RMC50626.2020.9312312. – EDN PUIQLN.

86. Applying Virtual Antenna Array Technology to Minimize DOA Errors / E. A. Ishchenko, Y. G. Pasternak, V. A. Pendyurin, S. M. Fedorov // Proceedings of 2021 Antenna Design and Measurement International Conference, ADMInC 2021, St. Petersburg, 24–26 ноября 2021 года. – St. Petersburg, 2021. – P. 68-70. – DOI 10.1109/ADMInC54110.2021.9670913. – EDN AFEPVC.

87. Патент на полезную модель № 232787 U1 Российская Федерация, МПК H01Q 1/38. Компактная широкополосная антенна Bow-Tie : заявл. 10.10.2024 : опубл. 20.03.2025 / Е. А. Ищенко, С. М. Федоров ; заявитель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Воронежский государственный технический университет". – EDN KONHTJ.

88. Хрипунов Е. Г., Останков А. В., Щетинин Н. Н., Литвинов Г. В., Максимов Д. А., Жилин В. В. Частотно-сканирующая линейная периодическая антенна вытекающей волны // Вестник Воронежского института ФСИИ России. – 2025. – № 1. – С. 9–19. – EDN NSKWOL.

89. Ахияров В. В. Оценка параметров атмосферной турбулентности для стандартной модели атмосферы / В. В. Ахияров, Е. А. Ищенко // Журнал радиоэлектроники. – 2024. – № 12. – DOI: 10.30898/1684-1719.2024.12.20. – EDN CTCOUL.
90. Tudosie G. An LTCC-Based folded Rotman lens for phased array applications / G. Tudosie, R. Vahldieck // 2006 Asia-Pacific Microwave Conference, Yokohama, Japan. – 2006. – P. 2106–2109. – DOI: 10.1109/APMC.2006.4429828.
91. Крюков Д. Ю. Исследование диаграммообразующих устройств многолучевых антенных решёток на основе плоской линзы Ротмана / Д. Ю. Крюков, Ю. С. Курьян, Ю. Г. Пастернак // Вестник ВГТУ. – 2014. – № 3-1.
92. Belostotsky A. L. Design of aplanatic waveguide Fresnel lenses and aberration-free planar optical systems / A. L. Belostotsky, A. S. Leonov // Journal of Lightwave Technology. – 1993. – Vol. 11, № 8. – P. 1314–1319. – DOI: 10.1109/50.254089.
93. Cloutier G. Scanning characteristics of microwave aplanatic lenses / G. Cloutier, G. Bekefi // IRE Transactions on Antennas and Propagation. – 1957. – Vol. 5, № 4. – P. 391–396. – DOI: 10.1109/TAP.1957.1144527.
94. Tunable Electromagnetic Metallic Wire Crystal for Reconfigurable Antennas and Phase Shifters / E. A. Ishchenko, Y. G. Pasternak, V. A. Pendyurin, S. M. Fedorov // Progress in Electromagnetics Research Symposium, Hangzhou, 21–25 ноября 2021 года. – Hangzhou, 2021. – P. 712-720. – DOI 10.1109/PIERS53385.2021.9694912. – EDN TYNGRV.
95. Waveguide phase shifter based on controlled metamaterial / E. A. Ishchenko, Y. G. Pasternak, V. A. Pendyurin [et al.] // Journal of Physics: Conference Series : Current Problems, Voronezh, 07–09 декабря 2020 года. – Voronezh, 2021. – P. 012066. – DOI 10.1088/1742-6596/1902/1/012066. – EDN MLEXDY.
96. Integration of decoupling capacitors in the structure of controlled metamaterial / E. A. Ishchenko, Y. G. Pasternak, V. A. Pendyurin, S. M. Fedorov // Journal of Physics: Conference Series : Current Problems, Voronezh, 07–09 декабря 2020 года. – Voronezh, 2021. – P. 012067. – DOI 10.1088/1742-6596/1902/1/012067. – EDN LGUOUK.
97. Horn antenna with integrated metamaterial for beam steering / E. A. Ishchenko, Y. G. Pasternak, V. A. Pendyurin [et al.] // Journal of Physics: Conference

Series : Current Problems, Voronezh, 07–09 декабря 2020 года. – Voronezh, 2021. – P. 012068. – DOI 10.1088/1742-6596/1902/1/012068. – EDN UNMUIQ.

98. Проскурин Д. К. Реализация диаграммообразующего устройства на основе апланатической линзы для реализации сканирующей антенной системы радиолокатора / Д. К. Проскурин, Ю. Г. Пастернак, С. М. Фёдоров, Е. А. Ищенко, А. Е. Медведев // Вестник НовГУ. – 2025. – Т. 1 (139). – С. 44–54. – DOI: 10.34680/2076-8052.2025.1(139).44-54.

99. Korani N. Band-pass and band-stop plasmonic filters based on Wilkinson power divider structure / N. Korani, A. Abbasi, M. Danaie // Plasmonics. – 2024. – Vol. 19. – P. 733–742. – DOI: 10.1007/s11468-023-01998-4.

100. Karpuz C. Design of N-way Wilkinson power dividers with new input/output arrangements for power-halving operations / C. Karpuz, M. Cakir, A. K. Gorur, A. Gorur // Appl. Sci. – 2023. – Vol. 13. – Article 6852. – DOI: 10.3390/app13116852.

101. El-Asmar M. Performance with matched and unmatched Wilkinson combiners / M. El-Asmar, M. Saadeddine, A. El-Rafhi // 2017 29th International Conference on Microelectronics (ICM), Beirut, Lebanon. – 2017. – P. 1–4. – DOI: 10.1109/ICM.2017.8268839.

102. Ищенко Е. А. Применение материалов аддитивного производства для изготовления обтекателей антенн / Е. А. Ищенко, Р. М. Ляпунов, Ю. Г. Пастернак, Д. К. Проскурин // Радиолокация, навигация, связь : Сборник трудов XXXI Международной научно-технической конференции. В 6-ти томах, Воронеж, 15–17 апреля 2025 года. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2025. – С. 47–58. – EDN FYRNHA.

103. Оценка устойчивости пеленгации виртуальными магнитными диполями при использовании диэлектрически непрозрачного обтекателя радиопеленгатора / Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, С. М. Федоров // Радиотехника. – 2024. – Т. 88, № 7. – С. 50-54. – DOI 10.18127/j00338486-202407-10. – EDN VRRCBW.

104. Исследование ограничений, накладываемых на возможности методов формирования «виртуальных» антенных решеток, в условиях значительного

искажения структуры электромагнитного поля вблизи приемной антенной решетки / Е. А. Ищенко, В. В. Негроров, Ю. Г. Пастернак [и др.] // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2024. – Т. 29, № 2. – С. 68-78. – DOI 10.18127/j5604128-202402-07. – EDN EFCVEN.

105. Исследование методов формирования виртуальных антенных решеток в условиях сильного искажения структуры электромагнитного поля вблизи приемной антенной решетки / Е. А. Ищенко, В. В. Негроров, Ю. Г. Пастернак [и др.] // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2023. – Т. 28, № 5. – С. 74-82. – DOI 10.18127/j5604128-202305-08. – EDN LGHCJQ.

106. Черноиваненко И. А. Разработка двухдиапазонного широкополосного делителя мощности Уилкинсона / И. А. Черноиваненко, Е. А. Ищенко, А. В. Остановков, С. М. Фёдоров // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2023. – Т. 19, № 5. – С. 101–105. – DOI: 10.36622/VSTU.2023.19.5.014. – EDN XZHFHU.

107. Шершов Д. А. Исследование современных антенных систем на основе линз Ротмана / Д. А. Шершов, С. М. Фёдоров, Е. А. Ищенко // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2024. – Т. 20, № 4. – С. 120–124. – DOI: 10.36622/1729-6501.2024.20.4.018. – EDN AQTTSM.

108. Ищенко Е. А. Антенная система радиолокационного комплекса на основе антенн Вивальди и однопроводных линий / Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Проскурин, С. М. Фёдоров, В. А. Щедрин // Теория и техника радиосвязи. – 2024. – № 4. – С. 65–70. – EDN HBSSTE.

109. Ищенко Е. А. Антенная система для реализации помехозащищенной связи с возможностью частотного сканирования / Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, Д. К. Проскурин, С. М. Фёдоров, А. Е. Медведев // Техника радиосвязи. – 2025. – Выпуск 2 (65). – С. 53–59.

110. Ищенко Е. А. Кольцевая антенная система на основе плоской линзы Люнеберга с частотным сканированием в угломестной плоскости / Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Проскурин, С. М. Фёдоров, А. А. Шеверев,

В. А. Щедрин // Теория и техника радиосвязи. – 2025. – № 1. – С. 69–75. – EDN KOKFRI.

111. Егорова Е. Д. Антенная система наземного радиолокатора на основе однопроводных линий / Егорова Е. Д., Ищенко Е. А., Пастернак Ю. Г., Проскурин Д. К., Фёдоров С. М. // Радиолокация, навигация, связь : Сборник трудов XXXI Международной научно-технической конференции. В 6-ти томах, Воронеж, 15–17 апреля 2025 года. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2025. – С. 109–113. – EDN IQVTNI.

112. Баранников И. А. Делитель мощности на основе использования преднамеренных дефектов слоя земли печатной платы / И. А. Баранников, Е. А. Ищенко, С. М. Фёдоров // 65 научно-техническая конференция профессорско-преподавательского состава, сотрудников, аспирантов и студентов ВГТУ : Сборник научных трудов, Воронеж, 15 апреля 2025 года. – Воронеж: Воронежский государственный технический университет, 2025. – С. 33–36. – EDN BHLIQO.

113. Ищенко Е. А. Реализация диаграммообразующего устройства на основе апланатической линзы / Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, Д. К. Проскурин, Н. Б. Смольянов, С. М. Фёдоров // Радиолокация, навигация, связь : Сборник трудов XXXI Международной научно-технической конференции. В 6-ти томах, Воронеж, 15–17 апреля 2025 года. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2025. – С. 59–66. – EDN WWEBME.

114. Ищенко Е. А. Многолучевая антенна с полнопространственным сканированием / Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак, Д. К. Проскурин, С. М. Фёдоров // Радиолокация, навигация, связь : Сборник трудов XXXI Международной научно-технической конференции. В 6-ти томах, Воронеж, 15–17 апреля 2025 года. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2025. – С. 67–71. – EDN BFWUGR.

115. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024687015 Российская Федерация. Программа интерактивной визуализации и параметрического анализа контуров диаграммообразующих устройств : № 2024686624 : заявл. 08.11.2024 : опубл. 13.11.2024 / С. М. Фёдоров, И. А. Баранников, Е. А. Ищенко, Е. Д. Егорова. – EDN GCZPKZ.

116. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024687902 Российская Федерация. Программа расчёта эффективных электромагнитных параметров материалов на основе диэлектрических параметров : № 2024686606 : заявл. 08.11.2024 : опубл. 22.11.2024 / С. М. Фёдоров, Р. Е. Рогозин, Е. А. Ищенко, Е. Д. Егорова. – EDN QYAOUG.

117. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024687081 Российская Федерация. Программа моделирования и визуализации эффективной площади рассеяния для различных геометрических объектов : № 2024686641 : заявл. 08.11.2024 : опубл. 14.11.2024 / С. М. Фёдоров, Е. А. Ищенко, Е. Д. Егорова. – EDN CDBJTA.

## Приложение А

### Применение графика сканирующий куб

В тексте диссертационного исследования для описания антенн с частотным сканированием используется график сканирующего куба, который позволяет объединить несколько параметров на единой трехмерной плоскости. Вид базового графика приведен на Рисунке А.1

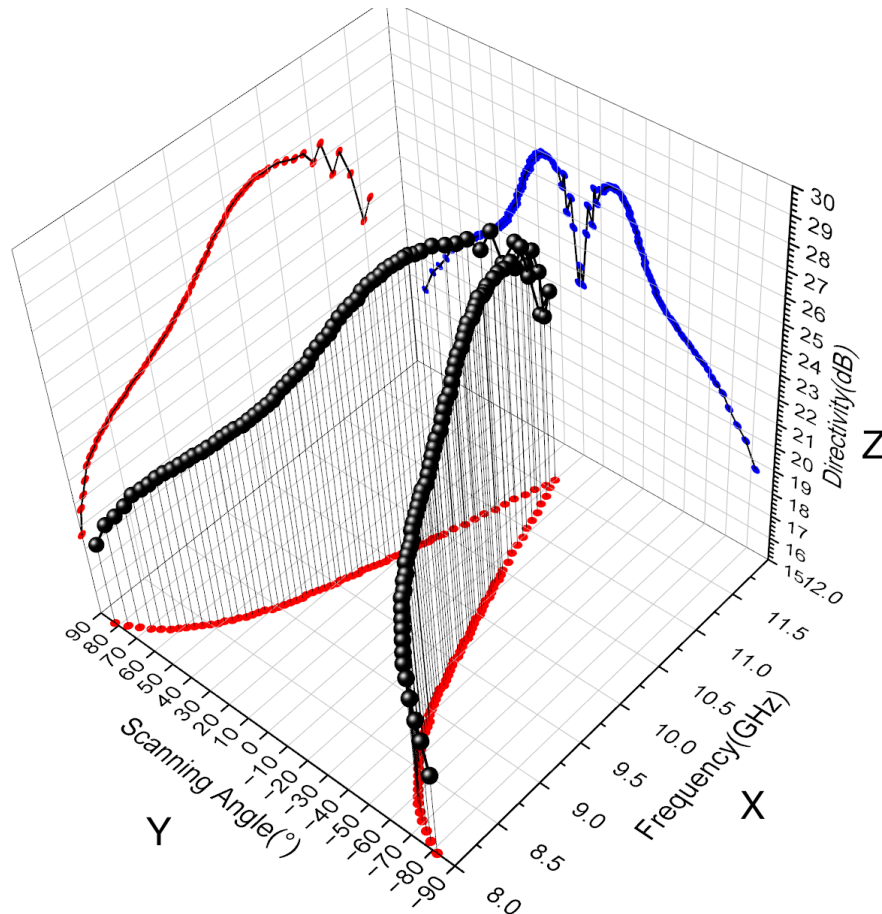


Рисунок А.1 – График сканирующего куба с обозначением осей

Данный график позволяет связать в пространстве все три основных параметра антенны с частотным сканированием – частота построения диаграммы направленности (ось X – абсцисс), направление главного лепестка – его пика (ось Y – ординат), величина пика диаграммы направленности (ось Z – аппликат). Благодаря построению единого трехмерного графика можно сформировать как трехмерную пространственную полную зависимость параметров Частота (Frequency) x Угол сканирования (Scanning Angle) x КНД (Directivity).

Если спроецировать полученный график на нижнюю плоскость ХУ, то получим график зависимости угла сканирования от частоты, в приведенных в работе графиках данная зависимость всегда проецируется. Вид сверху для сканирующего куба приводится на Рисунке А.2.

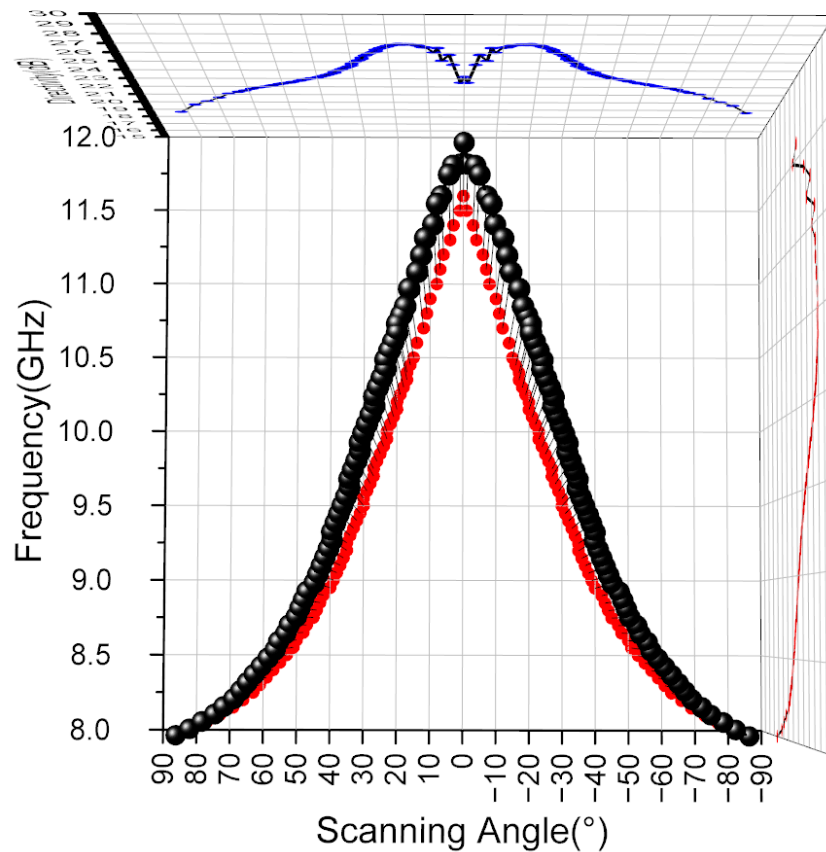


Рисунок А.2 – Проекция графика на оси ХУ  
(зависимость угла сканирования от частоты)

Следующей важной проекцией является зависимость уровня КНД от частоты, которая является для графика сканирующего куба проекцией ХZ. Данная проекция позволяет оценить, как уровень КНД будет изменяться от частоты при выполнении сканирования в пространстве – Рисунок А.3.

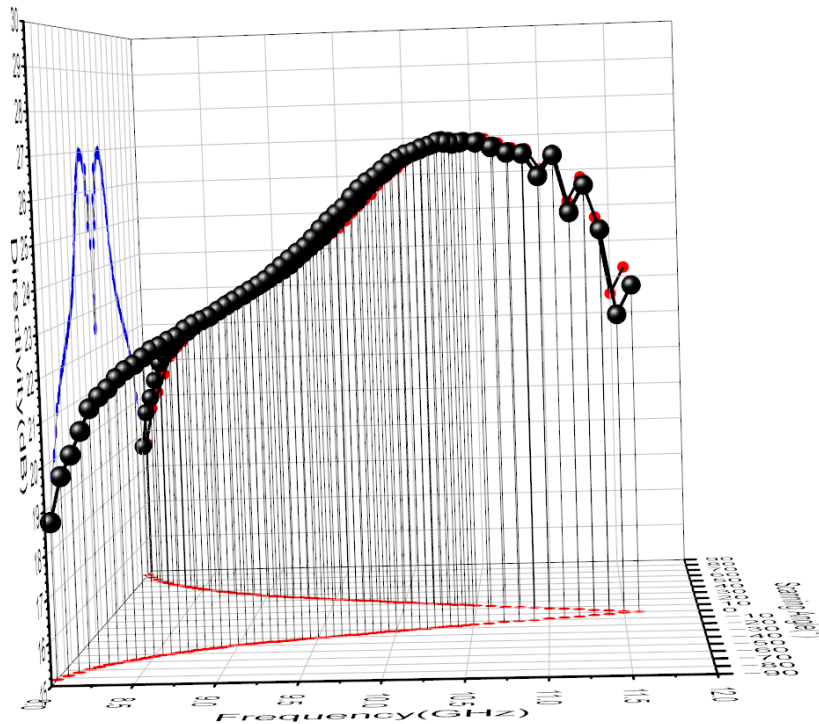


Рисунок А.3 – Проекция графика на оси XZ  
(зависимость КНД от частоты)

В данном случае по графику отчетливо видно, что в области верхних частот наблюдается уменьшение уровня КНД, однако если рассматривать данную величину от угла сканирования, то можно сразу сделать вывод, что просадка возникает в областях близких к ортогональному излучению – области ослепления антенны. Таким образом, формируется третья проекция YZ, которая показывает зависимость уровня КНД от направления излучения антенны – Рисунок А.4. Данная зависимость позволяет заменить наиболее чувствительные углы работы антенны по уровню КНД.

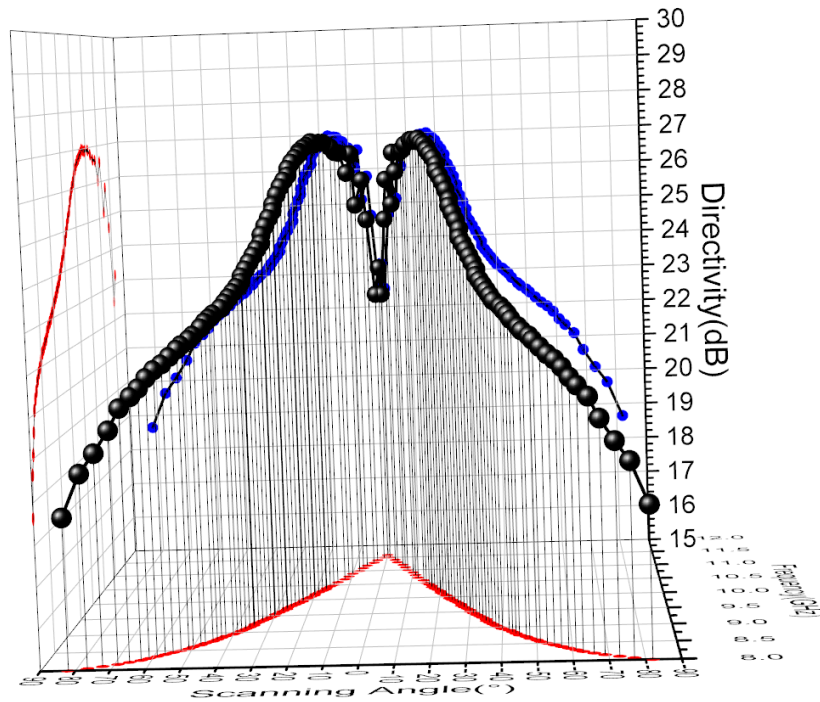


Рисунок А.4 – Проекция графика на оси YZ  
(зависимость КНД от угла сканирования)

Таким образом, использование графика сканирующего куба позволяет объединить все основные параметры частотно-сканирующей антенны в едином графике, который строится в трехмерных системах координат, при этом благодаря проекциям на плоскости удастся получить на оном графике сразу четыре основные зависимости:

- 1) Зависимость угла сканирования от частоты – плоскость XY;
- 2) Зависимость уровня КНД от частоты – плоскость XZ;
- 3) Зависимость уровня КНД от угла сканирования – плоскость YZ;
- 4) Трехмерная пространственная зависимость связи параметров частоты, угла сканирования, КНД – трехмерный график XYZ.

На основании этого можно отметить, что данный график удобен для анализа, а также представления результатов антенн с частотным сканированием, которые являются предметом исследования в данной диссертации.

## Приложение Б

### Акты внедрения результатов диссертации

«УТВЕРЖДАЮ»

Генеральный директор  
АО НПП «Автоматизированные системы связи»  
(г. Воронеж), к.т.н.

  
Пендюрин В. А.

« 22 » октября 2025 г.

#### АКТ ВНЕДРЕНИЯ

результатов диссертации Ищенко Евгения Алексеевича, выполненной на  
соискание ученой степени кандидата технических наук

Комиссия в составе: председателя комиссии – заместитель генерального директора по науке, к.т.н., доцент Коровин Алексей Вячеславович, начальника сектора Гусева Бориса Леонидовича, подтверждает, что перечисленные ниже результаты, полученные Ищенко Е.А., внедрены в АО НПП «Автоматизированные системы связи» (г. Воронеж).

#### ПЕРЕЧЕНЬ ВНЕДРЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

№	Наименование внедренных результатов	Итоговая эффективность внедренных результатов
1	Конструкция антенной системы с частотным сканированием на основе амплитудной отражательной дифракционной решетки	Разработана частотно-сканирующая антенна на основе амплитудной отражательной дифракционной решетки (типа гофра), способная обеспечивать секторальное сканирование пространства по частоте без использования фазовращателей. Преимуществом предложенного решения является возможность корректировки направления излучения на основе информации о коэффициенте замедления, периода решетки, а также простота изготовления и реализации антенной системы.
2	Конструкция антенной системы с частотным сканированием на основе рельефно-фазовой дифракционной решетки эшелетт	Разработанная частотно-сканирующая антенна на основе рельефно-фазовой дифракционной решетки эшелетт позволяет реализовать сектор пространственного сканирования с учетом двух групп портов $\pm 72^\circ$ . Разработанная антенна обладает малыми габаритами и простотой реализации, а также возможностью управления характеристиками излучения путем корректировки высоты расположения линии питания антенны.

3	Конструкция антенн с гибридным сканированием на основе систем диаграммообразователя	Разработаны конструкции систем диаграммообразования на основе апланатической линзы и линзы Люнеберга, которая позволяет путем интеграции в конструкцию антенн с частотным сканированием реализовать двухкоординатное гибридное пространственное сканирование на основе комбинации частотного и электронного отклонения луча без применения фазовращателей.
---	---	--

Председатель комиссии

Члены комиссии

Коровин А.В.

Гусев Б.Л.



### АКТ ВНЕДРЕНИЯ

результатов диссертации Ищенко Евгения Алексеевича, выполненной на соискание ученой степени кандидата технических наук

Комиссия в составе:

Председатель комиссии	Негробов В.В., к.т.н., заместитель начальника лаборатории
Члены комиссии	Негробов А.В., к.т.н., главный конструктор лаборатории
	Лосев В.В., главный технолог лаборатории

составила настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Ищенко Е.А. внедрены и используются в практической деятельности по выполнению НИОКР в области разработки антенных систем для комплексов радиопеленгации и радиомониторинга.

В качестве основных научных результатов необходимо отметить:

- методика формирования антенн с частотным сканированием на основе дифракционных решеток как амплитудного (гофрированного), так и рельефно-фазового типов, что позволяет реализовывать антенны с возможностью реализации высоконаправленного лепестка, отклоняемого по частоте;


- методика реализации антенн с гибридным сканированием на основе систем диаграммообразования на основе линз Люнеберга и апланатической системы преломления волн. Применение методики позволяет реализовать в антеннах двухкоординатное отклонение лепестка без использования фазовращателей в конструкции антенн.

Внедрение указанных результатов позволило:

- повысить надежность антенных систем ввиду отсутствия сложных радиокомпонентов, как фазовращатели


- расширить функциональные возможности, разрабатываемой на предприятии радиоэлектронной аппаратуры, с помощью применения антенных систем с частотным и гибридным сканированием.


Председатель комиссии

 В.В. Негробов

Члены комиссии

 А.В. Негробов

 В.В. Лосев

УТВЕРЖДАЮ  
Проректор по науке и инновациям  
ФГБОУ ВО «ВГТУ»  
  
Башкиров А.В.  
«30» октября 2025 г.

**АКТ**  
**о внедрении результатов диссертации**  
**в учебный процесс Воронежского государственного технического университета**

Наименование диссертации: Разработка и исследование антенн с частотным сканированием для обнаружения малых высокомобильных роботизированных комплексов.

Автор: Ищенко Евгений Алексеевич.

Научный руководитель: Федоров Сергей Михайлович.

Диссертация выполнена в Воронежском государственном техническом университете на кафедре радиоэлектронных устройств и систем, в рамках основного научного направления – Исследование и разработка частотно-сканирующих антенн для обнаружения малых объектов.

Результаты научно-исследовательской работы внедрены в учебный процесс ВГТУ на основании решения кафедры радиоэлектронных устройств и систем от «29» октября 2025 г., протокол № 4.

1. Вид результатов, внедренных в учебный процесс:
  - методика проектирования частотно-сканирующих антенных систем на основе амплитудных и рельефно-фазовых дифракционных решеток;
  - методика реализации антенн с гибридным сканированием и использованием систем диаграммообразования; применение методов электродинамического моделирования сложных многокомпонентных систем в современном программном обеспечении.
2. Области применения:
  - лекционные, лабораторные, практические занятия, а также дипломные работы по дисциплине «Устройства СВЧ и антенны» направления подготовки 11.05.01 Радиоэлектронные системы и комплексы (направленность «Радиоэлектронные системы передачи информации»).
3. Форма внедрения:
  - методические указания к лабораторным работам;
  - методические указания по практическим занятиям.
4. Эффект от внедрения: повышение качества образования, достигаемое за счет новых знаний в области дифракции электромагнитных волн, методов синтеза и анализа частотно-сканирующих антенн, способов проведения электродинамического моделирования.

Проректор по учебной работе  
А.И. Колосов  
«30» октября 2025 г.

Декан факультета ФРТЭ  
В.А. Небольсин  
«30» октября 2025 г.

Заведующий кафедрой РЭУС  
Д.В. Журавлев  
«29» октября 2025 г.