

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи



Паршин Юрий Николаевич

**ПЕЧАТНЫЕ МНОГОЛУЧЕВЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЁТКИ
С МОДИФИЦИРОВАННЫМИ ФАЗОВРАЩАТЕЛЯМИ
И ИЗЛУЧАТЕЛЯМИ ДИПОЛЬНОГО ВИДА**

Специальность 2.2.14 «Антенны, СВЧ-устройства и их технологии»

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель: доктор технических наук,
доцент Горбачев А. П.

НОВОСИБИРСК – 2022

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	5
1. ОБЗОР РЕЗУЛЬТАТОВ ИССЛЕДОВАНИЙ ПЕЧАТНЫХ МНОГОЛУЧЕВЫХ АНТЕНН С ДИАГРАММООБРАЗУЮЩИМИ МАТРИЦАМИ БАТЛЕРА	14
1.1. Общие сведения.....	14
1.2. Характеристика ретроспективного анализа и обзора литературы.....	20
1.3. Печатные излучатели и ДООУ Батлера.....	23
1.4. Дифференциальные фазовращатели	46
1.5. Вывод по первому разделу	55
2. СИНТЕЗ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ НА СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ С ТЕМ-ВОЛНАМИ.....	56
2.1. Широкополосный направленный ответвитель	56
2.2. Дифференциальные фазовращатели на связанных линиях	61
2.3. Выводы по второму разделу	74
3. ИНТЕГРИРОВАННЫЕ ПЕЧАТНЫЕ ДИПОЛЬНЫЕ ИЗЛУЧАТЕЛИ И МОДИФИЦИРОВАННЫЕ ИЗЛУЧАТЕЛИ ДИПОЛЬНОГО ВИДА	75
3.1. Излучатель с центральным питанием диполя и симметрирующим устройством типа «ласточкин хвост»	76
3.2. Излучатель дипольного вида с концевым питанием.....	79
3.3. Многоэлементный излучатель дипольного вида с концевым питанием ...	83
3.4. Выводы по третьему разделу	90
4. РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕЧАТНЫХ ДИАГРАММООБРАЗУЮЩИХ УСТРОЙСТВ БАТЛЕРА.....	91
4.1. Модернизация участка пересечения	91
4.2. Диаграммообразующие схемы Батлера 4x4.....	94
4.2.1. Матрица Батлера 4x4 со статическими фазовращателями	96
4.2.2. Матрица Батлера 4x4 с модифицированными дифференциальными фазовращателями.....	99

4.3. Диаграммообразующая схема Батлера 8x8 с модифицированными дифференциальными фазовращателями.....	102
4.4. Вывод по четвертому разделу.....	109
5. МОДЕЛИРОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ПЕЧАТНЫХ МНОГОЛУЧЕВЫХ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЁТОК.....	110
5.1. Методика измерения характеристик многолучевых ФАР в безэховой камере	110
5.2. Исследование 4-лучевой ФАР с дипольными излучателями с центральным типом питания, симметрирующими устройствами типа «ласточкин хвост» и матрицей Батлера 4x4 со статическими фазовращателями	112
5.3. Исследование 4-лучевой ФАР с дипольными излучателями с центральным типом питания, симметрирующими устройствами типа «ласточкин хвост» и матрицей Батлера 4x4 с модифицированными дифференциальными фазовращателями.....	116
5.4. Исследование 4-лучевой ФАР с излучателями дипольного вида с концевым питанием и матрицей Батлера 4x4 с модифицированными дифференциальными фазовращателями.....	122
5.5. Исследование 4-лучевой ФАР с многоэлементными излучателями дипольного вида с концевым питанием и матрицей Батлера 4x4 с модифицированными дифференциальными фазовращателями	128
5.6. Исследование 8-лучевой ФАР с излучателями дипольного вида с концевым питанием и матрицей Батлера 8x8 с модифицированными дифференциальными фазовращателями.....	134
5.7. Исследование 8-лучевой ФАР с многоэлементными излучателями дипольного вида с концевым питанием и матрицей Батлера 8x8 с модифицированными дифференциальными фазовращателями	143
5.8. Вывод по пятому разделу	151
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	153

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ	155
СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ	156
ПРИЛОЖЕНИЕ А. ТОПОЛОГИИ ПЛАТ	168
1. Четырёхлучевая ФАР со статическими фазовращателями и дипольными излучателями с центральным типом питания	169
2. Четырёхлучевая ФАР с модифицированными дифференциальными фазовращателями и дипольными излучателями с центральным типом питания	173
3. Четырёхлучевая ФАР с модифицированными дифференциальными фазовращателями и излучателями дипольного вида с концевым типом питания	177
4. Четырёхлучевая ФАР с модифицированными дифференциальными фазовращателями и многоэлементными излучателями дипольного вида с концевым типом питания	181
5. Восьмилучевая ФАР с модифицированными дифференциальными фазовращателями и излучателями дипольного вида с концевым типом питания	185
6. Восьмилучевая ФАР с модифицированными дифференциальными фазовращателями и многоэлементными излучателями дипольного вида с концевым типом питания	189
ПРИЛОЖЕНИЕ Б. АКТЫ ВНЕДРЕНИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ РАБОТЫ	193
ПРИЛОЖЕНИЕ В. ДОКУМЕНТЫ, ПОДТВЕРЖДАЮЩИЕ ПРАВО НА ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНУЮ СОБСТВЕННОСТЬ	196

ВВЕДЕНИЕ

Многолучевые фазированные антенные решётки (ФАР), являясь одним из классов излучающих СВЧ систем, характеризуются рядом существенных особенностей, способствующих их востребованности уже многие десятилетия. Так, при линейной поляризации излучения обеспечивается качественная, устойчивая и поляризационно селективная радиосвязь между абонентами, положение в пространстве которых не изменяется достаточно длительное время: вахтовые посёлки геологов, нефте- и газодобывающие бригады, мобильные отряды МЧС, развёрнутые для ликвидации природных катаклизмов (лесные пожары, наводнения и разливы рек, сходы лавин, оползни и обвалы грунта, землетрясения). Кроме того, такие ФАР в волноводном исполнении широко применялись и в радиолокационной технике с конца 40-ых годов XX века. И вряд ли эти ФАР, будучи модернизированными, утратили свою актуальность в радиолокационных системах настоящего времени. Степень проработанности вопросов упомянутой проблематики весьма высока, о чём свидетельствуют работы ведущих журналов по радиоэлектронике СВЧ, а также доклады на конференциях и защищённые в последние годы диссертации. Вместе с тем, комплексная миниатюризация элементной базы и совершенствование технологии интегрально-групповых методов микроэлектроники и печатного монтажа, создают как новые пути модернизации многолучевых ФАР, так и говорят о неугасающем интересе к поиску новых системно-технических и конструкторско-технологических решений в данной области антенной техники, включая системы беспроводного доступа, связи и радиолокационные станции (РЛС) кругового и секторного типов.

Тематикой линейно поляризованных ФАР занимались и внесли неоценимый вклад следующие российские и зарубежные основоположники таких исследований: Пистолькорс А.А., Бахрах Л.Д., Воскресенский Д.И., Айзенберг Г.З., Марков Г.Т., Сазонов Д.М., Сестрорецкий Б.В., Вендик О.Г., Шатраков Ю.Г., Захарьев Л.Н., Леманский А.А., Kraus J.D., Schelkunoff S.A., Hansen R.C., King R.W.P., Balanis C.A. и др. Начатые ими изыскания были успешно продолжены

отечественными исследователями. В их числе: Каплун В.А., Бей Н.А., Пономарёв Л.И., Гостюхин В.Л., Гринёв А.Ю., Воронин Е.Н., Кошелев В.И., Беличенко В.П., Чебышев В.В., Парнес М.Д., Останков А.В. и др. Однако, обзор нынешнего состояния конструкторско-компоновочных и системно-технических решений в области проектирования печатных многолучевых линейно поляризованных ФАР демонстрирует тот факт, что все они содержат пассивные многоплечие/многовходовые диаграммообразующие устройства (ДООУ), выходы которых запитывают излучатели линейно поляризованных волн, скомпонованные в фазированную антенную решётку, часто называемую «антенным полотном». При этом, в качестве излучателей широко применяются классические полуволновые центрально-питаемые диполи, реализованные либо вытянутыми линейными, либо свёрнутыми в «меандр» или ему подобную структуру. Вместе с тем, реализация упомянутых излучателей, когда сигнал подводится не к смежным, а к удалённым концам плеч диполя, открывает дополнительные степени свободы при проектировании многолучевых ФАР, когда на подложке антенного полотна требуется разместить дополнительные СВЧ элементы для коммутации и реконфигурации решётки.

За последние 5 лет по тематике многолучевых ФАР сотрудниками НГТУ и автором настоящей диссертационной работы опубликован ряд работ, в которых предложены и апробированы новые подходы и конструкторско-компоновочные решения в проектировании печатных многолучевых ФАР. На базе полученных результатов изготовлены модифицированные дифференциальные фазовращатели, широкополосность которых превышает все известные аналоги. А по результатам исследований новых излучателей дипольного вида реализованы «в металле» полностью печатные (т.е., без каких-либо соединительных коаксиальных кабелей) конструкции 4- и 8-лучевых ФАР высокой степени готовности к адаптации к сложным посадочным местам на объектах их установки (кузов автомобиля, борт летательного аппарата). Ряд топологий печатных узлов и излучателей этих ФАР защищены патентами Российской Федерации, опубликованы в зарубежных

журналах наукометрических баз «Web of Science» и «Scopus», а также в отечественных журналах из перечня «ВАК».

Цель работы – совершенствование элементной базы и модернизация линейно поляризованных многолучевых ФАР с помощью оптимизации возможных вариантов построения, компоновки направленных ответвителей, фазовращателей и излучателей при печатном исполнении их всех на единственной диэлектрической подложке.

Задачи диссертационной работы:

1. Провести, начиная с основополагающих работ зарубежных авторов (*J.L. Butler, J. Blass, J. Nolen*) начала 60-х годов XX века, обзор многолучевых ФАР с центрально-питаемыми дипольными излучателями (*center-fed dipole radiators*).

2. Синтезировать новый печатный дифференциальный фазовращатель на полуволновых отрезках электромагнитно связанных полосковых линий с ТЕМ волнами, отличающийся от аналогов наибольшей широкополосностью.

3. Выполнить электродинамический анализ модифицированных печатных излучателей: центрально-питаемого дипольного излучателя с симметрирующим устройством типа «ласточкин хвост» и многоэлементного излучателя дипольного вида с концевым питанием. На его основе предложить методику формирования начального облика антенного полотна печатных многолучевых ФАР.

4. Выработать подходы к модификации конструкторско-компоновочных схем ДОУ Батлера, в которых применены синтезированные в работе сверхширокополосные печатные дифференциальные фазовращатели с кольцевым печатным проводником.

5. Провести трёхмерное электродинамическое моделирование, как фазовращателей и излучателей, так и всей многолучевой ФАР в целом, позволяющее сразу изготовить их конструкции, минуя стадию технологической отработки печатных изделий. Провести экспериментальные исследования в сертифицированной безэховой камере.

Объектом исследования являются полностью планарные линейно поляризованные многолучевые фазированные антенные решётки с излучателями дипольного вида.

Предметом исследования являются электродинамическая модель печатного многоэлементного излучателя дипольного вида и конструкторско-компоновочные схемы модифицированных диаграммообразующих устройств модернизированных многолучевых ФАР, реализованных без каких-либо соединительных кабелей.

В качестве методов исследования используются пакеты трёхмерного полноволнового электродинамического моделирования «CST STUDIO SUITE» и прикладного математического моделирования «MathCAD». Получение аналитических соотношений для токов, напряжений и матриц рассеяния дифференциальных фазовращателей на электромагнитно связанных линиях основано на методе декомпозиции сложных СВЧ цепей при условии одномодового режима распространения ТЕМ волн. В соответствующих подразделах, посвящённых электромагнитному излучению модулей и ФАР в целом, задействованы метод наводимых ЭДС, теорема перемножения в теории антенн, уравнения Максвелла, а также теория дифференциальных уравнений и интегральное исчисление, включая теорию функций комплексного переменного.

Обоснованность и достоверность результатов следует из использования проверенного временем метода наводимых ЭДС в анализе излучателей дипольного вида с проводниками произвольной формы, классического метода декомпозиции сложных многополусных цепей СВЧ с использованием матриц рассеяния в одномодовом режиме ТЕМ волн, использования лицензированных математических пакетов. Корректность полученных результатов подтверждается сравнением их с опубликованными другими исследователями результатами, связанными с предельными соотношениями для дифференциальных фазовращателей на связанных полосковых линиях, а также для диполей, реализованных в печатном исполнении.

Научная новизна работы

1. Обобщена классическая электродинамическая теория излучения диполей с прямолинейными цилиндрическими проводниками на печатные излучатели дипольного вида, интегрированными с симметрирующими устройствами, структура которых предложена в работе.

2. Выполнен синтез максимально широкополосных печатных дифференциальных фазовращателей на полуволновых отрезках электромагнитно связанных линий с кольцевым проводником.

3. Созданы, в рамках развитого в работе системного подхода, модифицированные диаграммообразующие устройства Батлера с использованием синтезированных максимально широкополосных фазовращателей.

4. Разработаны процедуры формирования полностью печатных (без каких-либо соединительных коаксиальных кабелей) многолучевых ФАР на основе электродинамических моделей печатных излучателей дипольного вида, эскизных обликов ответвителей и максимально широкополосных дифференциальных фазовращателей, созданных в рамках существования одномодового режима распространения ТЕМ волн.

Теоретическая значимость работы

1. Расширена область знаний об электродинамических характеристиках модифицированных печатных дипольных излучателей с симметрирующими устройствами, структура которых предложена в работе.

2. Синтезированы дифференциальные фазовращатели с максимальной широкополосностью и улучшенными компоновочными характеристиками диаграммообразующих устройств Батлера.

Практическая значимость работы

Разработаны законченные в конструкторско-компоновочном плане печатные многолучевые ФАР с высокой степенью готовности к установке в перспективные изделия радиолокационной, инфокоммуникационной и беспроводного доступа.

Положения, выносимые на защиту

1. Трёхэтапная модель синтеза, включающая математическое моделирование, расчёт начальных геометрических размеров проводной модели и её параметрическую оптимизацию при электродинамическом моделировании, позволяет разработать конструкции сверхширокополосных дифференциальных фазовращателей на электромагнитно связанных полосковых линиях передачи с предельным разбросом отклонений фазовых сдвигов 3° от номинальных значений в частотной полосе порядка 70%.

2. В многоэлементном излучателе, содержащем пять параллельно соединённых элементарных излучателей дипольного вида с концевым питанием, геометрическая длина которых прогрессивно уменьшается, происходит изменение входного импеданса всего многоэлементного излучателя за счёт влияния взаимных импедансов между элементами и, как следствие, форма частотной характеристики входного коэффициента отражения становится более равномерной в рабочей полосе частот. При этом интерференция электромагнитных полей пяти элементарных излучателей приводит к возрастанию коэффициента усиления на 2,1 дБ.

3. Интегрирование синтезированных дифференциальных фазовращателей в каналы, предложенных в работе, печатных диаграммообразующих устройств Батлера, позволяет, при равнозначных технических характеристиках, увеличить полосу рабочих частот 4-канального устройства с 9% до 36%, а 8-канального устройства до 48%.

4. Применение многоэлементных печатных излучателей дипольного вида создаёт предпосылки для повышения коэффициента усиления лучей до 12 дБ при одновременном обеспечении малых уровней коэффициентов отражения от входов ДОУ в полосе частот 11% при отсутствии каких-либо соединительных коаксиальных кабелей в их конструктивно-компоновочной иерархии, обеспечивая тем самым дополнительные степени свободы.

Личный вклад автора заключается в том, что им был выполнен электродинамический анализ печатных излучателей дипольного вида.

Полученные в рамках данного анализа результаты были им обобщены на многолучевые линейные эквидистантные антенные решётки, что позволило сформировать процедуры построения/компоновки антенных полотен полностью планарных ФАР с учётом конструкторско-технологических норм отечественной радиопромышленности. Автором лично получены математические соотношения для ключевых характеристик максимально широкополосных печатных дифференциальных фазовращателей на электромагнитно связанных линиях с ТЕМ волной. Им были самостоятельно верифицированы полноволновым 3-D моделированием все модифицированные базовые элементы ДООУ / матриц Батлера, также им была разработана конструкторская документация, по которой на сертифицированном заводе печатных плат ООО «Электроконнект» были изготовлены полностью печатные 4- и 8-лучевые ФАР с высокой степенью готовности к установке в инфокоммуникационные средства СВЧ. Все экспериментальные исследования в сертифицированной безэховой камере выполнены также лично автором.

Апробация работы. Основные результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях: International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), Erlagol, 2019, 2020, 2021; Всероссийская научно-техническая конференция «Наука. Промышленность. Оборона», Новосибирск, НГТУ, 2018, 2019, 2021; II всероссийская научно-практическая конференция аспирантов и магистрантов «Science Research Practice», Новосибирск, 2018; III научный форум телекоммуникации: теория и технологии ТТТ-2019. XXI Международная научно-техническая конференция: «Проблемы техники и технологий телекоммуникаций», Казань, 2019; XVII Международная конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Перспективы развития фундаментальных наук», Томск, 21 – 24 апреля 2020; 1st International Conference Problems of Informatics, Electronics, and Radio Engineering, PIERE 2020; IOP Conference Series: Materials Science and Engineering, 2021.

Публикации. По теме диссертации опубликовано 22 работы. Из них 6 статей в рецензируемых изданиях, входящих в перечень «ВАК», 1 статья базы данных «Web of Science» 3-го квартиля, 13 работ опубликовано в сборниках всероссийских и международных конференций, индексируемых в «Scopus» и «РИНЦ», получено 2 патента на изобретения.

Реализация и внедрение результатов исследований

Диссертационная работа обобщает результаты госбюджетных НИР, выполненных на кафедре «Радиоприёмные и радиопередающие устройства» НГТУ согласно Договору о научно-техническом сотрудничестве между НГТУ и «Всероссийский НИИ радиоаппаратуры» (ВНИИРА). Работа поддержана грантами: Новосибирский государственный технический университет (НГТУ) «Разработка печатной антенной решетки S-диапазона с нестандартными излучающими элементами для специальных задач радиолокационного сегмента», № С21-16; Фонд содействия инновациям по программе УМНИК «Разработка цифровых двухдиапазонных антенных решеток для беспилотных летательных аппаратов» № 77332.

Полученные в диссертации результаты использованы на наукоёмком предприятии г. Новосибирска: АО «НПО НИИИП-НЗиК». Результаты работы в части методик проектирования печатных многолучевых ФАР используются в учебном процессе кафедры «Радиоприёмные и радиопередающие устройства» НГТУ.

Соответствие диссертации научной специальности. Диссертация соответствует специальности 2.2.14 «Антенны, СВЧ-устройства и их технологии». Полученные в ней результаты соответствуют паспорту специальности по следующим пунктам:

- п. 2 «Исследование характеристик антенн и СВЧ 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 устройств СВЧ, в том числе управляющих, фазирующих, экранирующих и других, с существенно улучшенными параметрами».

Структура и объём работы. Диссертация состоит из введения, 5 разделов, заключения, списка литературы из 113 наименований и 3 приложений. Текст диссертации изложен на 198 страницах, поясняется 150 рисунками и 10 таблицами.

1. ОБЗОР РЕЗУЛЬТАТОВ ИССЛЕДОВАНИЙ ПЕЧАТНЫХ МНОГОЛУЧЕВЫХ АНТЕНН С ДИАГРАММООБРАЗУЮЩИМИ МАТРИЦАМИ БАТЛЕРА

1.1. Общие сведения

В настоящее время не ослабевает внимание исследователей и разработчиков к совершенствованию печатных многолучевых антенн (МЛА), формирующих в пространстве с одной конструктивно-компоновочной единицы (одного излучающего полотна) несколько разнонаправленных диаграмм направленности (лучей), каждой/каждому из которых соответствует определённый канал (другими словами: тракт от входа до выхода) антенны [1-4]. Классическая структурная схема МЛА (Рисунок 1.1) включает в себя излучающее антенное полотно (АП), которое в печатном исполнении реализуется, как правило, в форме линейной или плоской эквидистантной по координатам фазированной антенной решётки (ФАР) однотипных излучателей. Формирование требуемого амплитудно-фазового распределения (АФР) вдоль излучателей обеспечивается использованием пассивного печатного диаграммообразующего устройства (ДОУ), число M выходов которого соответствует числу излучателей в антенном полотне, а число N входов – требуемому числу диаграмм направленности МЛА в заданном секторе окружающего пространства, подлежащего покрытию лучами/диаграммами. При этом входы излучателей АП и выходы ДОУ соединяются линиями передачи в определённом порядке. Этими линиями являются, как правило, либо отрезки гибкого коаксиального кабеля (реже – полужёсткого в экранирующей оболочке из тонкой медной трубки), либо печатные волноведущие структуры того или иного типа, например: полосковые и микрополосковые линии, щелевые, копланарные или SIW волноводы и т.п. В последнем случае АП и ДОУ реализуются в одном технологическом цикле на единой фольгированной заготовке (керамической подложке), что позволяет исключить из компоновочной схемы полностью печатной МЛА входные и выходные разъёмы последних соответственно.

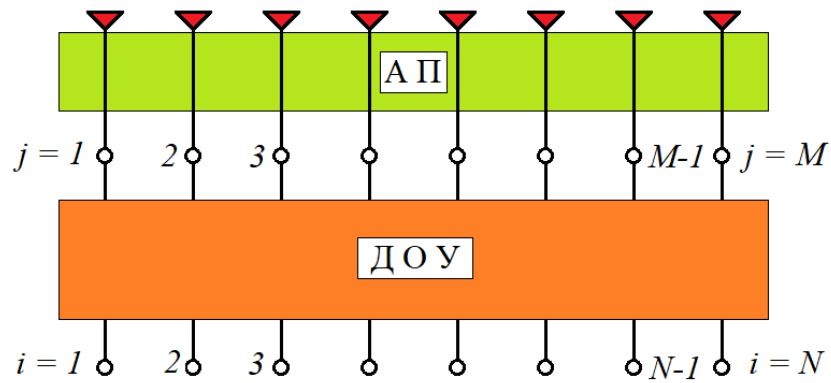


Рисунок 1.1 – Структурная схема многолучевой антенны

В работе [1] приведена одна из распространённых классификаций, иллюстрирующая зависимость структуры печатных МЛА от выбранной блок-схемы построения, производственной и эксплуатационной технологичности, включая сферы использования антенн. В соответствии с ней полностью печатные МЛА реализуются по трём основным компоновочным схемам, отличающимся типом используемого ДОУ [1, стр. 352, рис. 4.1.5]:

а) ДОУ Батлера – по фамилии американского исследователя (*Jesse L. Butler*), опубликовавшего в 1961 году пионерскую работу [5], а затем получившего в 1966 году (при том, что заявка в патентное ведомство США была подана им 15 июня 1960 года) патент США № 3255450 [6] на такое устройство, в котором $M = N = 2^k$, $k = 1, 2, 3, \dots$ (Рисунок 1.2);

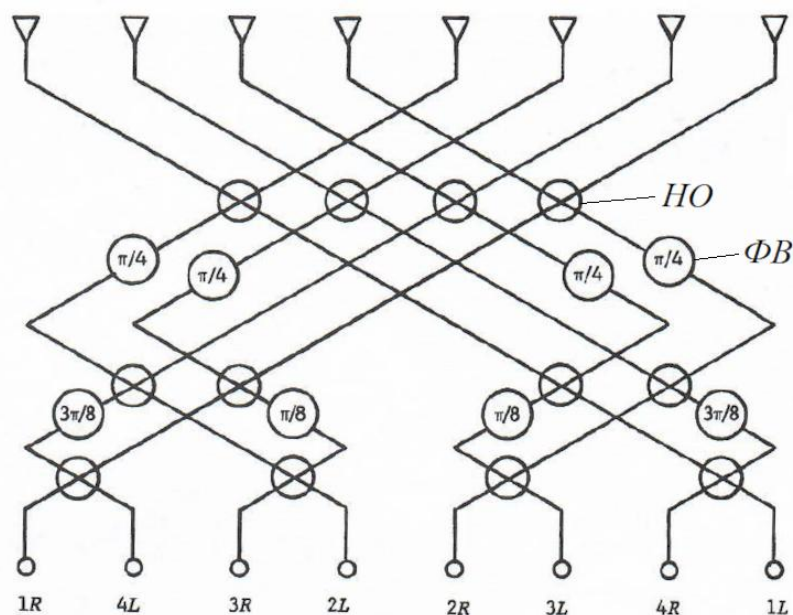


Рисунок 1.2 – Структурная схема ДОУ Батлера

б) ДООУ Бласса – по фамилии американского исследователя (*Judd Blass*), сделавшего доклад на научно-технической конференции 1958 года, который был опубликован в 1960 году [7]. В этом устройстве M и N – произвольные числа, выбираемые независимо друг от друга (Рисунок 1.3);

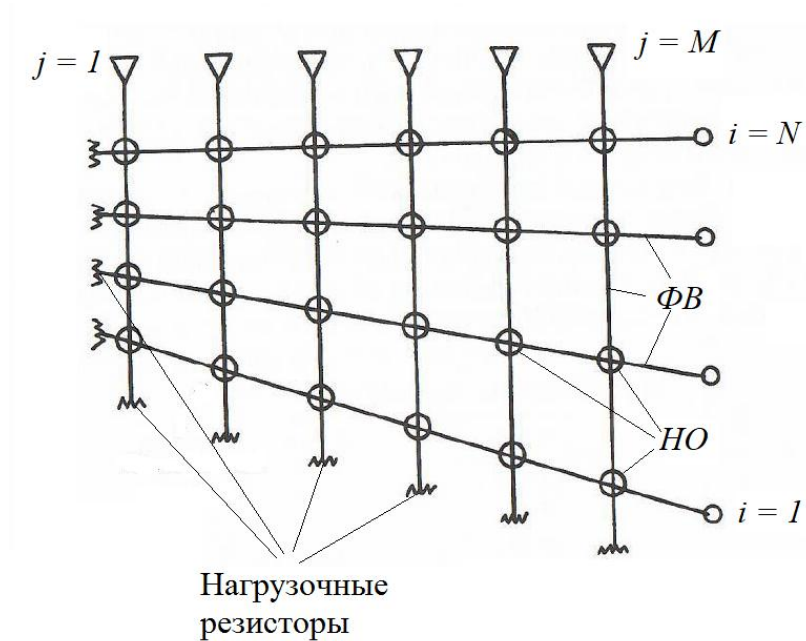


Рисунок 1.3 – Структурная схема ДООУ Бласса

в) модифицированное ДООУ Бласса, называемое в англоязычной литературе ДООУ Нолена – по фамилии американского исследователя (*J. Nolen*), защитившего в 1965 году диссертационную работу [8] на эту тему, в которой $M = N$ – произвольные, но равные между собой числа (Рисунок 1.4).

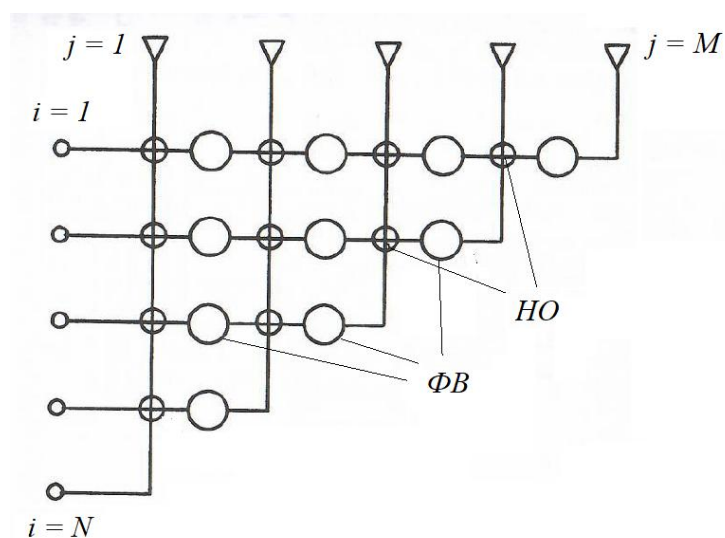


Рисунок 1.4 – Структурная схема ДООУ Нолена

Этой же классификации придерживаются и за рубежом (Рисунок 1.5), о чём свидетельствует недавно опубликованная работа [9], фигурирующая в базе данных «IEEE Xplore» и индексируемая в наукометрической системе «Web of Science».

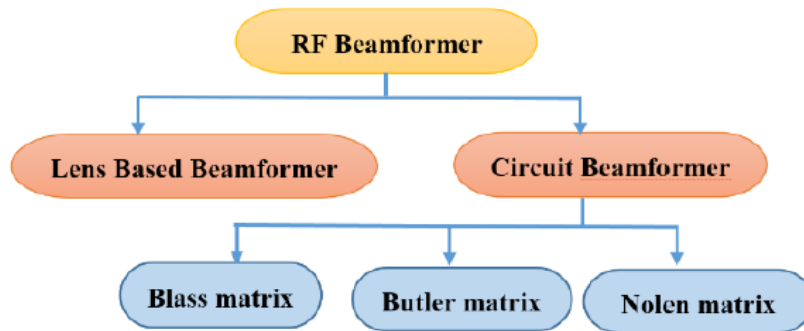


Рисунок 1.5 – Классификация ДООУ, представленная в работе [9]

С конструктивно-компоновочной точки зрения 8-лучевое ДООУ Батлера (Рисунок 1.2) содержит три горизонтальных ряда четырёхплечих (восьмиполюсных) 3-децибельных направленных ответвителей (НО), которые делят, с неравномерностью порядка 0,5 дБ, мощность входного СВЧ сигнала пополам (в отношении 1:1) между двумя выходными плечами с разностью фаз между ними, равной 90 градусов (другими словами: в фазовой квадратуре), в полосе частот порядка октавы (относительная полоса 66%). Оставшееся четвёртое плечо (третий выход) НО при ординарном использовании ответвителей только для деления мощности в многоканальных делителях соединяется с нерабочей балластной нагрузкой, величина которой равна волновому сопротивлению трактов НО. Несмотря на то, что четвёртое плечо (третий выход) НО соединено (соединен) с балластной нагрузкой, мощность входного СВЧ сигнала при правильном конструировании НО в неё практически не поступает. Иными словами, вход и четвёртое плечо НО развязаны между собой на частотах СВЧ сигнала до уровня порядка -30...-15 дБ. При этом печатные реализации ДООУ Батлера строятся, как правило, с использованием НО на связанных

полосковых/микрополосковых линиях или с применением двушлейфных НО на тех же линиях без их электромагнитного взаимодействия (электромагнитной связи). Тогда вход и четвёртое плечо в НО на связанных линиях развязаны между собой во всей полосе частот существования одномодового режима поперечной ТЕМ волны в полосковых линиях или квази-ТЕМ волны в микрополосковых линиях, включая развязку и по постоянному току (гальваническую) [2]. Двушлейфные же НО обеспечивают развязку -20 дБ только в относительной полосе частот 10% вокруг центральной частоты [1]. Поэтому подавляющее большинство конструкций печатных ДООУ Батлера строятся с использованием НО на связанных линиях, так как они более широкополосны, а также ещё и потому, что влияние технологических допусков на размеры печатных фрагментов линий сказываются на рабочих характеристиках таких НО гораздо мягче, чем на двушлейфных.

Структурная схема ДООУ Батлера (Рисунок 1.2) свидетельствует о том, что в ней четвёртые плечи ответвителей с какой-либо нагрузкой не соединены, а участвуют в процессе распределения мощности входного СВЧ сигнала по всем без исключения M излучателям антенного полотна со всех без исключения N входов, причём все входы хорошо развязаны между собой в силу симметрии и обратимости НО как восьмиполюсника (четырёхплечего устройства). В результате, энергия входного сигнала, подведенного к любому i -му ($i = 1 \dots N$) входу ДООУ, распределяется поровну между всеми излучателями антенного полотна, создавая тем самым равномерное амплитудное распределение вдоль излучателей линейной эквидистантной ФАР. При этом в некоторые соединительные линии между рядами ответвителей включены/введены хорошо согласованные с линиями широкополосные фазовращатели проходного типа [2] с требуемыми фазовыми сдвигами. В результате, вдоль излучателей создаётся линейно изменяющееся фазовое распределение, крутизна которого по величине и знаку зависит от номера i ($i = 1 \dots N$) входа ДООУ. В итоге, антенное полотно, являющееся линейной эквидистантной ФАР, создаёт/формирует в окружающей многолучевую антенну верхней полусфере (над полотном) веер лучей (диаграмм

направленности), покрывающий эту полусферу вполне/достаточно равномерно (Рисунок 1.6, где $M = N = 8$).

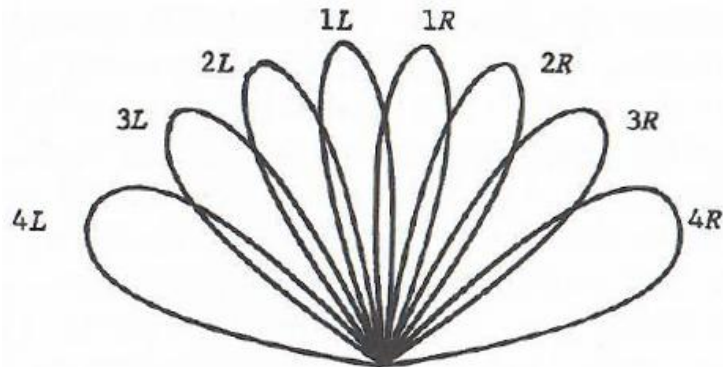


FIGURE 10.5 Butler BFN beam rosette.

Рисунок 1.6 – Веер лучей в многолучевой антенне с ДОУ Батлера

За истёкшие с момента опубликования работы [5] (1961 год) десятилетия свойства, характеристики и предельно достижимые (потенциальные) показатели МЛА с ДОУ Батлера были всесторонне изучены [10-16]. При этом было показано, что структура соединений между элементами и рядами ответвителей в ДОУ Батлера полностью совпадает со структурой графических диаграмм вычислительных процедур/алгоритмов быстрого дискретного преобразования Фурье [12, 13, 15]. Это позволило на рубеже 70-ых годов прошлого века обосновать и с тех пор считать доказанным тот факт, что в структурной схеме ДОУ Батлера содержится минимум ответвителей и фазовращателей при оптимальной электрической длине соединительных линий каждого канала ДОУ в условиях одинаковости числа каналов N в разных ДОУ. Последнее означает минимум диссипативных потерь в проводниках и диэлектрике печатных ДОУ Батлера и создаёт предпосылки к минимальному влиянию разброса конструктивно-компоновочных и технологических допусков на излучательные характеристики многолучевой антенны при её печатном исполнении, включая не только одноступенчатые четвертьволновые направленные ответвители на связанных линиях [11, 15, 16], но и 3-децибельные несимметричные ступенчатые направленные ответвители, фазо-частотные характеристики которых являются нелинейными и неминимально фазовыми функциями частоты (им не присуще

свойство фазовой квадратурности) [17-19]. Перечисленные конструкторско-технологические преимущества печатных ДООУ Батлера послужили побудительным мотивом также и в их исследованиях при использовании полосковых линий с плавно изменяющимися по длине погонными параметрами [20, 21].

1.2. Характеристика ретроспективного анализа и обзора литературы

Представленные выше на рисунках 1.1 и 1.2 структурные схемы чётко регламентируют выявлять при печатной реализации ДООУ Батлера и МЛА на их основе ключевые особенности проектирования в четырёх группах базовых элементов:

- излучатели;
- направленные ответвители;
- фазовращатели;
- пересечения печатных линий передачи с минимальным взаимным электромагнитным влиянием (наводками) друг на друга.

За истекшие десятилетия в этих группах были получены существенные результаты, позволившие воплотить их в ряд совершенных и весьма востребованных изделий диапазона СВЧ различного назначения [22-25]. При этом большинство результатов было достигнуто в рамках микроволновых системно-технических подходов [1-4] при широком использовании метода проб и ошибок «trial and error method» с учётом накопленного опыта проектирования устройств и систем СВЧ, во многом базирующегося на эвристических представлениях [1, 26, 27].

В этой связи не будет преувеличением подчеркнуть, что формирование потенциала радиотехнических систем СВЧ за счёт наращивания их многофункциональности, увеличения их выходной мощности и широкополосности, подробно отработанной производственной и эксплуатационной технологичности – есть актуальная научно-техническая задача, обладающая широким спектром разнообразных приложений. Так как создание

устройств СВЧ значительной функциональной сложности, соответствующих упомянутым областям применения и содержащих сотни, а зачастую и тысячи модулей, предъявляет постоянно возрастающие требования к базовым элементам касательно их широкополосности, миниатюризации и адаптации к действенному конструкторско-технологическому потенциалу микроэлектроники. Это, в свою очередь, закономерно требует совершенствования методов анализа, синтеза и оптимизации полосковых и микрополосковых базовых элементов новой структуры и конфигурации, проектирование которых было бы осуществлено автоматизированными методами при максимально возможном совмещении в одном конструктивно-компоновочном модуле (на одной фольгированной диэлектрической заготовке) нескольких выполняемых процедур по формированию радиосигнала. Такие задачи характерны для современного этапа развития радиоэлектроники СВЧ и требуют постоянного внимания и усилий по их разрешению.

Также нелишне будет отметить, что создание конкурентоспособных устройств в области техники СВЧ фактически представляет собой комплекс трудоёмких и насыщенных новизной научных и технических задач, среди которых ключевой является, как правило, проблема синтеза новых базовых СВЧ компонентов. Именно их появление побуждает разработчиков радиоаппаратуры пересматривать уже выпускаемые серийно изделия на предмет их модернизации и совершенствования. В частности, в основе синтеза новых/нетрадиционных печатных компонентов лежит, как правило, неформализуемая процедура поиска новых очертаний и взаимосвязей планарных проводящих фрагментов на поверхности несущей диэлектрической заготовки, которая всё ещё носит эвристический характер и в значительной мере зависит от накопленного опыта работы. Неудачный (или непрофессиональный) выбор изначальной структуры зачастую уже не может быть компенсирован за счёт оптимизационных/настроечных процедур других этапов создания устройства [1, 2]. И наоборот, удачный выбор структуры на изначальном этапе проектирования в сочетании с развитыми методами аппроксимации, оптимизации и реализации

заключает в себе значительные потенциальные возможности. Обнаружение и использование таких возможностей на основе опережающего поиска структур, закономерностей и принципов являются, как правило, достойными приложения усилий разработчиков новыми научными и техническими задачами.

В настоящей диссертационной работе упомянутые усилия будут сконцентрированы на модернизации и совершенствовании элементной базы первой и третьей групп элементов МЛА с ДОУ Батлера, а именно: «излучатели» и «фазовращатели». Если первые, на основании теоремы перемножения в теории антенных решёток, определяют излучательные характеристики МЛА, такие как: диаграмма направленности, поляризация и коэффициент усиления [2], то вторые, формирующие требуемое фазовое распределение возбуждения вдоль эквидистантно расположенных излучателей антенного полотна, оказывают существенное влияние на форму лучей всей многолучевой антенной решётки и уровень их боковых лепестков, создавая при удачном исходе проектирования предпосылки для поддержания их стабильности в рабочей полосе частот с постоянно возрастающими требованиями по её увеличению [1]. При этом целесообразно отметить, что намеченная ещё три года назад (на 1-ом году обучения в аспирантуре) вышеупомянутая концентрация поисковых усилий на 1-ой и 3-ей группах элементов печатных МЛА удачно вписывается в недавно опубликованные современные воззрения и тенденции, согласно которым в случае качественно новых технических решений создаются предпосылки к продвижению антенных технологий на базе МЛА в диапазоны частот свыше 6 ГГц для радиотехнических систем перспективной архитектуры/конфигурации 5G, а также в диапазон миллиметровых длин волн. Названные тенденции рельефно охарактеризованы в недавно опубликованной статье издания 1-го квартала [28], содержащей обращение одного из редакторов журнала «IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques» к его читателям.

Охарактеризованные выше направления исследований определяют масштабы и глубину ретроспективного анализа и обзора литературы по

упомянутым двум группам базовых элементов печатных многолучевых антенн с диаграммообразующими устройствами Батлера.

1.3. Печатные излучатели и ДОУ Батлера

За истёкшие десятилетия было разработано большое число многолучевых антенных систем с ДОУ Батлера. Перечислить и охарактеризовать все их, даже кратко, не представляется приемлемым из-за их числа. Поэтому далее описаны конструкции, разработанные в различных странах, наиболее значимые из которых опубликованы на страницах ведущих журналов наукометрической системы «Web of Science» за последние 20 лет.

Так, в работе [29] описано компактное 4-лучевое полосковое печатное ДОУ Батлера на «подвешенной» подложке «suspended substrate» из материала «Polyester» (изготовитель: Rogers) с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 2,77$ и толщиной 75 мкм. Крепление этой подложки между двумя заземлёнными металлическими пластинами осуществлено вспененным пористым материалом «Rohacell 051 HF» (изготовитель: ROHM) с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 1,06$ (Рисунок 1.7). В конструкции предусмотрены согласующие разомкнутые шлейфы, подключённые к каждому из плеч каждого направленного ответвителя на связанных линиях с частичным перекрытием/наложением их широких сторон (Рисунок 1.8). В качестве фазовращателей применены отрезки ординарных линий передачи. Реализованная конструкция ДОУ (Рисунок 1.9) на диапазон 880-960 МГц предполагает подключение антенного полотна (оформленного как отдельная сборочная единица) коаксиальными кабелями, то есть многолучевая антенна не является полностью печатной на единой диэлектрической заготовке.

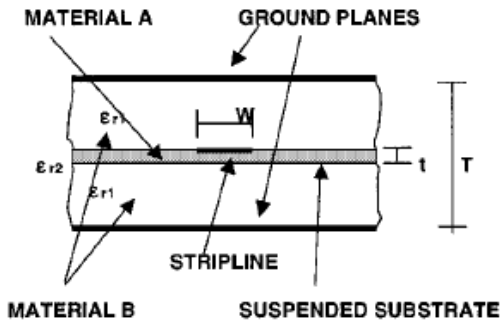


Fig. 2. Suspended stripline structure.

TABLE I
CHARACTERISTICS OF MATERIALS A AND B

B - Rohacell 051 HF	A - Polyester
Manufacturer: RÖHM	Manufacturer: Rogers
Dielectric constant $\epsilon_r = 1.06$	Dielectric constant $\epsilon_r = 2.77$
Thickness: 2 mm	Thickness: 75 μm
Dissipation factor $\tan\delta = 0.0011$	Dissipation factor $\tan\delta = 0.0073$

Рисунок 1.7 – Характеристики материалов ДООУ, описанного в работе [29]

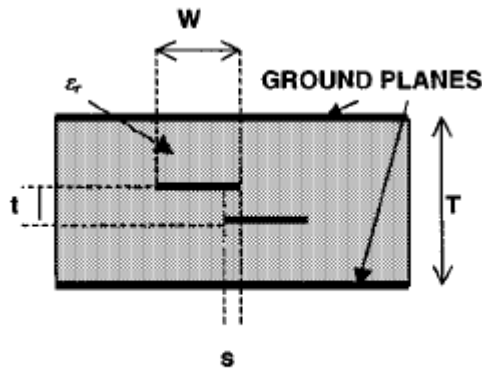


Fig. 5. Variable overlap between the coupled lines.

Рисунок 1.8 – Электромагнитно связанные полосковые линии ответвителей ДООУ, описанного в работе [29]

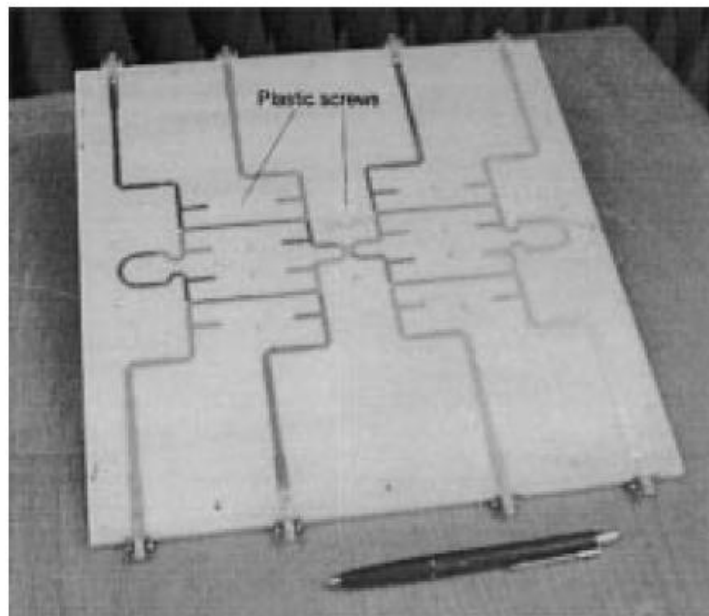


Fig. 23. 4 × 4 Butler matrix realization.

Рисунок 1.9 – Четырёхлучевое ДООУ, предложенное в работе [29]

В работе [30] описано 4-лучевое ДОУ Батлера с центральной частотой 5,8 ГГц, реализованное на копланарных полосковых линиях на материале RT/Duroid 5880 ($\epsilon_r = 2,2$) толщиной 0,254 мм. В конструкции использованы шлейфные направленные ответвители и фазовращатели из отрезков регулярной линии. Изготовленное ДОУ (Рисунок 1.10) соединялось с антенным полотном из четырёх щелевых излучателей с помощью разъёмов (Рисунок 1.11), то есть эта МЛА не является полностью печатной на единой диэлектрической заготовке.

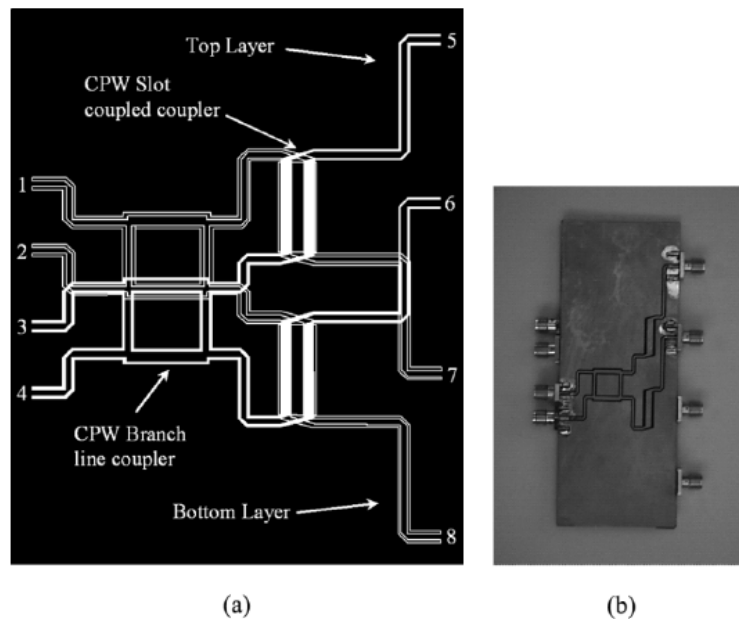


Fig. 12. Proposed 4 × 4 Butler matrix. (a) Layout. (b) Fabricated prototype.

Рисунок 1.10 – Четырёхлучевое ДОУ, предложенное в работе [30]

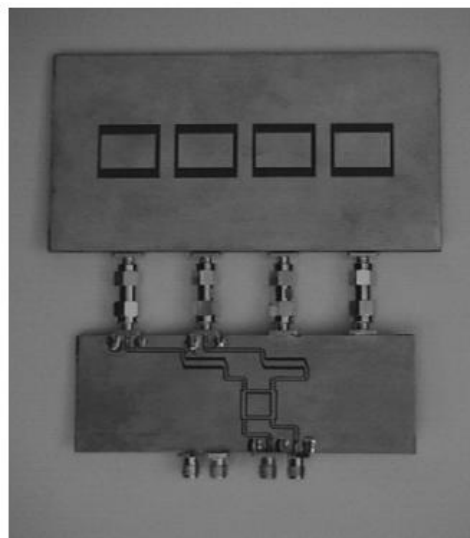


Fig. 17. Layout of a CPW-fed slot-antenna array.

Рисунок 1.11 – Четырёхлучевая МЛА, описанная в работе [30]

Не является полностью печатной также МЛА с центральной частотой 2,5 ГГц на основе 4-лучевого ДОУ Батлера (Рисунок 1.12), описанного в работе [31]. В качестве материала использован диэлектрик «RO3006» ($\epsilon_r = 6,15$) толщиной 0,635 мм, облицованный медной фольгой толщиной 17 мкм. При этом в качестве излучателей задействованы классические штыревые монополи, установленные перпендикулярно верхней заземлённой части корпуса печатного ДОУ (Рисунок 1.13).

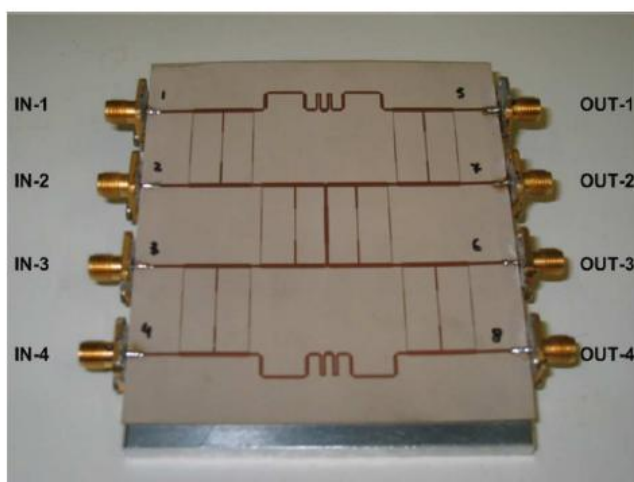


Fig. 2. Picture of the dual-band Butler matrix network used on in the multidirectional-beam MEA. The total area of the Butler matrix is 60×60 mm.

Рисунок 1.12 – Четырёхлучевое ДОУ Батлера, предложенное в работе [31]



Fig. 1. Picture of the multiomnidirectional-beam MEA consisting of a ULA of omnidirectional monopoles over a finite ground plane, mounted on the automated measurement setup.

Рисунок 1.13 – Четырёхлучевая антенная решётка со штыревыми монопольными излучателями, описанная в работе [31]

Ещё одним примером построения МЛА за счёт кабельного соединения антенного полотна и 8-лучевого ДОУ Батлера является конструкция, описанная в работе [32]. В качестве обоснования такого построения многолучевой антенны авторы этой работы привели стремление реализовать сканирование каждым из восьми лучей в небольшом угловом секторе, шириной порядка утроенной ширины луча по уровню половинной мощности (Рисунок 1.14). Сканирование на частоте 2,45 ГГц осуществляется фазовращателями отражательного типа [2], использующих многоступенчатые направленные ответвители на связанных полосковых линиях, диагональные плечи которых соединены с варакторами типа «Skywork SMV-1763» (Рисунок 1.15). Само печатное ДОУ реализовано по классической схеме с использованием четвертьволновых НО на связанных линиях, выполненных на тонкой двусторонне фольгированной заготовке из материала «25N» ($\epsilon_r = 3,38$) толщиной 0,257 мм. После формирования двустороннего печатного рисунка эта тонкая заготовка размещалась в сплошном металлическом корпусе между двумя более толстыми не фольгированными слоями из того же материала, толщиной 1,54 мм (Рисунок 1.16). На этой же плёнке реализованы и фазовращатели отражательного типа. Собранное и настроенное 8-лучевое ДОУ (Рисунок 1.17) соединялось отрезками коаксиального кабеля с антенным полотном, содержащем 8 прямоугольных печатных монополюсных излучателей (Рисунок 1.18).

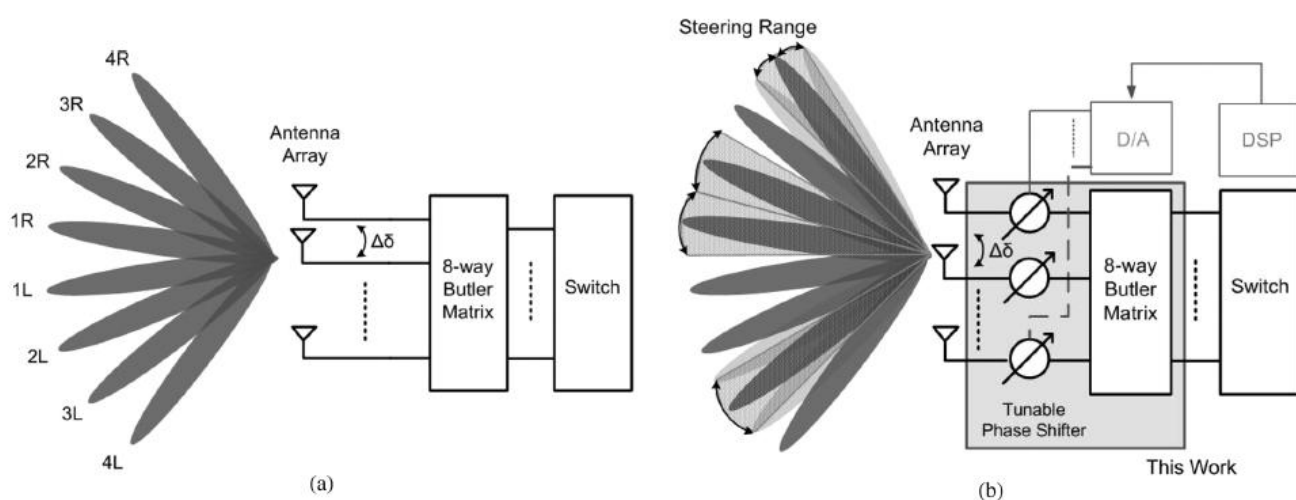


Fig. 1. (a) Conventional 8-way Butler matrix, (b) proposed switching/steering Butler matrix.

Рисунок 1.14 – Сравнительная иллюстрация МЛА, предложенной в работе [32]

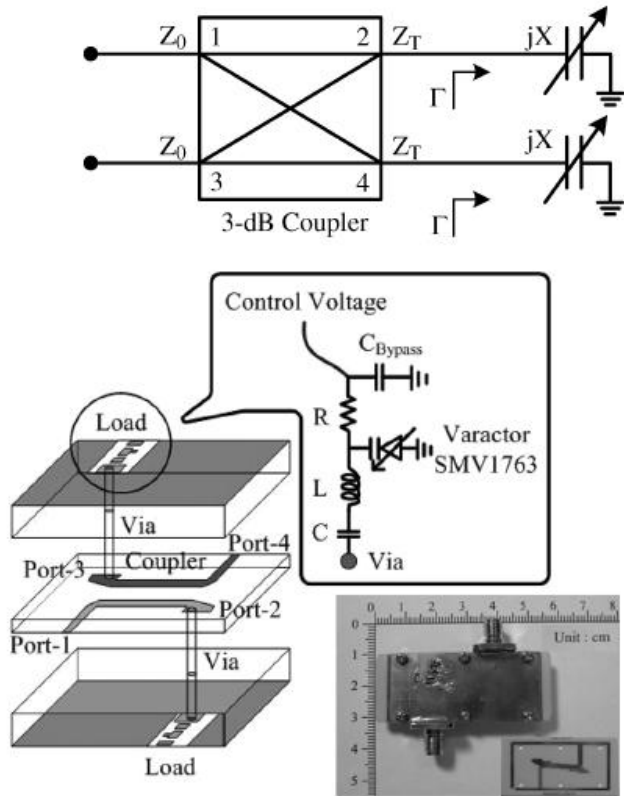


Fig. 8. Schematic of the proposed stripline reflection-type phase shifter and implemented circuit photograph.

Рисунок 1.15 – Схема и реализация фазовращателей ДООУ, предложенного в работе [32]

TABLE I
THE BEAM DISTRIBUTIONS OF AN 8-WAY BUTLER MATRIX (RELATIVE PROGRESSIVE PHASE SHIFT $\Delta\delta$, BEAM DIRECTION θ)

Input Port	Port-2	Port-6	Port-4	Port-8
$\Delta\delta$	157.5°	112.5°	67.5°	22.5°
θ	-64.04° (4L)	-38.7° (3L)	-22.02° (2L)	-7.2° (1L)

Input Port	Port-1	Port-5	Port-3	Port-7
$\Delta\delta$	-157.5°	-112.5°	-67.5°	-22.5°
θ	64.04° (4R)	38.7° (3R)	22.02° (2R)	7.2° (1R)

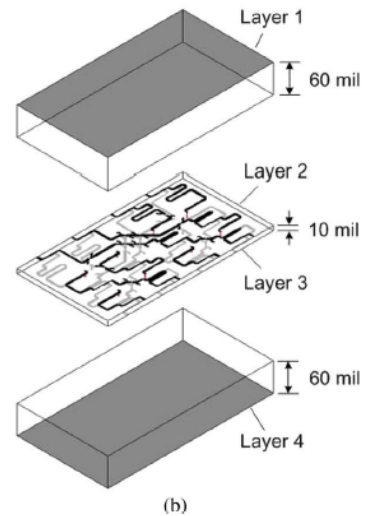
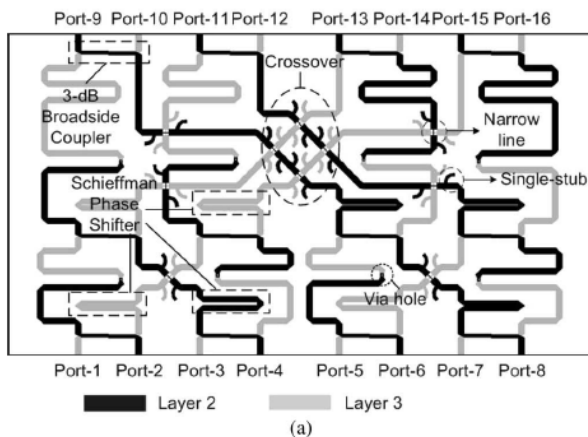


Fig. 2. The structure of the stripline Butler matrix (a) inner board layouts (b) the lay-ups of three PCBs with corresponding board thickness.

Рисунок 1.16 – Структура ДООУ Батлера, предложенного в работе [32]

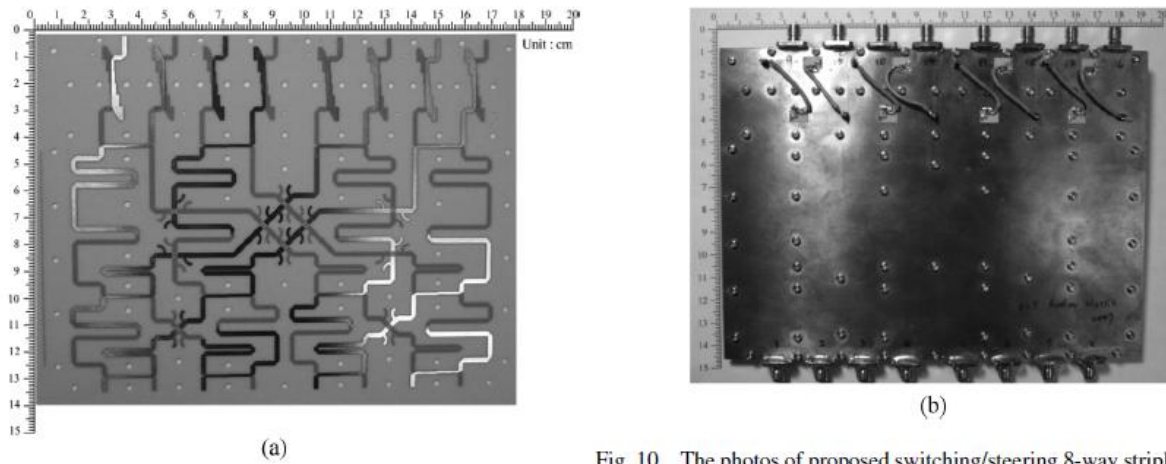


Fig. 10. The photos of proposed switching/steering 8-way stripline Butler matrix with tunable phase shifters (a) inner board layouts and (b) top view of the integrated circuit.

Рисунок 1.17 – Восемилучевое ДООУ Батлера, описанное в работе [32]

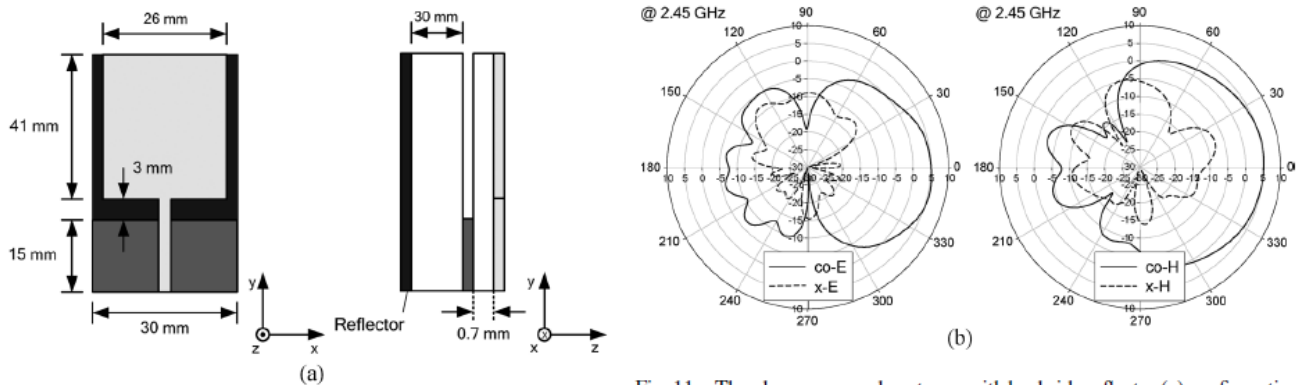


Fig. 11. The planar monopole antenna with backside reflector (a) configuration and (b) measured E-plane (y - z plane) and H-plane (x - z plane) patterns.

Рисунок 1.18 – Монопольный излучатель антенного полотна МЛА, описанной в работе [32]

Тот же принцип компоновки был избран авторами работы [33], в которой реализовано печатное 4-лучевое ДООУ. Деление мощности по его классическим каналам осуществлено при помощи идентичных направленных ответвителей на связанных линиях, продольный размер которых уменьшен в 2 раза за счёт включения на каждом конце пары линий сосредоточенного керамического конденсатора (Рисунок 1.19). В качестве фазовращателей на 45 градусов применены удлинения печатных регулярных соединительных линий, а их пересечения выполнены из двух «тандемно» (термин пояснён в работе [2]) включённых укороченных конденсаторами ответвителей. Это позволило авторам реализовать полностью планарную (без металлизированных отверстий) печатную

конструкцию ДОУ на материале «Teflon» ($\epsilon_r = 2,2$) толщиной 0,257 мм для рабочей частоты 1 ГГц (Рисунок 1.20). При этом использовались навесные безвыводные конденсаторы для поверхностного монтажа (другими словами: автоматизированного монтажа посредством пайки на металлизированные фрагменты поверхности платы ДОУ «surface mounted device (SMD) capacitor»). Вместе с тем, в этой работе нет данных об излучателях антенного полотна, и диаграммообразующие свойства описанного ДОУ оценены путём компьютерного моделирования по разработанному авторами алгоритму (т.е., без реально изготовленных излучателей).

JEONG AND KIM: DESIGN AND ANALYSIS OF SWAPPED PORT COUPLER

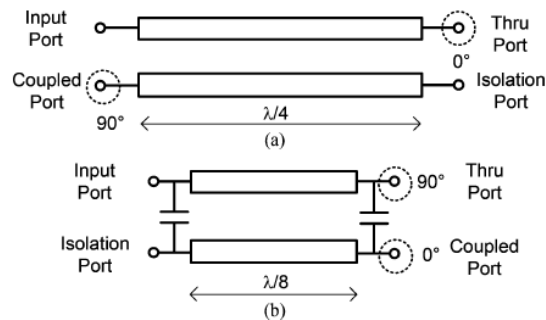


Fig. 1. Comparison between: (a) conventional coupled line coupler and (b) swapped port coupler.

Рисунок 1.19 – Функциональная схема направленных ответвителей ДОУ, описанного в работе [33]

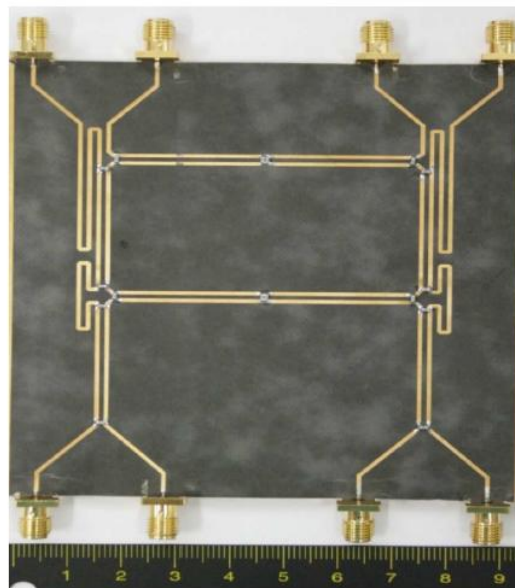


Fig. 7. Photograph of the proposed Butler matrix.

Рисунок 1.20 – Четырёхлучевое ДОУ, предложенное в работе [33]

Этот же подход (т.е., компьютерная оценка свойств МЛА без изготовления излучателей) был использован авторами работы [34], в которой описано печатное 8-лучевое ДООУ Батлера на частоту 3 ГГц. Функциональная схема этого ДООУ была получена из классической схемы посредством реализации фазовращателей и пространственных пересечений на основе «тандемного» соединения двух 8,34 дБ направленных ответвителей (Рисунок 1.21).

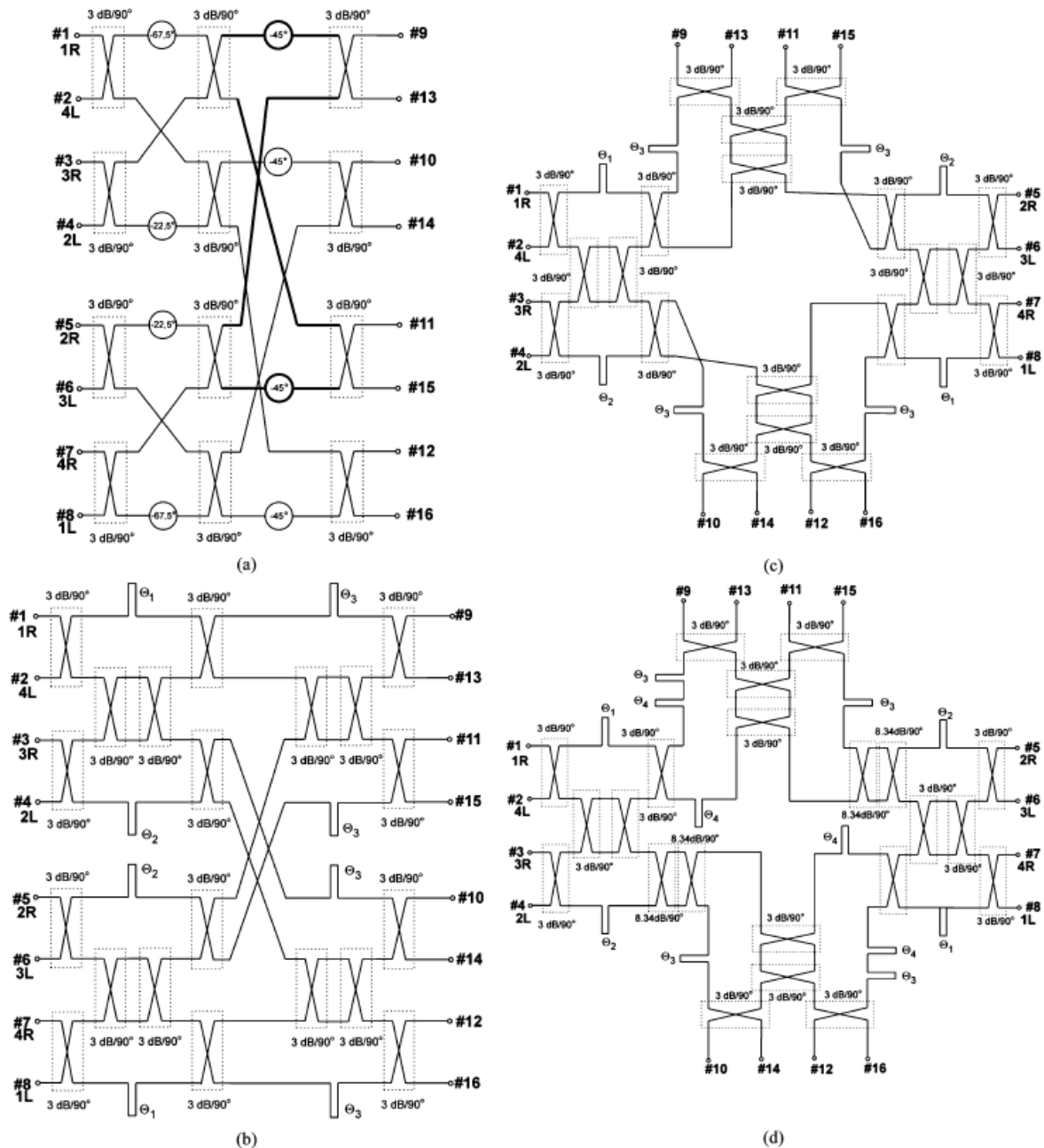


Fig. 1. Schematic diagram of the 8 × 8 Butler matrix. (a) Original arrangement. (b) Network with phase shifters as a tandem connection of 3-dB/90° directional couplers and sections of transmission lines. (c) Rearranged network with only two crossovers. (d) Final matrix arrangement suitable for integrated planar realization.

Рисунок 1.21 – Трансформация классической функциональной схемы 8-лучевого ДООУ Батлера в схему, предложенную в работе [34]

Трёхдецибелльные НО на связанных линиях, формирующие каналы деления входной мощности, реализованы классически с частичным наложением их широких сторон (Рисунок 1.22), выполненных на обеих сторонах двусторонне фольгированной тонкой диэлектрической заготовки из материала «ARLON 25N» ($\epsilon_r = 3,38$) толщиной 0,152 мм. Сама плёнка затем размещалась между двумя слоями того же диэлектрика толщиной 1,524 мм, а после сборки весь этот «сэндвич» помещался в сплошной металлический корпус. Фотография собранного ДОУ в этой работе не приводится. И если судить по его функциональной схеме (Рисунок 1.21), которая будет реализовываться в печатном виде, то входные и выходные коаксиально-полосковые переходы (разъёмы) расположены вперемешку вдоль всех четырёх сторон корпуса ДОУ. Последнее означает, что выходы ДОУ и входы излучателей антенного полотна соединяются посредством коаксиальных кабелей, и вся МЛА в собранном виде не является полностью печатной на одной фольгированной диэлектрической заготовке.

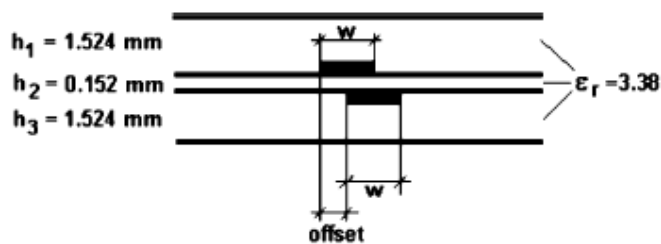


Fig. 3. Cross-sectional view of the stripline coupled lines used for the design of a broadband 8×8 Butler matrix.

Рисунок 1.22 – Поперечное сечение связанных полосковых линий, используемых в ДОУ Батлера, описанного в работе [34]

Не является полностью печатной также и МЛА на частоту 2,4 ГГц, содержащая модифицированное ДОУ Батлера и описанная в работе [35]. За счёт модификации авторы привнесли в ДОУ Батлера дополнительные фильтровые свойства, реализовав 3-децибелльные направленные ответвители в каналах деления мощности по предложенной ими функциональной схеме (Рисунок 1.23). Конструкция как отдельного ответвителя (Рисунок 1.24), так и 4-лучевого ДОУ Батлера (Рисунок 1.25) была реализована на подложке (материал в работе не

указан, что встречается весьма редко в журналах такого уровня) толщиной 0,8 мм с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 2,55$. При этом выходы ДООU рассредоточены по всем четырём сторонам подложки. В качестве излучателей применены классические антенны Вивальди «Vivaldi antenna», скомпонованные в отдельно оформленное антенное полотно. В результате собранная 4-лучевая антенна содержит четыре соединительных коаксиальных кабеля (Рисунок 1.26) и представляет собой трёхмерное изделие, обе части которого должны быть надёжно закреплены на объекте установки и также надёжно соединены между собой.

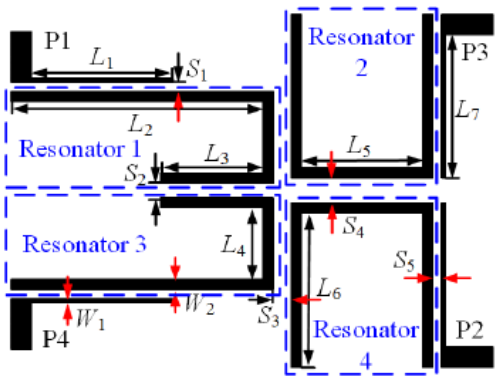


Fig. 2. Layout of the 180° hybrid coupler. ($L_1 = 13.8$ mm, $L_2 = 24.6$ mm, $L_3 = 10$ mm, $L_4 = 7$ mm, $L_5 = 11.8$ mm, $L_6 = 15$ mm, $L_7 = 14$ mm, $W_1 = 0.4$ mm, and $W_2 = 1$ mm.)

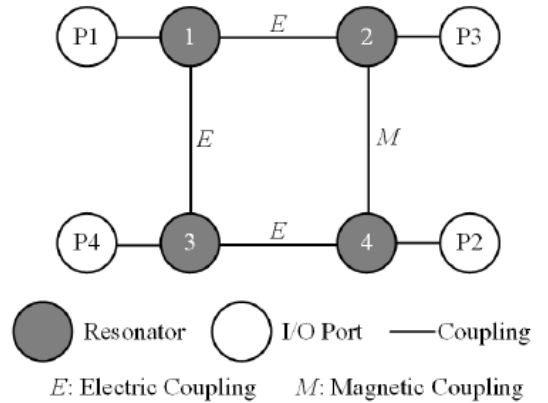


Fig. 3. Coupling scheme of the filtering 180° hybrid coupler.

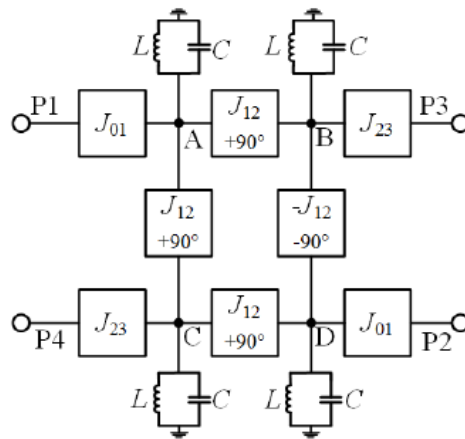


Fig. 4.

Equivalent circuit of the 180° hybrid coupler.

Рисунок 1.23 – Функциональные схемы направленных ответвителей с фильтровыми свойствами, использованные в работе [35]

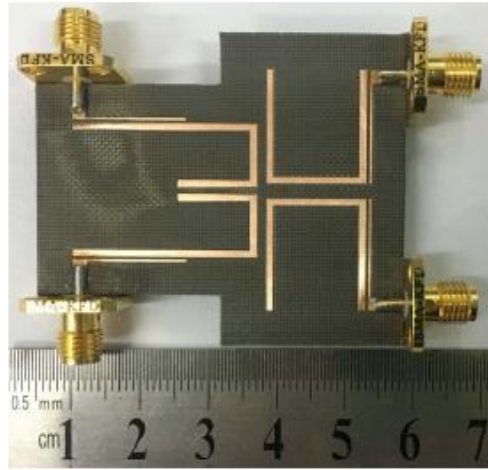


Fig. 9. Photograph of the fabricated filtering 180° hybrid coupler.

Рисунок 1.24 – Конструкция направленного ответвителя, применённого в ДОО из работы [35]

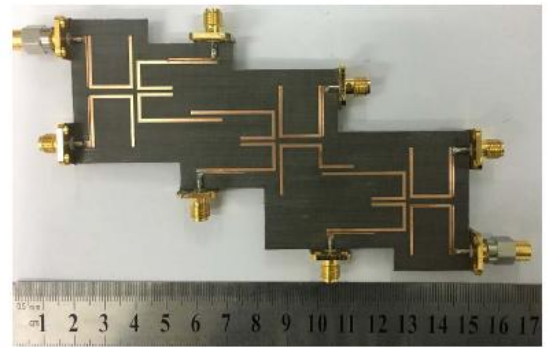
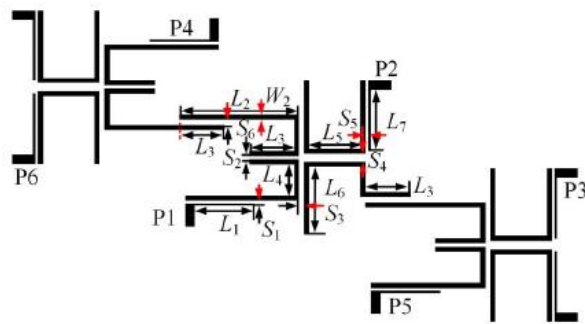


Fig. 16. Photograph of the fabricated 2 × 4 filtering Butler matrix.

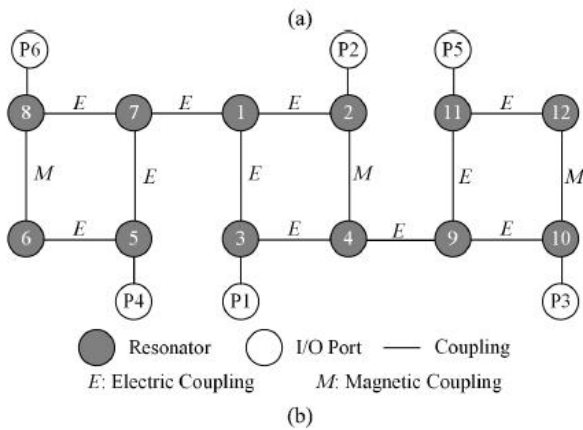


Fig. 14. (a) Layout of the 2 × 4 filtering Butler matrix. ($L_1 = 13.8$ mm, $L_2 = 24.6$ mm, $L_3 = 10$ mm, $L_4 = 7$ mm, $L_5 = 11.8$ mm, $L_6 = 15$ mm, $L_7 = 14$ mm, $W_1 = 0.4$ mm, and $W_2 = 1$ mm). (b) Coupling scheme of the 2 × 4 filtering Butler matrix.

Рисунок 1.25 – Функциональная схема и конструкция ДОО Батлера с фильтровыми свойствами, предложенные в работе [35]

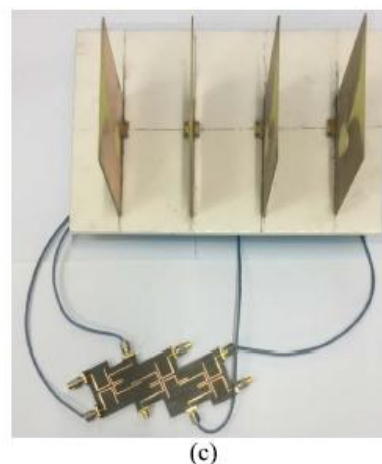
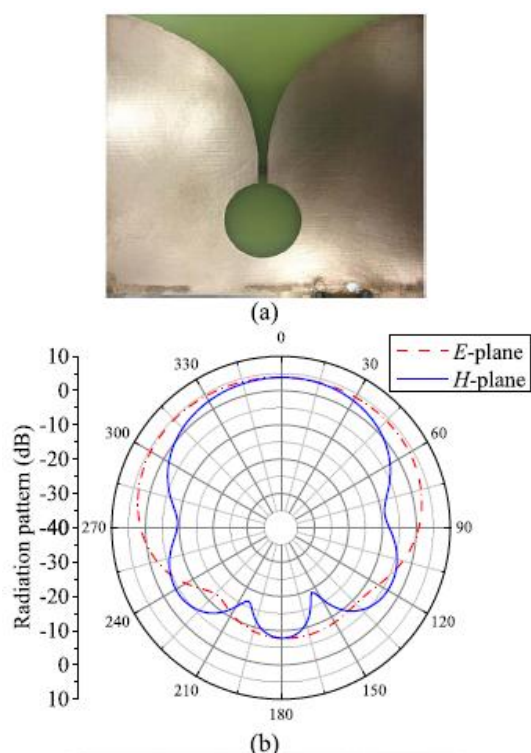


Fig. 19. (a) Antenna element. (b) Simulated radiation patterns of the antenna element used in the linear array. (c) Prototype of the Butler matrix connected to the Vivaldi antenna array.

Рисунок 1.26 – Излучатель Вивальди и многолучевая антенна в сборе согласно работе [35]

Предложенный в [35] подход был развит этими же авторами в работе [36], где ими предложена система с рабочей частотой 2,4 ГГц на диэлектрике с $\epsilon_r = 2,55$ (марка материала снова не указана) толщиной 0,8 мм. При этом было реализовано как ДОУ (Рисунок 1.27), так и МЛА (Рисунок 1.28) с четырьмя упомянутыми выше на рисунке 1.26 излучателями Вивальди, причём амплитудное распределение вдоль излучателей антенного полотна было равномерным. Это создавало в диаграммах направленности лучей МЛА боковые лепестки различной амплитуды. Для выравнивания их максимумов и привязке их к более низкому уровню в этой же работе было реализовано ДОУ, обеспечивающее амплитудное распределение возбуждения, спадающее к краям антенного полотна (Рисунок 1.29). Однако при компоновке всей в целом многолучевой антенны обойтись без соединительных кабелей и в этой работе не удалось.

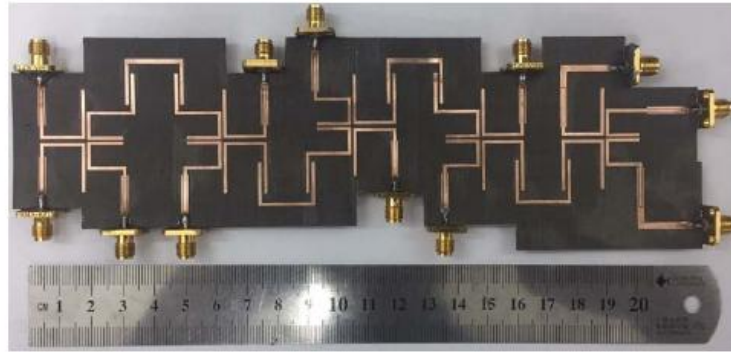


Fig. 6. Photograph of the fabricated modified 4×6 filtering Butler matrix.

Рисунок 1.27 – ДООУ Батлера, реализованное в работе [36]

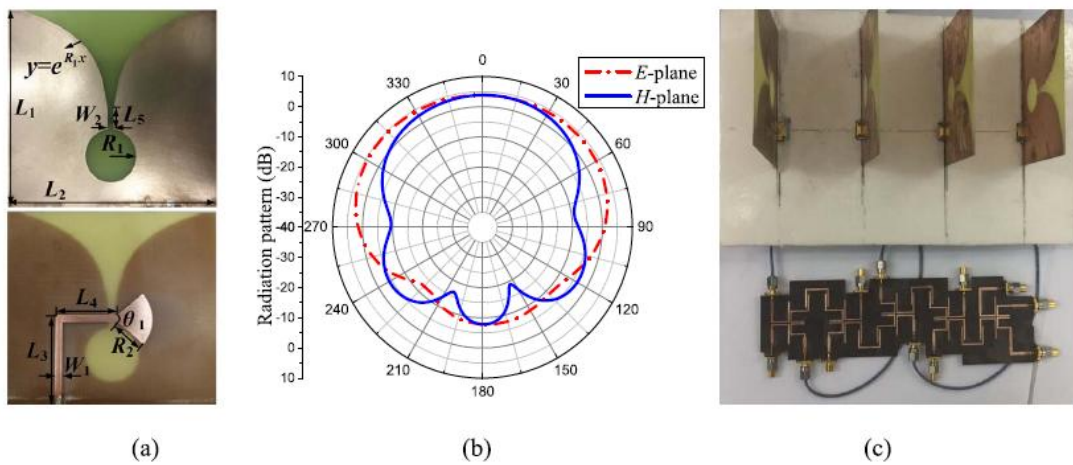


Fig. 8. (a) Antenna element ($L_1 = 180.0$, $L_2 = 200.0$, $L_3 = 83.5$, $L_4 = 29.0$, $L_5 = 10.0$, $R_1 = 17.5$, $R_2 = 17.5$, $\theta_1 = 80^\circ$, $W_1 = 1.5$, $W_2 = 1.5$, all in millimeters). (b) Simulated radiation patterns of the antenna element used in the linear array. (c) Prototype of the Butler matrix connected to the Vivaldi antenna array.

Рисунок 1.28 – Многолучевая антенна в сборе согласно работе [36]

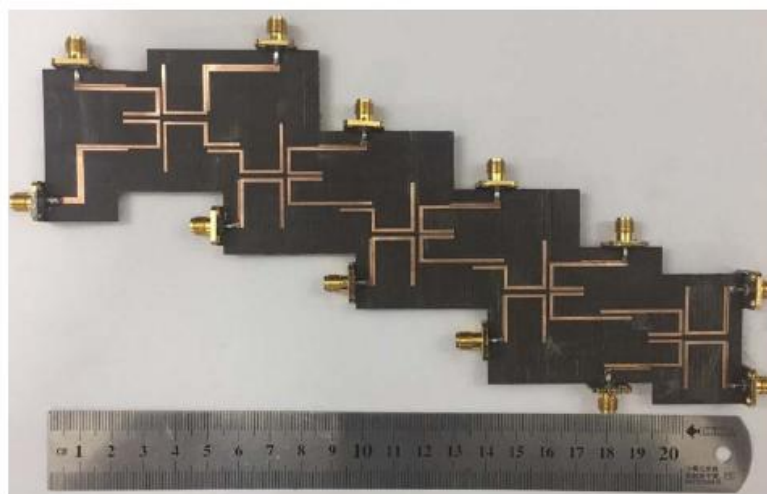


Fig. 15. Photograph of the fabricated 4×6 filtering Butler matrix with non-uniform power distribution.

Рисунок 1.29 – Конструкция ДООУ Батлера с неравномерным распределением возбуждения вдоль излучателей, описанного в работе [36]

Наряду с проектированием МЛА с ДОУ Батлера, авторы ряда работ уделили внимание необходимости уменьшить влияние неизбежных при производстве изделий конструкторско-технологических погрешностей на излучательные характеристики многолучевых антенн. Так, в работе [37] предложено целенаправленно изменять очертания печатных фрагментов топологии ДОУ Батлера с помощью скальпеля. Стратегия корректировки определялась авторами по результатам измерений ряда образцов ДОУ, содержащих специальные печатные фрагменты, удобные для механической корректировки скальпелем. Так, на рисунке 1.30 изображён используемый в [37] модифицированный двушлейфный 3-децибельный НО, где указаны места/области возможной корректировки топологии.

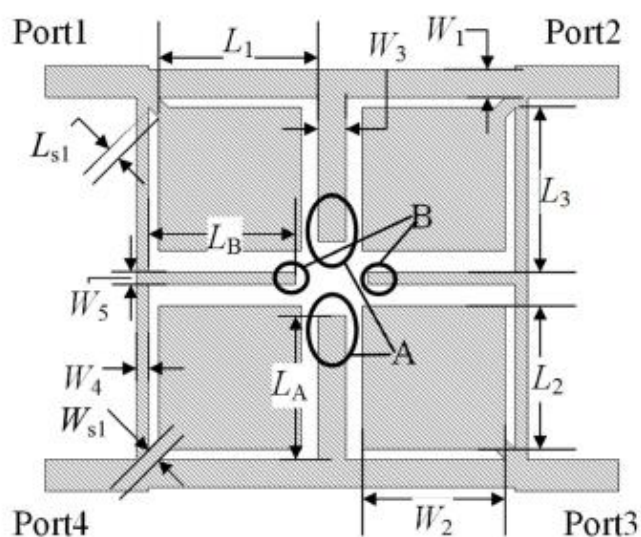


Fig. 4. Compact BLC.

Рисунок 1.30 – Зоны механической корректировки в модифицированном двушлейфном НО, описанном в работе [37]

Основываясь на ней, авторы изготовили и успешно настроили 8-лучевое ДОУ Батлера (Рисунок 1.31) с использованием материала «ROGERS 4003» ($\epsilon_r = 3,55$) толщиной 0,508 мм для рабочей частоты 2 ГГц.

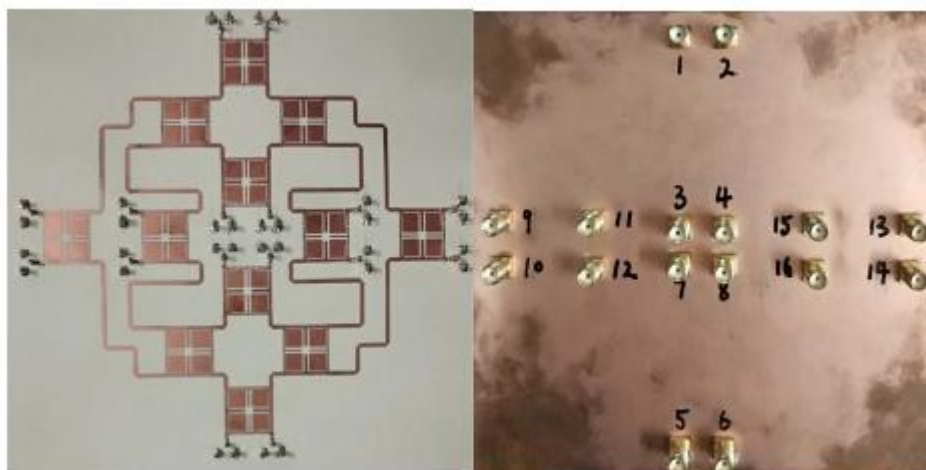


Fig. 9. Photograph of the fabricated 8×8 BM.

Рисунок 1.31 – Восьмилучевое ДОУ на двухшейфных НО, описанное в работе [37]

По словам авторов, требуется не более трёх циклических итераций подгонки размеров скальпелем, чтобы обеспечить приемлемый результат с точки зрения амплитудно-фазового распределения вдоль восьми выходов ДОУ Батлера. Однако рисунок 1.31 и сама работа свидетельствуют о том, что:

- а) выходы ДОУ реализованы по всем четырём сторонам печатной платы;
- б) все входы и все выходы имеют коаксиально-полосковые переходы (разъёмы), установленные на корпусе перпендикулярно подложке ДОУ;
- в) об излучателях нет информации.

Иными словами, при сборке всей в целом МЛА вновь потребуются соединительные отрезки коаксиальных кабелей. К тому же, трудно себе представить корректировку скальпелем (или иным механическим способом) размеров двух электромагнитно связанных по всей длине печатных полосковых линий классического четвертьволнового НО, реализованных на обеих сторонах тонкой диэлектрической заготовки, расположенной, вдобавок, после сборки между двумя более толстыми слоями диэлектрика внутри экранирующего металлического корпуса.

Вопросам реализации амплитудного распределения, спадающего к краям антенного полотна, уделяется всё больше внимания, так как всё чаще требуются конструкции печатных МЛА с небольшим уровнем боковых лепестков их

диаграмм направленности. Классическая схема ДООУ Батлера формирует равномерное амплитудное распределение вдоль своих выходов (выходов излучателей), что приводит к неодинаковым боковым лепесткам, первый из которых имеет уровень $-13,6$ дБ по сравнению с главным максимумом диаграммы направленности луча МЛА. И вот в работе [38] предпринята попытка реализовать ДООУ Батлера с неравномерным распределением входной мощности СВЧ сигнала по его выходам. Для этого авторы предложили использовать электрически коммутируемые фазовращатели и видоизменённые топологии шлейфных направленных ответвителей без использования отрезков электромагнитно связанных линий (Рисунок 1.32).

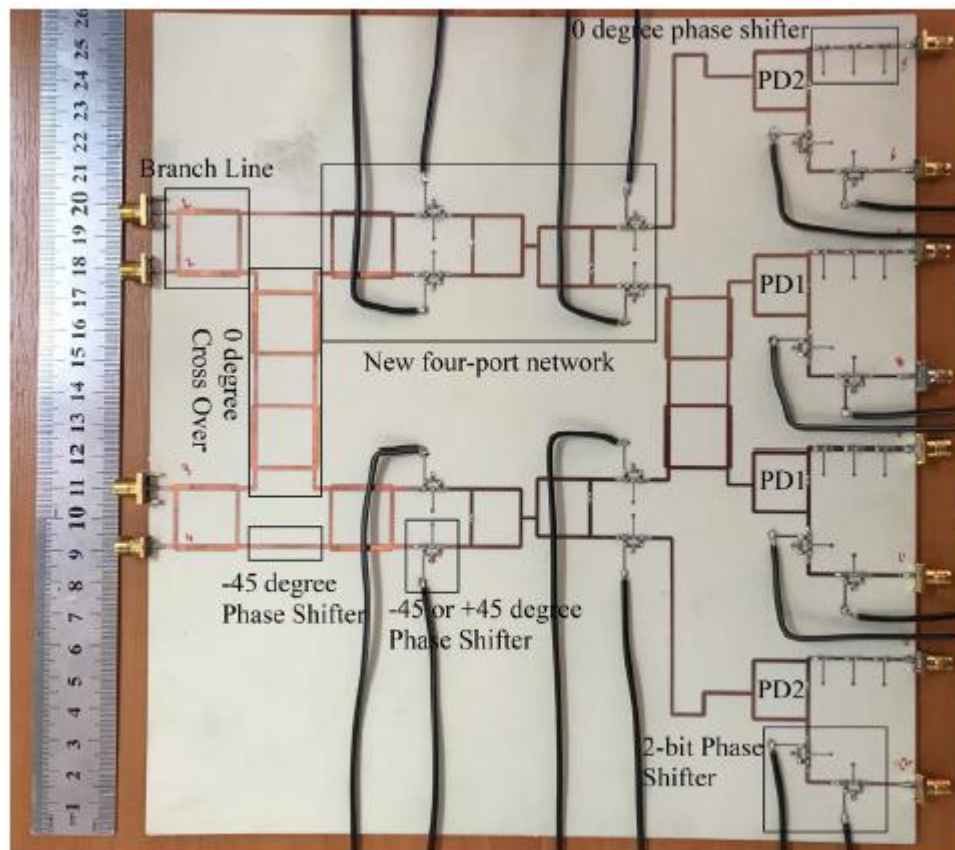


Fig. 3. Fabricated prototype of the new 4×8 BM.

Рисунок 1.32 – ДООУ Батлера, описанное в работе [38]

В результате для рабочей частоты $2,4$ ГГц на материале «ROGERS 4003С» ($\epsilon_r = 3,55$) толщиной 20 mil (1 mil соответствует одной тысячной дюйма, т.е. 1 mil = $0,0254$ мм) это ДООУ было реализовано. Какой-либо информации об

использованных излучателях в работе не приводится, и собранная МЛА с ДОУ и АП не показана. По словам авторов, компьютерная реконструкция диаграмм направленности показала пригодность этого ДОУ для практического использования. Однако наличие разъемов на рисунке 1.32 свидетельствует о том, что, по-видимому, и в данном случае при сборке всей в целом МЛА не удастся обойтись без соединительных коаксиальных кабелей. К тому же, расстояния между выходными разъемами ДОУ неодинаково, а расстояния между входными разъемами эквидистантного антенного полотна с излучателями должны быть одинаковыми.

В предложенных и исследованных работах [39, 40, 41] коаксиально-полосковые разъемы расположены по всем четырём сторонам печатной платы. Об этом свидетельствуют фотографии (Рисунки 1.33, 1.34), приведенные в хорошо структурированной и оформленной диссертационной работе [41], включающей в себя ссылки на работы [39, 40]. Поэтому использование этих ДОУ для реализации всей в целом МЛА также потребует применения отрезков соединительных коаксиальных кабелей. К тому же, в работе [41] отсутствует информация о конструкциях излучателей, использованных в проведенных исследованиях.

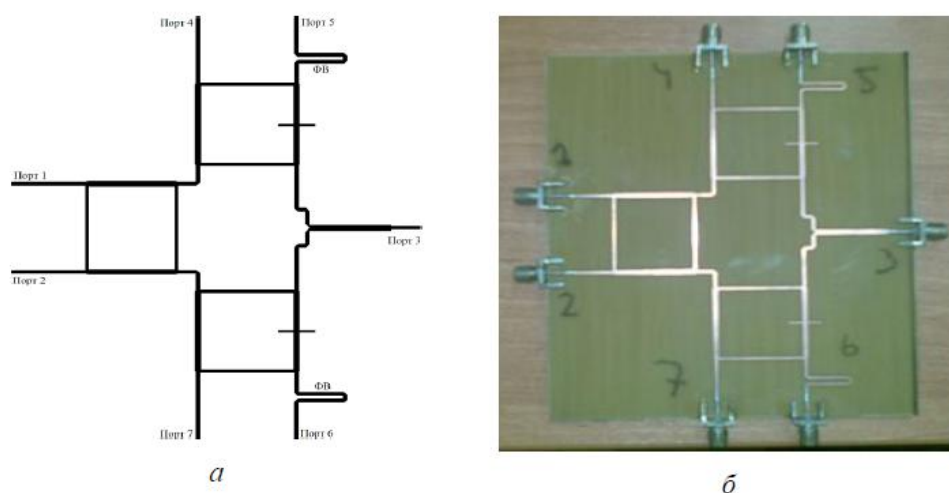


Рис. 4.6. Трехлучевая ДОС Батлера на НО с интегрированным ФВ:

а – топология; *б* – фотография макета

Рисунок 1.33 – ДОУ Батлера, предложенное в работе [40] и подробно описанное в диссертационной работе [41]

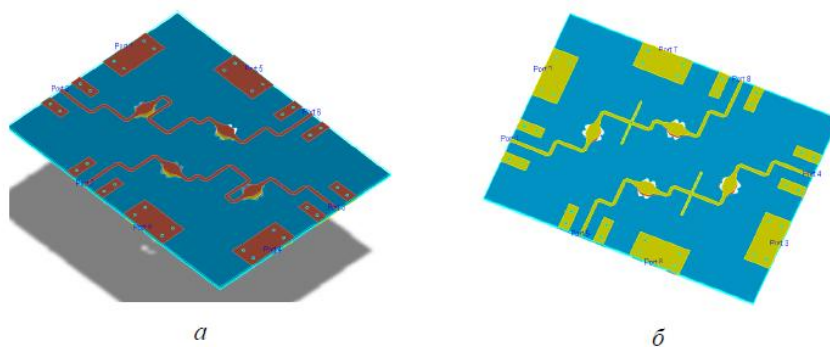


Рис. 4.1. Топология четырехлучевой матрицы Батлера на НО с апертурой связи специальной формы: *а* – верхний слой; *б* – нижний слой

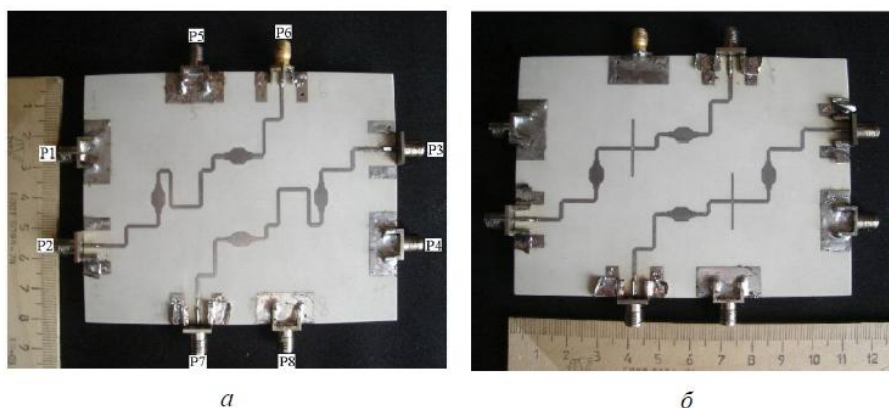


Рис. 4.2. Фотографии макета четырехлучевой ДОС Батлера на НО с апертурой связи специальной формы: *а* – верхний слой; *б* – нижний слой

Рисунок 1.34 – ДОУ Батлера, предложенное в работе [39] и подробно описанное в диссертационной работе [41]

В последнее десятилетие активно исследуются многослойные ДОУ Батлера, реализуемые с привлечением технологических операций печатного монтажа. Ярким примером такого подхода является SIW-технология (substrate-integrated waveguide technology). Так, в работе [42] описаны 4-лучевые ДОУ Батлера двух конфигураций. Первая (Рисунок 1.35) включает в себя так называемые «фазо-компенсированные» переходы от микрополосковой линии к SIW-структуре, а во второй (Рисунок 1.36) используются классические переходы без фазовой компенсации. Тем не менее, входные и выходные разъемы этих ДОУ для соединения с излучателями антенного полотна расположены также со всех четырёх сторон печатных плат SIW-структуры. Отсюда следует, что для соединения ДОУ с антенным полотном вновь потребуются соединительные коаксиальные кабели. К тому же, SIW-технологии при реализации многослойных

ДОУ предусматривают использование значительного количества металлизированных отверстий (Рисунок 1.37).

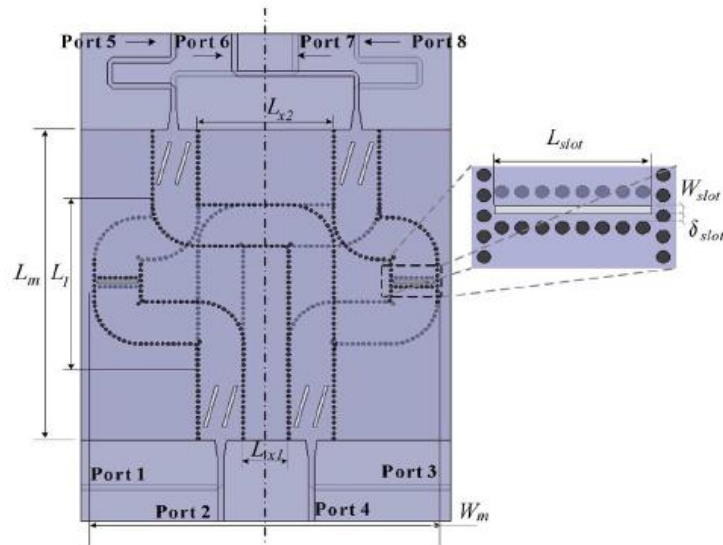


Fig. 6. Complete layout of the developed configuration 1 for the 4×4 two-layer SIW Butler matrix, including phase-compensated (at the outputs) microstrip to SIW transitions. $L_m = 76.67 \text{ mm} (\sim 3\lambda_g|_{12.5 \text{ GHz}})$, $W_m = 77.2 \text{ mm} (\sim 3\lambda_g|_{12.5 \text{ GHz}})$, $L_{x1} = 10.2 \text{ mm}$, $L_{x2} = 30.6 \text{ mm}$, $L_{slot} = 9.11 \text{ mm}$, $W_{slot} = 0.5 \text{ mm}$, $\delta_{slot} = 0.5 \text{ mm}$. $\lambda_g|_{12.5 \text{ GHz}}$ is the waveguide wavelength at 12.5 GHz and is equal to 25.8 mm.

Рисунок 1.35 – ДОУ Батлера с «фазо-компенсированными» переходами, предложенное в работе [42]

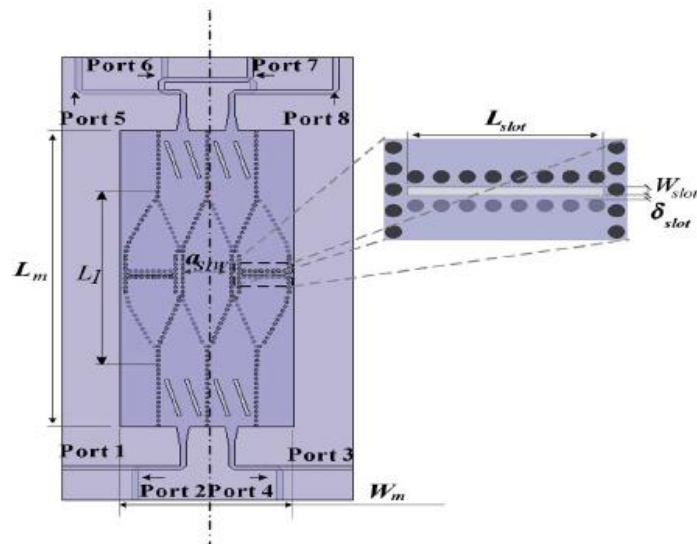


Fig. 11. Complete layout of the developed 4×4 two-layer SIW Butler matrix, configuration 2, including microstrip to SIW transitions. Layout of the employed SIW phase shifting arms, $L_m = 83.18 \text{ mm} (\sim 3.2\lambda_g|_{12.5 \text{ GHz}})$, $W_m = 36.25 \text{ mm} (\sim 1.4\lambda_g|_{12.5 \text{ GHz}})$, $L_{slot} = 9.15 \text{ mm}$, $W_{slot} = 0.5 \text{ mm}$, $\delta_{slot} = 0.25 \text{ mm}$.

Рисунок 1.36 – ДОУ Батлера с ordinary микроросково-SIW переходами, предложенное в работе [42]

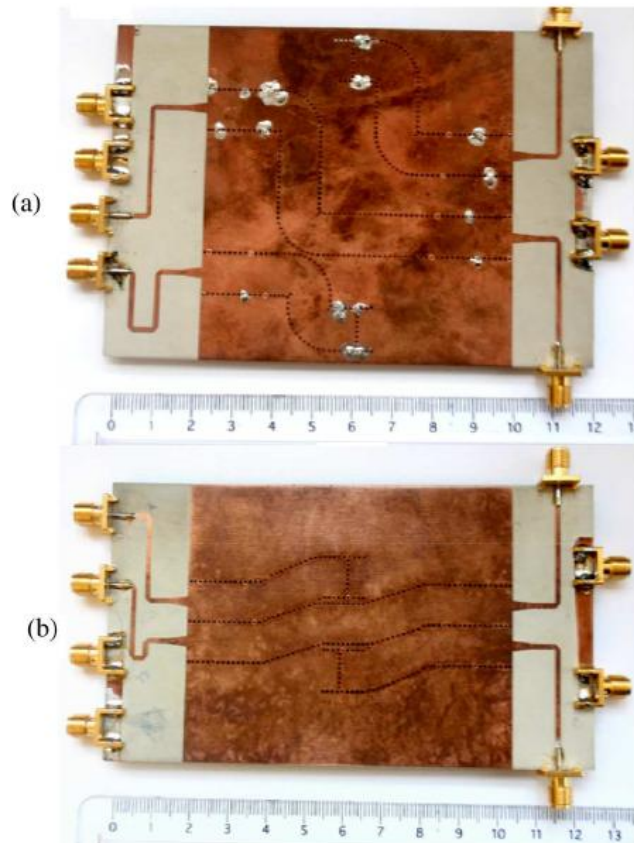


Fig. 17. Fabricated matrices. (a) *Configuration 1* and (b) *Configuration 2*.

Рисунок 1.37 – Внешний вид изготовленных ДООУ Батлера, приведенный в работе [42]

Не меньшее количество сквозных металлизированных отверстий используется и в 4-лучевом ДООУ Батлера в SIW-исполнении, предложенном в работе [43]. Это ДООУ, уже само по себе состоит из двух половин, соединённых коаксиальными кабелями (Рисунок 1.38). Поэтому при сборке всей в целом МЛА также потребуются отрезки коаксиального кабеля. К тому же, в этой работе не приводятся сведения о рекомендуемых излучателях, формирующих антенное полотно многолучевой ФАР, что затрудняет оценивание потенциальных возможностей такого ДООУ.

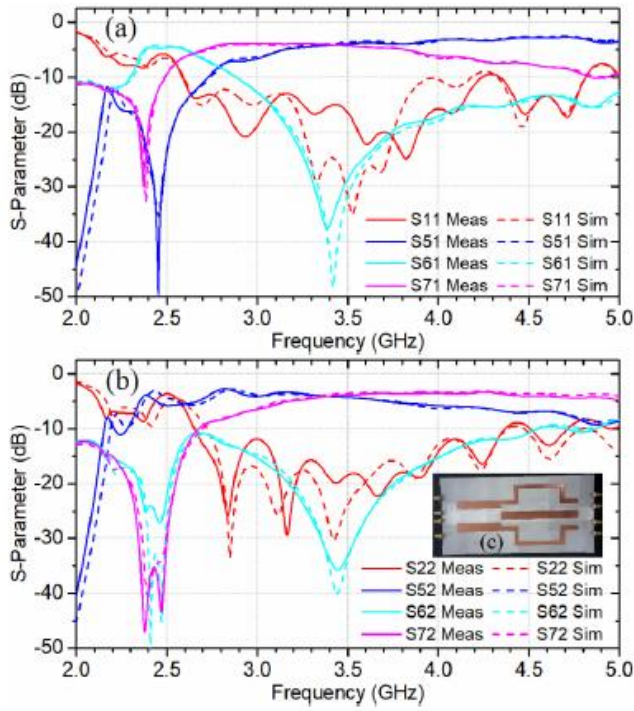


Fig. 17. Simulated and measured S-parameters for the second Butler half-matrix. (a) Port 1 of the half-matrix is excited. (b) Port 2 is excited. (c) Photograph of half-matrix 2.

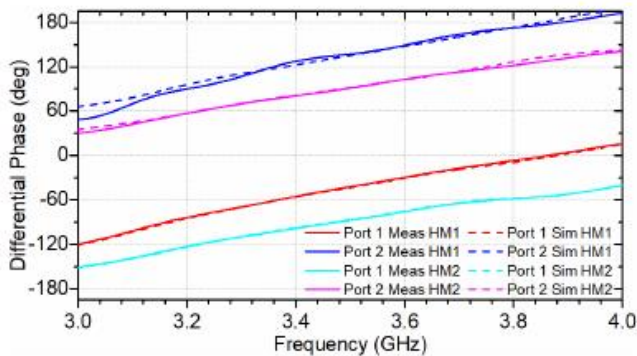


Fig. 18. Differential phase between ports 7 and 5 when ports 1 and 2 are excited for half-matrix 1 and half-matrix 2.

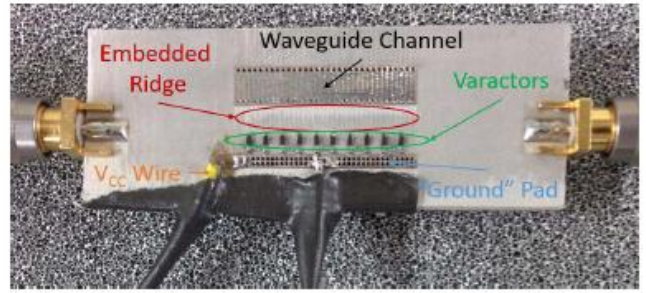


Fig. 19. Measurement setup of the tunable phase shifter. The capacitive loading on the RHMSIW transmission line varies with the reverse bias voltage that is applied evenly across all of the varactors.

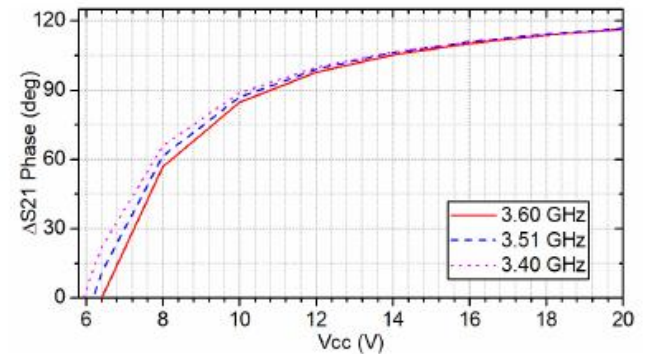


Fig. 20. Plot showing changes in ΔS_{21} as the dc reverse bias voltage varies.

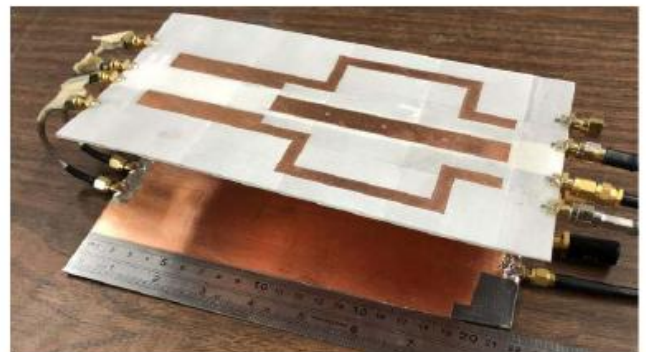


Fig. 21. Test setup of the proposed Butler matrix. The two halves of the matrix are connected via four phase matched SMA cables.

Рисунок 1.38 – Узлы и графики, характеризующие 4-лучевое ДОУ Батлера, предложенное в работе [43] и состоящее из двух SIW-половин (справа внизу)

Ещё большей сложностью отличается компактное 4-лучевое ДОУ Батлера на рифлёных внутри волноводах, исполненное полностью в металле [44]. И хотя соединение такого ДОУ с внешними цепями должно быть осуществлено через специально разработанные волноводно-матричные переходы (Рисунок 1.39), авторы этой работы отмечают, что по уровню диссипативных потерь предложенное ими ДОУ (Рисунок 1.40) на частотах 95...97 ГГц имеет ряд преимуществ перед печатными аналогами. Тем не менее, на более низких

частотах габариты и сложность изготовления волноводного ДОУ весьма значительны и материалоемки. Поэтому для частот 2...10 ГГц вряд ли будет целесообразно техническое решение, основанное на волноводах, пусть даже и рифлёных.

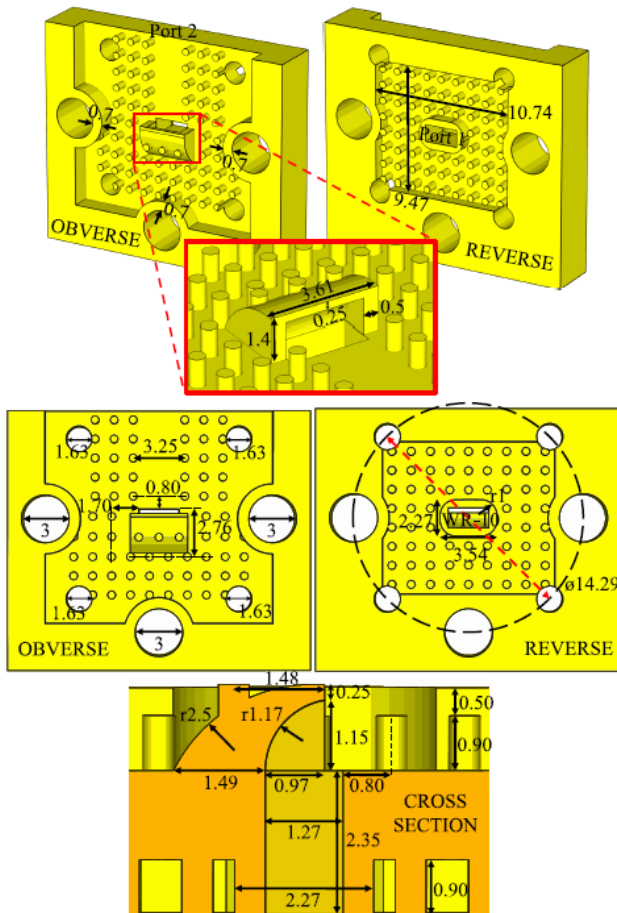


Fig. 5. Design details and values of the structural parameters of the transition to WR-10. All values are expressed in millimeters.

Рисунок 1.39 – Элементы ДОУ Батлера на рифлёных внутри волноводах, предложенное в работе [44]

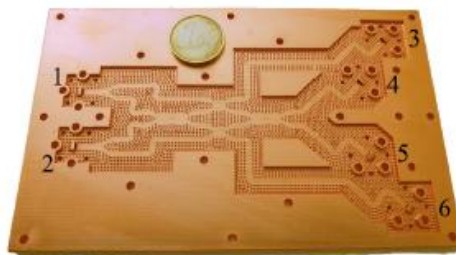


Fig. 33. Picture of the manufactured modified Butler matrix.

Рисунок 1.40 – Модифицированное ДОУ Батлера на рифлёных волноводах, описанное в работе [44]

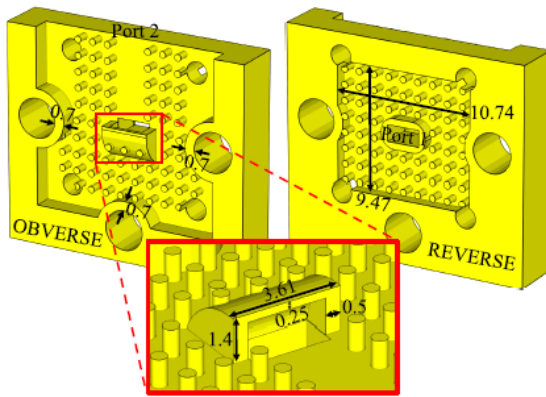


Fig. 6. Simulation of the S-parameters of the transition to WR-10.

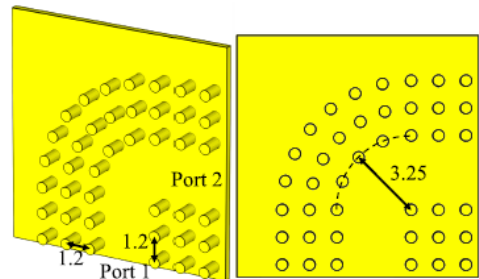


Fig. 7. Design details and values of the structural parameters of the right-angled bend. All values are expressed in millimeters.

Завершить обзор по ДОУ Батлера целесообразно ссылкой на только что опубликованную работу [45], посвящённую обзору англоязычной литературы по диаграммообразующим устройствам как классических, так и модифицированных вариантов. Данная статья была заказана редколлегией журнала (invited paper), поэтому её авторы сделали ретроспективный обзор по всем трём каноническим схемам: ДОУ Батлера, ДОУ Бласса и ДОУ Нолена. При этом почти все вышеперечисленные работы [29-38, 42-44] в этой работе также упомянуты. Это позволяет квалифицировать изложенный выше обзор по ДОУ Батлера как вполне объемлющий и достаточный для формулировки задач предстоящих в данной диссертационной работе исследований.

1.4. Дифференциальные фазовращатели

Используемые в ДОУ фазовращатели (иногда используются термины «фазосдвигатели» и «фазозадерживатели») относятся к классу дифференциальных. Это означает, что рассматривается разность фаз ψ двух трактов: первый тракт – ординарная согласованная линия передачи с линейно убывающим при росте частоты набегом фазы φ_{ref} , а второй – согласованный с трактом всепропускающий четырёхполюсник с ярко выраженными дисперсионными свойствами, фазовый сдвиг φ в котором является нелинейной функцией нормированной частоты (Рисунок 1.41). В результате, в некоторой полосе частот формируется разность фаз $\psi = \varphi - \varphi_{ref}$, которая в этой полосе сохраняет неизменным среднее/номинальное значение ψ_{nom} при неравномерности $\Delta\psi$, например: $\psi_{nom} = 90^\circ$, $\Delta\psi = \pm 10^\circ$.

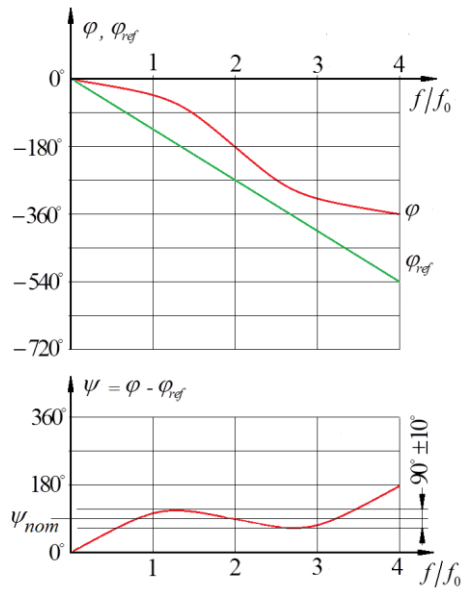


Рисунок 1.41 – Фазо-частотные характеристики ДФВ

Исторически сложилось так, что первые дифференциальные фазовращатели (ДФВ) строились на основе отрезка двух связанных между собой коаксиальных или полосковых линий передачи. Так, в работе [46] была изложена концепция построения таких ДФВ на основе коаксиальных направленных ответвителей (Рисунок 1.42). Затем в работе [47] был описан ДФВ на основе четвертьволнового полоскового направленного ответвителя (Рисунок 1.43), а впоследствии [48] – на основе несимметричного ступенчатого направленного ответвителя (Рисунок 1.44).

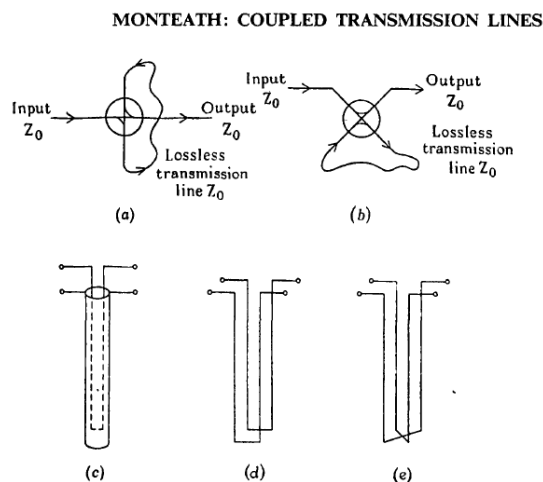


Fig. 10.—All-pass networks.
 (a), (b) Networks consisting of a directional coupler and a length of transmission line.
 (c) Simplest unbalanced network corresponding to (b).
 (d) Balanced equivalent of (c).
 (e) Network (d) modified by transposition of cross-connections.

Рисунок 1.42 – Концепция построения всепропускающей цепи с дисперсионными свойствами, предложенная в работе [46]

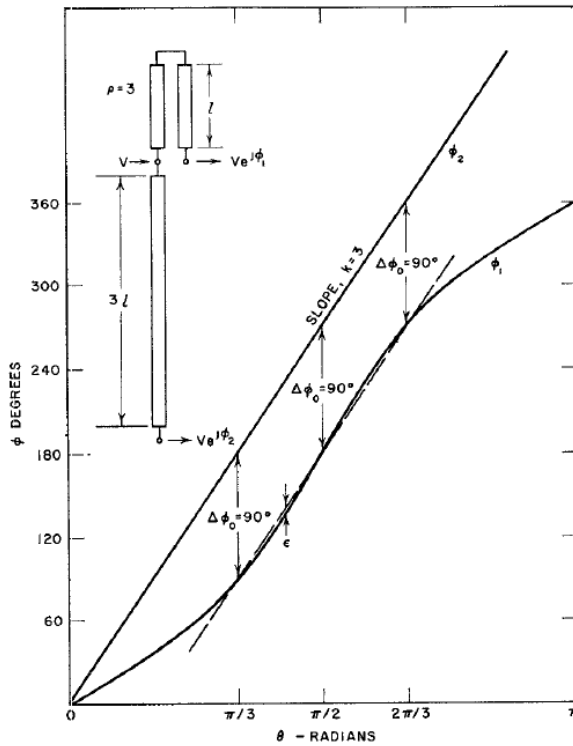


Fig. 2—A Type-A network and curves of phase response for each of its two branches.

Рисунок 1.43 – ДФВ Шиффмана, предложенный в работе [47]

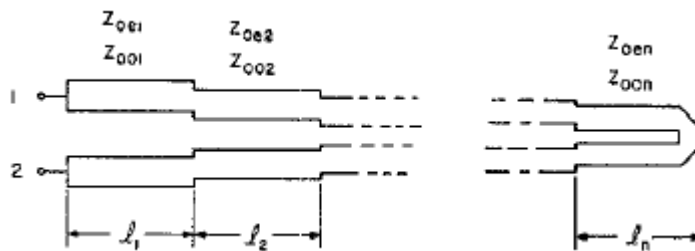


Рисунок 1.44 – ДФВ Шиффмана на несимметричном ступенчатом НО, предложенный в работе [48]

В последствии в ряде работ [49-53] методика проектирования таких ДФВ конкретизировалась, и в них были получены расчётные соотношения, позволяющие оперативно и достаточно точно определять ещё в «докомпьютерную» эпоху геометрические размеры всех печатных линий ДФВ, чтобы затем успешно реализовывать его.

Затем в работе [54] была предложена модификация классического ДФВ [47] для микрополоскового исполнения, позволяющая упростить технологию изготовления дисперсионной цепи за счёт формирования в заземлённой

металлизации изолированной от неё проводящего фрагмента с «плавающим» потенциалом (Рисунок 1.45).

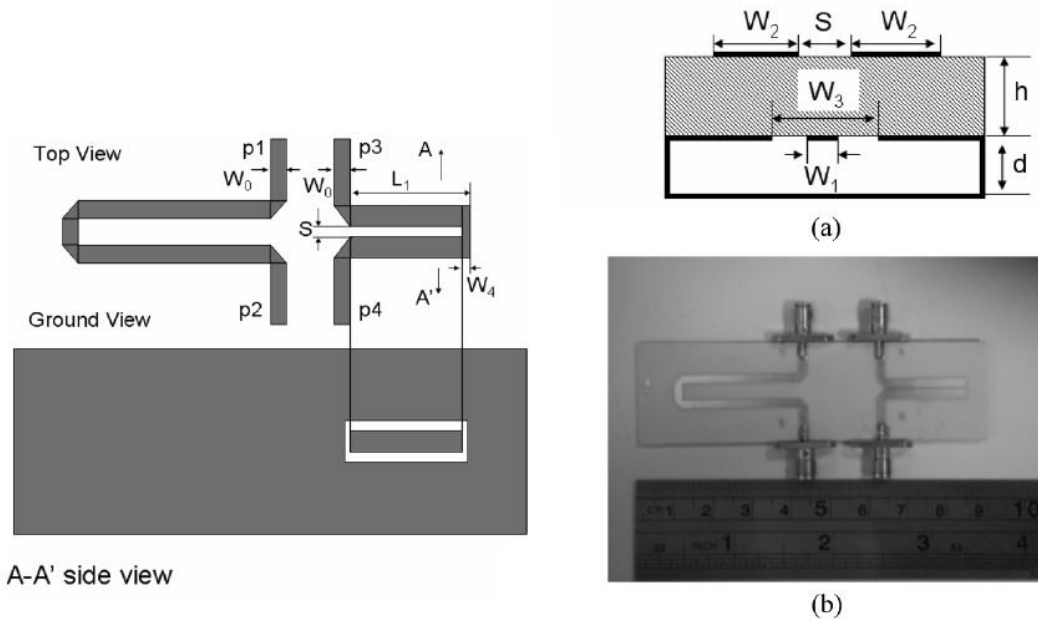


Рисунок 1.45 – ДФВ Шиффмана с плавающим потенциалом участка металлизации обратной стороны подложки под дисперсионной секцией, предложенный в [54]

Для увеличения широкополосности ДФВ в работах [55, 56] было предложено использовать дисперсионные цепи в обоих его трактах: как с фазовым сдвигом φ_{ref} так и со сдвигом φ (Рисунки 1.46, 1.47), причём в работе [56] использовалось параллельное соединение двух обычных ДФВ в обоих каналах.

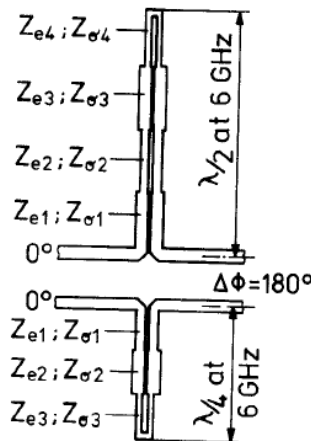
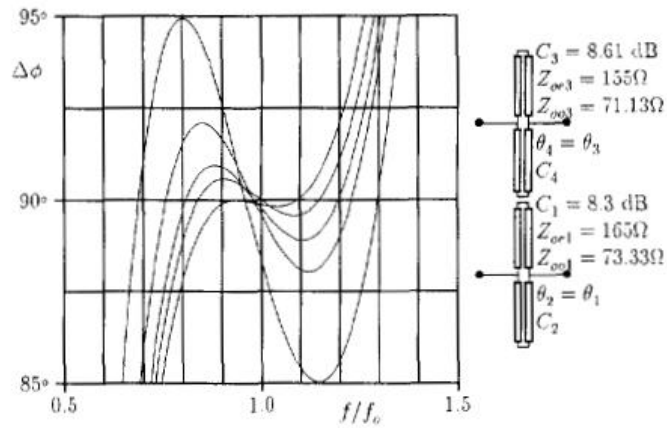


Fig. 7. Layout of an experimental 180° phase shifter. Normalized characteristic impedances are given in Tables II and III.

Рисунок 1.46 – ДФВ, предложенный в работе [55]



ε (°)	θ_1, θ_2 (°)	Z_{oe2} (Ω)	Z_{oo2} (Ω)	C_2 (dB)	θ_3, θ_4 (°)	Z_{oe1} (Ω)	Z_{oo1} (Ω)	C_4 (dB)
± 5	114.9	123.2	68.6	10.91	162.12	135.5	67.29	9.46
± 2	114.23	112	76.63	14.54	160.88	122	75.48	12.56
± 1	112.38	110.11	78.25	15.43	158.56	115.49	80.56	14.98
± 5	111.48	109.63	78.68	15.68	157.66	110.87	84.78	17.5
± 1	111.76	107.37	80.77	16.99	158.06	107.76	87.97	19.9

Fig. 6. Response of 90° double parallel Schiffman phase shifters.

Рисунок 1.47 – ДФВ, предложенный в работе [56]

В 2015 году была опубликована знаковая работа [57], которая систематизировала результаты исследований фазовращателей Шиффмана с 1958 по 2014 годы. Её авторы предложили обобщённый подход к построению многоэлементных ДФВ на электромагнитно связанных полосковых/микростриповых линиях, основанный на представлении полиномов Гурвица (Hurwitz polynomials) произвольного порядка, формирующих передаточные функции дисперсионных трактов фазовращателей, в виде произведения соответствующего числа линейных и квадратичных множителей. Казалось бы очевидной математической процедурой разложения полинома на множители 1-го (линейные) и 2-го (квадратичные) порядков, позволила авторам предложить реализовывать дисперсионные каналы ДФВ в виде каскадного соединения базовых дифференциальных фазовращателей Шиффмана 1-го и 2-го порядка соответственно. Под ДФВ 1-го порядка в работе понимался классический фазовращатель Шиффмана [47], а ДФВ 2-го порядка представлял собой двухступенчатый фазовращатель Шиффмана [48]. Об этом свидетельствуют рисунки 1.48-1.51, которые заимствованы из работы [57], наглядно иллюстрирующие системно-технический подход авторов этой работы к

проектированию многоэлементных дифференциальных фазовращателей, используемых не только в ДОУ (как это было в конце 50-ых – начале 60-ых годов прошлого века), но и в современной радиоэлектронной аппаратуре с широкополосными анализаторами спектра произвольных сигналов в реальном масштабе времени. Такие анализаторы требуют специфических форм фазо-частотных характеристик или, что эквивалентно, зависимостей группового времени задержки сигналов в их блоках от частоты.

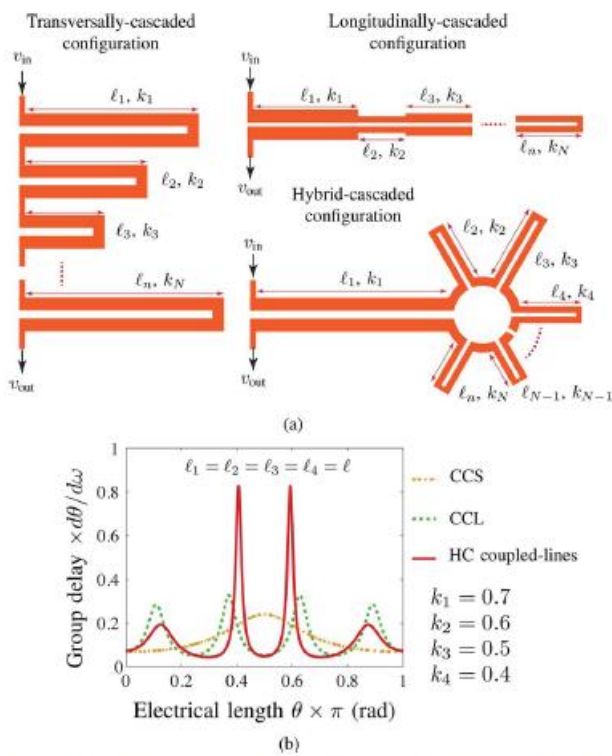


Fig. 2. Cascaded coupled-line all-pass phasers. (a) Generic topologies for a CCS, CCL, and HC coupled-line phasers. (b) Typical group-delay response of the three phaser topologies in (a) over the lowest coupled-line section harmonic frequency band with $N = 4$ coupled-line sections of identical length $\ell_i = \ell$.

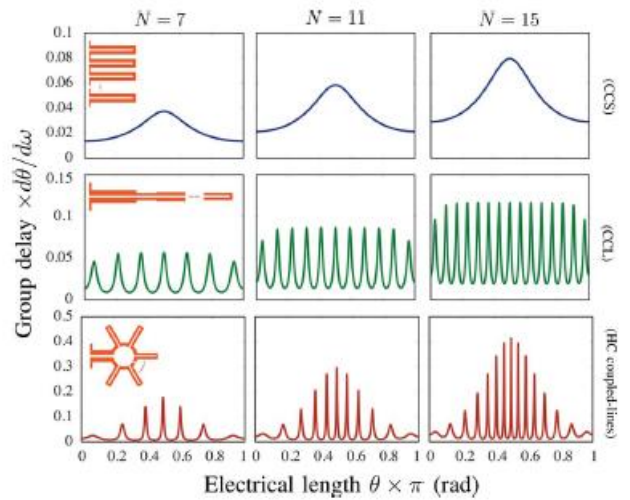


Fig. 3. Typical group-delay responses for the different cascaded coupled-line phasers in Fig. 2(a) with different numbers N of coupled-line sections of length. Here, all the phaser sections have the same length ℓ , while $k_1 > k_2 > k_3 \dots > k_N$.

Рисунок 1.48 – Вариант многоэлементного ДФВ, предложенный в [57]

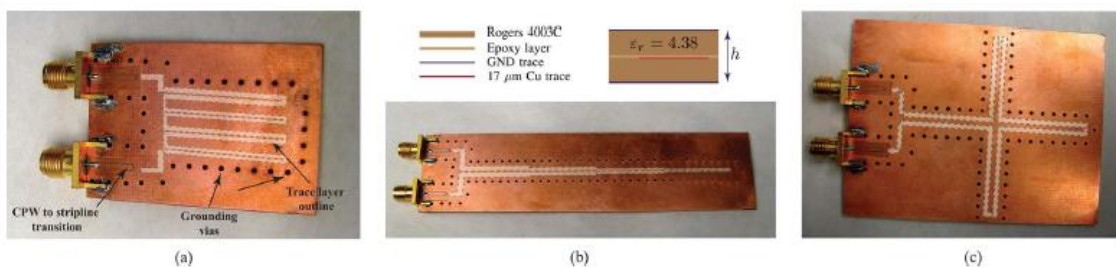


Fig. 4. Photographs of coupled-line phaser prototypes in stripline technology consisting of $N = 4$ coupled-line sections in three different configurations. (a) CCS phaser. (b) CCL phaser. (c) HC coupled-line phaser. The photographs show the grounding vias and outline of the copper traces sandwiched between the two substrate layers. Linewidth and line-gap of each coupled-line section are $\ell_i \in [22\ 22\ 22\ 22]$ mil and $g_i \in [22\ 17\ 12\ 7]$ mil, which corresponds to the coupling coefficients $k_i \in [0.065\ 0.095\ 0.145\ 0.215]$ extracted from full-wave simulation (FEM-HFSS). Length of each section is 1000 mil.

Рисунок 1.49 – Вариант многоэлементного ДФВ, предложенный в [57]

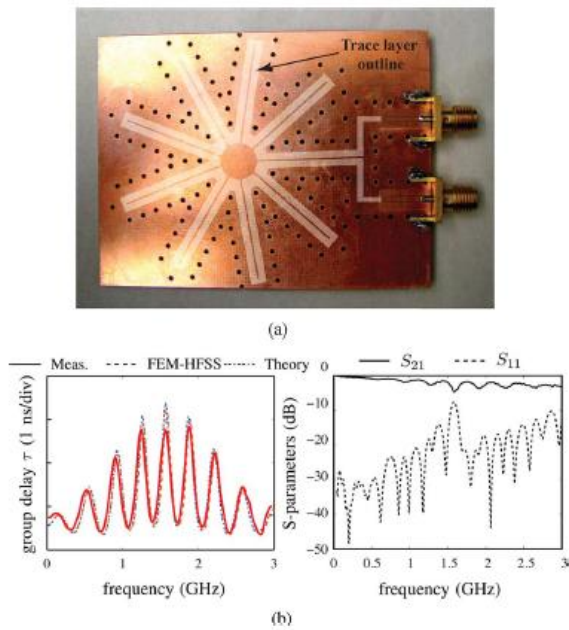


Fig. 6. HC coupled-line phaser with $N = 9$ coupled-line sections. (a) Photographs. (b) Measured group-delay response. (c) Measured S-parameters. Linewidth, line-gap, and length of every section are 20, 8, and 1000 mil, respectively.

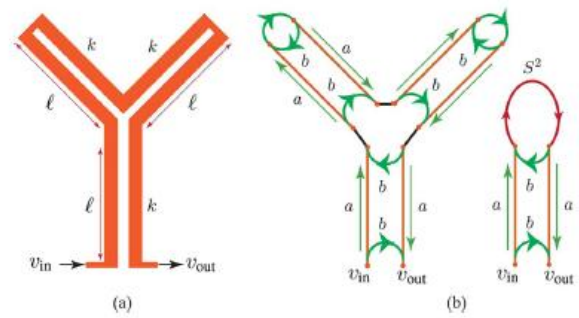


Fig. 7. Wave interference phenomenology in HC coupled-line phasers. (a) Phaser layout for $N = 3$ coupled-line sections of identical lengths and couplings k . (b) Corresponding signal flow graph in terms of the coupled-transfer function b and the through transfer function α . S is the overall transfer function of a single C-section.

Рисунок 1.50 – Вариант многоэлементного ДФВ, предложенный в [57]

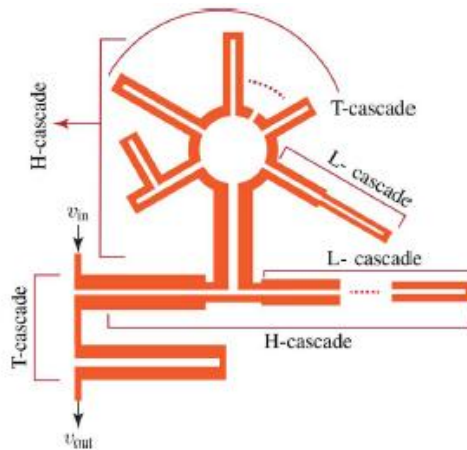


Fig. 11. Generalized coupled-line all-pass phaser consisting of unlimited combinations of CCS, CCL, and HC structures.

Рисунок 1.51 – Вариант многоэлементного ДФВ, предложенный в [57]

Не вызывает сомнений, что исследования в области совершенствования ДФВ продолжаются и после выхода в свет вышеупомянутой работы [57]. Так, в 2018 году опубликована работа [58], в которой предложено формировать дифференциальный фазовый сдвиг между обоими каналами ДФВ (Рисунок 1.41) не в первой области частотной характеристики дисперсионной линии задержки (как это предложено в [47]), а во второй. При этом упомянутые области совпадают с 1-ой, 2-ой, 3-ей и так далее частотными полосами/областями

всепропускающего дисперсионного тракта классического ДФВ Шиффмана [47]. В результате авторам работы [58] удалось реализовать конструкции ДФВ (Рисунок 1.52), которые:

- а) либо превосходили классический ДФВ Шиффмана [47] по широкополосности при заданной неравномерности $\Delta\psi$ разности фаз ψ его каналов;
- б) либо имели меньшую неравномерность $\Delta\psi$ разности фаз при одинаковых с классическим ДФВ [47] относительных рабочих полосах частот.

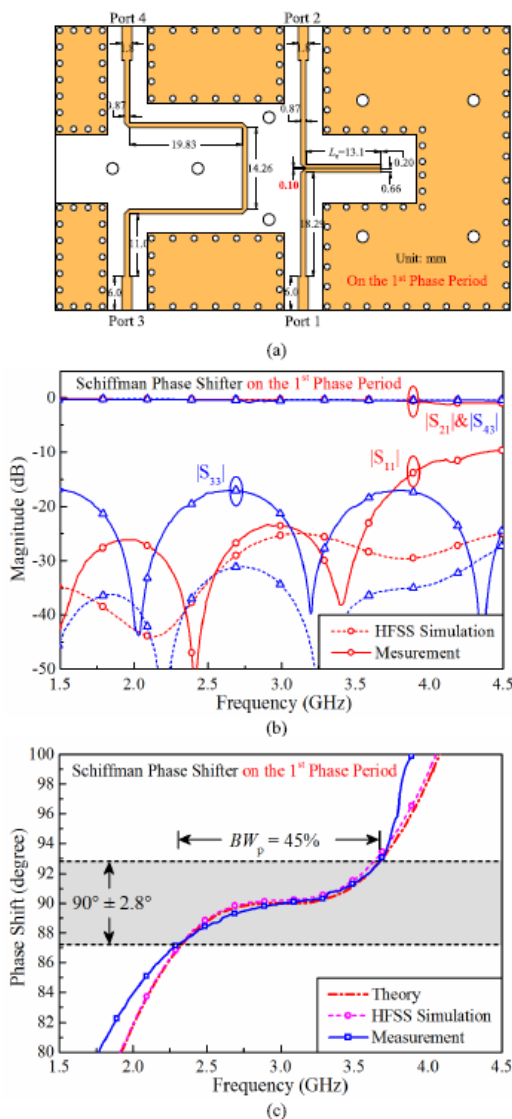


Fig. 9. Frequency responses of 90° Schiffman phase shifter on the first phase period. (a) Physical layout. (b) Magnitude response. (c) Phase response.

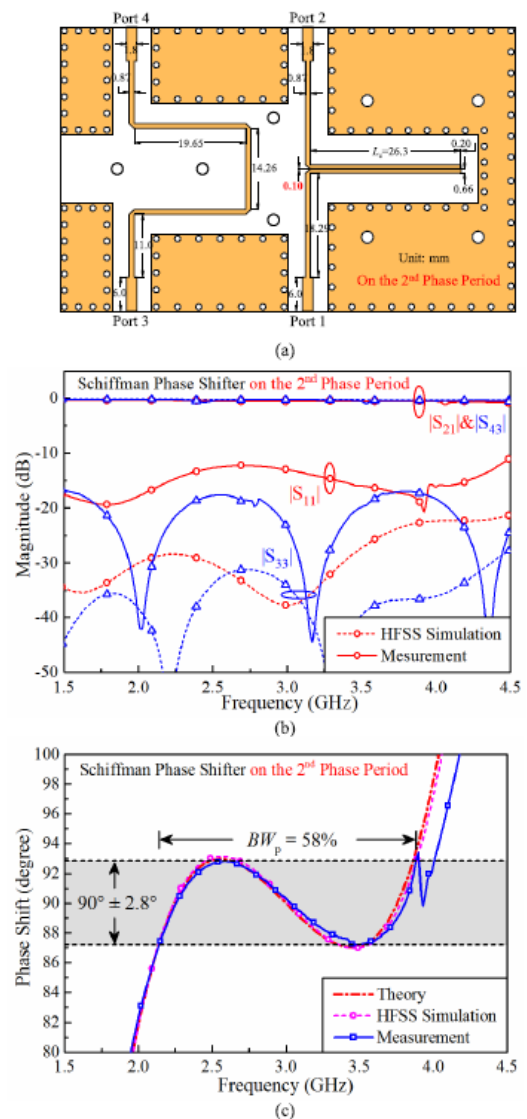


Fig. 10. Frequency responses of 90° Schiffman phase shifter on the second phase period. (a) Physical layout. (b) Magnitude response. (c) Phase response.

Рисунок 1.52 – Сравнительные показатели конструкций ДФВ с первой и второй областью частотной характеристики дисперсионного тракта на связанных линиях, приведённые в работе [58]

Ясно видно, что длина дисперсионного тракта (без учёта регулярных подводящих линий) в предложенном (правом) варианте почти в два раза превышает длину классического (левого) варианта [47] при одной и той же длине согласованной референсной/отсчётной регулярной полосковой линии в левой половине обеих плат.

Однако при построении ДОУ для многолучевых антенн габаритно-массовые показатели ДФВ играют важную, если не одну из ключевых, роль. Это связано с тем, что при проектировании антенного полотна МЛА с заметным числом однотипных излучателей стремятся использовать как можно более простые (в конструктивно-технологическом отношении), отработанные в цехах, компактные и надёжные базовые излучающие модули, сама по себе реализация которых с низким процентом брака является непростой задачей. Между тем, компактность и простота излучателя сопровождается, как правило, узкополосностью его согласования с антенно-фидерным трактом, а также в плане сохранения формы его диаграммы направленности. Так, например, классические печатные дипольные излучатели, широко используемые при построении печатных МЛА, характеризуются относительной полосой рабочих частот порядка 6...8 %, в то время как ординарный ДФВ Шиффмана [47] перекрывает полосу частот порядка октавы (66%). К тому же, расстояния между излучателями антенного полотна, согласно теореме перемножения в теории антенных решёток, близки к половине длины излучаемой волны, что не позволяет перестраивать рабочую частоту узкополосного сигнала (с полосой 2...3 %) в пределах даже половины октавы.

Поэтому дальнейшее совершенствование и модернизацию ДФВ, весьма востребованную в настоящий период, автор диссертационной работы видит на путях, где габариты проектируемых для нужд реализации ДОУ фазовращателей были бы минимальны, создавая предпосылки для беспрепятственной реализации полностью печатного антенного полотна и соответствующего ему ДОУ в рамках замкнутого технологического цикла формирования проводящего рисунка на одной изначально фольгированной диэлектрической заготовке. Такое ограничение области поисков системно-технических решений обусловлено

стремлением обойтись без использования каких бы то ни было коаксиальных кабелей при сочленении/соединении излучателей антенного полотна и выходов ДОУ, питающего полотна.

1.5. Вывод по первому разделу

В первом разделе осуществлён ретроспективный анализ проведенных исследований по данной тематике, начиная с 1955 года и по настоящее время. Публикационная активность по теме многолучевых фазированных антенных решёток и устройств их составляющих подтверждает, что за столь длительное время не угасает интерес научного сообщества к модернизациям классических решений, уменьшению их массогабаритных характеристик, улучшению основных технических параметров устройств, расширению полосы рабочих частот, переход на более высокие частоты, применению новых технологий, материалов, как в известных решениях, так и при генерации новых идей.

Так же в первом разделе аргументированы применяемые в работе принципиальные модели построения многолучевых ФАР, оптимальные технологические решения и их положительные стороны с недостатками.

2. СИНТЕЗ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ НА СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ С ТЕМ-ВОЛНАМИ

Как уже отмечалось, дифференциальные фазовращатели (ДФВ) являются базовыми элементами диаграммообразующих устройств многолучевых фазированных антенных решёток (ФАР). От эффективности их функционирования зависит точность установки луча (максимума диаграммы направленности) ФАР в окружающем пространстве. Поэтому не ослабевает внимание к интенсивному поиску таких фазовращателей и разработке методов их проектирования в печатном исполнении.

В настоящем разделе предлагается новая структура широкополосных ДФВ на основе направленных ответвителей на связанных линиях при условии распространения в них ТЕМ-волн, а также описываются этапы разработанного метода проектирования таких фазовращателей.

Материалы раздела частично опубликованы в работах [59-70].

2.1. Широкополосный направленный ответвитель

Поскольку предлагаемые ДФВ будут проектироваться на основе направленных ответвителей, то целесообразно вначале систематизировать и конкретизировать известные результаты исследований самих направленных ответвителей на связанных линиях.

Направленный ответвитель НО (Рисунок 2.1) представляет собой четырёхплечее устройство, которое образовано двумя параллельными, близко расположенными и электромагнитно связанными линиями передачи, заключенными в сплошной металлический корпус [71, 72].

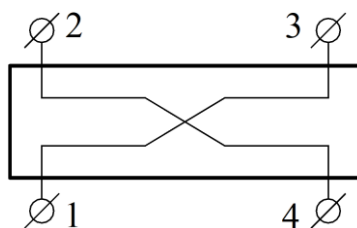


Рисунок 2.1 – Схематическое изображение НО

Если рассматривать НО как электрическую цепь, то она описывается матрицей рассеяния $[S]$ вида [73, 74]:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{13} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{12} \\ 0 & S_{13} & S_{12} & 0 \end{bmatrix}; \left. \begin{array}{l} S_{12} = j \frac{k \sin \theta}{A}, \\ S_{13} = \frac{\sqrt{1-k^2}}{A}, \\ A = \sqrt{1-k^2} \cos \theta + j \sin \theta, \end{array} \right\} \quad (2.1)$$

где k – коэффициент электромагнитной связи линий;

$$\theta = \left(\frac{\pi}{2} \right) \left(\frac{f}{f_0} \right) - \text{их электрическая длина;}$$

f – текущая частота;

f_0 – центральная частота рабочего диапазона.

Подобная структура матрицы рассеяния означает, что сигнал, который подаётся на вход 1 НО (Рисунок 2.1), распределяется между выходами 2 и 3, а в нагрузку плеча 4 не поступает. Если же подать сигнал на вход 4, то сигнал распределится между плечами 2 и 3, а в нагрузку плеча 1 не поступит. Таким образом, коэффициенты передачи между портами $1 \rightarrow 2$, $2 \rightarrow 1$, $3 \rightarrow 4$ и $4 \rightarrow 3$ будут равны S_{12} , а между портами $1 \rightarrow 3$, $3 \rightarrow 1$, $2 \rightarrow 4$ и $4 \rightarrow 2$ равны S_{13} .

Печатные НО различают с односторонним исполнением и с двухсторонним.

В первом случае травление топологии производится с одной из двух сторон диэлектрического листового материала, а со второй стороны металлизация не подвергается изменению. В таком исполнении будет осуществляться боковая электромагнитная связь между линиями. Для этого метода понадобится ещё одна заготовка с такими же габаритными размерами, при этом с одной стороны металлизация будет полностью стравлена, а с другой стороны металлизация останется без изменений. Затем вся конструкция помещается в корпус. На рисунке 2.2 продемонстрировано поперечное сечение вышеупомянутых связанных линий. Толщина стандартных диэлектрических заготовок α варьируются в пределах 1...5 мм, а ширина связанных линий w и размер зазора d

между ними рассчитываются исходя из обеспечения требуемого обеспечения коэффициента электромагнитной связи k (2.1). В основном, в качестве материала для заготовок используются двусторонне фольгированные диэлектрики ФАФ-4Д, Ф4МБСФ с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_r = 2,5$ [75].

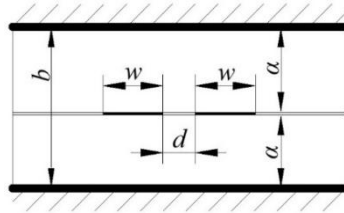


Рисунок 2.2 – Взаимное расположение линий при одностороннем вытравливании

Во втором случае используется две диэлектрические платы толщиной $\alpha = 1 \dots 5$ мм, у которых с одной стороны полностью стравлена металлизация (или платы с изначальной односторонней металлизацией), а также тонкая диэлектрическая плёнка толщиной $s = 0,1 \dots 0,5$ мм с двусторонней металлизацией. По характеристикам материалы используются те же, что и в первом случае. В данном варианте линии вытравливаются на обеих сторонах диэлектрической пленки с требуемым совмещением d . После вытравливания рисунка на плёнке, она размещается между двумя листами диэлектрика с толщинами $\alpha = 1 \dots 5$ мм. Затем вся конструкция помещается в корпус.

Существует три варианта расположения линий друг относительно друга для обеспечения требуемого коэффициента связи, которые представлены на рисунке 2.3. В первом варианте линии расположены так, что между ними образован зазор ($d < 0$), во втором и третьем вариантах связь обеспечивается за счёт частичного ($0 < d < w$) или полного ($d = w$) наложения с противоположных сторон плёнки.

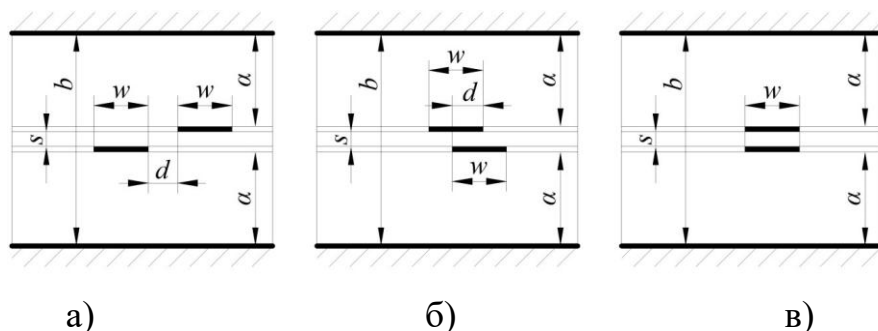


Рисунок 2.3 – Варианты расположения линий: а) $d < 0$; б) $0 < d < w$; в) $d = w$

Величиной перекрытия линий d имеется возможность регулировать коэффициент электромагнитной связи k , однако остальные размеры должны оставаться неизменными. Значения поперечных размеров w и d рассчитываются исходя из величины k или из значения коэффициента передачи НО S_{12} . Величина S_{12} определяется следующим как

$$S_{12} = -10 \lg \left(\frac{1}{k^2} \right), \text{ дБ} \quad (2.2)$$

Толщины диэлектрических подложек α и плёнки s выбираются из конструктивных соображений. Из-за очень тонкого слоя металлизации на диэлектриках 10...50 мкм расстояние b будет определяться как

$$b = 2\alpha + s. \quad (2.3)$$

Для расчёта значений w и d рекомендуется воспользоваться графиками, представленными на рисунке 2.4 (рассчитан и приведён в работах [63, 76]), которые демонстрируют зависимости для материалов с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 2,5$.

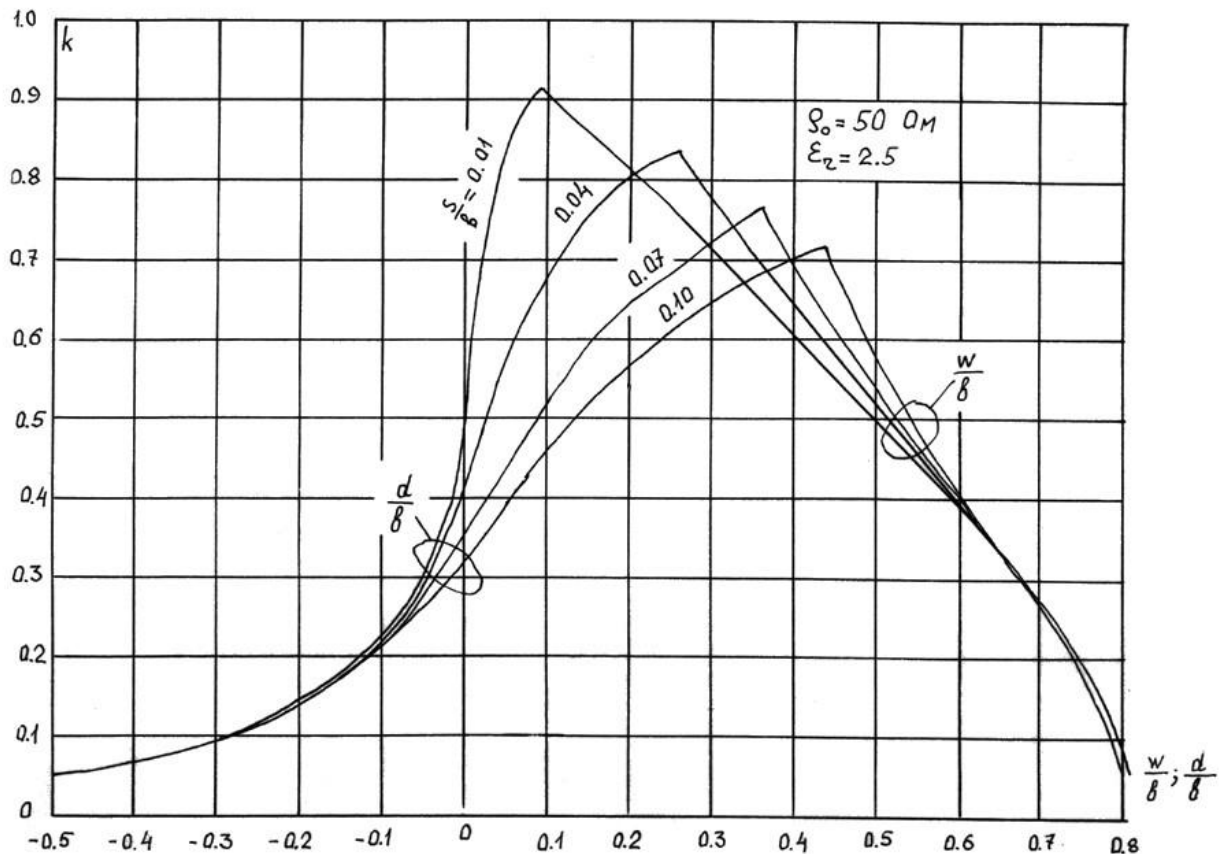


Рисунок 2.4 – Зависимости для расчётов w и d

Длину участка электромагнитного взаимодействия линий l составляет четверть длины поперечной электромагнитной ТЕМ-волны в диэлектрике, которая рассчитывается для центральной частоты f_0 рабочего диапазона как

$$l = \frac{\lambda}{4\sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{c}{4f_0\sqrt{\varepsilon_r}}, \quad (2.4)$$

Ширина одиночной полосковой передающей линии w_0 , по которой подводится сигнал от разъема до связанных линий НО (согласно справочнику [72, рисунок 1.3], для $\rho_0 = 50$ Ом, $\varepsilon_r = 2,5$, $t/b = 0,01$), может считаться как

$$w_0 \approx 0,71b. \quad (2.5)$$

Также в пакет моделирования «CST STUDIO SUITE» встроены макросы для расчета ширины w_0 полосковых линий «Impedance Calculation», как для симметричной полосковой линии «Thick Stripline», так и для ассиметричной полосковой линии «Asymmetric Thick Stripline».

Следует учесть, что между металлическими близлежащими кромками элементов, находящихся под высокочастотными потенциалами, должно выдерживаться минимально расстояние, которое, согласно работам [72, 75] должно соответствовать

$$D_{\min} = 2b. \quad (2.6)$$

На основе зависимостей (2.1-2.6) был проведён расчёт НО для следующих исходных данных: Рабочая полоса частот – 2...2,4 ГГц; волновое сопротивление подводящих линий – $\rho_0 = 50$ Ом; коэффициент электромагнитной связи $k = 0,707$; разность фаз между выходными плечами – $\theta = 90^\circ$; материал для заготовок – ФАФ-4; диэлектрическая проницаемость материала – $\varepsilon_r = 2,5$; толщины диэлектриков – $a = 0,3$ мм; $s = 1,5$ мм; толщина металлизации на диэлектриках – 35 мкм. Рассчитанная и оптимизированная топология НО представлена на рисунке 2.5, где серым цветом обозначена металлизация на лицевой стороне диэлектрической плёнки, тёмно-серым цветом – на обратной стороне. Ключевые размеры, полученные в ходе оптимизации, представлены на рисунке 2.5: $l = 22$ мм; $w_0 = 2,3$ мм; $w = 1,15$ мм; $d = 0,35$ мм; $D_{\min} = 6,6$ мм. На рисунке 2.6

расположены результаты моделирования в программе «CST STUDIO SUITE», а именно значения коэффициента передачи между входами 1→2 и 1→3 – слева, разность фаз между выходными плечами 2 и 3 НО – справа.

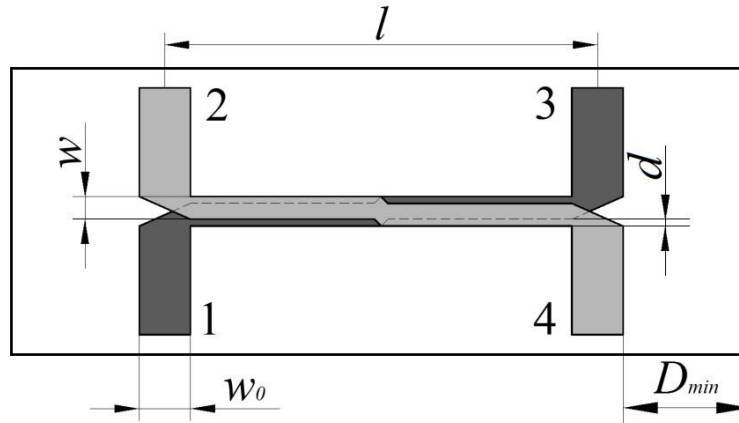


Рисунок 2.5 – Топология НО с частичным наложением связанных линий

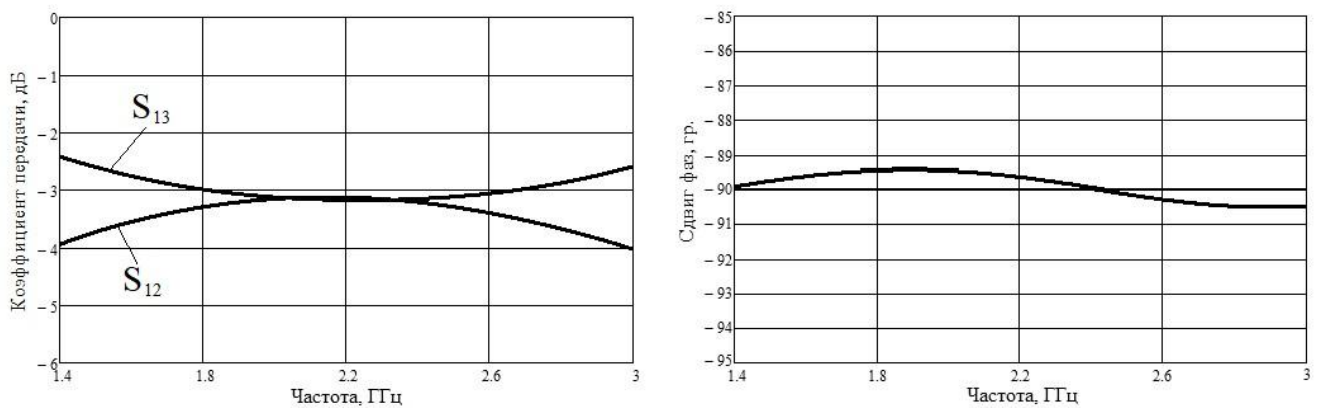


Рисунок 2.6 – Параметры направленного ответвителя

Таким образом, получился НО, обеспечивающий в рабочей полосе частот 2...2,4 ГГц коэффициент передачи $-3,15 \pm 0,02$ дБ и набег фазы на третьем порту относительно второго $90 \pm 0,5^\circ$. Результаты будут использованы далее, при проектировании диаграммообразующих устройств.

2.2. Дифференциальные фазовращатели на связанных линиях

Известно, что четвертьволновые направленные ответвители являются элементной базой при построении широкополосных дифференциальных фазовращателей [47-58]. Идея построения дифференциального фазовращателя (ДФВ), описываемого в данном разделе, основана на результатах из работы [77].

В работе [77] представлен анализ нетрадиционных всепропускающих четырёхполюсников СВЧ на связанных линиях. Данный ПФВ может быть использован в качестве одного из элементов печатных многолучевых антенных решёток, а также в модуляторах, генераторах и фазовых детекторах различного назначения.

На рисунке 2.7 представлена эквивалентная схема ПФВ, на котором:

$1^F, 2^F$ – вход и выход ПФВ;

1, 2 – связанные линии первого восьмиполюсника;

1', 2', 3', 4' – плечи первого восьмиполюсника;

3, 4 – связанные линии второго восьмиполюсника;

1'', 2'', 3'', 4'' – плечи второго восьмиполюсника.

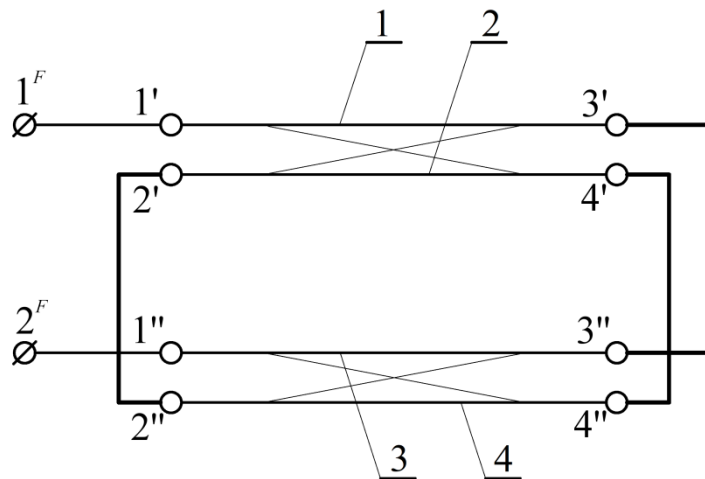


Рисунок 2.7 – Эквивалентная схема ПФВ

Таким образом, мы видим, что предложенный ПФВ является совокупностью последовательно установленных НО на связанных линиях 1, 2 и 3, 4, у которых объединены по одной из связанных линий 2 и 4 в кольцевой проводник.

Пусть ко входу 1^F ПФВ подводится гармоническое СВЧ напряжение $u_{1^F}(t)$ (2.7), с амплитудой U_m , неизменное в полосе частот порядка двух октав. Оно формирует СВЧ ток в связанных линиях 1 и 3, который за счёт связи с кольцевым проводником (связанные линии 2 и 4) создаёт в кольцевом проводнике наведённый циркулирующий ток.

$$u_{1F}(t) = U_m \cos(\omega t + \varphi_{1F}) = U_m \cos(2\pi ft + \varphi_{1F}), \quad (2.7)$$

где U_m – амплитуда напряжения;

ω – текущая круговая частота;

f – текущая циклическая частота;

φ_{1F} – изначальная фаза сигнала.

Как будет показано далее, суперпозиция электромагнитных полей обоих этих токов обуславливает в установившемся режиме поддержание неизменным по модулю выходного напряжения $u_{2F}(t)$ ПФВ, причём

$$u_{2F}(t) = u_{1F}(t)e^{j\psi}, \quad (2.8)$$

где ψ – вносимый фазовый сдвиг.

В результате формирования сигнала в ПФВ получается задержка ψ между входным $u_{1F}(t)$ (2.7) и выходным $u_{2F}(t)$ (2.8) напряжениями. К тому же фазо-частотная характеристика $\psi(f)$ в широкой полосе частот принимает линейный вид.

Согласно классификации [72, раздел 3] восьмиполосники 1', 2', 3', 4' и 1'', 2'', 3'', 4'' являются НО с матрицами рассеяния $[S']$ и $[S'']$ и коэффициентами связи k_{12} , k_{34} :

$$[S'] = \begin{bmatrix} 0 & S'_{1F} & S'_{2F} & 0 \\ S'_{1F} & 0 & 0 & S'_{2F} \\ S'_{2F} & 0 & 0 & S'_{1F} \\ 0 & S'_{2F} & S'_{1F} & 0 \end{bmatrix}, \quad [S''] = \begin{bmatrix} 0 & S''_{1F} & S''_{2F} & 0 \\ S''_{1F} & 0 & 0 & S''_{2F} \\ S''_{2F} & 0 & 0 & S''_{1F} \\ 0 & S''_{2F} & S''_{1F} & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.9)$$

где

$$S'_{1F} = j \frac{k_{12} \sin \theta}{\sqrt{1 - k_{12}^2} \cos \theta + j \sin \theta}, \quad S'_{2F} = \frac{\sqrt{1 - k_{12}^2}}{\sqrt{1 - k_{12}^2} \cos \theta + j \sin \theta},$$

$$S''_{1F} = j \frac{k_{34} \sin \theta}{\sqrt{1 - k_{34}^2} \cos \theta + j \sin \theta}, \quad S''_{2F} = \frac{\sqrt{1 - k_{34}^2}}{\sqrt{1 - k_{34}^2} \cos \theta + j \sin \theta},$$

где $\theta = (\pi / 2)(f / f_0)$ – электрическая длина полосковых линий 1, 2, 3, 4 (Рисунок 2.7); f_0 – центральная частота.

Так как электрическая длина отрезков 2'-2'', 4'-4'' значительно короче длин линий 1'-3', 1''-3'', то в дециметровом диапазоне волн их электрической длиной можно пренебречь. Помимо этого, электрическая длина отрезков 1^F-1', 2^F-1'' так же является достаточно малой, по сравнению с длинами отрезков 1'-3', 1''-3'', чтобы ей можно было пренебречь.

В данной ситуации целесообразно представить ПФВ в виде четырёхполюсника с плечами 1^F и 2^F. В свою очередь четырёхполюсник будет иметь матрицу рассеяния $[S^F]$, структура которой определяется согласно [78, стр. 259] по уже известным матрицам рассеяния восьмиполюсников $[S']$ и $[S'']$ (2.9).

$$[S^F] = \begin{bmatrix} S_{11}^F & S_{12}^F \\ S_{21}^F & S_{22}^F \end{bmatrix} = [S_{PP}] + [S_{PC}]([F] - [S_{CC}])^{-1}[S_{CP}], \quad (2.10)$$

где

$$[S_{PP}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad [S_{PC}] = \begin{bmatrix} S'_{2^F} & 0 & 0 & 0 & S'_{1^F} & 0 \\ 0 & S''_{2^F} & 0 & 0 & 0 & S''_{1^F} \end{bmatrix};$$

$$[F] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}; \quad [S_{CC}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & S'_{1^F} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S''_{1^F} & 0 & 0 \\ S'_{1^F} & 0 & 0 & 0 & S'_{2^F} & 0 \\ 0 & S''_{1^F} & 0 & 0 & 0 & S''_{2^F} \\ 0 & 0 & S'_{2^F} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S''_{2^F} & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$[S_{CP}] = \begin{bmatrix} S'_{2^F} & 0 \\ 0 & S''_{2^F} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ S'_{1^F} & 0 \\ 0 & S''_{1^F} \end{bmatrix}.$$

Для нахождения элементов матрицы $[S^F]$ решим выражение (2.10), подставив в него известные матрицы:

$$[F] - [S_{CC}] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -S'_{1^F} & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -S''_{1^F} & 0 & 0 \\ -S'_{1^F} & 0 & 0 & 1 & -S'_{2^F} & 0 \\ 0 & -S''_{1^F} & 1 & 0 & 0 & -S''_{2^F} \\ 0 & 0 & -S'_{2^F} & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -S''_{2^F} & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$([F] - [S_{CC}])^{-1} = \begin{bmatrix} [S_{R11}] & [S_{R12}] \\ [S_{R21}] & [S_{R22}] \end{bmatrix},$$

$$\text{где } [S_{R11}] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{S'_{2^F} S''_{2^F} - 1}{S'_{1^F} S''_{1^F} + S'_{2^F} S''_{2^F} - 1} & \frac{-S''_{1^F}}{S'_{1^F} S''_{1^F} + S'_{2^F} S''_{2^F} - 1} \\ \frac{S'_{2^F} S''_{2^F} - 1}{S'_{1^F} S''_{1^F} + S'_{2^F} S''_{2^F} - 1} & 0 & 0 \\ \frac{-S''_{1^F}}{S'_{1^F} S''_{1^F} + S'_{2^F} S''_{2^F} - 1} & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$[S_{R12}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-S''_{1^F} S'_{2^F}}{S'_{1^F} S''_{1^F} + S'_{2^F} S''_{2^F} - 1} \\ \frac{-S'_{1^F}}{S'_{1^F} S''_{1^F} + S'_{2^F} S''_{2^F} - 1} & \frac{-S'_{1^F} S''_{2^F}}{S'_{1^F} S''_{1^F} + S'_{2^F} S''_{2^F} - 1} & 0 \\ \frac{-1}{S'_{1^F} S''_{1^F} + S'_{2^F} S''_{2^F} - 1} & \frac{-S''_{2^F}}{S'_{1^F} S''_{1^F} + S'_{2^F} S''_{2^F} - 1} & 0 \end{bmatrix};$$

$$[S_{R21}] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-S'_{1^F}}{S'_{1^F} S''_{1^F} + S'_{2^F} S''_{2^F} - 1} & \frac{-1}{S'_{1^F} S''_{1^F} + S'_{2^F} S''_{2^F} - 1} \\ 0 & \frac{-S'_{1^F} S''_{2^F}}{S'_{1^F} S''_{1^F} + S'_{2^F} S''_{2^F} - 1} & \frac{-S''_{2^F}}{S'_{1^F} S''_{1^F} + S'_{2^F} S''_{2^F} - 1} \\ \frac{-S''_{1^F} S'_{2^F}}{S'_{1^F} S''_{1^F} + S'_{2^F} S''_{2^F} - 1} & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$[S_{R22}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-S'_{2F}}{S'_{1F} S''_{1F} + S'_{2F} S''_{2F} - 1} \\ 0 & 0 & \frac{S'_{1F} S''_{1F} - 1}{S'_{1F} S''_{1F} + S'_{2F} S''_{2F} - 1} \\ \frac{-S'_{2F}}{S'_{1F} S''_{1F} + S'_{2F} S''_{2F} - 1} & \frac{S'_{1F} S''_{1F} - 1}{S'_{1F} S''_{1F} + S'_{2F} S''_{2F} - 1} & 0 \end{bmatrix};$$

$$([F] - [S_{CC}])^{-1} [S_{CP}] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-S''_{1F}{}^2 S'_{2F} + S'_{2F} S''_{2F}{}^2 - S''_{2F}}{S'_{1F} S''_{1F} + S'_{2F} S''_{2F} - 1} \\ \frac{-S'_{1F}{}^2 S''_{2F} + S'_{2F}{}^2 S''_{2F} - S'_{2F}}{S'_{1F} S''_{1F} + S'_{2F} S''_{2F} - 1} & 0 \\ \frac{-S'_{1F} S''_{2F} - S''_{1F} S'_{2F}}{S'_{1F} S''_{1F} + S'_{2F} S''_{2F} - 1} & 0 \\ 0 & \frac{-S'_{1F} S''_{2F} - S''_{1F} S'_{2F}}{S'_{1F} S''_{1F} + S'_{2F} S''_{2F} - 1} \\ 0 & \frac{S'_{1F} S''_{1F}{}^2 - S'_{1F} S''_{2F}{}^2 - S''_{1F}}{S'_{1F} S''_{1F} + S'_{2F} S''_{2F} - 1} \\ \frac{S'_{1F}{}^2 S''_{1F} - S''_{1F} S'_{2F}{}^2 - S'_{1F}}{S'_{1F} S''_{1F} + S'_{2F} S''_{2F} - 1} & 0 \end{bmatrix}$$

$$[S_{PC}]([F] - [S_{CC}])^{-1} [S_{CP}] = \begin{bmatrix} S_{11}^F & S_{12}^F \\ S_{21}^F & S_{22}^F \end{bmatrix},$$

$$\text{где } S_{11}^F = S_{22}^F = 0; \quad (2.11)$$

$$S_{12}^F = S_{21}^F = \frac{S'_{1F}{}^2 S''_{1F}{}^2 - S'_{1F} S''_{1F} - S'_{1F}{}^2 S''_{2F}{}^2 - S''_{1F}{}^2 S'_{2F}{}^2 - S'_{2F} S''_{2F} + S'_{2F}{}^2 S''_{2F}{}^2}{S'_{1F} S''_{1F} + S'_{2F} S''_{2F} - 1}. \quad (2.12)$$

Согласно (2.11) возвратные потери ПФВ S_{11}^F и S_{22}^F должны быть равны 0, а модули элементов матрицы S_{12}^F , S_{21}^F (2.14) должны быть равны единице $|S_{12}^F| = |S_{21}^F| = 1$. Для достижения данных значений была решена задача

нахождения оптимальных коэффициентов связи k_{12} , k_{34} через (2.9) и (2.12) посредством программы автоматизированного проектирования «MathCAD». При помощи параметрической оптимизации в пределах поиска $0 < k_{12} < 1$, $0 < k_{34} < 1$ были найдены коэффициенты k_{12} и k_{34} для ПФВ с фазовыми сдвигами $22,5^\circ$, 45° , $67,5^\circ$, 90° для различных отклонений от номинальных фазовых задержек, которые сведены в таблицу 2.1. Эти значения для ДФВ выбраны не случайно, так как при дальнейшем проектировании диаграммообразующих устройств необходимо обеспечение именно таких фазовых сдвигов.

Таблица 2.1 – Зависимости коэффициентов связи

Отклонения	Коэффициенты связи для фазовращателей, $k_{12} = k_{34}$			
	$22,5^\circ$	45°	$67,5^\circ$	90°
$\pm 0^\circ$	0,465	0,611	0,691	0,75
$\pm 2^\circ$	0,547	0,675	0,737	0,789
$\pm 4^\circ$	0,595	0,702	0,764	0,809
$\pm 6^\circ$	0,636	0,728	0,788	0,826
$\pm 8^\circ$	0,668	0,751	0,807	0,841
$\pm 10^\circ$	0,695	0,771	0,822	0,855

Согласно математическому моделированию при данных значениях коэффициентов связи k_{12} , k_{34} ФЧХ $\psi(f)$ разнится с линейным законом на $\pm 2^\circ$, $\pm 4^\circ$, $\pm 6^\circ$, $\pm 8^\circ$, $\pm 10^\circ$ в полосе частот около полутора октавы. На рисунке 2.8 представлены график фазовой задержки ψ в ПФВ на $45 \pm 2^\circ$ и график изменения фазы по линейному закону $\psi_{л}$. Разность этих графиков $\Delta\psi$ изображена на рисунке 2.9.

Как видно из графиков на рисунках 2.8, 2.9 разность фаз равна 45° в трёх точках нормированных частот 0,64, 1, 1,36, при этом заданная неравномерность фазовой задержки $\pm 2^\circ$ сохраняется в полосе 0,55-1,45.

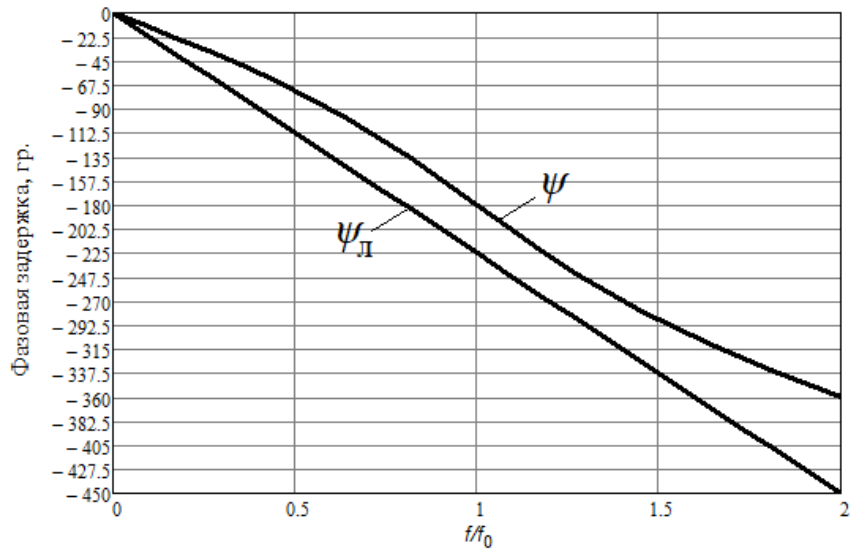


Рисунок 2.8 – Фазовые задержки в ПФВ и по линейному закону

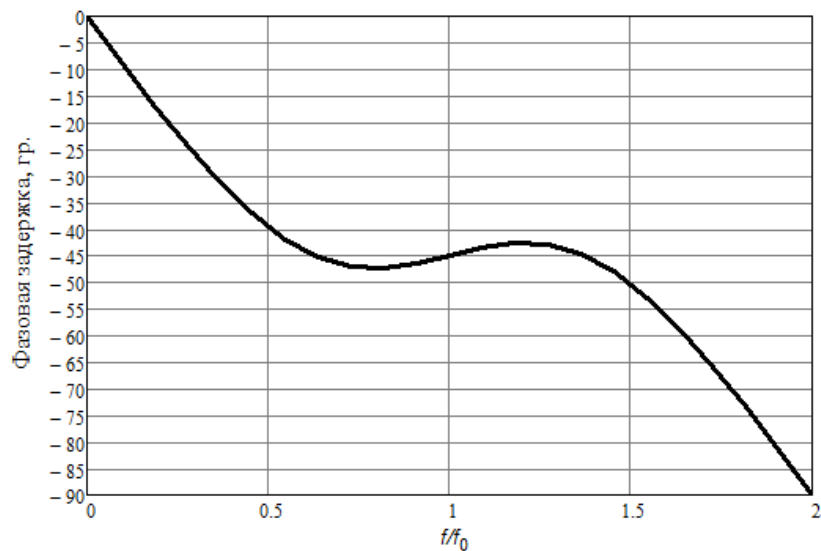
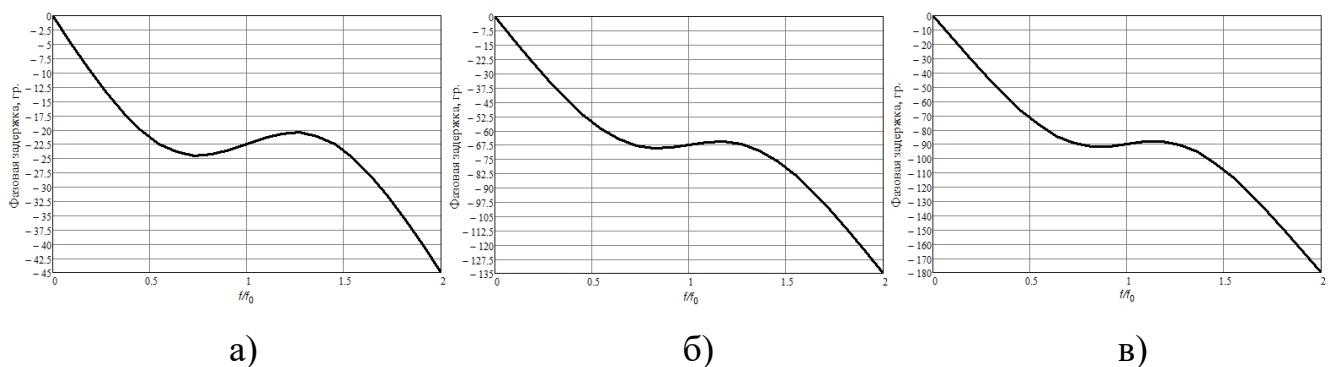


Рисунок 2.9 – Дифференциальный фазовый сдвиг $45 \pm 2^\circ$

Аналогичным образом были построены графики дифференциальных фазовых сдвигов для ПФВ на $22,5 \pm 2^\circ$, $67,5 \pm 2^\circ$, $90 \pm 2^\circ$ (рисунок 2.10).



а)

б)

в)

Рисунок 2.10 – Дифференциальный фазовый сдвиг: а) $22,5 \pm 2^\circ$; б) $67,5 \pm 2^\circ$; в) $90 \pm 2^\circ$

В соответствии с коэффициентами связи k_{12} , k_{34} по материалам работ [72, 79] были найдены геометрические размеры ПФВ $45 \pm 2^\circ$ (Рисунки 2.9, 2.10) в миллиметрах (2.15). Габаритные размеры B , C ПФВ были выбраны исходя из задачи обеспечения правильной работоспособности устройства на центральной частоте $f_0 = 2,2$ ГГц. Расчеты проводились с учетом характеристического сопротивления линий передачи $\rho_0 = 50$ Ом.

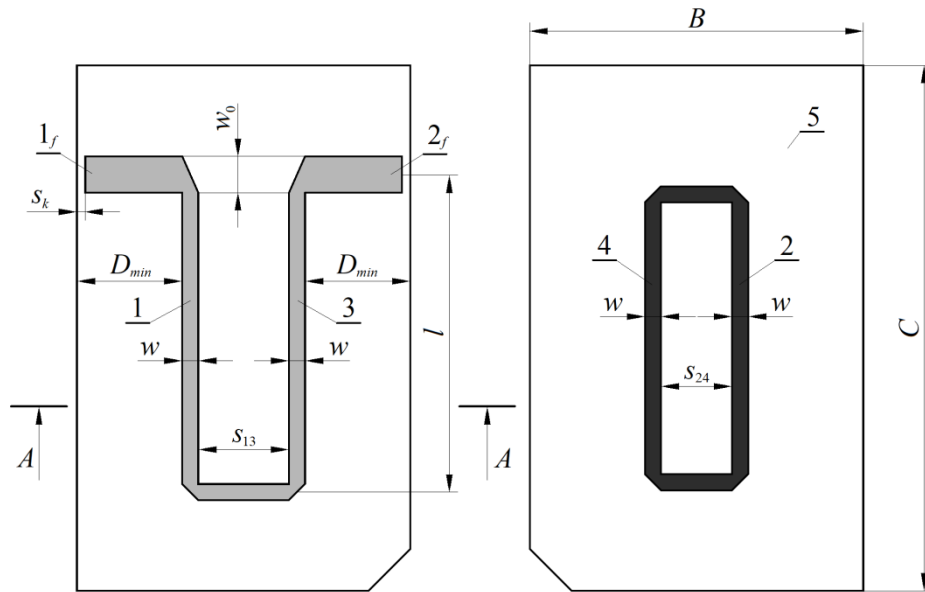


Рисунок 2.11 – Топология двухсторонней печатной платы ПФВ

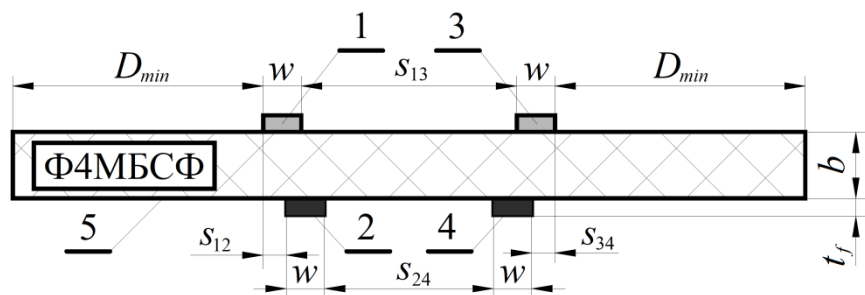


Рисунок 2.12 – Поперечное сечение ПФВ

$$\begin{aligned}
 B &= 19,8, & C &= 37,6, & b &= 0,23, & t_f &= 0,035, \\
 w_0 &= 2,3, & w &= 1,15, & D_{\min} &= 5,5, & s_k &= 0,5, \\
 s_{13} &= 6,5, & s_{24} &= 5,1, & s_{12} &= s_{34} &= 0,7, & l &= 22.
 \end{aligned}
 \tag{2.13}$$

На рисунке 2.13 расположен пример реализации ПФВ экспериментального образца, который заключён в металлический заземлённый корпус 6. Топология ПФВ (Рисунок 2.9) вытравлена на диэлектрической плёнке Ф4МБСФ 5 с

диэлектрической проницаемостью 2,5 и толщиной $b = 0,23$ мм, а в качестве изоляционных диэлектрических слоёв применён материал ФАФ-4Д 7 и 8 с диэлектрической проницаемостью 2,5 и толщиной $a = 1,43$ мм.

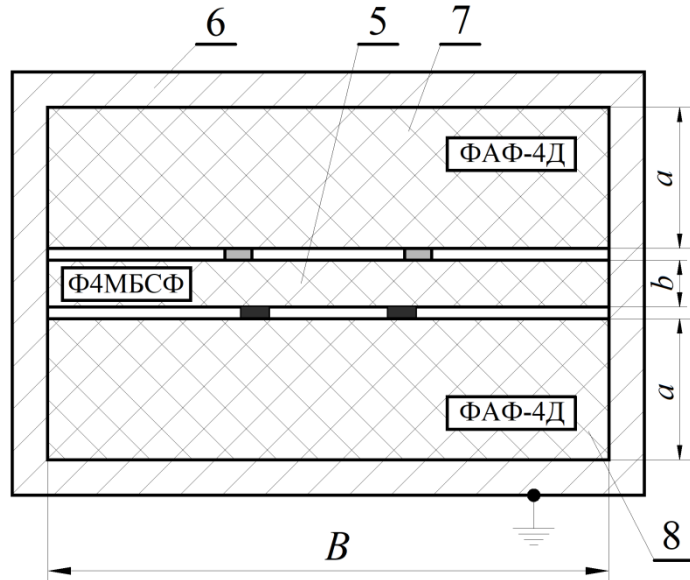


Рисунок 2.13 – Поперечное сечение ПФВ

ПФВ для фазового сдвига на 45° был построен в «CST STUDIO SUITE» (Рисунок 2.14), чтобы проверить теоретические данные. На рисунке 2.14 слева расположен ДФВ (порты 1 и 3), а справа – компенсационная линия (порты 2 и 4) с изменением фазы по линейному закону.

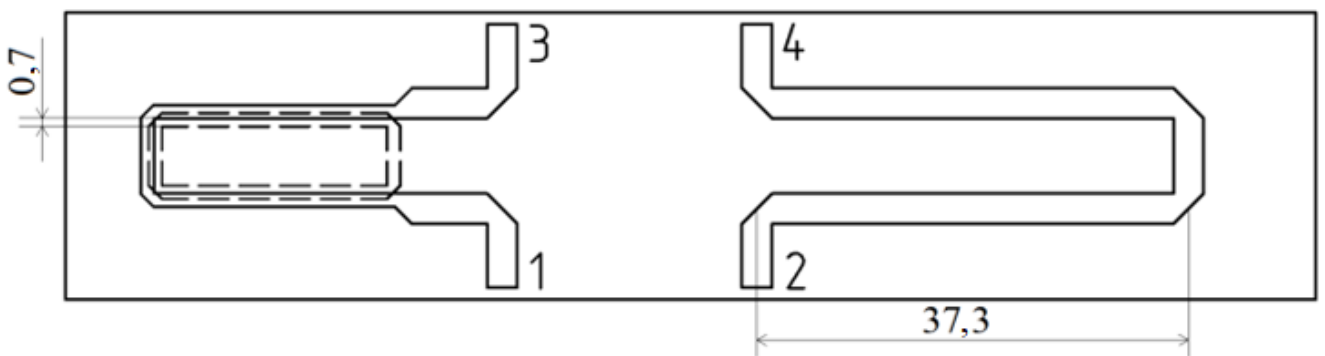


Рисунок 2.14 – Топология ПФВ 45°

График разности фазовых сдвигов (Рисунок 2.15) показал, что результаты соответствующие теоретическим расчетам, фазовая задержка составила $45 \pm 1,2^\circ$.

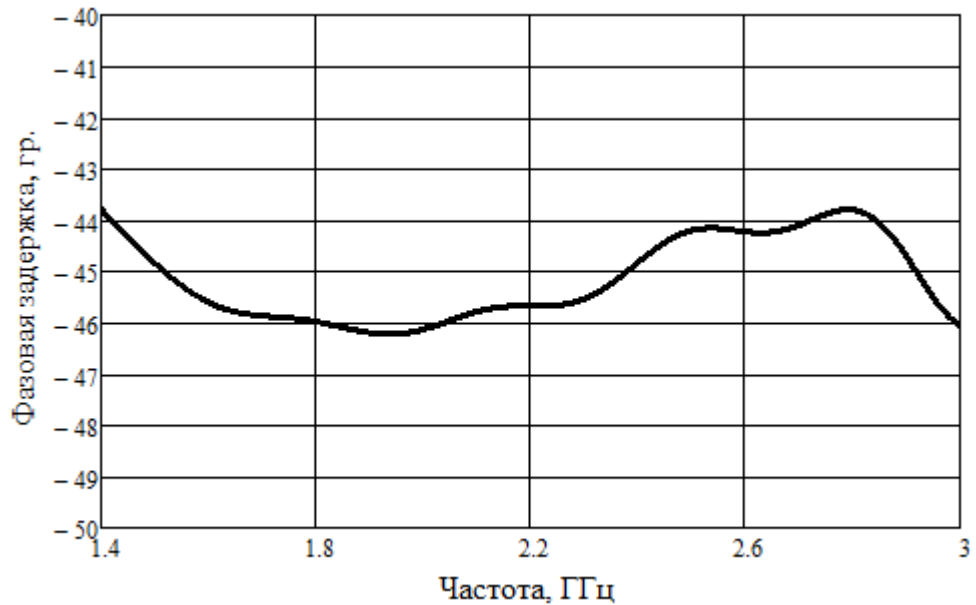


Рисунок 2.15 – Дифференциальный фазовый сдвиг 45°

Аналогичным образом был рассчитан фазовращатель для фазовой задержки $22,5^\circ$ (Рисунок 2.16). Все размеры фазовращателя остались такими же, как и в (2.15), кроме размеров s_{12} и s_{34} . Для фазовращателя на $22,5^\circ$ эти размеры составили 1,1 мм, при этом длина компенсационной линии уменьшилась на 6,2 мм.

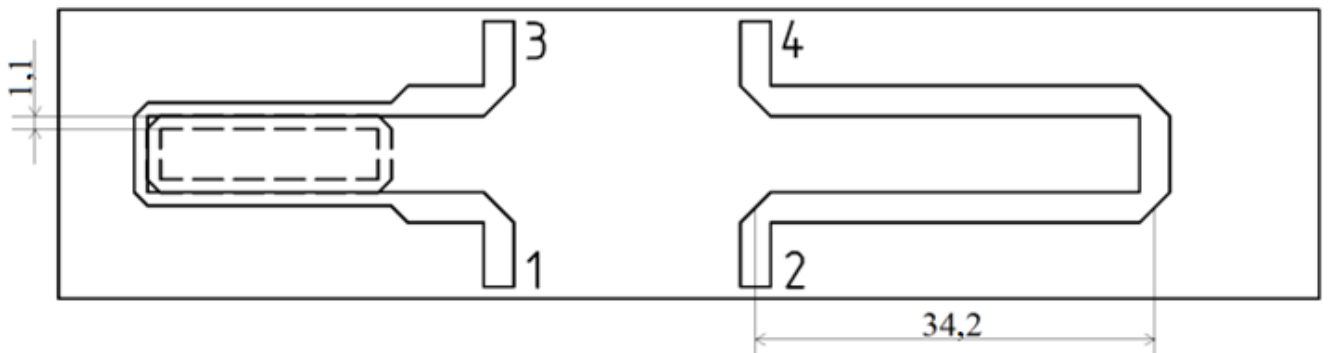


Рисунок 2.16 – Топология ПФВ $22,5^\circ$

Дифференциальный фазовый сдвиг фазовращателя представлен на рисунке 2.13, где отмечена высокая степень схожести с математическим моделированием (Рисунок 2.10).

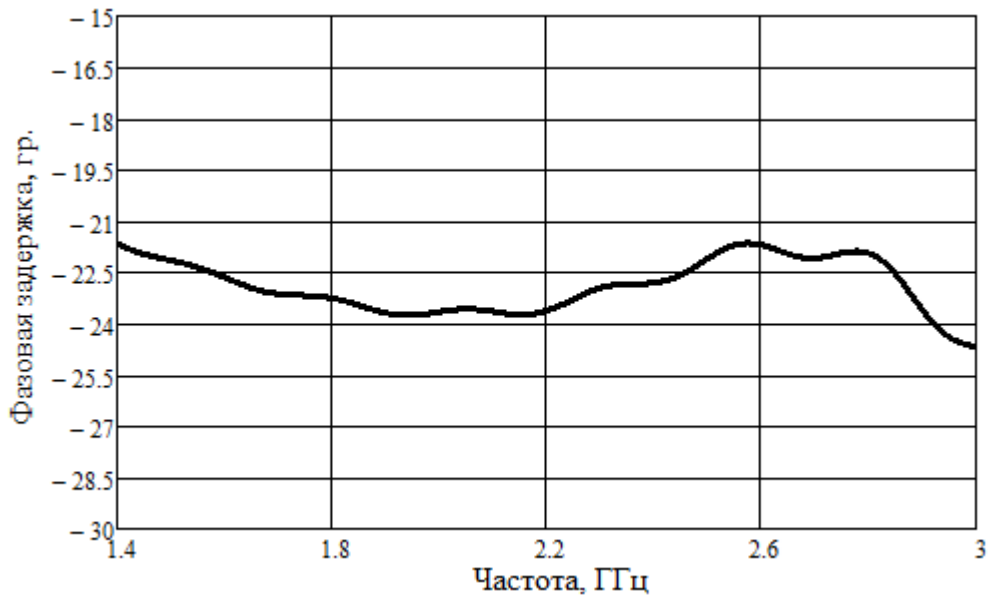


Рисунок 2.17 – Дифференциальный фазовый сдвиг $22,5^\circ$

По отработанной технологии был сформирован внешний облик топологии ДФВ на $67,5^\circ$ (Рисунок 2.18). Размеры фазовращателя остались теми же, что и в (2.15), кроме размеров s_{12} и s_{34} . Для фазовращателя на $67,5^\circ$ эти размеры составили 0,35 мм, при этом длина компенсационной линии увеличилась на 6,2 мм (относительно ПФВ на 45° , Рисунок 2.14).

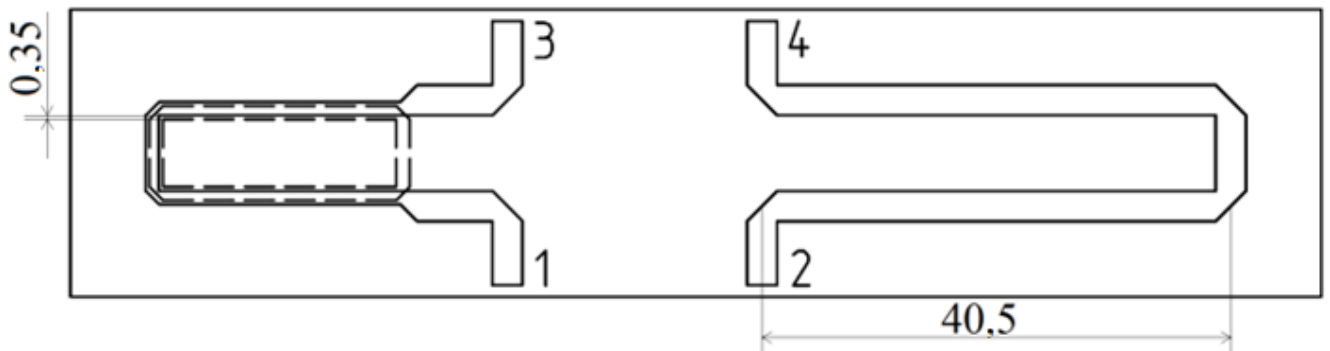


Рисунок 2.18 – Топология ПФВ $67,5^\circ$

Разница фазовых задержек $\Delta\psi$ в достаточной мере коррелируется с математическим моделированием (Рисунок 2.10) и составила $67,5 \pm 1,5^\circ$.

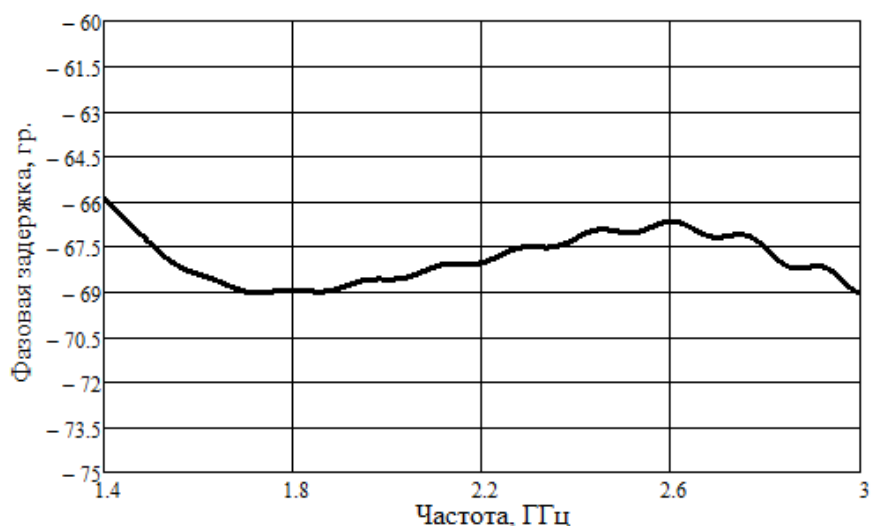


Рисунок 2.19 – Дифференциальный фазовый сдвиг $67,5^\circ$

Дополнительно была разработана топология ПФВ для дифференциального фазового сдвига на 45° (для центральной частоты 550 МГц) с разными коэффициентами связи в плечах устройства, где $k_{12} = 0,3243$ и $k_{34} = 0,8255$, и проведён электродинамический анализ устройства. Затем был изготовлен опытный образец (Рисунок 2.20) и измерены его характеристики. При изготовлении использовались материалы ФАФ-4Д и ФФ-4 с диэлектрической проницаемостью 2,5 и 2,0, соответственно. На рисунке 2.21 совмещены результаты моделирования (чёрные непрерывные линии) и экспериментального исследования, при помощи векторного анализатора цепей «Обзор-804» (синие штриховые линии), коэффициентов отражения (Рисунок 2.21, а) и дифференциального фазового сдвига (Рисунок 2.21, б).

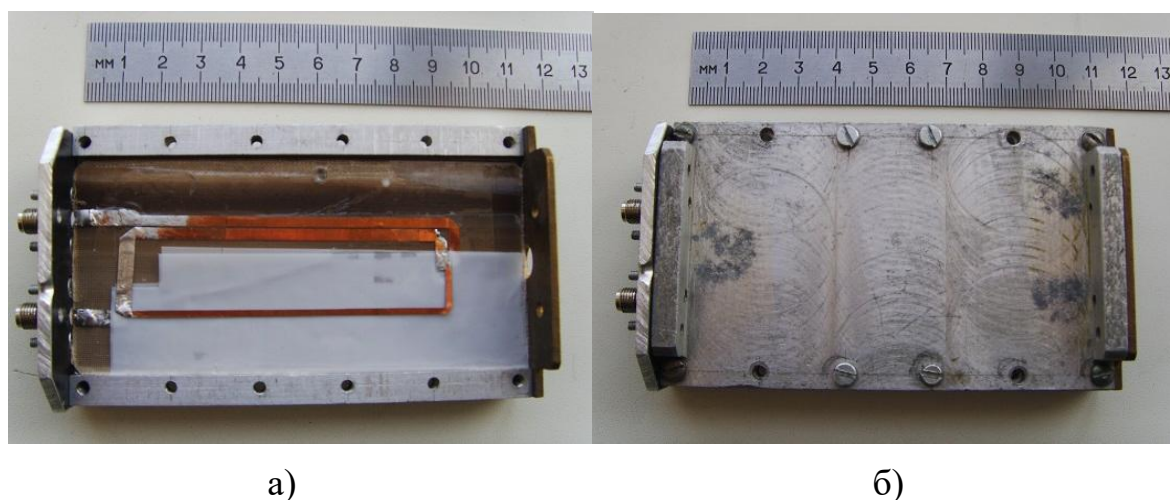


Рисунок 2.20 – Фотографии ПФВ: а) без крышки; б) собранного устройства

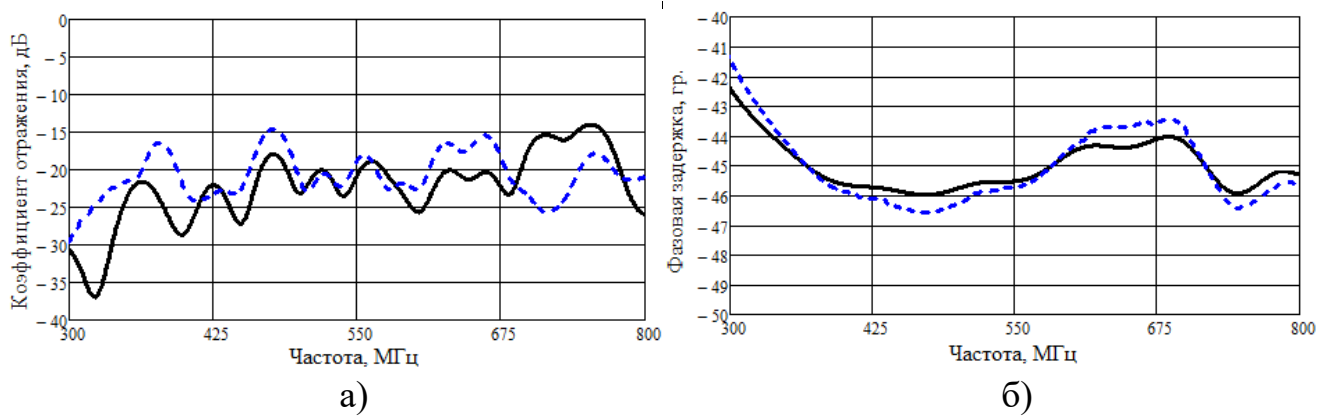


Рисунок 2.21 – Параметры дифференциального фазовращателя (сплошная линия – моделирование, штриховая линия – эксперимент): а) коэффициенты отражения; б) дифференциальный фазовый сдвиг

Таким образом, получились три модели фазовращателей, которые обеспечивают в полосе частот 1,4...3 ГГц фазовые задержки $22,5 \pm 1,5^\circ$, $45 \pm 1,2^\circ$ и $67,5 \pm 1,5^\circ$, по результатам моделирования и один опытный образец, обеспечивающий в полосе частот 330...800 МГц $45 \pm 1,5^\circ$ по результатам эксперимента. Аналогичным образом можно рассчитать фазовращатели на любую задержку в достаточно широкой полосе частот около полутора октавы.

2.3. Выводы по второму разделу

Во втором разделе диссертационной работы описаны теоретические выкладки, методики расчёта и моделирование таких основных узлов, входящих в состав ДОУ, как направленный ответвитель и дифференциальные фазовращатели, а также проведено экспериментальное исследование низкочастотного ПФВ на $45 \pm 1,5^\circ$. Данные узлы показали вполне приемлемые технические характеристики, в дальнейшем они будут принимать участие при компоновке ДОУ.

3. ИНТЕГРИРОВАННЫЕ ПЕЧАТНЫЕ ДИПОЛЬНЫЕ ИЗЛУЧАТЕЛИ И МОДИФИЦИРОВАННЫЕ ИЗЛУЧАТЕЛИ ДИПОЛЬНОГО ВИДА

Среди известного многообразия излучателей, дипольные излучатели (ДИ) занимают существенную область благодаря своим выраженным свойствам направленности, линейности поляризации излучения, приемлемому коэффициенту усиления и согласованию по входу, а также адаптацией к интегрально-групповым конструкторско-технологическим методам микроэлектроники и печатного монтажа.

На протяжении многих десятилетий печатные ДИ пользуются всемирной известностью, а также нашли широчайшее применение в радиотехнических системах различного назначения [1, 2, 80-87].

Из работ, перечисленных выше, следует, что наиболее часто используемыми являются полуволновые линейные или петлевые диполи (с соответствующими симметрирующими устройствами), к которым питание подводится на смежные клеммы, расположенные в непосредственной близости (Рисунок 3.1, а). Такие диполи получили наименование центрально-питаемый диполь «center-fed dipole». В тоже время растёт число публикаций сотрудников НГТУ, в которых фигурирует излучатель дипольного вида с концевым питанием «ends-fed dipole-like driver» (Рисунок 3.1, б) [88-90]. Результаты исследований однодиапазонных ДИ с таким типом питания диполей отражены в диссертации [91].

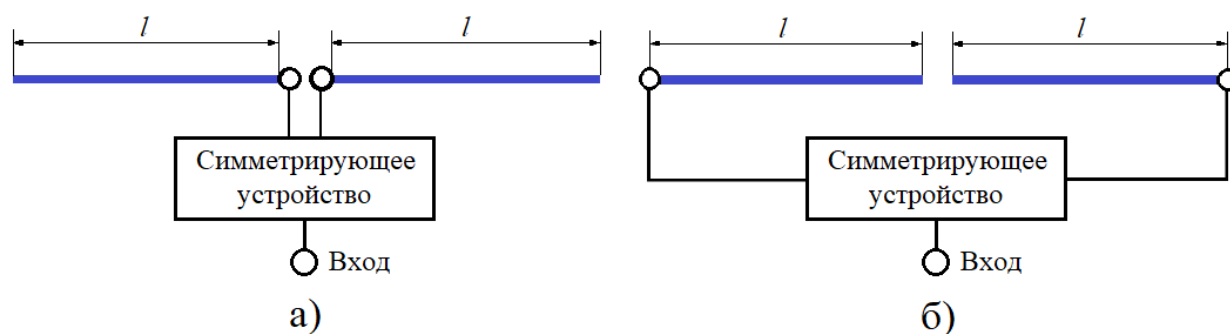


Рисунок 3.1 – Варианты питания дипольных антенн: а) центральное; б) концевое

В данном разделе представлены системно ориентированный подход к проектированию и полноволновое электродинамическое моделирование излучателей следующих типов:

- центральнопитаемый диполь с симметрирующим устройством типа «ласточкин хвост»;
- излучатель дипольного вида с концевым типом питания;
- многоэлементный излучатель дипольного вида с концевым питанием.

Материалы раздела частично опубликованы в работах [60, 61, 63, 66, 92-95].

3.1. Излучатель с центральным питанием диполя и симметрирующим устройством типа «ласточкин хвост»

С момента своего открытия центральный тип питания диполей стал классическим и общепризнанным методом. В данном разделе рассмотрен анализ электродинамического моделирования центрально питаемого дипольного излучателя с симметрирующим устройством типа «ласточкин хвост». Топология данного излучателя была предложена в работе [96], однако в данной работе он представлен для рабочей частоты 2,8 ГГц, поэтому топология была доработана путём масштабирования геометрических размеров токонесущих элементов [97] для работы на центральной частоте 2,2 ГГц. Топология разработанного устройства представлена на рисунке 3.2 (размеры в миллиметрах). В качестве диэлектрического материала использован двусторонне фольгированный ФАФ-4Д с относительной диэлектрической проницаемостью 2,5, имеющий толщину 1,5 мм (толщина металлизации 35мкм). На рисунке 3.2 а расположена лицевая сторона платы, на рисунке 3.2 б – обратная сторона платы, на рисунке 3.2 в – совмещённый вид слоёв излучателя.

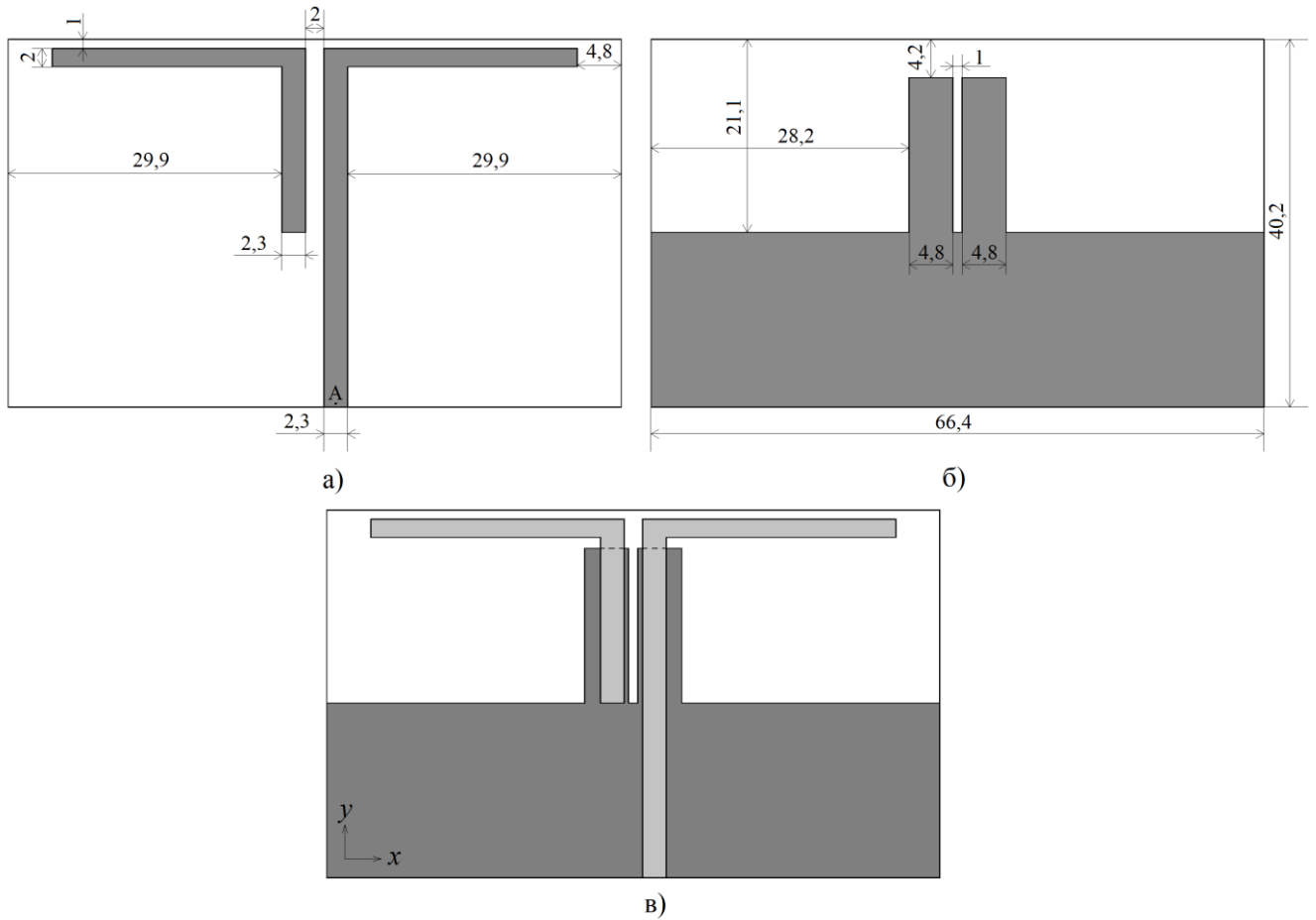


Рисунок 3.2 – Топология излучателя с центральным типом питания диполя:
 а) лицевая сторона платы; б) обратная сторона платы; в) совмещенный вид слоёв
 излучателя

После проведения трёхмерного полноволнового электродинамического моделирования в программе «CST STUDIO SUITE» было получено распределение поверхностного тока (Рисунок 3.3).

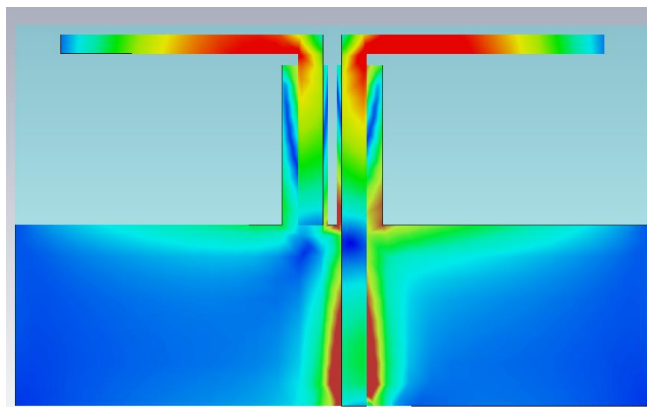


Рисунок 3.3 – Распределение амплитуды тока на излучателе с центральным типом
 питания диполей

Кроме этого, полученный график коэффициента отражения по входу А, который расположен на рисунке 3.4, показывает вполне приемлемое согласование по уровню -10 дБ в полосе частот 2,15...2,25 ГГц.

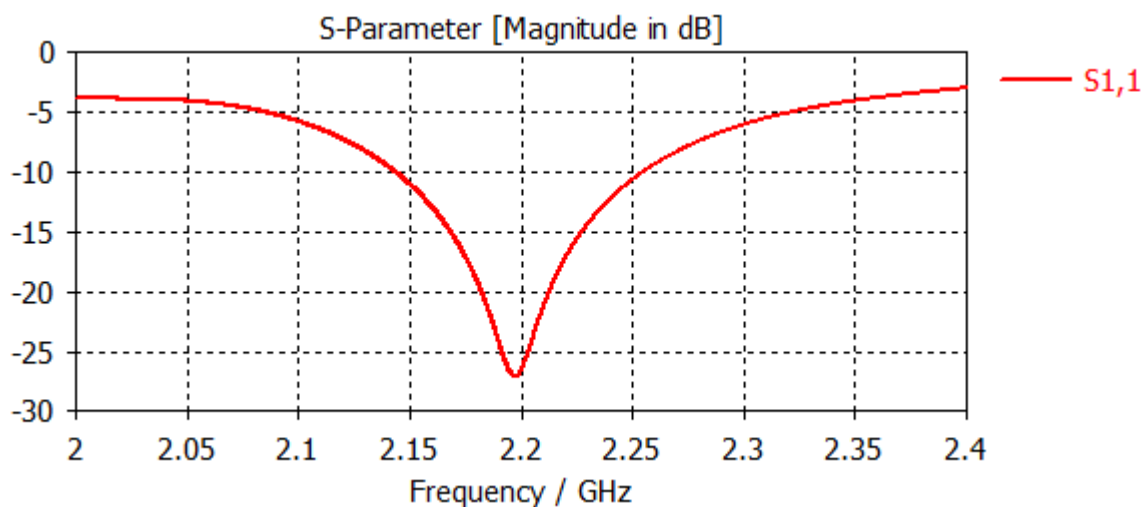


Рисунок 3.4 – График коэффициента отражения дипольного излучателя с центральным типом питания

На рисунке 3.5 расположена трёхмерная ДН излучателя с центральным типом питания диполей на частоте 2,2 ГГц. А на рисунке 3.6 сечения ДН в плоскостях E -вектора (Рисунок 3.6, а) и H -вектора (Рисунок 3.6, б), которые более подробно демонстрируют форму ДН.

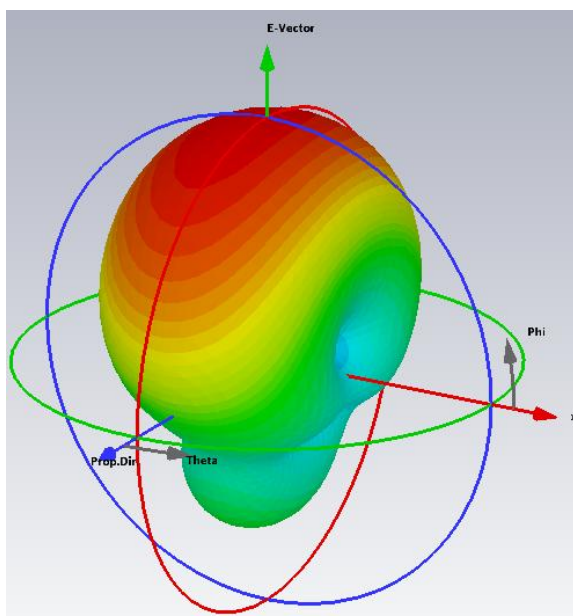


Рисунок 3.5 – Трёхмерная диаграмма направленности излучателя с центральным питанием диполей

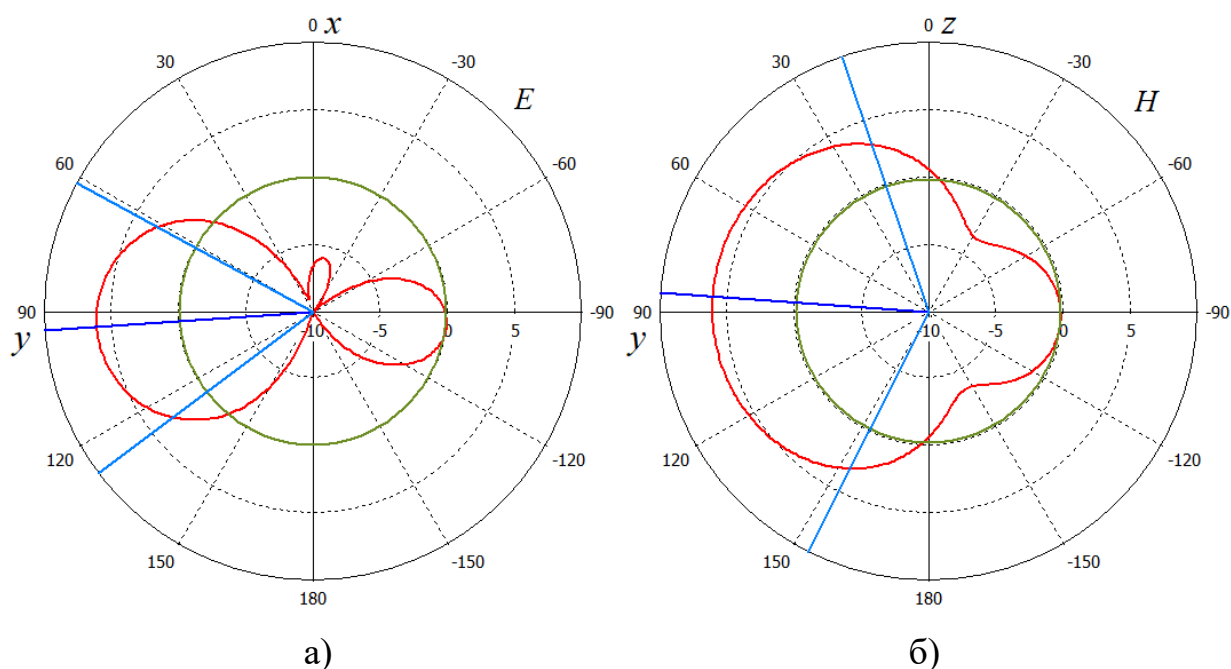


Рисунок 3.6 – Диаграммы направленности излучателя с центральным питанием диполя в плоскостях: а) E -вектора; б) H -вектора

При этом рисунки 3.5, 3.6 демонстрируют вполне приемлемого вида форму диаграммы направленности на центральной частоте, где уровень излучения главного лепестка составил 6,1 дБ, а уровень излучения в сторону разъёма питания не превысил -0,3 дБ. Если рассматривать по уровню 3 дБ угловую ширину, то она составила 65,5°.

3.2. Излучатель дипольного вида с концевым питанием

В данном подразделе представлен электродинамический анализ излучателя дипольного вида с концевым питанием (ИДВКП) и симметрирующим устройством в виде щелевого делителя мощности. Достоинством такого симметрирующего устройства является его широкополосность симметрирования [92, 98], что будет далее использовано в многолучевой антенной решётке. Идея построения подобного ИДВКП представлена в патенте [99]. При помощи эвристического подхода и метода оптимизации в программе «CST STUDIO SUITE» была получена топология, представленная на рисунке 3.7 (размеры в миллиметрах). В качестве диэлектрического материала для модели использован

двусторонне металлизированный ФАФ-4Д с относительной диэлектрической проницаемостью 2,5 и толщиной 1,5 мм (толщина металлизации 35 мкм).

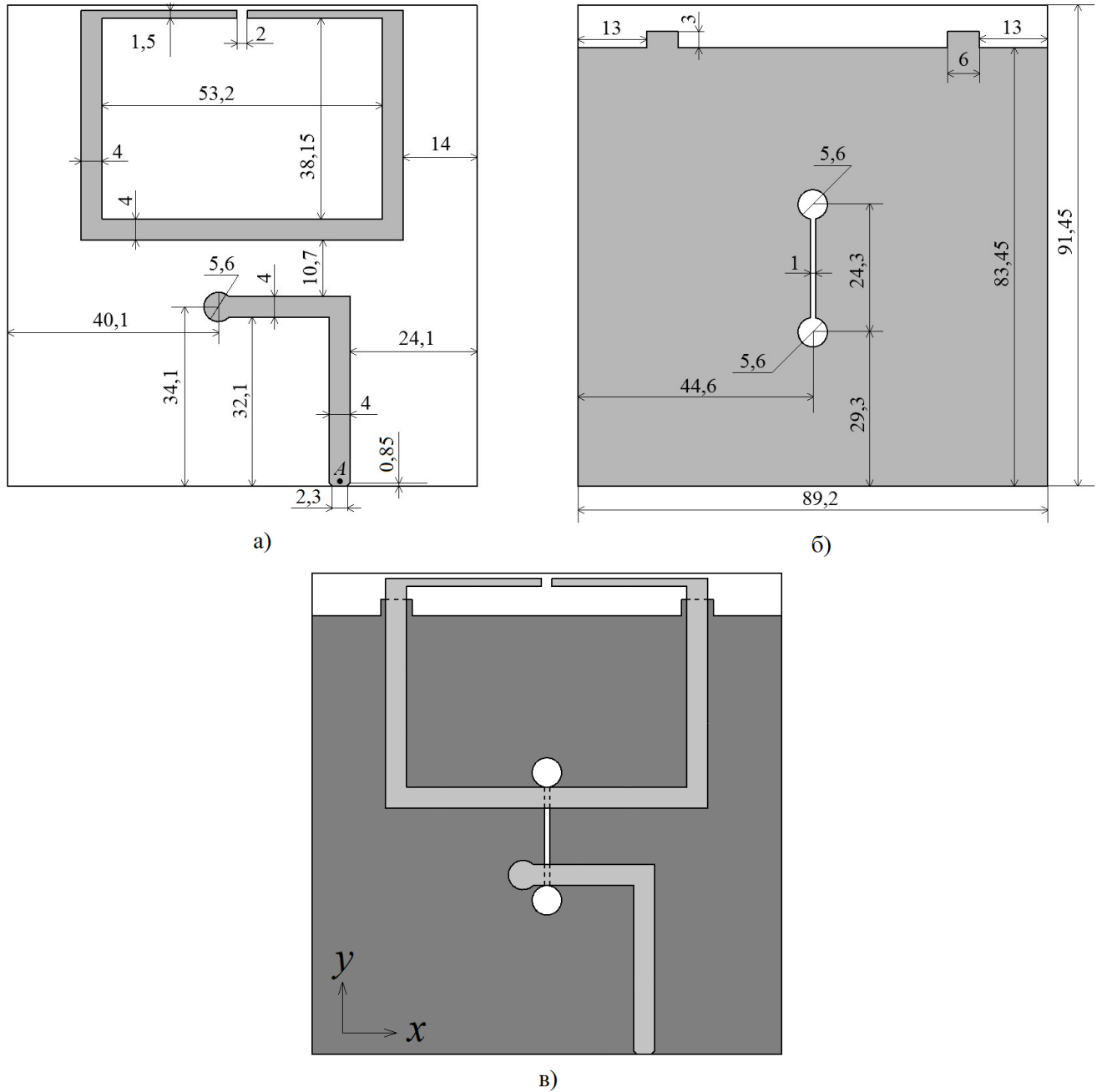


Рисунок 3.7 – Топология ИДВКП: а) лицевая сторона платы; б) обратная сторона платы; в) совмещенный вид слоёв излучателя

После проведения трёхмерного полноволнового электродинамического моделирования ИДВКП в программе «CST STUDIO SUITE» было получено распределение поверхностного тока (Рисунок 3.8).

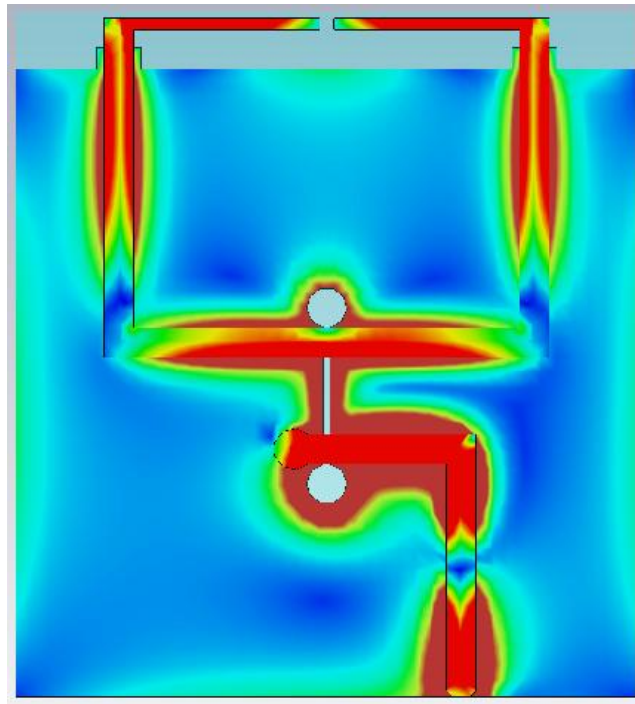


Рисунок 3.8 – Распределение амплитуды тока на ИДВКП

График коэффициента отражения относительно входа А, представленный на рисунке 3.9 демонстрирует приемлемое согласование по уровню -10 дБ в полосе частот в 2,07...2,28 ГГц.

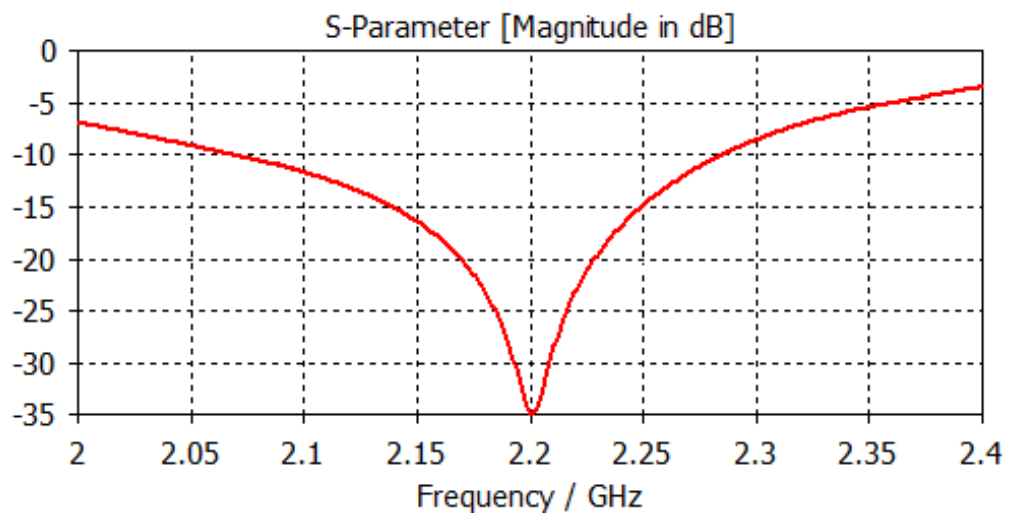


Рисунок 3.9 – График коэффициента отражения ИДВКП

На рисунке 3.10 расположена трёхмерная ДН ИДВКП на частоте 2,2 ГГц. На рисунке 3.11 сечения ДН в плоскостях E -вектора (Рисунок 3.11, а) и H -вектора (Рисунок 3.11, б), которые более подробно демонстрируют форму ДН.

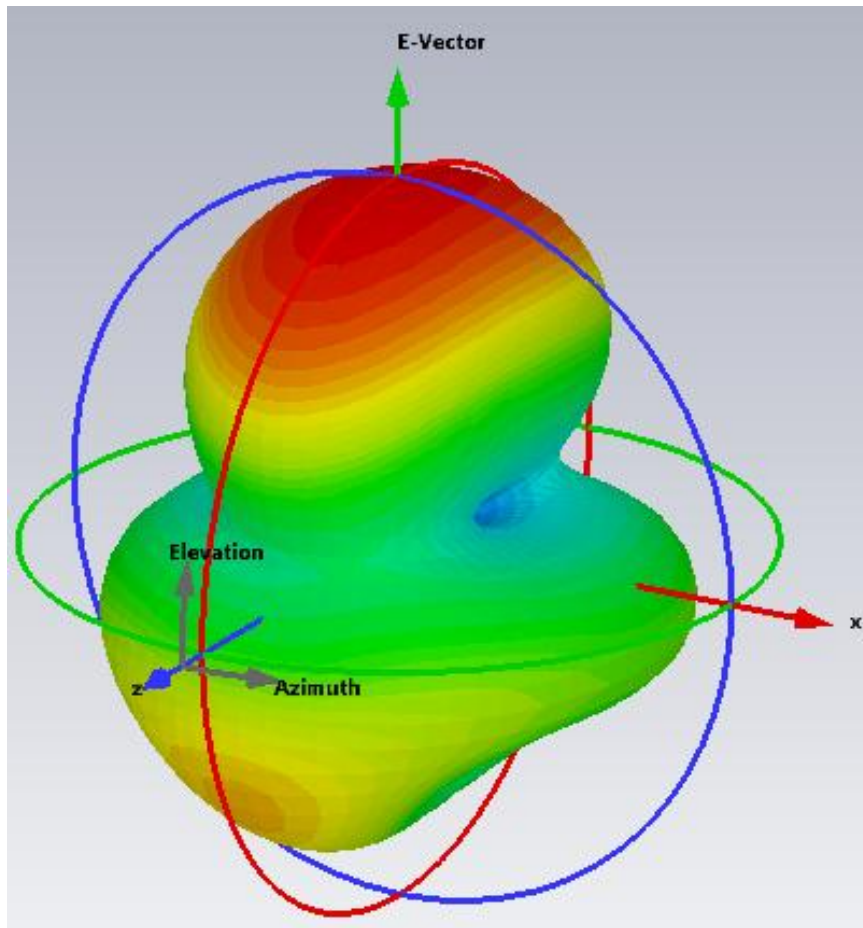


Рисунок 3.10 – Трёхмерная диаграмма направленности ИДВКП

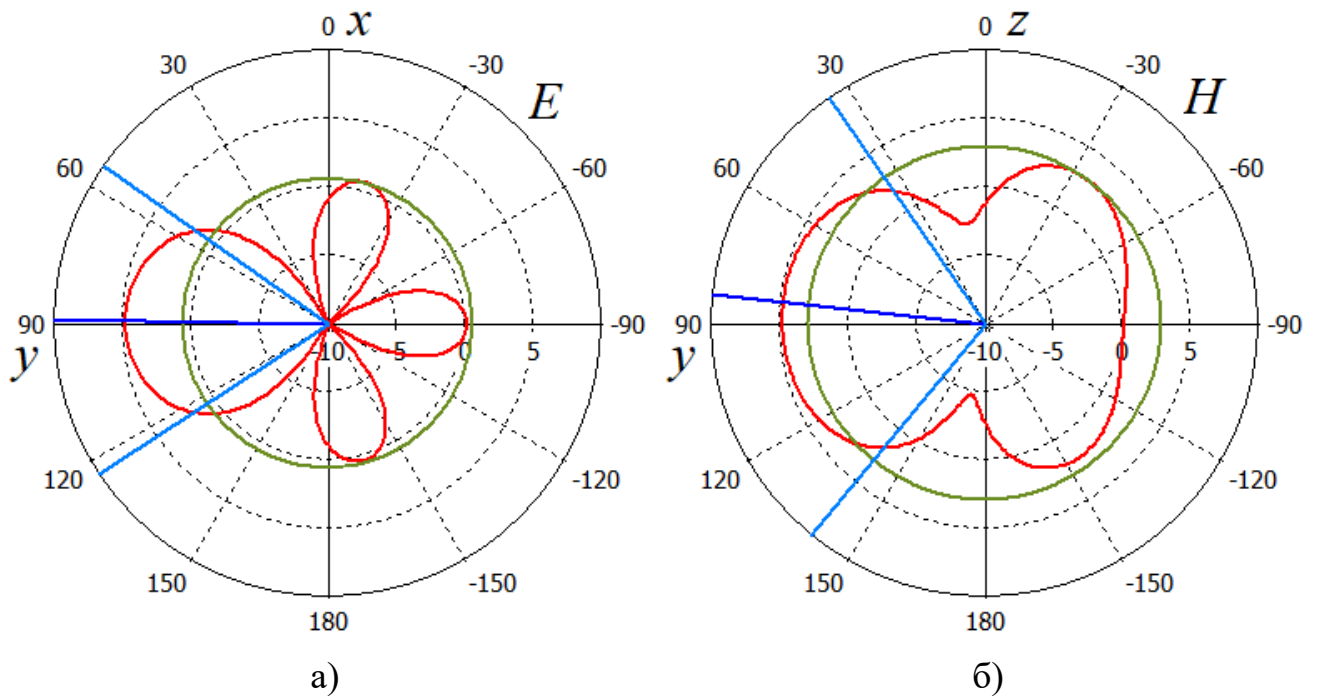


Рисунок 3.11 – Диаграмма направленности ИДВКП в плоскостях: а) E -вектора;
б) H -вектора

Диаграмма направленности ИДВКП на центральной частоте 2,2 ГГц приняла форму соответствующую дипольным излучателям. При этом уровень усиления главного лепестка составил 4,75 дБ, а уровни боковых лепестков и уровень излучения в сторону разъёма питания не превысили 0,5 дБ. В плоскости Е-вектора по уровню 3 дБ угловая ширина составила $68,5^\circ$.

3.3. Многоэлементный излучатель дипольного вида с концевым питанием

За последние несколько десятилетий предложено и проведено множество исследований для увеличения коэффициента усиления дипольных антенн.

Одним из вариантов увеличения усиления являются антенные решётки, но так как в данной работе антенные решётки являются конечной целью, то осуществлять проектирование антенных решёток внутри антенных решёток в данном случае нецелесообразно.

Ещё один вариант – это антенна Яги-Уда [91, 100-106], в которой можно добиться высокого коэффициента усиления за счёт увеличения числа директоров. Однако этот тип имеет существенный недостаток – непросто оптимизировать директорную антенну при использовании большого количества директоров.

Следующим вариантом предложено включить параллельно пять ИДВКП при достаточно близком расположении их друг с другом. На рисунке 3.12 представлена структурная схема многоэлементного ИДВКП.

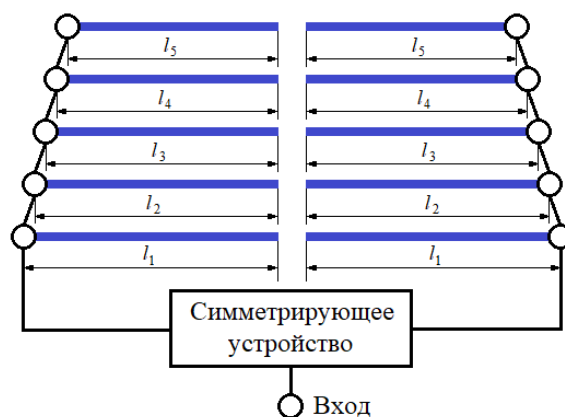


Рисунок 3.12 – Структурная схема многоэлементного ИДВКП

Имеется гипотеза, что *параллельное соединение пяти ИДВКП разной длины приведёт к изменению входного импеданса в диапазоне частот и возрастанию коэффициента усиления.*

Считая, что токи проводимости на пяти ИДВКП возбуждаются одним источником сигнала с постоянной амплитудой в широкой полосе частот, условимся, что при возбуждении одного из диполей, токи проводимости на других диполях могут возникнуть только посредством наведённого поля (индуктивный ток) возбуждаемого диполя. Входной импеданс пяти ИДВКП, возбуждаемых одновременно, определим с помощью метода наведённых электродвижущих сил в теории проволочных антенн [1].

Входной импеданс Z_1 ИДВКП состоит из двух компонент [81]: собственного импеданса Z_{11} и взаимных импедансов Z_{12} , Z_{13} , Z_{14} , Z_{15} , возникающих между излучателями [81]:

$$\left. \begin{aligned} Z_1 &= Z_{11} + Z_{12} \frac{I_{02}}{I_{01}} + Z_{13} \frac{I_{03}}{I_{01}} + Z_{14} \frac{I_{04}}{I_{01}} + Z_{15} \frac{I_{05}}{I_{01}} \\ Z_2 &= Z_{22} + Z_{21} \frac{I_{01}}{I_{02}} + Z_{23} \frac{I_{03}}{I_{02}} + Z_{24} \frac{I_{04}}{I_{02}} + Z_{25} \frac{I_{05}}{I_{02}} \\ Z_3 &= Z_{33} + Z_{31} \frac{I_{01}}{I_{03}} + Z_{32} \frac{I_{02}}{I_{03}} + Z_{34} \frac{I_{04}}{I_{03}} + Z_{35} \frac{I_{05}}{I_{03}} \\ Z_4 &= Z_{44} + Z_{41} \frac{I_{01}}{I_{04}} + Z_{42} \frac{I_{02}}{I_{04}} + Z_{43} \frac{I_{03}}{I_{04}} + Z_{45} \frac{I_{05}}{I_{04}} \\ Z_5 &= Z_{55} + Z_{51} \frac{I_{01}}{I_{05}} + Z_{52} \frac{I_{02}}{I_{05}} + Z_{53} \frac{I_{03}}{I_{05}} + Z_{54} \frac{I_{04}}{I_{05}} \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

Пусть длины излучателей составляют $2l_1$, $2l_2$, $2l_3$, $2l_4$, $2l_5$, а напряжения на внешних концах будут U_1 , U_2 , U_3 , U_4 , U_5 , соответственно. Учитывая (3.1) мощности, на входе каждого излучателя будут составлять:

$$P_1 = \frac{I_{01}^* U_1}{2} = - \int_0^{l_1} E_{Z11} I_{Z1}^* dz_1 - \int_0^{l_1} E_{Z12} I_{Z1}^* dz_1 - \int_0^{l_1} E_{Z13} I_{Z1}^* dz_1 - \int_0^{l_1} E_{Z14} I_{Z1}^* dz_1 - \int_0^{l_1} E_{Z15} I_{Z1}^* dz_1, \quad (3.2)$$

$$P_2 = \frac{I_{02}^* U_2}{2} = - \int_0^{l_2} E_{Z22} I_{Z2}^* dz_2 - \int_0^{l_2} E_{Z21} I_{Z2}^* dz_2 - \int_0^{l_2} E_{Z23} I_{Z2}^* dz_2 - \int_0^{l_2} E_{Z24} I_{Z2}^* dz_2 - \int_0^{l_2} E_{Z25} I_{Z2}^* dz_2, \quad (3.3)$$

$$P_3 = \frac{I_{03}^* U_3}{2} = - \int_0^{l_3} E_{Z33} I_{Z3}^* dz_3 - \int_0^{l_3} E_{Z31} I_{Z3}^* dz_3 - \int_0^{l_3} E_{Z32} I_{Z3}^* dz_3 - \int_0^{l_3} E_{Z34} I_{Z3}^* dz_3 - \int_0^{l_3} E_{Z35} I_{Z3}^* dz_3, \quad (3.4)$$

$$P_4 = \frac{I_{04}^* U_4}{2} = - \int_0^{l_4} E_{Z44} I_{Z4}^* dz_4 - \int_0^{l_4} E_{Z41} I_{Z4}^* dz_4 - \int_0^{l_4} E_{Z42} I_{Z4}^* dz_4 - \int_0^{l_4} E_{Z43} I_{Z4}^* dz_4 - \int_0^{l_4} E_{Z45} I_{Z4}^* dz_4, \quad (3.5)$$

$$P_5 = \frac{I_{05}^* U_5}{2} = - \int_0^{l_5} E_{Z55} I_{Z5}^* dz_5 - \int_0^{l_5} E_{Z51} I_{Z5}^* dz_5 - \int_0^{l_5} E_{Z52} I_{Z5}^* dz_5 - \int_0^{l_5} E_{Z53} I_{Z5}^* dz_5 - \int_0^{l_5} E_{Z54} I_{Z5}^* dz_5, \quad (3.6)$$

где $I_{Z1}, I_{Z2}, I_{Z3}, I_{Z4}, I_{Z5}$ – поверхностные токи излучателей; $I_{01}^*, I_{02}^*, I_{03}^*, I_{04}^*, I_{05}^*$ – комплексно сопряжённые токи излучателей в точке на внешних концах; E_{Zij} – касательные компоненты вектора \vec{E} .

Выражения (3.2), (3.3), (3.4), (3.5), (3.6) могут быть представлены в виде следующей системы уравнений:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= Z_{11} I_{01} + Z_{12} I_{02} + Z_{13} I_{03} + Z_{14} I_{04} + Z_{15} I_{05} \\ U_2 &= Z_{21} I_{01} + Z_{22} I_{02} + Z_{23} I_{03} + Z_{24} I_{04} + Z_{25} I_{05} \\ U_3 &= Z_{31} I_{01} + Z_{32} I_{02} + Z_{33} I_{03} + Z_{34} I_{04} + Z_{35} I_{05} \\ U_4 &= Z_{41} I_{01} + Z_{42} I_{02} + Z_{43} I_{03} + Z_{44} I_{04} + Z_{45} I_{05} \\ U_5 &= Z_{51} I_{01} + Z_{52} I_{02} + Z_{53} I_{03} + Z_{54} I_{04} + Z_{55} I_{05} \end{aligned} \right\} \quad (3.7)$$

в которой

$$Z_{NN} = - \frac{2}{I_{0N} I_{0N}^*} \int_0^{l_N} E_{ZNN} I_{ZN}^* dz_N, \quad (3.8)$$

$$Z_{NM} = - \frac{2}{I_{0M} I_{0N}^*} \int_0^{l_N} E_{ZNM} I_{ZN}^* dz_N, \quad (3.9)$$

где N, M – позиционные номера излучателей при условии $N \neq M$.

Учитывая (3.7), (3.8), (3.9), выражение входного импеданса Z_{in} в общем виде для количества N токонесущих элементов запишется как:

$$Z_{in} = \det \begin{pmatrix} z_{11} & \cdots & z_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{N1} & \cdots & z_{NN} \end{pmatrix} = \det \begin{pmatrix} U_1 & z_{12} & \cdots & z_{1N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ U_N & z_{N2} & \cdots & z_{NN} \end{pmatrix} + \det \begin{pmatrix} z_{11} & U_1 & z_{13} & \cdots & z_{1N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{N1} & U_N & z_{N3} & \cdots & z_{NN} \end{pmatrix} + \dots + \det \begin{pmatrix} z_{11} & \cdots & z_{1N-1} & U_1 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ z_{N1} & \cdots & z_{NN-1} & U_N \end{pmatrix}, \quad (3.10)$$

Если упростить (3.10) до одного источника возбуждения, то получим:

$$Z_{in} = \frac{1}{\sum_{i=1}^{k(N \geq k \geq 1)} I_i} = \frac{\det \begin{pmatrix} z_{11} & \cdots & z_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{N1} & \cdots & z_{NN} \end{pmatrix}}{\sum_{i=1}^{k(N \geq k \geq 1)} \det(ZU_i)} \quad (3.11)$$

где ZU_i - матрица с i -ым столбцом в виде столбца свободных членов.

Таким образом, базис, полученный методом наводимых ЭДС, позволяет вычислить импедансные характеристики как многоэлементного ИДВКП в целом (3.11), так и входящих в него излучателей (3.8), (3.9).

Предложенная в начале подраздела гипотеза «Параллельное соединение пяти ИДВКП разной длины приведёт к изменению входного импеданса в диапазоне частот и возрастанию коэффициента усиления» будет проверена посредством модернизации ИДВКП из подраздела 3.2, где вместо одного будут использованы пять диполей. После этапа системно-технического проектирования топология многоэлементного ИДВКП приняла вид, представленный на рисунке 3.13. В качестве диэлектрического материала был использован ФАФ-4Д (с двусторонней металлизацией) с относительной диэлектрической проницаемостью 2,5 и толщиной 1,5 мм (толщина металлизации 35 мкм).

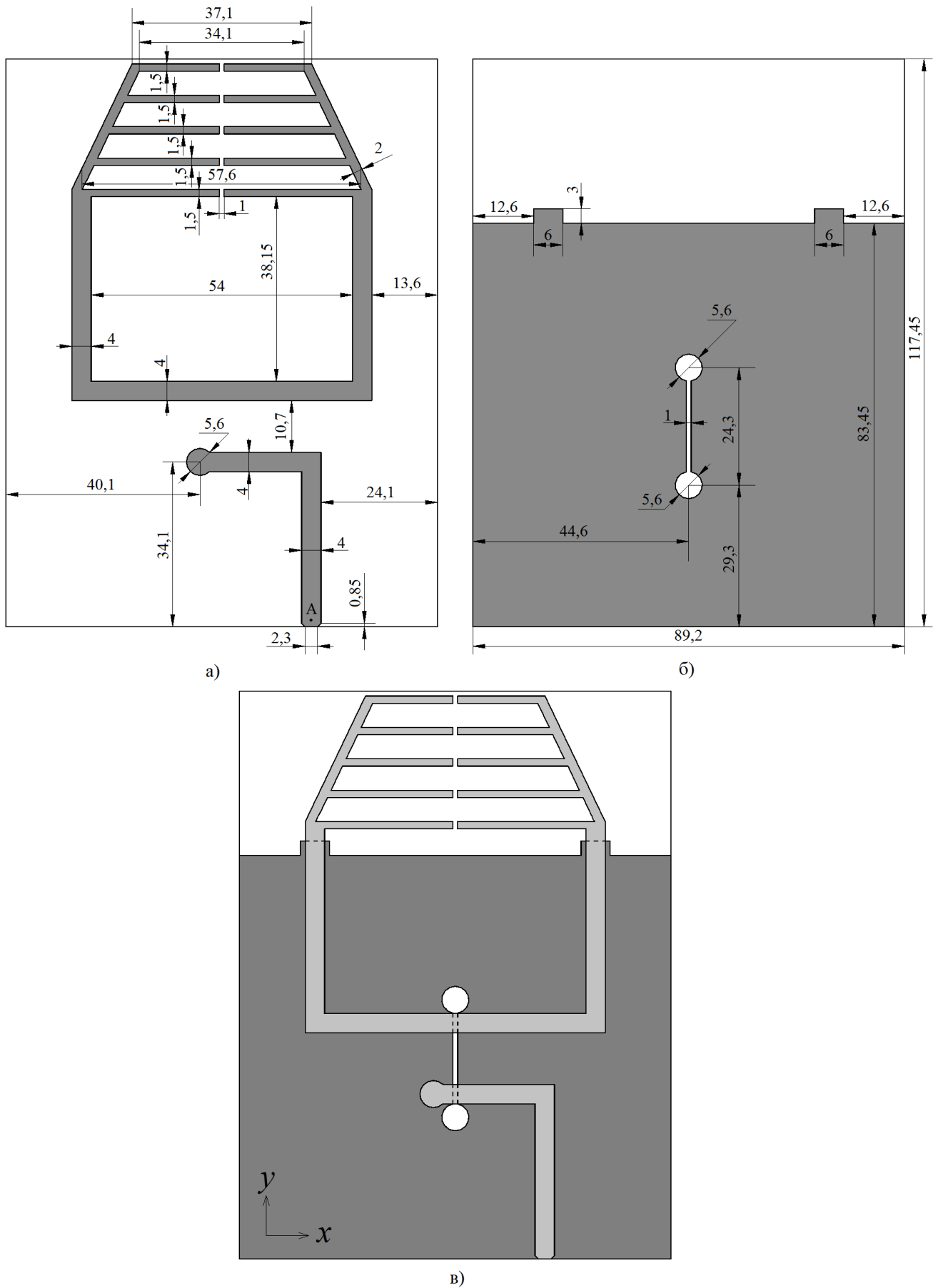


Рисунок 3.13 – Топология многоэлементного ИДВКП: а) лицевая сторона платы; б) обратная сторона платы; в) совмещённый вид слоёв излучателя

После проведения трёхмерного полноволнового электродинамического моделирования в программе «CST STUDIO SUITE» было получено распределение поверхностного тока на модели многоэлементного ИДВКП (Рисунок 3.14).

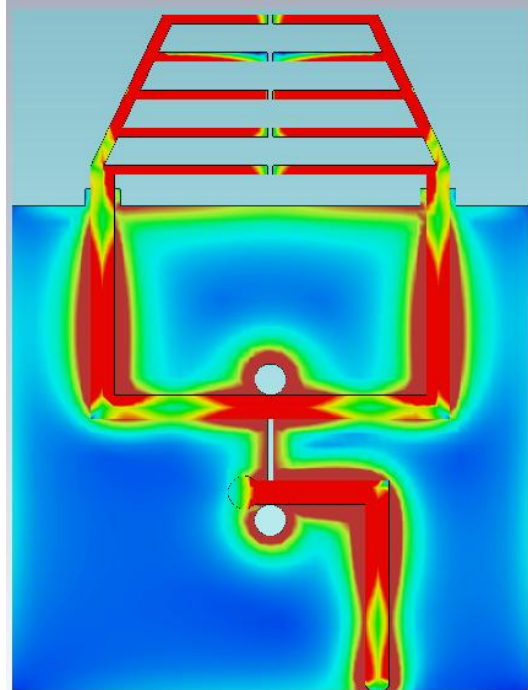


Рисунок 3.14 – Распределение амплитуды тока на многоэлементном ИДВКП

График коэффициента отражения относительно входа А, представленный на рисунке 3.15 демонстрирует приемлемое согласование по уровню -10 дБ в полосе частот в 2,11...2,25 ГГц.

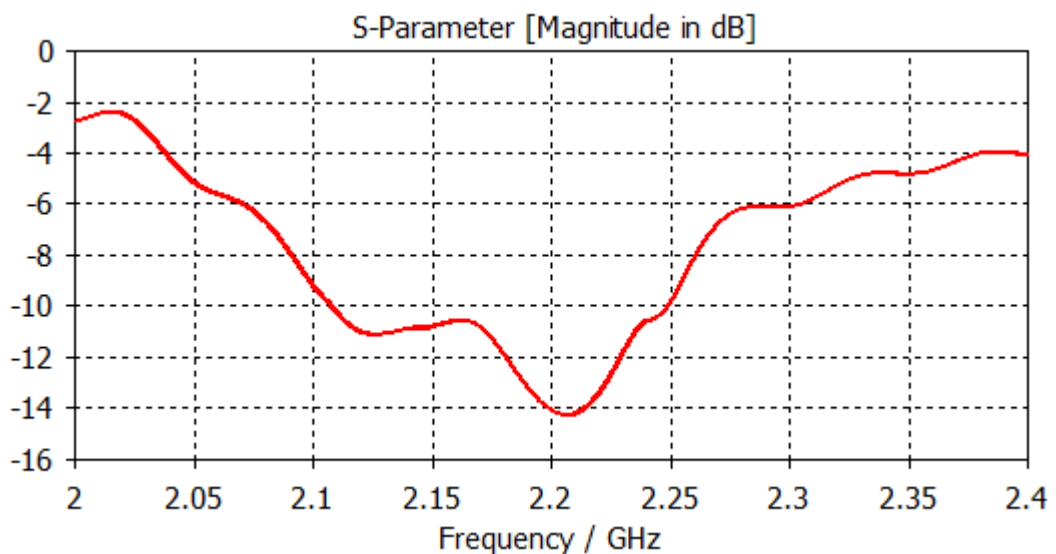


Рисунок 3.15 – График коэффициента отражения многоэлементного ИДВКП

На рисунке 3.16 расположена трёхмерная ДН многоэлементного ИДВКП на частоте 2,2 ГГц. На рисунке 3.17 сечения ДН в плоскостях E -вектора (Рисунок 3.17, а) и H -вектора (Рисунок 3.17, б), которые более подробно демонстрируют форму ДН.

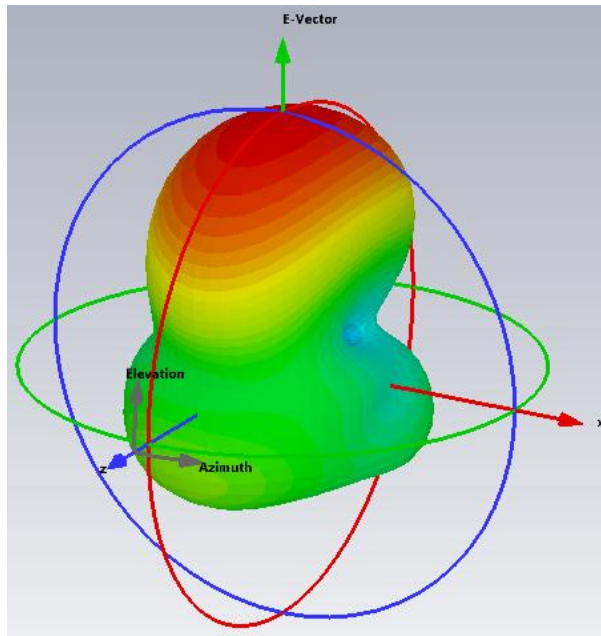


Рисунок 3.16 – Трёхмерная диаграмма направленности многоэлементного ИДВКП

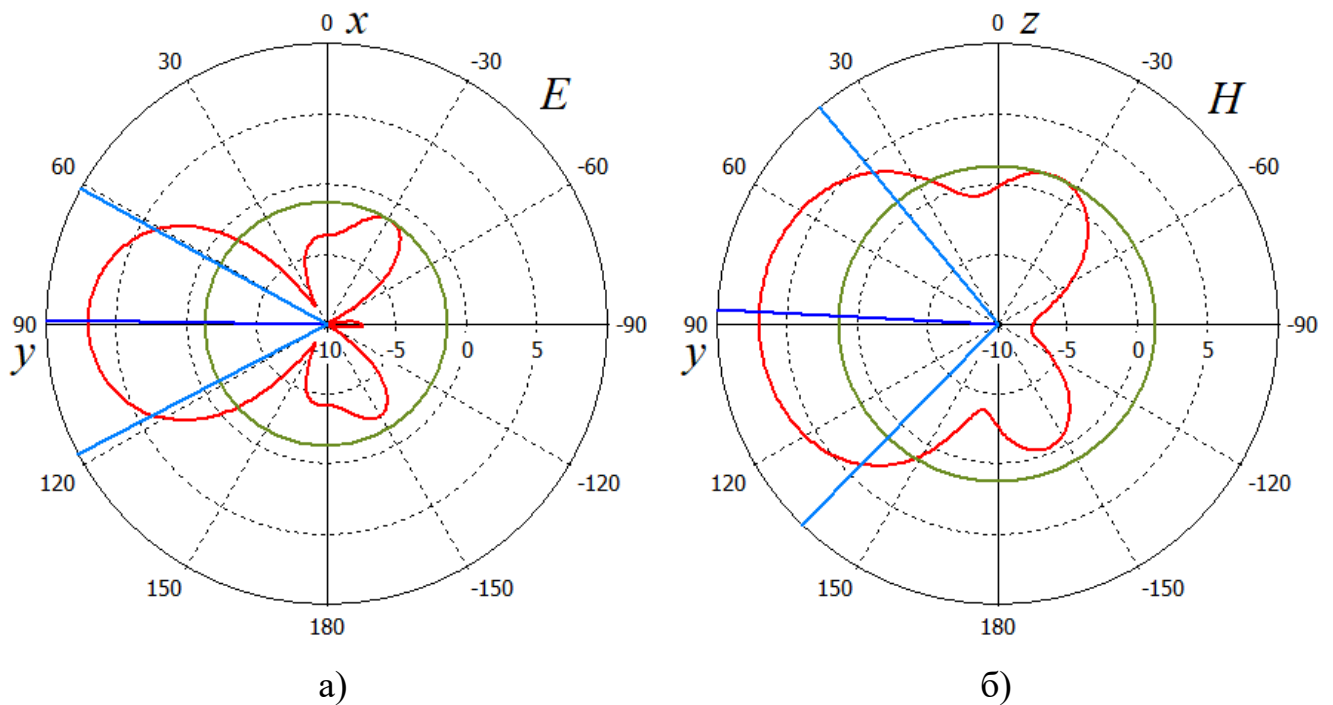


Рисунок 3.17 – Диаграмма направленности многоэлементного ИДВКП в плоскостях: а) E -вектора; б) H -вектора

Диаграмма направленности многоэлементного ИДВКП на центральной частоте 2,2 ГГц приняла форму соответствующую дипольным излучателям. В сравнении с моделью ИДВКП из раздела 3.2 уровень усиления главного лепестка увеличился на 2,18 дБ и составил 6,93 дБ. При этом уровень боковых лепестков не превысил -1,31 дБ. В плоскости E -вектора по уровню 3 дБ угловая ширина составила $56,5^\circ$. Данные приведённые выше подтверждают гипотезу, изложенную в начале подраздела, параллельное соединение ИДВКП привело к изменению входного импеданса в диапазоне частот и возрастанию коэффициента усиления.

3.4. Выводы по третьему разделу

В третьем разделе данной работы представлены проекты топологий и результаты электродинамического моделирования излучателей следующих видов: дипольного излучателя с центральным питанием и симметрирующим устройством типа «ласточкин хвост»; ИДВКП и симметрирующим устройством в виде щелевого делителя мощности; многоэлементного ИДВКП и симметрирующим устройством – щелевым делителем мощности. Кроме этого, при помощи метода наводимых ЭДС получены импедансные характеристики многоэлементного ИДВКП.

Топология впервые представленного многоэлементного ИДВКП (раздел 3.3) не будет препятствовать его использованию в многолучевых антенных решётках. В сравнении с топологией ИДВКП (раздел 3.2) уровень усиления главного лепестка увеличен на 2,18 дБ и составил 6,93 дБ. Дополнительно уменьшилась интенсивность излучения в направлении входного разъёма, что позитивно влияет на характеристики антенны. Приемлемый уровень согласования обеспечивается в полосе частот 2,11...2,25 ГГц.

4. РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕЧАТНЫХ ДИАГРАММООБРАЗУЮЩИХ УСТРОЙСТВ БАТЛЕРА

В данном разделе представлено математическое и полноволновое электродинамическое моделирование диаграммообразующих схем Батлера 4x4 и 8x8, при этом в данных моделях присутствуют модификации как для узкой полосы частот со статическими фазовращателями, так и для широкополосного применения с модифицированными дифференциальными фазовращателями. Помимо этого, отработан участок пересечения полосковых линий с противоположных сторон диэлектрической плёнки Ф4МБСФ.

Материалы раздела частично опубликованы в работах [59, 60, 63, 65, 66, 93, 107, 108].

4.1. Модернизация участка пересечения

В многослойных платах возникают такие участки, где полосковые линии проходят друг под другом, т.е. гальванически линии не связаны, но при этом присутствует факт взаимного электромагнитного влияния. На рисунке 4.1 представлен такой участок, где серым цветом представлена металлизация на лицевой стороне диэлектрической плёнки, тёмно-серым – на обратной стороне.

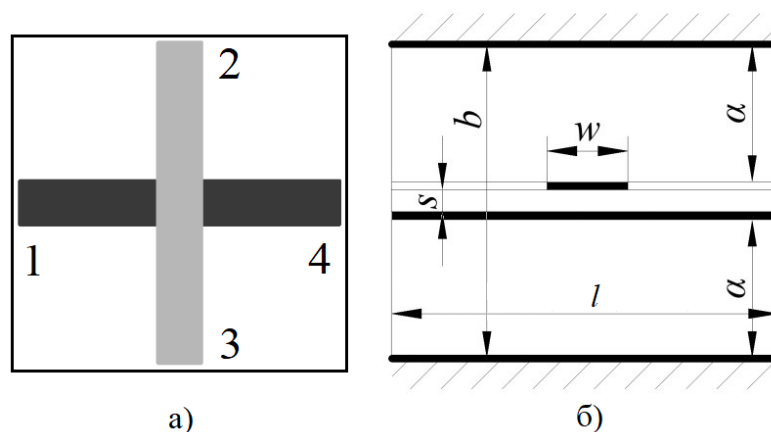


Рисунок 4.1 – Участок пересечения линий: а) вид сверху; б) вид сбоку

Размеры, представленные на рисунке 4.1: $b = 3,3$ мм; $s = 0,3$ мм; $a = 1,5$ мм; $w = 2,3$ мм; $l = 22$ мм. Смоделированный в «CST STUDIO SUITE» участок пересечения линий показал не самые лучшие результаты (Рисунок 4.2).

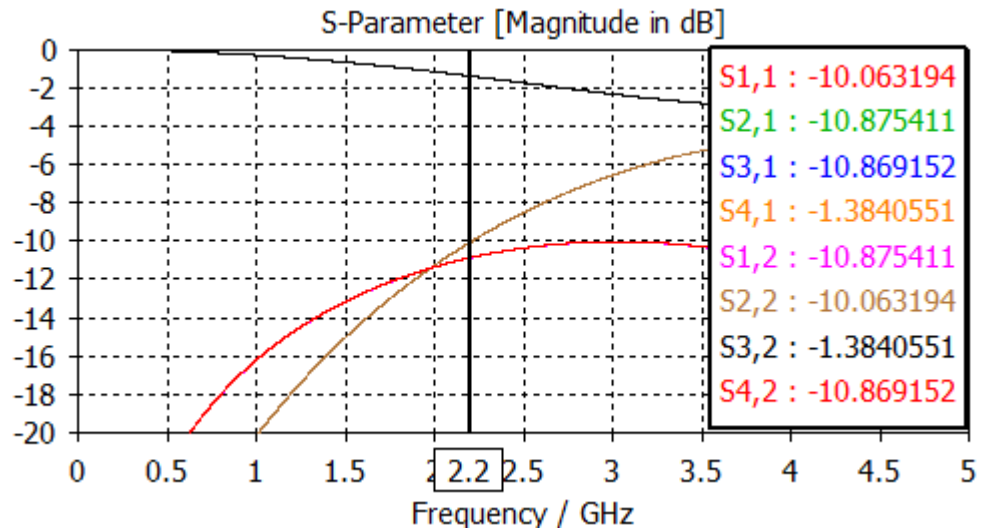


Рисунок 4.2 – S-параметры участка пересечения линий

Для уменьшения взаимного влияния полосковых линий ($S_{2,1} = -10,9$ дБ) был выбран метод, описанный в [29]. В связи с этим была уменьшена ширина полосковых линий в месте пересечения, а также удлинены суженные участки. На рисунке 4.3 для наглядности показаны размеры, оптимизации которых в дальнейшем было уделено внимание.

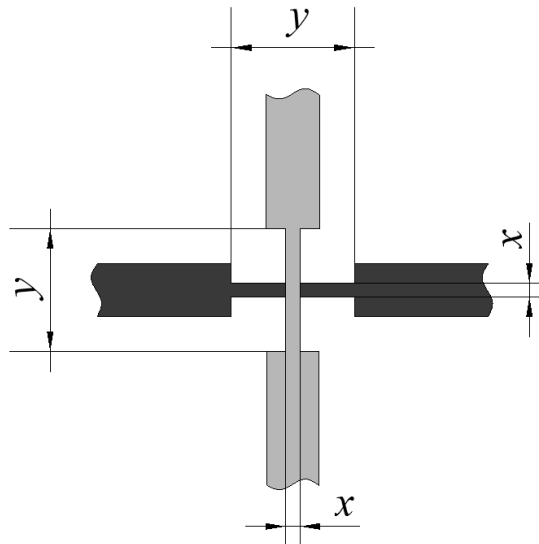


Рисунок 4.3 – Изменяемые размеры

Проведя исследование, получилась зависимость коэффициента передачи прямого тракта от ширины x и длины y сужения. В таблице 4.1 представлены ключевые значения зависимости (серым цветом выделена оптимальная подборка размеров).

Таблица 4.1 – Зависимость S-параметров от размеров сужения

у, мм	х, мм	S1,1, дБ	S2,1, дБ	S3,1, дБ	S4,1, дБ
2,3	2,3	-10,06	-10,88	-10,87	-1,38
	2	-12,12	-12,79	-12,78	-0,8
	1,5	-14,86	-14,93	-14,93	-0,45
	1	-20	-17,71	-17,7	-0,21
	0,5	-37,2	-20,72	-20,71	-0,1
	0,4	-38,15	-21,28	-21,27	-0,09
	0,1	-19,43	-23,21	-23,2	-0,12
2,8	0,4	-30,19	-22,19	-22,19	-0,08
	0,5	-37,94	-21,52	-21,51	-0,09
	0,6	-35,07	-20,74	-20,74	-0,1
3	0,4	-29,14	-22,59	-22,58	-0,08
	0,5	-33,11	-22,08	-22,07	-0,08
	0,6	-40,15	-21,25	-21,24	-0,09
3,2	0,4	-24,44	-23,38	-23,37	-0,08
	0,5	-28,4	-22,68	-22,67	-0,08
	0,6	-37,36	-21,75	-21,74	-0,08

Выбраны размеры $x = 0,4$ мм и $y = 2,3$ мм не только за приемлемые характеристики участка пересечения, но и за более простую технологию изготовления, а значит и меньшее количество ошибок при изготовлении. На рисунке 4.4 представлены результаты моделирования в «CST STUDIO SUITE».

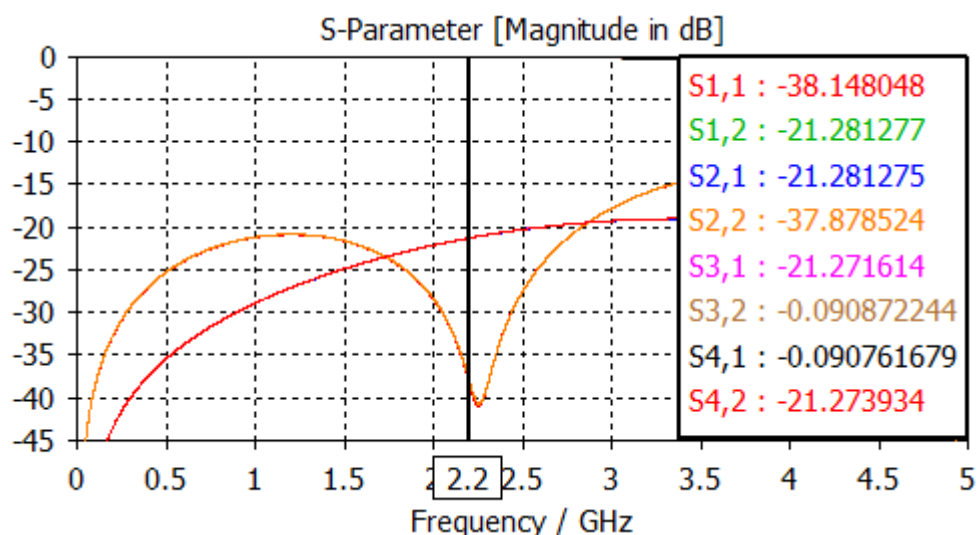


Рисунок 4.4 – S-параметры участка пересечения

В конечном итоге удалось провести параметрическую оптимизацию на участке пересечения полосковых линий с противоположных сторон диэлектрика:

уровень отражения по входным портам уменьшился с -10 дБ до -38 дБ; понизился уровень взаимного влияния с -10,9 дБ до -21,3 дБ; а коэффициент передачи сигнала улучшился с -1,38 дБ до -0,1 дБ.

4.2. Диаграммообразующие схемы Батлера 4x4

Диаграммообразующая матрица Батлера является наиболее востребованной и широко применяемой в системах формирования чётного количества лучей ДН. На рисунке 4.5 представлена структурная схема ФАР на основе ДООУ матрицы Батлера 4x4. Данное ДООУ является шестнадцатиполосником, который содержит четыре входа ($i = 1, 2, 3, 4$) и четыре выхода ($j = 1, 2, 3, 4$). В данном ДООУ сигналы на выходные порты поступают по схеме двоичного деления через 2 ряда однотипных НО (с коэффициентом связи $k = 0,707$) и фазовращателей (с фазовой задержкой 45°).

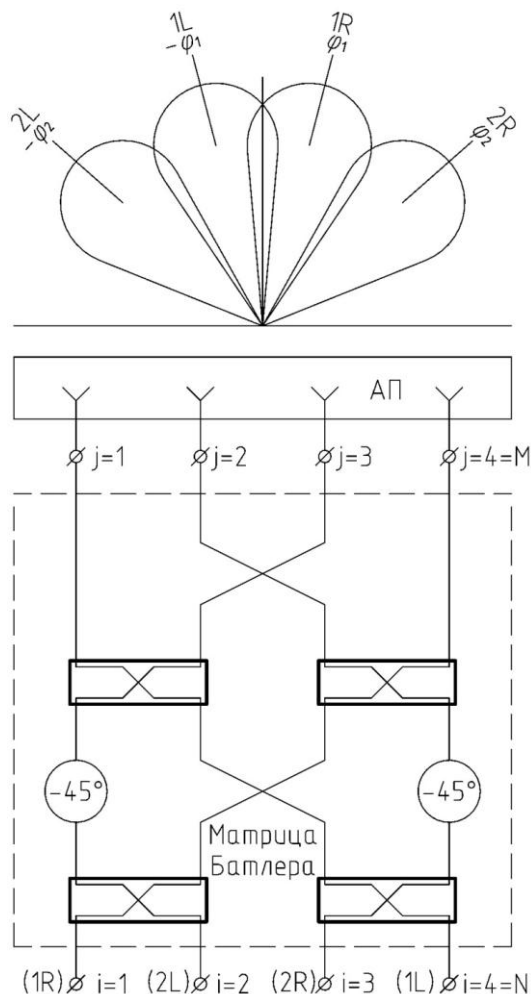


Рисунок 4.5 – Структурная схема ФАР на основе ДООУ Батлера 4x4

Далее целесообразно описать особенность работы ДОУ Батлера 4x4 на центральной частоте $f = f_0$:

$$\left. \begin{aligned} U_{11} &= S_{12}^2 S_{12\phi}; & U_{12} &= S_{12} S_{13}; & U_{13} &= S_{12} S_{13} S_{12\phi}; & U_{14} &= S_{13}^2; \\ U_{21} &= S_{12} S_{13} S_{12\phi}; & U_{22} &= S_{12}^2; & U_{23} &= S_{13}^2 S_{12\phi}; & U_{24} &= S_{12} S_{13}; \\ U_{31} &= S_{12} S_{13}; & U_{32} &= S_{13}^2 S_{12\phi}; & U_{33} &= S_{12}^2; & U_{34} &= S_{12} S_{13} S_{12\phi}; \\ U_{41} &= S_{13}^2; & U_{42} &= S_{12} S_{13} S_{12\phi}; & U_{43} &= S_{12} S_{13}; & U_{44} &= S_{12}^2 S_{12\phi}. \end{aligned} \right\} \quad (4.1)$$

где U_{ij} – амплитуда сигнала, проходящего с входа i на выход j ;

S_{12}, S_{13} – коэффициенты передачи в НО из 2.1;

$S_{12\phi}$ – коэффициент передачи в фазовращателе из 2.12.

Учитывая математические выражения 2.1, 2.3, 2.12 и 4.1 можно прийти к выводу, что амплитудное распределение возбуждения вдоль выходных портов равномерное $k = 0,707$. Одновременно с тем, для каждого входа имеется своё линейное фазовое изменение $\varphi_{ij} = (f = f_0) = \arg[U_{ij}(f = f_0)]$ (Рисунок 4.6). Для лучей под номерами 2 и 3 некоторые значения φ_{ij} были изменены на 2π , а графики фазового изменения продолжены пунктиром.

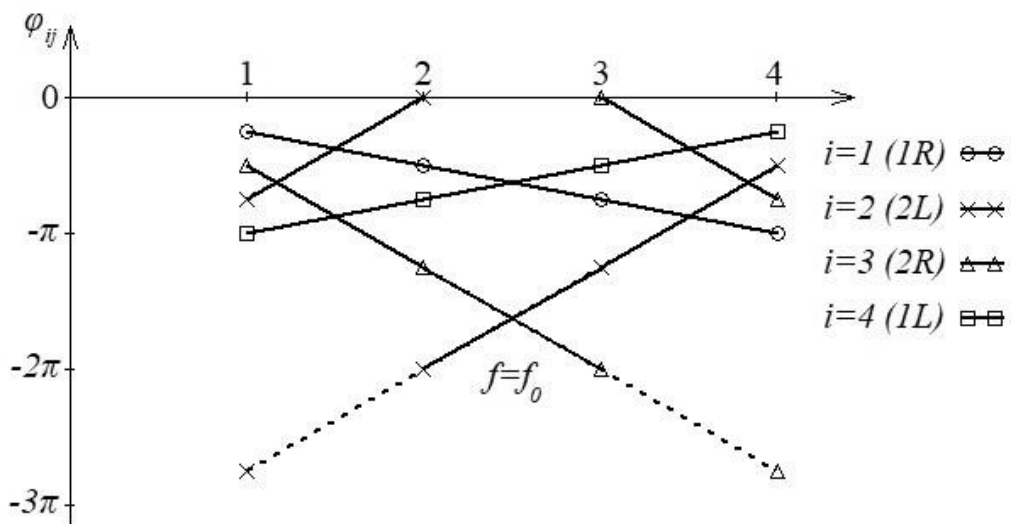


Рисунок 4.6 – Фазовые задержки портов

Разности фаз между выходами ДОУ ψ_i определяются через 4.2:

$$\psi_i = \varphi_{ij} - \varphi_{i(j-1)} = \varphi_{i(j+1)} - \varphi_{ij}. \quad (4.2)$$

Углы отклонения φ_i от нормали к антенному полотну пересчитываются в соответствии с 4.3:

$$\varphi_i = \arcsin\left(\left|\frac{\psi_i}{\pi}\right|\right). \quad (4.3)$$

В соответствии с 4.2 и 4.3 разности фаз ψ_i и углы отклонения φ_i , соответственно, составляют значения, сведенные в таблицу 4.2.

Таблица 4.2 – Фазовое распределение на выходах ДОУ Батлера 4x4

Выходы j	Входы i (луч №)			
	1	2	3	4
1	-45°	-135°	-90°	-180°
2	-90°	0°	-225°	-135°
3	-135°	-225°	0°	-90°
4	-180°	-90°	-135°	-45°
Разности фаз ψ_i	-45°	+135°	-135°	+45°
Углы отклонения φ_i	+14,5° (1R)	-48,6° (2L)	+48,6° (2R)	-14,5° (1L)

В итоге имеется четыре луча, два из которых, 1-й (1R) и 3-й (2R), излучают вправо «Right», а вторая двойка лучей, 2-й (2L) и 4-й (1L), излучает влево «Left» от нормали к антенному полотну.

4.2.1. Матрица Батлера 4x4 со статическими фазовращателями

В данном подразделе описаны результаты электродинамического моделирования ДОУ матрицы Батлера 4x4 со статическими фазовращателями (обычными полосковыми линиями задержки), которое сформировано в соответствии со структурной схемой (Рисунок 4.5), за исключением последнего пересечения линий, в связи с тем, что в данном случае ДОУ рассматривается как самостоятельное устройство. Это значит, что сочленение с антенным полотном предусматривает кабельный вид соединения. На рисунке 4.7 расположена топология центральной пленки ДОУ, где содержится четыре входа (порты 1-4) для подключения к генератору и такое же количество выходов (порты 5-8) для сочленения с антенным полотном. Для перехода между слоями использовались металлизированные отверстия размером 2,6x0,3 мм. На рисунке 4.7 светло-серым цветом обозначена металлизация на лицевой стороне пленки; темно-серым цветом – металлизация на обратной стороне пленки. Габаритные размеры

топологии составили 112,4x34,2 мм. Поперечные размеры в сечении аналогичны рисунку 2.3.

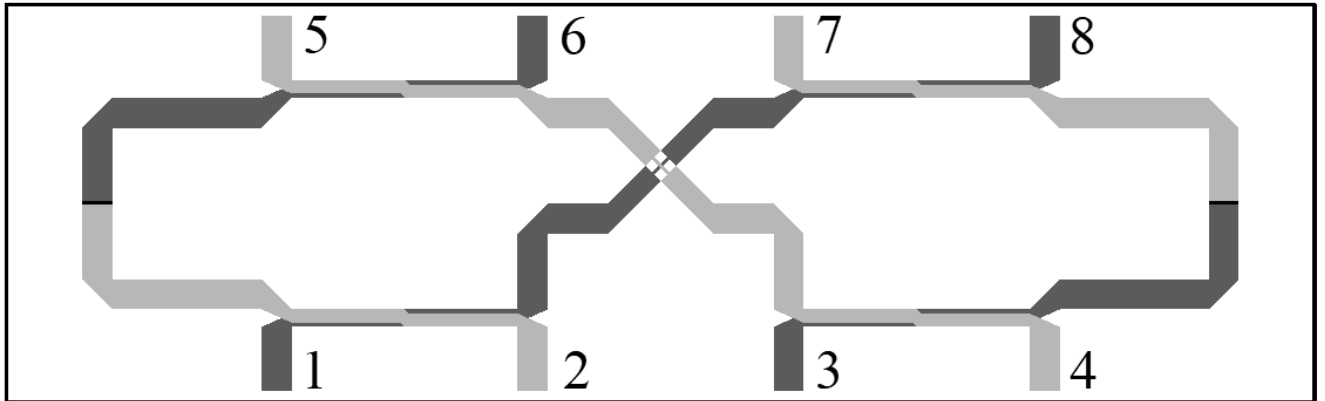


Рисунок 4.7 – Топология центральной плёнки ДОУ Батлера 4x4 со статическими фазовращателями

Для более точных выходных параметров устройства во время моделирования использовался режим с включенной адаптивной сеткой («Adaptive mesh refinement»). Графики коэффициентов передачи («S-Parameters [Magnitude in dB]») в каналах матрицы Батлера представлены на рисунке 4.8.

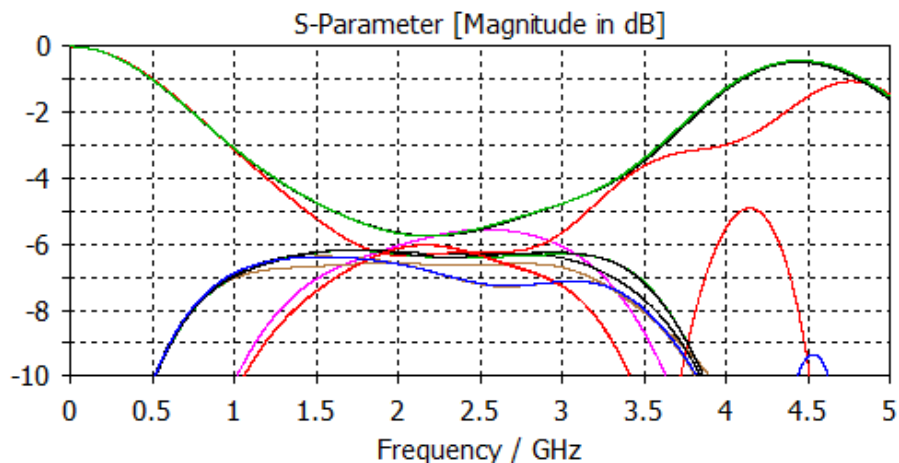


Рисунок 4.8 – Графики коэффициентов передачи в каналах ДОУ Батлера 4x4

Графики развязки между входами ДОУ 1-4 («S-Parameters [Magnitude in dB]») расположены на рисунке 4.9.

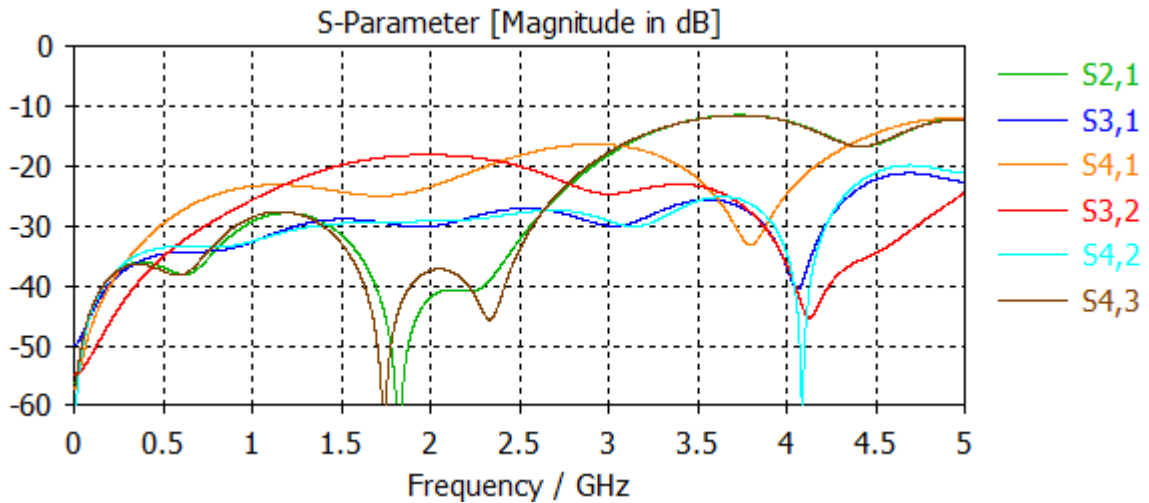


Рисунок 4.9 – Графики развязки между входами ДОУ Батлера 4x4

Графики фазового набега («S-Parameters [Phase in Degrees]») не являются наглядно информативными, поэтому они были экспортированы и дополнительно обработаны в программе «MathCAD» в части нахождения разницы фазовых задержек между выходными портами относительно входных. На рисунке 4.10 представлены графики фазового сдвига (порядковые номера – входные порты) в каналах матрицы Батлера, которые являются результатом постобработки в программе «MathCAD».

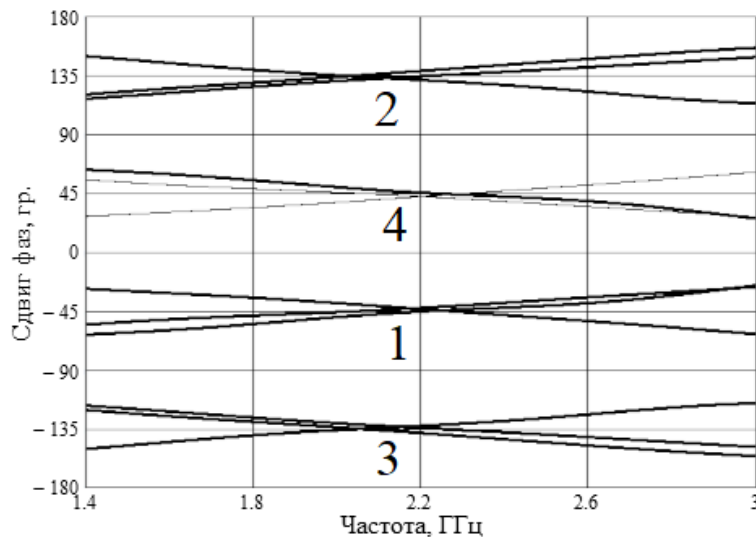


Рисунок 4.10 – Графики фазового сдвига в каналах ДОУ Батлера 4x4

Графики коэффициентов отражения по входным портам ДОУ 1-4 («S-Parameters [Magnitude in dB]») изображены на рисунке 4.11.

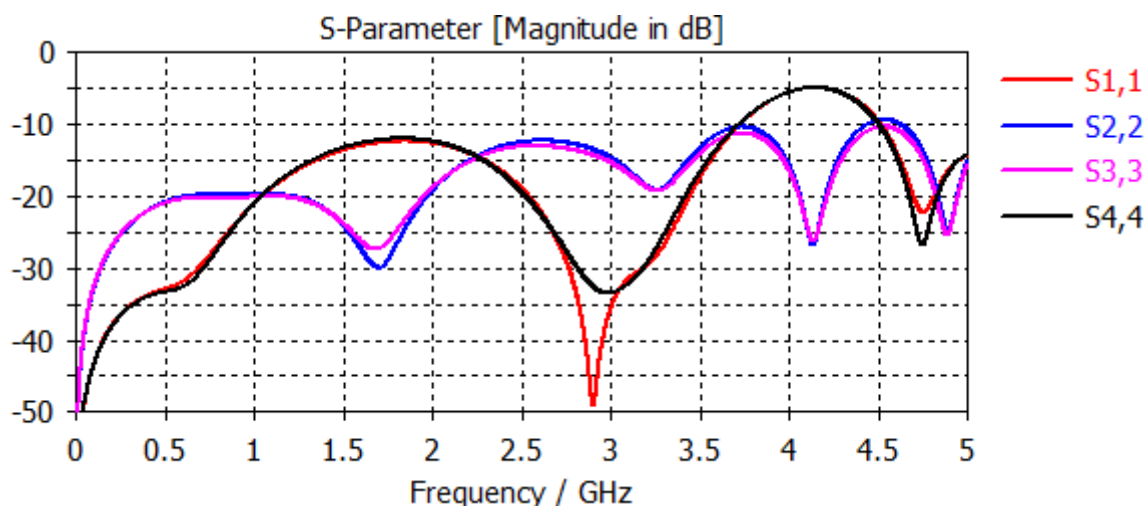


Рисунок 4.11 – Графики коэффициентов отражения входных портов ДОУ

Согласно графикам на рисунках 4.8-4.11 получились следующие характеристики ДОУ:

- величины коэффициентов передачи составили $-6,05 \pm 1,1$ дБ в полосе частот 1,4...3 ГГц;
- максимальное отклонение от номинальных фазовых сдвигов ψ_i (Таблица 4.2) не превысило 5° в полосе частот 2,1...2,3 ГГц;
- значения развязки между входными портами не превысили -16,3 дБ в полосе частот 0...3,1 ГГц;
- коэффициенты отражения по входным портам не более -12 дБ в полосе частот 0...3,55 ГГц.

Таким образом, можно прийти к выводу, что представленная модель хоть и удовлетворяет своими техническими характеристиками, но ей всё же не хватает широкополосности в области фазовых сдвигов между выходными портами. Для улучшения данной характеристики в дальнейшем был применён модифицированный дифференциальный фазовращатель взамен статического фазовращателя.

4.2.2. Матрица Батлера 4x4 с модифицированными дифференциальными фазовращателями

Проект будущей платы был сконструирован на базе топологии из рисунка 4.7, в котором было добавлено два модифицированных дифференциальных

фазовращателя (Рисунок 2.11) между двумя рядами НО. Топология центральной плёнки (толщина 0,3 мм), полученная на выходе этапа проектирования, представлена на рисунке 4.12. Порты 1-4 являются входами, а порты 5-8 – выходами ДООУ. Габаритные размеры топологии составили 158x51 мм. Поперечные размеры в сечении аналогичны рисунку 2.3.

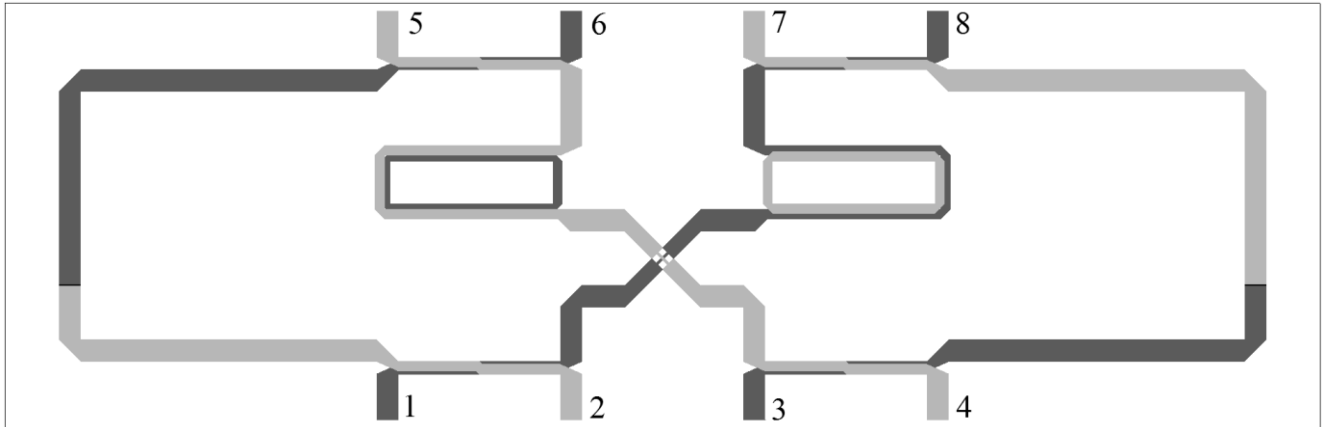


Рисунок 4.12 – Топология центральной плёнки ДООУ Батлера 4x4 с модифицированными дифференциальными фазовращателями

Анализ устройства проводился в полосе частот от 1,4 ГГц до 3 ГГц. Для более точных выходных параметров устройства во время моделирования использовался режим с включенной адаптивной сеткой («Adaptive mesh refinement»). Графики коэффициентов передачи («S-Parameters [Magnitude in dB]») в каналах матрицы Батлера представлены на рисунке 4.13.

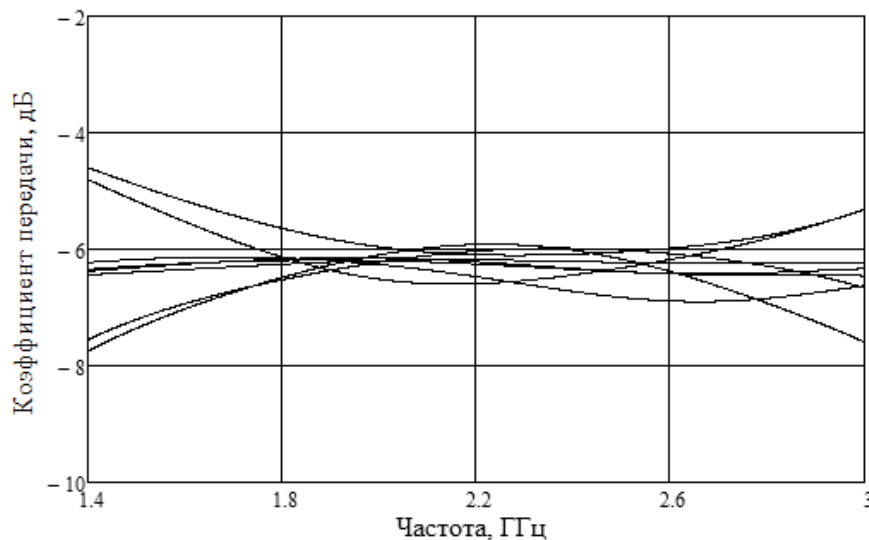


Рисунок 4.13 – Графики коэффициентов передачи в каналах ДООУ Батлера 4x4

Графики развязки между входами ДООУ 1-4 («S-Parameters [Magnitude in dB]») расположены на рисунке 4.14.

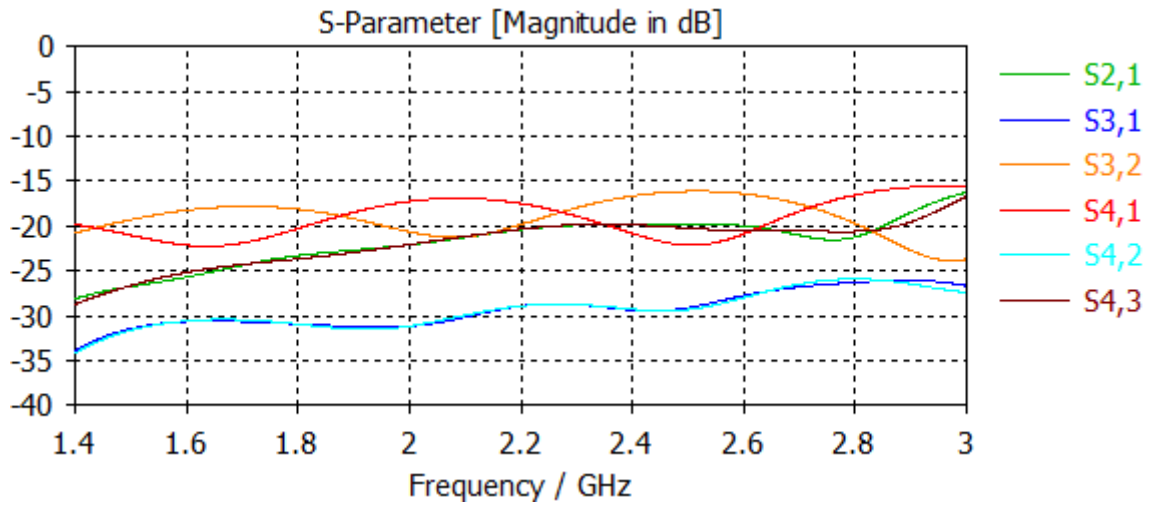


Рисунок 4.14 – Графики развязки между входами ДООУ Батлера 4x4

Графики фазового набега («S-Parameters [Phase in Degrees]») не являются наглядно информативными, поэтому они были экспортированы и дополнительно обработаны в программе «MathCAD» в части нахождения разницы фазовых задержек между выходными портами относительно входных. На рисунке 4.15 представлены графики фазового сдвига (порядковые номера – входные порты) в каналах матрицы Батлера, которые являются результатом постобработки в программе «MathCAD».

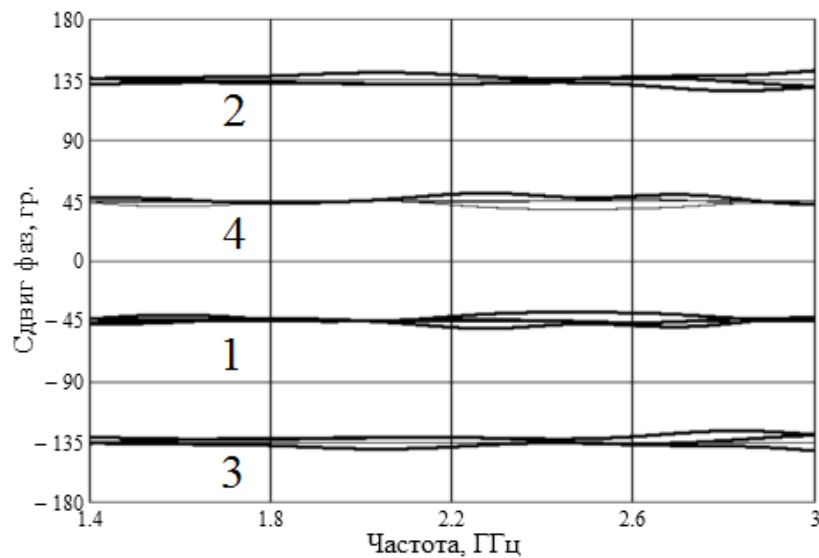


Рисунок 4.15 – Графики фазового сдвига в каналах ДООУ Батлера 4x4

Графики коэффициентов отражения по входным портам ДОУ 1-4 («S-Parameters [Magnitude in dB]») изображены на рисунке 4.16.

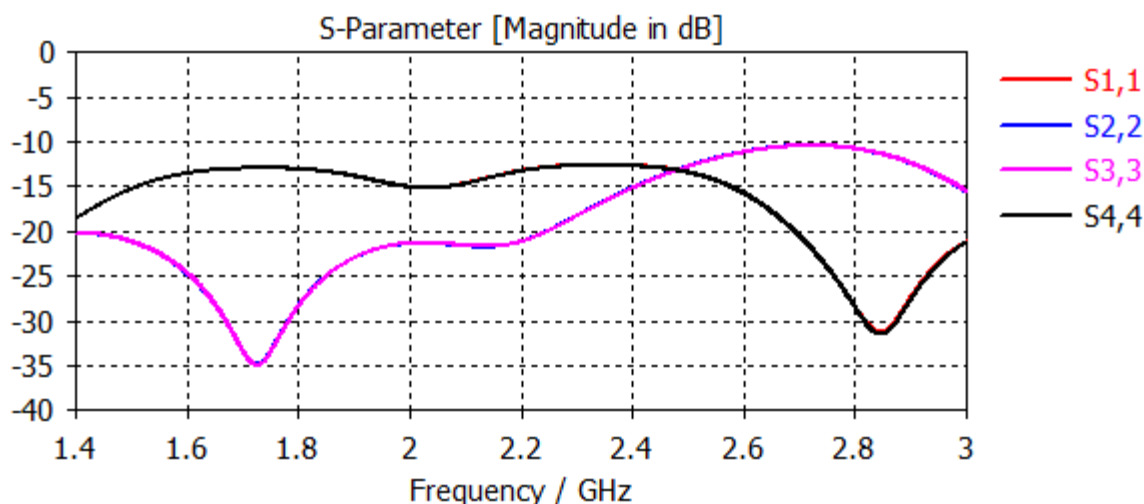


Рисунок 4.16 – Графики коэффициентов отражения входных портов ДОУ

Согласно графикам на рисунках 4.13-4.16 получились следующие характеристики ДОУ в полосе частот 1,8...2,6 ГГц:

- величины коэффициентов передачи составили $-6,2 \pm 0,6$ дБ;
- максимальное отклонение от номинальных фазовых сдвигов ψ_i (Таблица 4.2) не превысило 8° ;
- значения развязки между входными портами не превысили -16 дБ;
- коэффициенты отражения по входным портам не более -11 дБ.

Таким образом, применение модифицированного дифференциального фазовращателя позитивно сказалось на электромагнитных свойствах ДОУ. Рабочая полоса частот расширилась с 200 МГц до 800 МГц при примерно равнозначных технических характеристиках, таких как коэффициент передачи, максимальное отклонение от номинальных фазовых сдвигов ψ_i , КСВН.

4.3. Диаграммообразующая схема Батлера 8x8 с модифицированными дифференциальными фазовращателями

ДОУ матрица Батлера 8x8 предназначена для диаграммообразования восьми лучей в антенном полотне. Синтез ДОУ матрицы Батлера 8x8 проводился аналогичным образом, как и матрица Батлера 4x4, за исключением большего

количества НО и различных фазовращателей. На рисунке 4.17 представлена структурная схема ФАР на основе ДОО матрицы Батлера 8x8. Данное ДОО является тридцатидвухполюсником, который содержит восемь входов ($i = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8$) и восемь выходов ($j = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8$). В данном ДОО сигналы на выходные порты поступают по схеме двоичного деления через 3 ряда однотипных НО (с коэффициентом связи $k = 0,707$) и фазовращателей (с фазовой задержкой $22,5^\circ, 45^\circ$ и $67,5^\circ$).

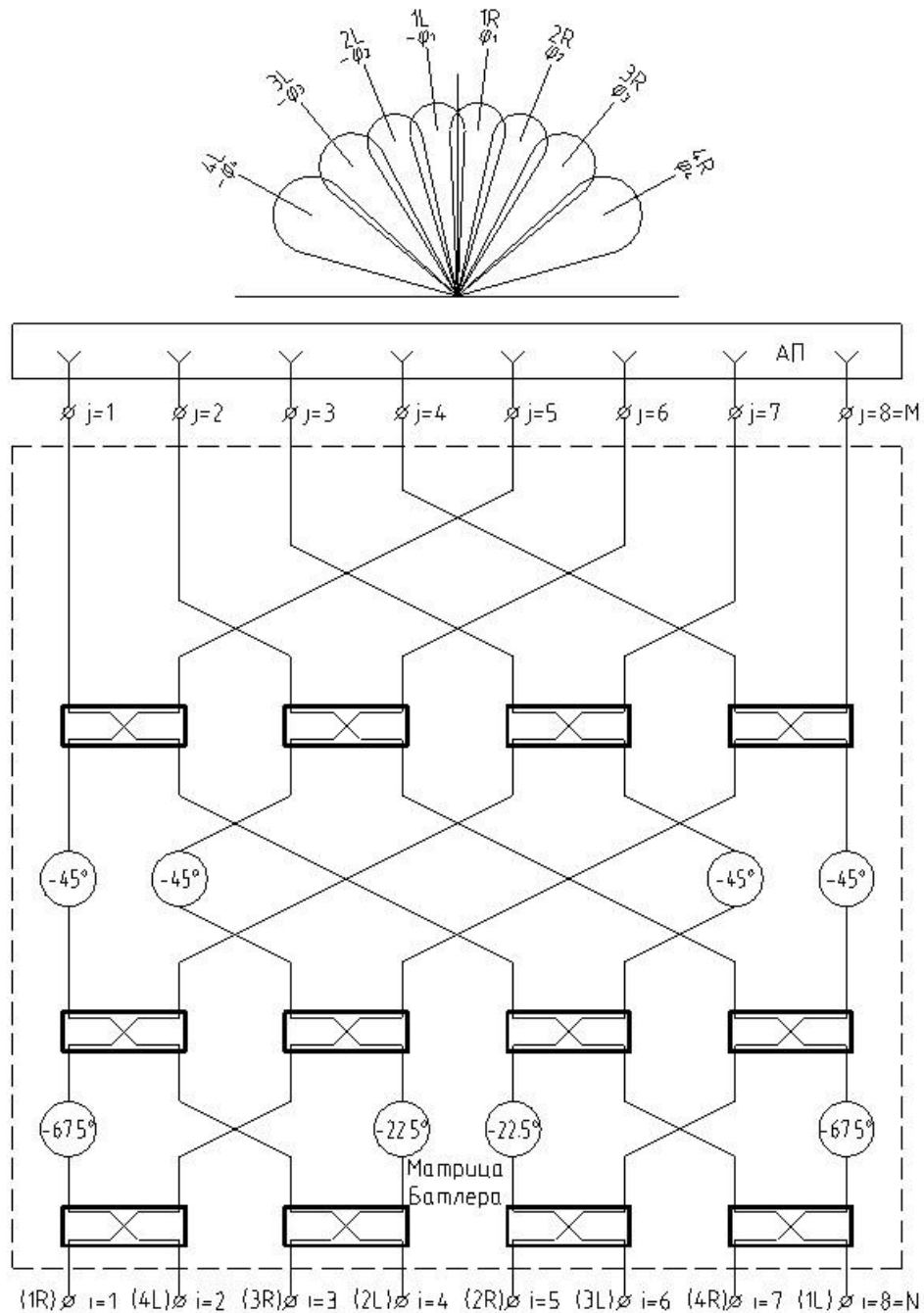


Рисунок 4.17 – Структурная схема ФАР на основе ДОО Батлера 8x8

Опишем особенность работы ДОУ матрицы Батлера 8x8 на центральной частоте, где $f = f_0$ в 4.4:

$$\left. \begin{aligned}
 U_{11} &= S_{12}^3 S_{12\phi}^2; & U_{12} &= S_{12}^2 S_{13} S_{12\phi}; & U_{13} &= S_{12}^2 S_{13} S_{12\phi}; & U_{14} &= S_{12} S_{13}^2; \\
 U_{21} &= S_{12}^2 S_{13} S_{12\phi}^2; & U_{22} &= S_{12}^3 S_{12\phi}; & U_{23} &= S_{12} S_{13}^2 S_{12\phi}; & U_{24} &= S_{12}^2 S_{13}; \\
 U_{31} &= S_{12}^2 S_{13} S_{12\phi}; & U_{32} &= S_{12} S_{13}^2 S_{12\phi}^2; & U_{33} &= S_{12}^3; & U_{34} &= S_{12}^2 S_{13} S_{12\phi}; \\
 U_{41} &= S_{12} S_{13}^2 S_{12\phi}; & U_{42} &= S_{12}^2 S_{13} S_{12\phi}^2; & U_{43} &= S_{12}^2 S_{13}; & U_{44} &= S_{12}^3 S_{12\phi}; \\
 U_{51} &= S_{12}^2 S_{13} S_{12\phi}; & U_{52} &= S_{12} S_{13}^2; & U_{53} &= S_{12} S_{13}^2 S_{12\phi}^2; & U_{54} &= S_{13}^3 S_{12\phi}; \\
 U_{61} &= S_{12} S_{13}^2 S_{12\phi}; & U_{62} &= S_{12}^2 S_{13}; & U_{63} &= S_{13}^3 S_{12\phi}^2; & U_{64} &= S_{12} S_{13}^2 S_{12\phi}; \\
 U_{71} &= S_{12} S_{13}^2; & U_{72} &= S_{13}^3 S_{12\phi}; & U_{73} &= S_{12}^2 S_{13} S_{12\phi}; & U_{74} &= S_{12} S_{13}^2 S_{12\phi}^2; \\
 U_{81} &= S_{13}^3; & U_{82} &= S_{12} S_{13}^2 S_{12\phi}; & U_{83} &= S_{12} S_{13}^2 S_{12\phi}; & U_{84} &= S_{12}^2 S_{13} S_{12\phi}^2; \\
 U_{15} &= S_{12}^2 S_{13} S_{12\phi}^2; & U_{16} &= S_{12} S_{13}^2 S_{12\phi}; & U_{17} &= S_{12} S_{13}^2 S_{12\phi}; & U_{18} &= S_{13}^3; \\
 U_{25} &= S_{12} S_{13}^2 S_{12\phi}^2; & U_{26} &= S_{12}^2 S_{13} S_{12\phi}; & U_{27} &= S_{13}^3 S_{12\phi}; & U_{28} &= S_{12} S_{13}^2; \\
 U_{35} &= S_{12} S_{13}^2 S_{12\phi}; & U_{36} &= S_{13}^3 S_{12\phi}^2; & U_{37} &= S_{12}^2 S_{13}; & U_{38} &= S_{12} S_{13}^2 S_{12\phi}; \\
 U_{45} &= S_{13}^3 S_{12\phi}; & U_{46} &= S_{12} S_{13}^2 S_{12\phi}^2; & U_{47} &= S_{12} S_{13}^2; & U_{48} &= S_{12}^2 S_{13} S_{12\phi}; \\
 U_{55} &= S_{12}^3 S_{12\phi}; & U_{56} &= S_{12}^2 S_{13}; & U_{57} &= S_{12}^2 S_{13} S_{12\phi}^2; & U_{58} &= S_{12} S_{13}^2 S_{12\phi}; \\
 U_{65} &= S_{12}^2 S_{13} S_{12\phi}; & U_{66} &= S_{12}^3; & U_{67} &= S_{12} S_{13}^2 S_{12\phi}^2; & U_{68} &= S_{12}^2 S_{13} S_{12\phi}; \\
 U_{75} &= S_{12}^2 S_{13}; & U_{76} &= S_{12} S_{13}^2 S_{12\phi}; & U_{77} &= S_{12}^3 S_{12\phi}; & U_{78} &= S_{12}^2 S_{13} S_{12\phi}^2; \\
 U_{85} &= S_{12} S_{13}^2; & U_{86} &= S_{12}^2 S_{13} S_{12\phi}; & U_{87} &= S_{12}^2 S_{13} S_{12\phi}; & U_{88} &= S_{12}^3 S_{12\phi}^2.
 \end{aligned} \right\} \quad (4.4)$$

где U_{ij} – амплитуда сигнала, проходящего с входа i на выход j ;

S_{12}, S_{13} – коэффициенты передачи в НО из 2.1;

$S_{12\phi}$ – коэффициент передачи в фазовращателях из 2.12.

Для каждого входа ДОУ имеется своё линейное фазовое изменение $\varphi_{ij} = (f = f_0) = \arg[U_{ij}(f = f_0)]$. Разности фаз ψ_i и углы отклонения φ_i , в соответствии с 4.2 и 4.3, соответственно, составляют значения, которые представлены в таблице 4.3.

Таблица 4.3 – Фазовое распределение на выходах ДОУ Батлера 8x8

Выходы j	Входы i (луч №)							
	1	2	3	4	5	6	7	8
1	-112,5°	-202,5°	-135°	-225°	-112,5°	-202,5°	-180°	-270°
2	-135°	-45°	-247,5°	-157,5°	-180°	-90°	-337,5°	-247,5°
3	-157,5°	-247,5°	0°	-90°	-247,5°	-337,5°	-135°	-225°
4	-180°	-90°	-112,5°	-22,5°	-315°	-225°	-292,5°	-202,5°
5	-202,5°	-292,5°	-225°	-315°	-22,5°	-112,5°	-90°	-180°
6	-225°	-135°	-337,5°	-247,5°	-90°	0°	-247,5°	-157,5°
7	-247,5°	-337,5°	-90°	-180°	-157,5°	-247,5°	-45°	-135°
8	-270°	-180°	-202,5°	-112,5°	-225°	-135°	-202,5°	-112,5°
Разности фаз ψ_i	-22,5°	+157,5°	-112,5°	+67,5°	-67,5°	+112,5°	-157,5°	+22,5°
Углы отклонения φ_i	+7,2° (1R)	-61° (4L)	+38,7° (3R)	-22° (2L)	+22° (2R)	-38,7° (3L)	+61° (4R)	-7,2° (1L)

В итоге имеется восемь лучей, четыре из которых, 1-й (1R), 3-й (3R), 5-й (2R) и 7-й (4R), излучают вправо «Right», а вторая четвёрка лучей, 2-й (4L), 4-й (2L), 6-й (3L) и 8-й (1L), излучает влево «Left» от нормали к антенному полотну.

Топология центральной плёнки ДОУ матрицы Батлера 8x8 была сконструирована в соответствии со структурной схемой (Рисунок 4.17), за исключением пересечения линий идущих за третьим рядом НО. Разработка велась поэтапно, начиная с первого ряда НО и постепенно добавляя фазовращатели и новые ряды НО, при этом на каждом этапе проводилась оптимизация характеристик. В конечном результате получилась топология центральной плёнки, которая представлена на рисунке 4.18. Порты 1-8 являются входами, а порты 9-16 – выходами ДОУ. Габаритные размеры топологии составили 294,7x138,2 мм. Поперечные размеры в «сэндвиче» аналогичны рисунку 2.3.

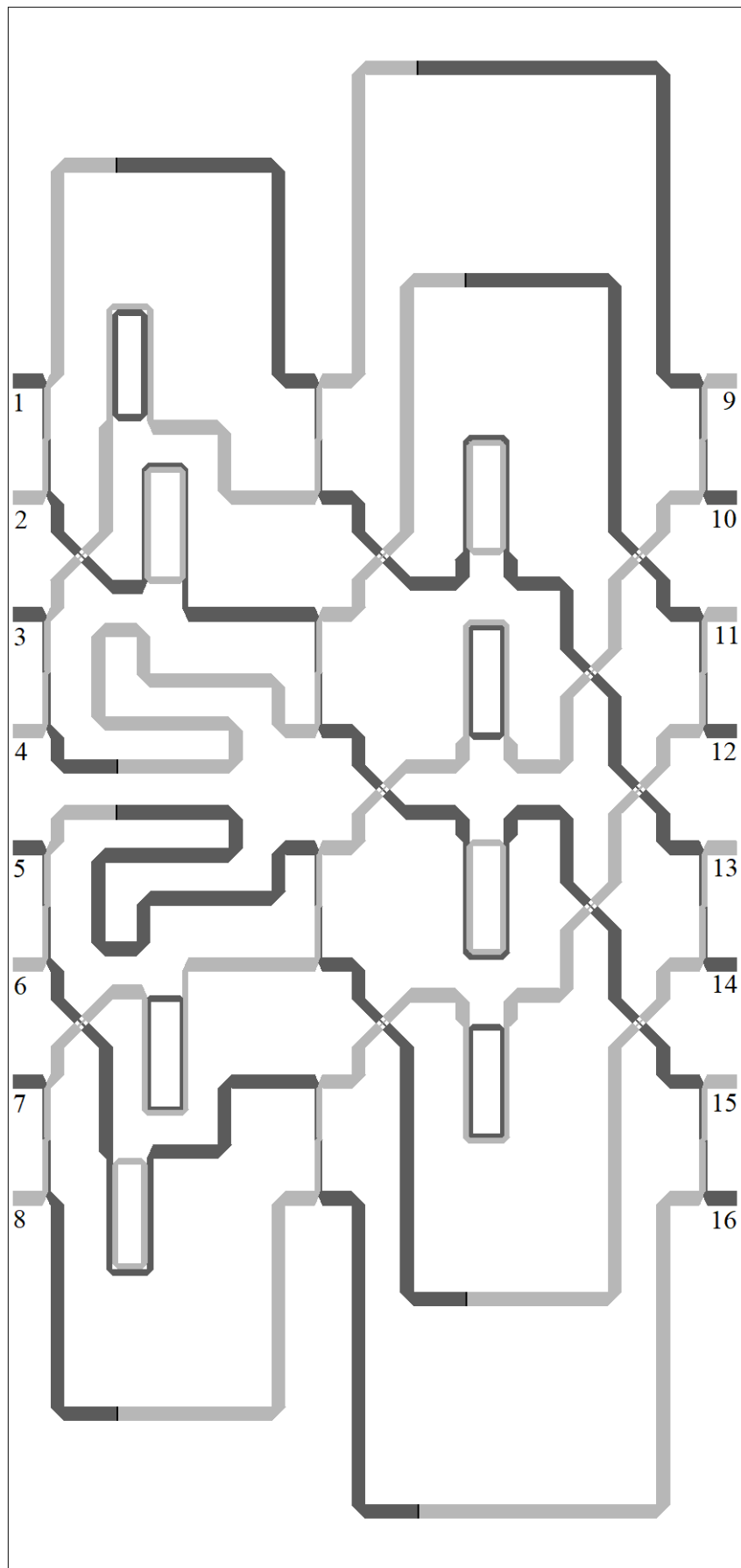


Рисунок 4.18 – Топология центральной плёнки ДОУ Батлера 8x8 с модифицированными дифференциальными фазовращателями

Для более точных выходных параметров устройства во время моделирования использовался режим с включенной адаптивной сеткой («Adaptive mesh refinement»). Графики коэффициентов передачи («S-Parameters [Magnitude in dB]») в каналах матрицы Батлера представлены на рисунке 4.19.

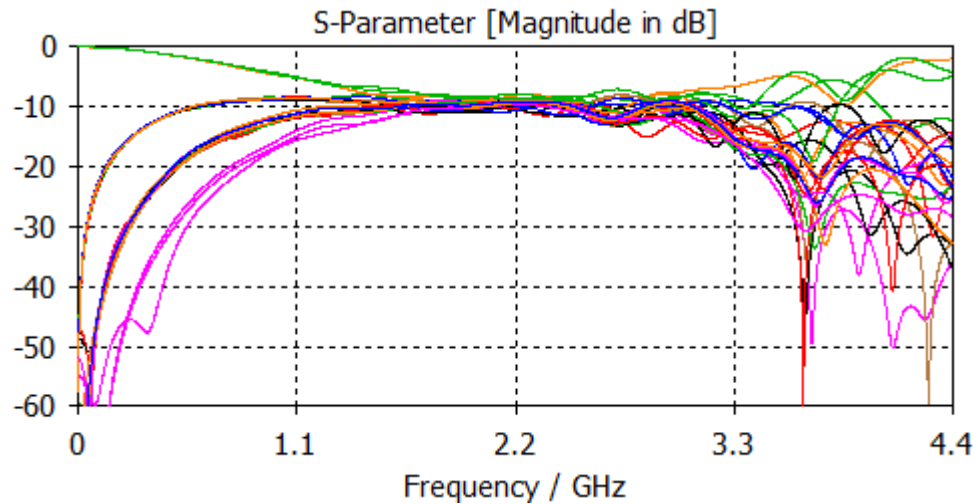


Рисунок 4.19 – Графики коэффициентов передачи в каналах ДОУ Батлера 8x8

Графики коэффициентов отражения по входным портам ДОУ 1-4 («S-Parameters [Magnitude in dB]») изображены на рисунке 4.20.

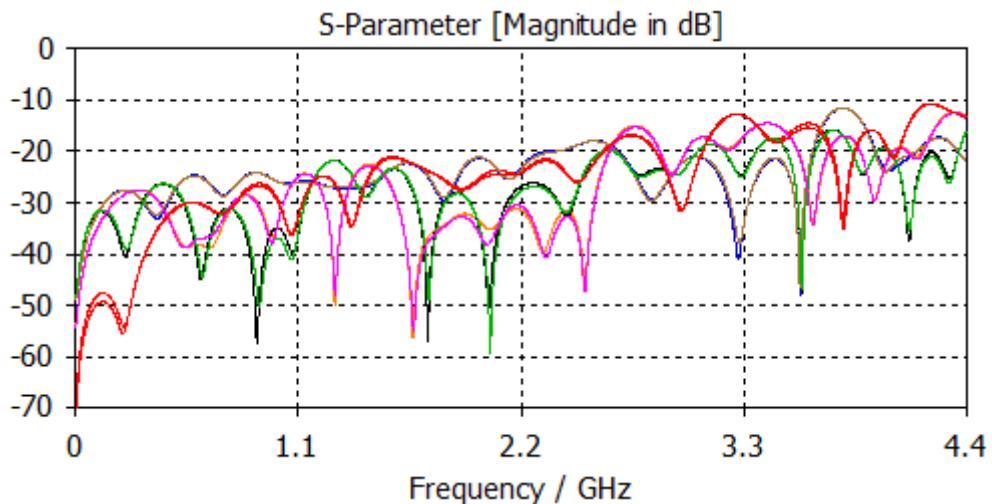


Рисунок 4.20 – Графики коэффициентов отражения входных портов ДОУ

Графики развязки между входами ДОУ 1-8 («S-Parameters [Magnitude in dB]») расположены на рисунке 4.21.

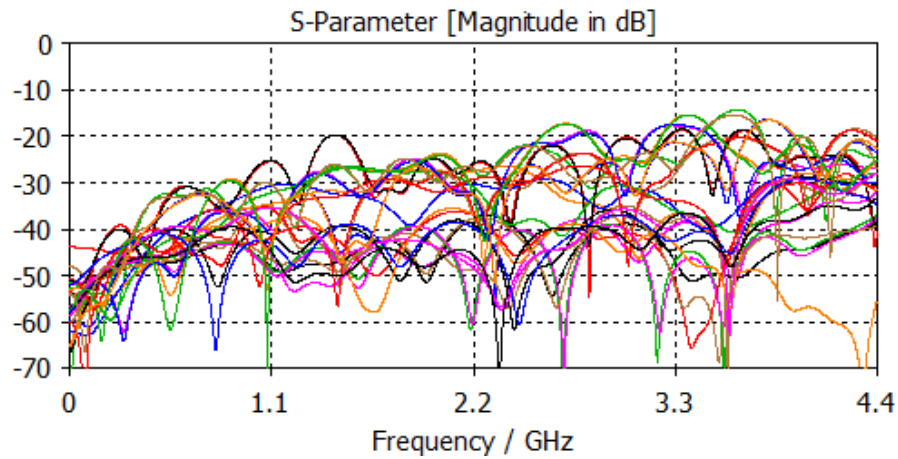


Рисунок 4.21 – Графики развязки между входами ДООУ Батлера 8x8

Графики фазового набег («S-Parameters [Phase in Degrees]») не являются наглядно информативными, поэтому они были экспортированы и дополнительно обработаны в программе «MathCAD» в части нахождения разницы фазовых задержек между выходными портами относительно входных. На рисунке 4.22 представлены графики фазового сдвига (порядковые номера – входные порты) в каналах матрицы Батлера, которые являются результатом постобработки в программе «MathCAD».

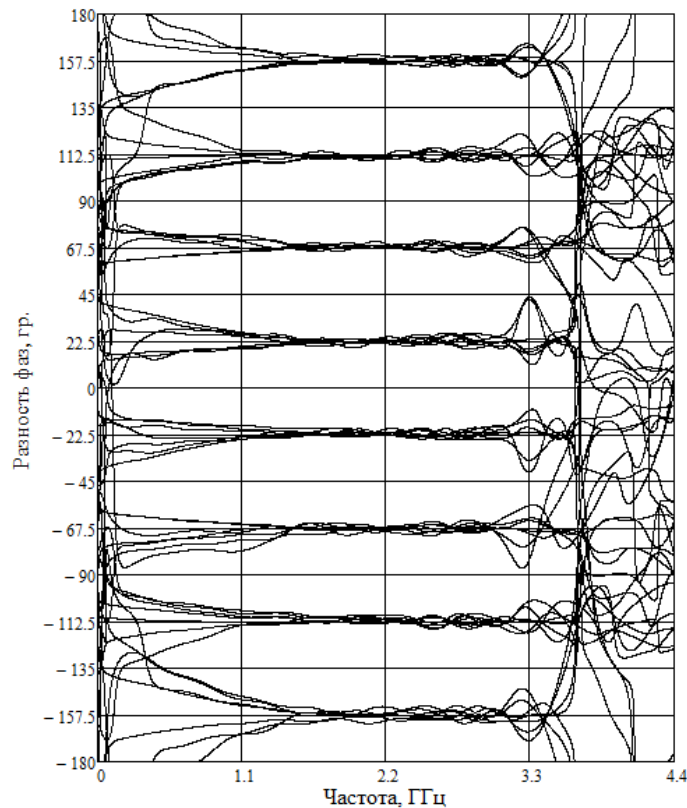


Рисунок 4.22 – Графики фазового сдвига в каналах ДООУ Батлера 8x8

Согласно графикам на рисунках 4.19-4.22 получились следующие характеристики ДОУ:

- величины коэффициентов передачи составили $-9,4 \pm 1,4$ дБ в полосе частот 1,65...2,7 ГГц;
- значения развязки между входными портами не превысили -14,3 дБ;
- коэффициенты отражения по входным портам не более -11 дБ в полосе частот 0...4,4 ГГц;
- максимальное отклонение от номинальных фазовых сдвигов ψ_i (Таблица 4.2) не превысило 5° в полосе частот 1,5...2,9 ГГц.

Если учитывать из вышеприведённых характеристик самую узкую из полос частот с приемлемыми характеристиками, то ДОУ имеет удовлетворительные параметры в полосе частот 1,65...2,7 ГГц.

4.4. Вывод по четвертому разделу

В четвертом разделе диссертационной работы представлены математическое описание и электродинамическое моделирование диаграммообразующих схем Батлера 4x4 и 8x8 с двумя модификациями: для узкополосной работы (статические фазовращатели); для широкополосной работы в полторы октавы (модифицированные дифференциальные фазовращатели).

5. МОДЕЛИРОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ПЕЧАТНЫХ МНОГОЛУЧЕВЫХ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЁТОК

В данном разделе представлен сравнительный анализ результатов компьютерного полноволнового электродинамического моделирования и экспериментальных лабораторных исследований в безэховой камере четырёхлучевых и восьмилучевых фазированных антенных решёток. Антенные решётки скомбинированы из различных типов излучателей из раздела 3 и диаграммообразующих схем Батлера из раздела 4.

Материалы раздела частично опубликованы в работах [59, 60-63, 65, 66, 70, 93, 108-112].

5.1. Методика измерения характеристик многолучевых ФАР в безэховой камере

После проведения электродинамического моделирования в пакете «CST STUDIO SUITE» многолучевых антенных решёток, скомбинированных из различных типов излучателей из раздела 3 и диаграммообразующих схем Батлера из раздела 4, топологии плат экспортировались в формате GERBER (.gbr). После чего по данным файлам происходило вытравливание плат на заводе ООО «ЭЛЕКТРОконнект», г. Новосибирск. Корпуса для изделий изготавливались на предприятии АО «НПО «НИИИП-НЗиК». В качестве разъёмов для изделий были использованы коаксиально-полосковые переходы с высокочастотными разъёмами типа SMA.

Измерения электродинамических параметров ФАР проводились в аттестованной безэховой камере, находящейся в экранированном помещении (1-й класс по ГОСТ 50414-92), расположенном на предприятии АО «НПО «НИИИП-НЗиК» в г. Новосибирске, с использованием векторного анализатора цепей «Обзор-804» [113]. «Обзор-804» позволяет проводить измерения комплексных коэффициентов передачи и отражения (S-параметров) СВЧ-устройств в диапазоне частот 0,3...8000 МГц и обладает динамическим диапазоном измерения модуля

коэффициентов передачи более 145 дБ, кроме этого прибор имеет дисплей для вывода результатов измерений и соответствующие порты для записи результатов на съёмные носители данных. На рисунке 5.1 представлено схематическое размещение оснастки, основного и вспомогательного поверенного измерительного оборудования, необходимого для измерения характеристик фазированных антенных решёток.

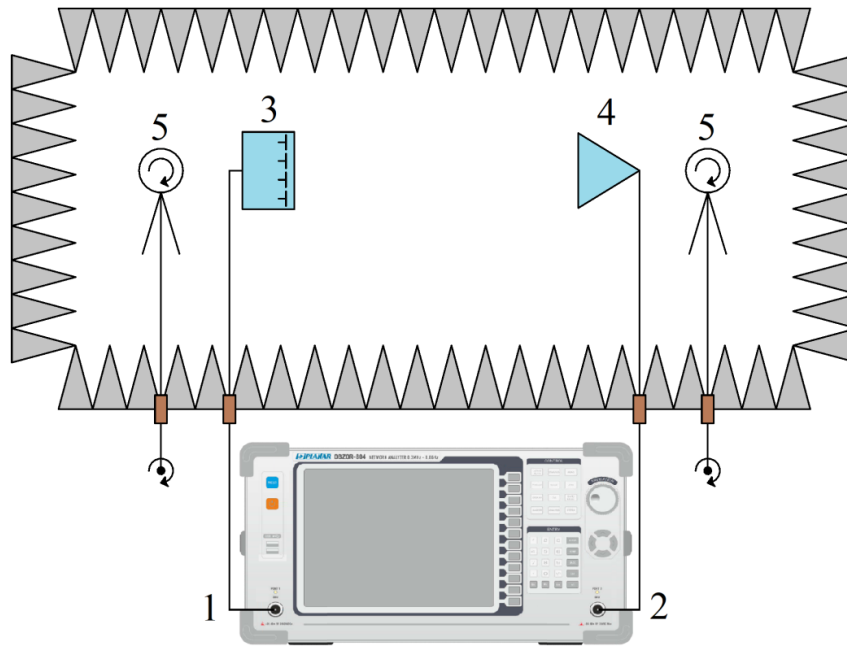


Рисунок 5.1 – Схема размещения оборудования и оснастки в безэховой камере

Позиционные обозначения на рисунке 5.1: 1, 2 – порты №1, №2 векторного анализатора цепей «Обзор-804»; 3 – исследуемая фазированная антенная решётка; 4 – измерительная рупорная антенна (П6-23А); 5 – опорно-поворотное устройство (с дистанционным управлением поворотного механизма, для исключения дополнительного влияния оператора). Исследуемая ФАР 3 и измерительная антенна 4 размещаются на опорно-поворотных устройствах 5. Кроме того, в качестве вспомогательного оборудования использовались комплекты коаксиальных кабелей, переходов и калибровочных мер.

Для проведения полноценного, точного сравнительного анализа данные эксперимента экспортируются в форматах .CSV и .TXT. Затем, данные проходят постобработку в программе «MathCAD» для построения частотных зависимостей в декартовой системе координат и ДН – в полярной. При измерении

коэффициента отражения порт №1 анализатора подключается к активному порту ФАР, а остальные порты ФАР подключаются к согласованным нагрузкам 50 Ом. На приборе «Обзор-804» выставляется режим измерений «S11» (коэффициент отражения с порта №1) в логарифмическом масштабе и задаётся диапазон частот измерения. Процедура повторяется для каждого из входов ФАР.

Для измерения ДН исследуемые ФАР 3 подключались активными портами к порту №1 анализатора (пассивные порты ФАР подключались к согласованным нагрузкам 50 Ом) и работала в режиме передачи, рупорная антенна 4 подключалась к порту №2 анализатора и работала в режиме приёма. Для повышения стабильности показаний при выборе режима измерений «S12» ширина диапазона частот устанавливается равной 0 Гц (одна точка), но при этом центральными назначаются частоты в соответствии с частотами, на которых проводилось исследование во время моделирования.

Измерения ДН проводились в полном диапазоне углов 0-360° с шагом 5° в горизонтальной (плоскость E -вектора) и вертикальной (плоскость H -вектора) плоскостях (при этом дополнительно были зафиксированы экстремумы измерений). Для измерения ДН в плоскости H -вектора исследуемая ФАР устанавливалась под таким углом, который соответствовал максимуму ДН в плоскости E -вектора.

Результаты измерений конкретных образцов, а также их сравнение с моделированием приводятся в последующих подразделах.

5.2. Исследование 4-лучевой ФАР с дипольными излучателями с центральным типом питания, симметрирующими устройствами типа «ласточкин хвост» и матрицей Батлера 4x4 со статическими фазовращателями

В данном подразделе представлены результаты электродинамического моделирования четырёхлучевой ФАР на основе ДОО матрицы Батлера 4x4 со статическими фазовращателями, дипольными излучателями с центральным видом питания и симметрирующими устройствами типа «ласточкин хвост». Для

непосредственного сочленения ДОУ с антенным полотном, состоящим из четырёх излучателей, необходимо было ДОУ привести к виду на структурной схеме (Рисунок 4.5), а именно добавить ещё один узел пересечения линий с противоположных сторон плёнки (Ф4МБСФ-0,3) к матрице Батлера 4x4 (Рисунок 4.7). Кроме того, выходные выводы были размещены на расстоянии 68 мм друг от друга. После чего были добавлены дипольные излучатели с центральным питанием и симметрирующими устройствами типа «ласточкин хвост» (Рисунок 3.2). На рисунке 5.2 представлен совмещённый вид всех слоёв ФАР. Более подробные изображения топологий каждого слоя каждой платы представлены в приложении А (Рисунки А.1-А.4). Габаритные размеры плат составили 271x95,2 мм.

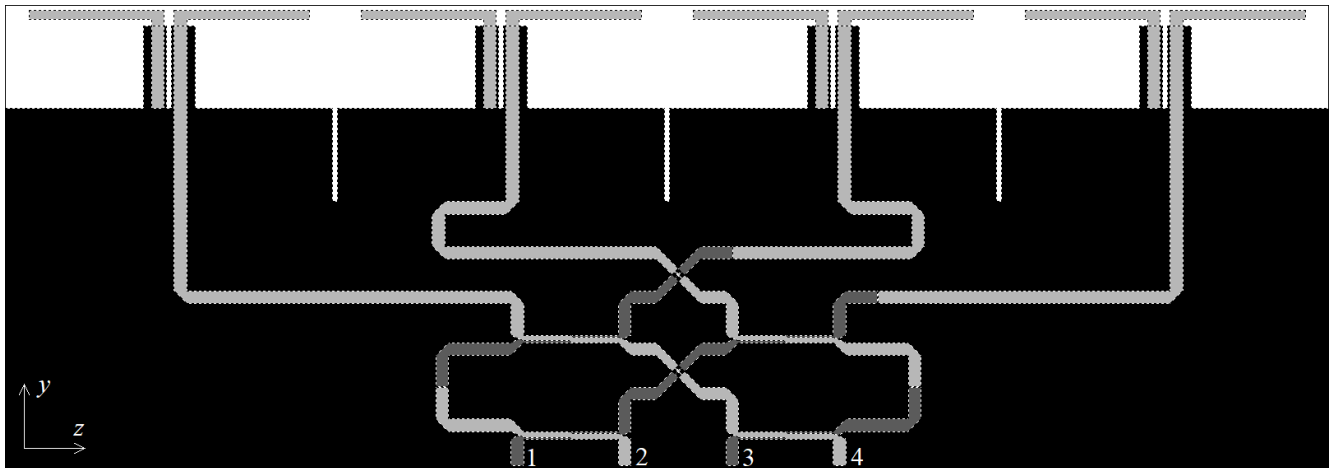


Рисунок 5.2 – Совмещённый вид всех слоёв 4-лучевой ФАР

После проведения трёхмерного полноволнового электродинамического моделирования ФАР в системе автоматизированного проектирования «CST STUDIO SUITE» оказалось, что антенная решётка обеспечивает достаточно приемлемое согласование с 50-омными коаксиальными кабелями, что подтверждается коэффициентом отражения, представленным на рисунке 5.4.

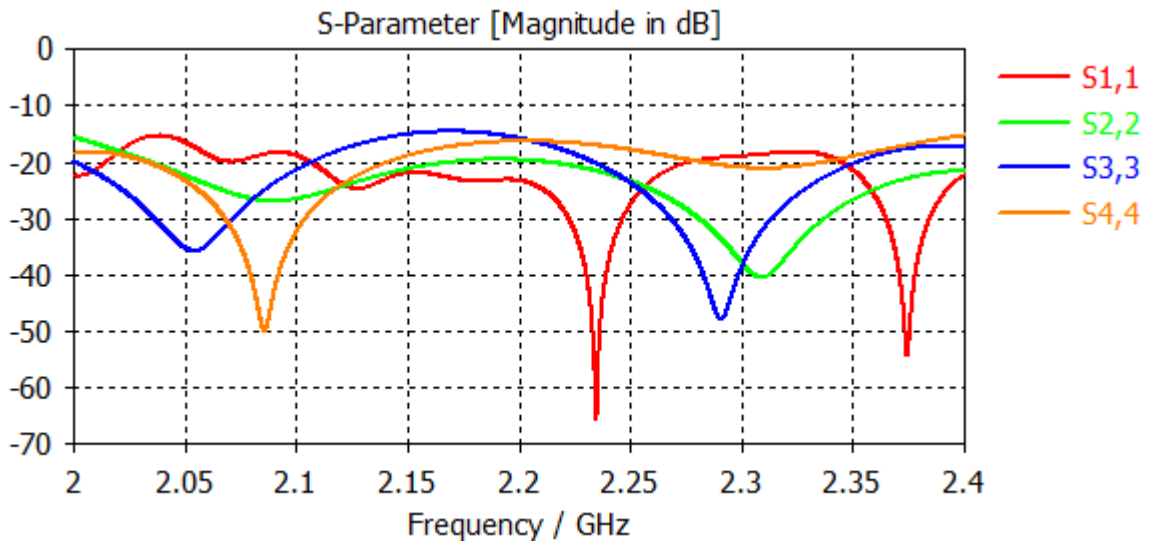


Рисунок 5.4 – Коэффициенты отражения входов четырёхлучевой ФАР:

а) моделирование; б) эксперимент

Также получились вполне приемлемые диаграммы направленности в плоскостях векторов электрического \vec{E} и магнитного \vec{H} полей, которые представлены на рисунках 5.5-5.8 (нормированы к 0 дБ). Диаграммы направленности подтверждают соответствие углов отклонения максимумов в плоскости вектора \vec{E} спроектированной на ФАФ-4Д антенной решётки тем значениям, которые обусловлены классической теорией диаграммообразования в многолучевых ФАР [1, 3]. На рисунках 5.5-5.8 отображены чёрными линиями теоретические направления углов, красными линиями ДН, полученные во время моделирования.

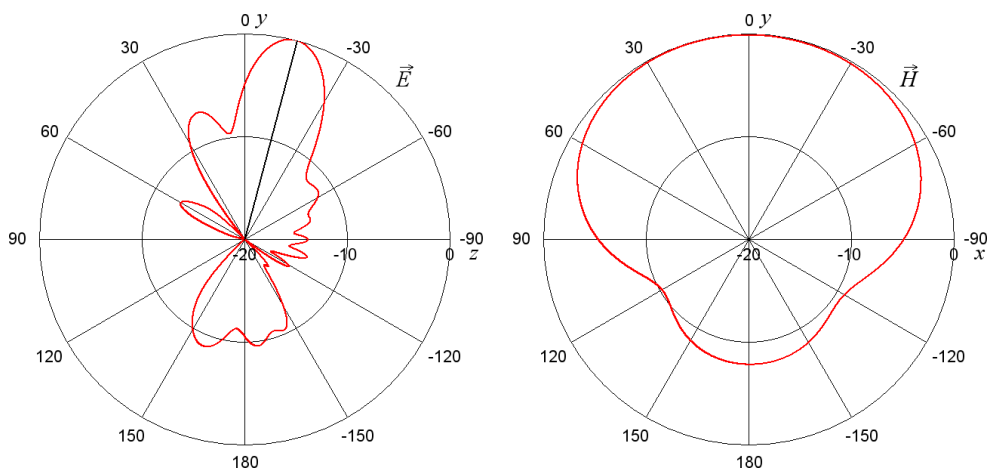


Рисунок 5.5 – Диаграммы направленности фазированной антенной решётки в плоскостях E- и H-векторов по входу номер один

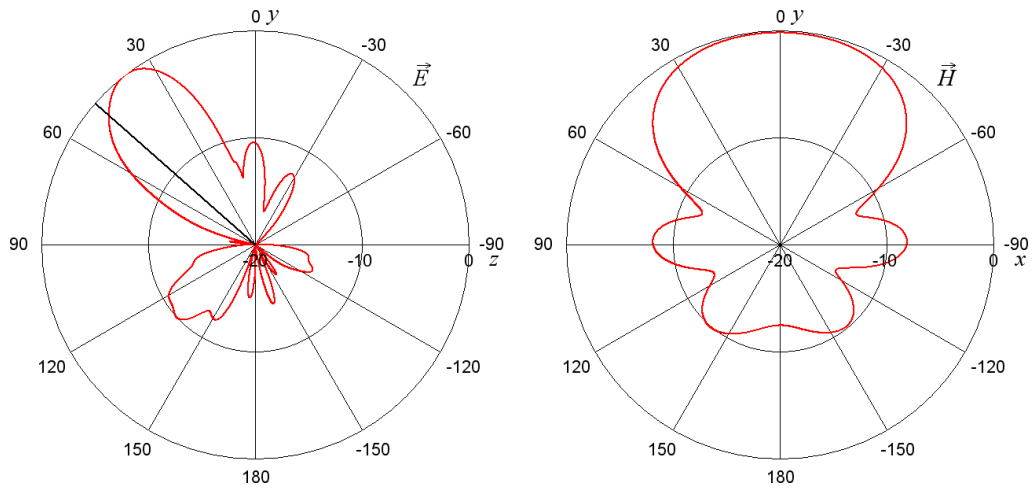


Рисунок 5.6 – Диаграммы направленности фазированной антенной решётки в плоскостях E- и H-векторов по входу номер два

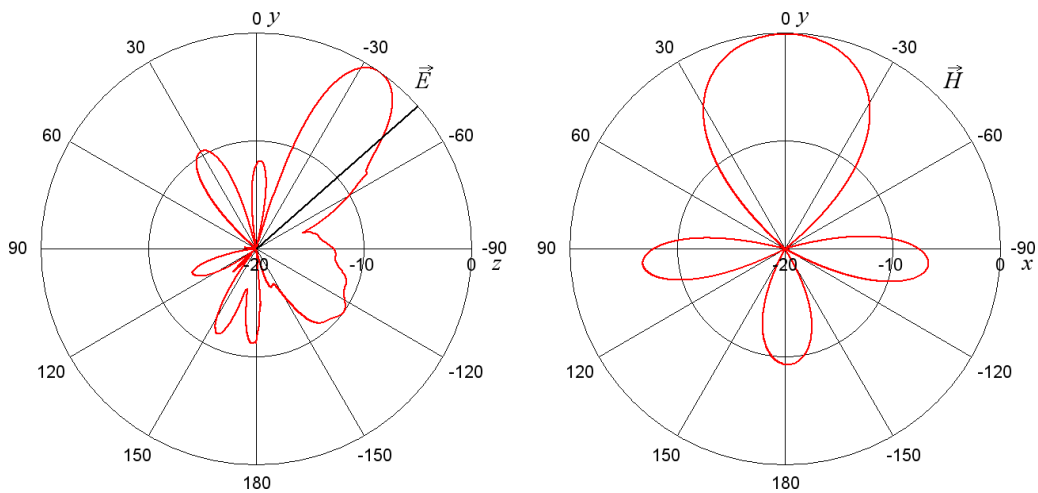


Рисунок 5.7 – Диаграммы направленности фазированной антенной решётки в плоскостях E- и H-векторов по входу номер три

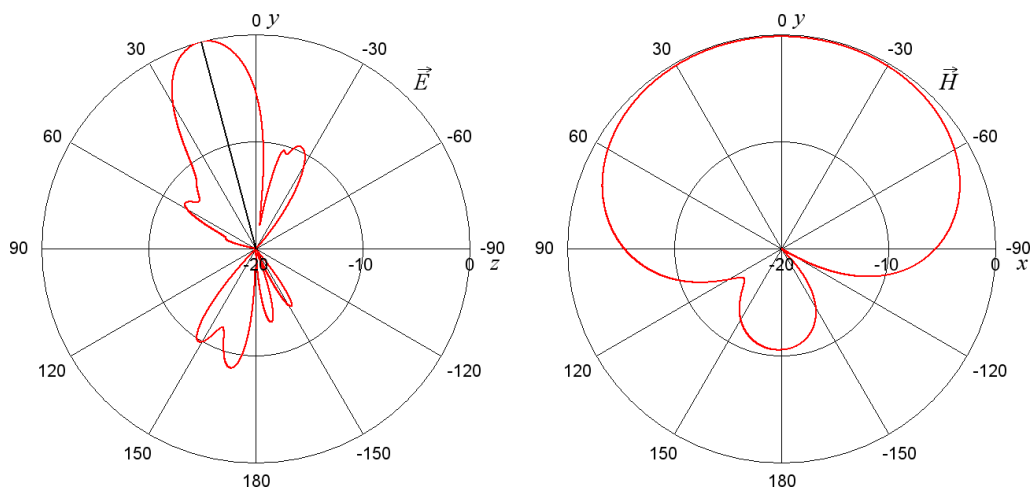


Рисунок 5.8 – Диаграммы направленности фазированной антенной решётки в плоскостях E- и H-векторов по входу номер четыре

Для удобства анализа все максимумы ДН, их отклонения от зенита в E плоскости для основной поляризации моделирования, а также теоретические значения из таблицы 4.2 сведены в таблицу 5.1.

Таблица 5.1 – Сравнение ДН

Луч №	$2L$	$1L$	$1R$	$2R$
$\varphi_{\text{теор}}$	$-48,6^\circ$	$-14,5^\circ$	$14,5^\circ$	$48,6^\circ$
$\varphi_{\text{модел}}$	-35°	-15°	15°	38°
$\Delta\varphi_{\text{модел}} (-3 \text{ дБ})$	27°	24°	24°	21°
$\text{max}_{\text{модел}}, \text{ дБ}$	7,5	6,8	7,7	8
$ \varphi_{\text{теор}} - \varphi_{\text{модел}} $	$13,6^\circ$	$0,5^\circ$	$0,5^\circ$	$10,6^\circ$

Уровень коэффициента отражения не превысил -15 дБ в полосе частот $2...2,4$ ГГц по результатам моделирования, что свидетельствует о вполне приемлемом уровне согласования по входу. Согласно таблице 5.1 коэффициенты усиления главных лепестков ДН составили $6,8...8$ дБ. При этом направления лучей $1L$ и $1R$ не превышают разницы с теорией $0,5^\circ$, а максимальная разница составила $13,6^\circ$ для луча $2L$ и $10,6^\circ$ для луча $2R$, что в свою очередь обосновывается небольшим разбросом относительно номинальных значений набегов фаз, согласно рисунку 4.10, между выходами ДОУ Батлера 4×4 .

5.3. Исследование 4-лучевой ФАР с дипольными излучателями с центральным типом питания, симметрирующими устройствами типа «ласточкин хвост» и матрицей Батлера 4×4 с модифицированными дифференциальными фазовращателями

В данном разделе представлены сравнительные результаты электродинамического моделирования и экспериментального исследования четырёхлучевой ФАР на основе ДОУ матрицы Батлера 4×4 с модифицированными дифференциальными фазовращателями и дипольными излучателями с центральным видом питания и симметрирующими устройствами типа «ласточкин хвост». Для непосредственного сочленения ДОУ с антенным полотном, состоящим из четырёх излучателей, необходимо было ДОУ привести к виду на структурной схеме (Рисунок 4.5), а именно добавить еще один узел

пересечения линий с противоположных сторон плёнки (Ф4МБСФ-0,3) к матрице Батлера 4x4 (Рисунок 4.12). Кроме того, выходные выводы были размещены на расстоянии 68 мм друг от друга. После чего были добавлены дипольные излучатели с центральным питанием и симметрирующими устройствами типа «ласточкин хвост» (Рисунок 3.2). На рисунке 5.9 представлен совмещённый вид всех слоёв ФАР. Более подробные изображения топологий каждого слоя каждой платы представлены в приложении А (Рисунки А.5-А.8). Габаритные размеры плат составили 271x112 мм.

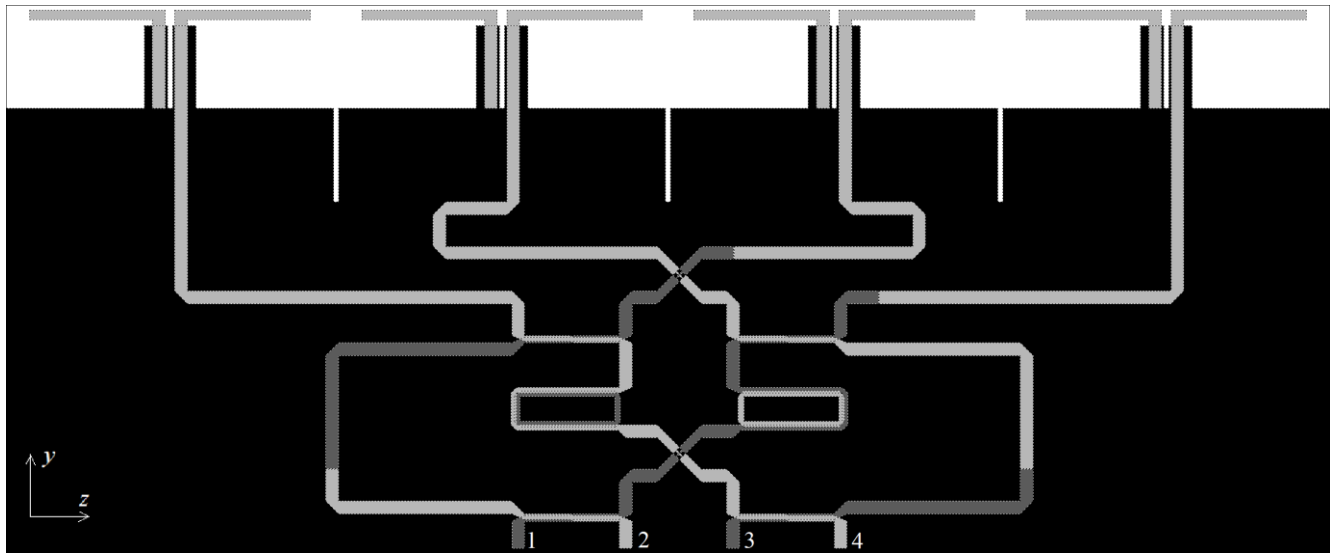
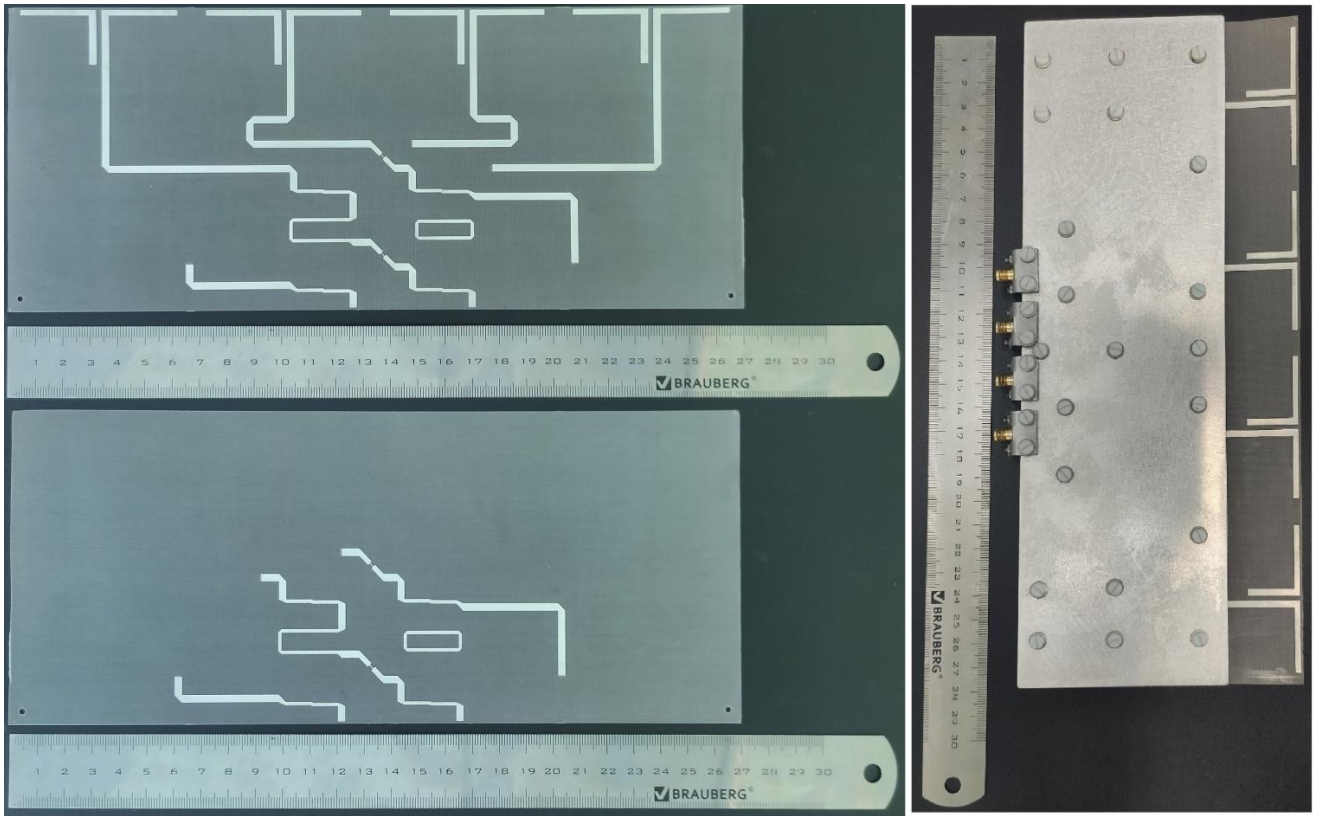


Рисунок 5.9 – Совмещённый вид всех слоёв 4-лучевой ФАР

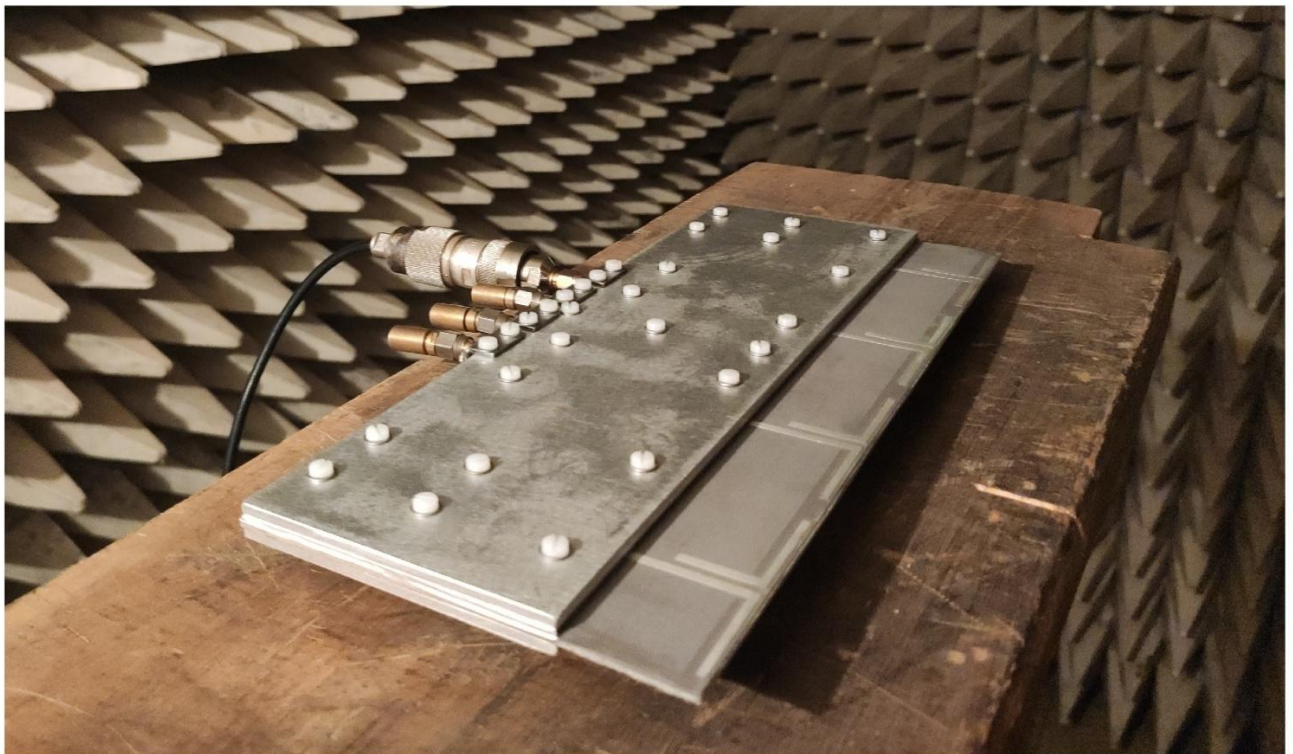
На рисунке 5.10 представлены фотографии: а) центральной диэлектрической плёнки, вытравленной на заводе ООО «ЭЛЕКТРОконнект»; б) собственноручно собранное конечное устройство; в) изготовленная 4-лучевая ФАР в безэховой камере.

Полноволновое электродинамическое моделирование ФАР в «CST STUDIO SUITE» показало, что ФАР обеспечивает достаточно приемлемое согласование по входам, что подтверждается коэффициентами отражения, которые представлены на рисунке 5.11 а. Экспериментально полученные коэффициенты отражения для всех входов ФАР, изображенные на рисунке 5.11 б, данный факт также подтверждают.



а)

б)



в)

Рисунок 5.10 – Фотографии изготовленной 4-лучевой ФАР: а) центральная диэлектрическая плёнка с двух сторон; б) конструкция после сборки; в) ФАР в безэховой камере

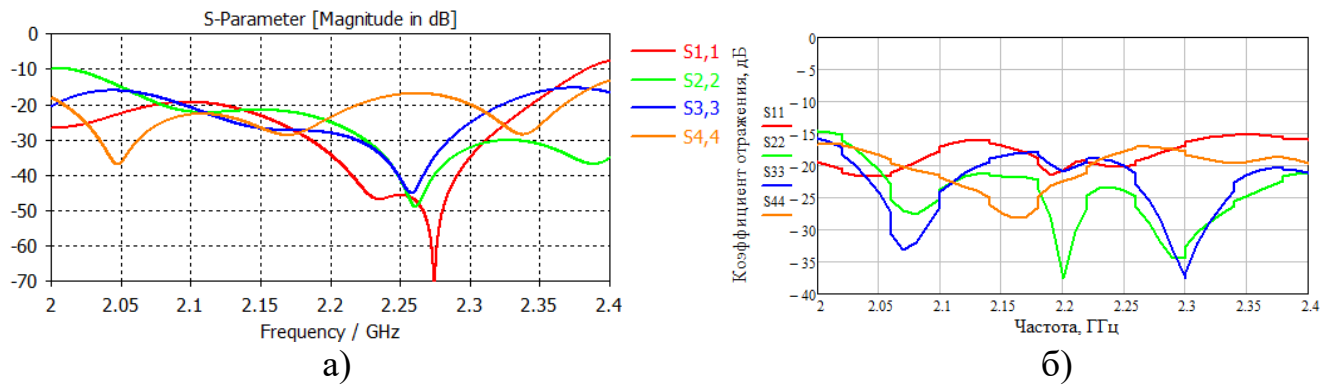


Рисунок 5.11 – Коэффициент отражения по входам ФАР: а) моделирование; б) эксперимент

Во время моделирования (для трёх частот 2,1 ГГц, 2,2 ГГц и 2,3 ГГц) и эксперимента (для частоты 2,2 ГГц) получились вполне приемлемые диаграммы направленности в плоскости векторов электрического \vec{E} и магнитного \vec{H} полей. Так как ДН в плоскости вектора магнитного \vec{H} поля имеют схожий вид с результатами моделирования из раздела 5.2 (Рисунки 5.5-5.8), то поэтому на рисунках 5.12-5.14 представлены ДН (нормированы к 0 дБ) только в плоскости вектора электрического \vec{E} поля. Также на центральной частоте 2,2 ГГц была снята ДН в безэховой камере, результаты которой дополнительно нанесены на рисунок 5.13. Диаграммы направленности подтверждают, что углы отклонения максимумов в плоскости вектора \vec{E} соответствуют классической теории диаграммообразования. На рисунках 5.12-5.14 отображены чёрными линиями теоретические направления углов, красными линиями ДН, полученные во время моделирования, а синими пунктирными линиями ДН, полученные в ходе эксперимента.

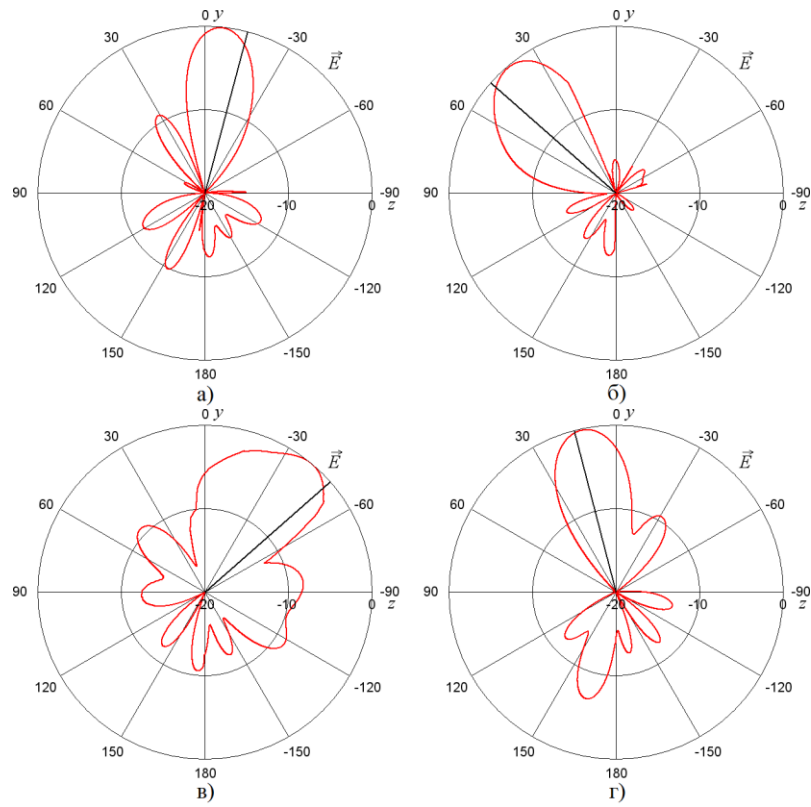


Рисунок 5.12 – Диаграммы направленности ФАР в плоскости E-вектора на частоте 2,1 ГГц по входам номер: а) один; б) два; в) три; г) четыре

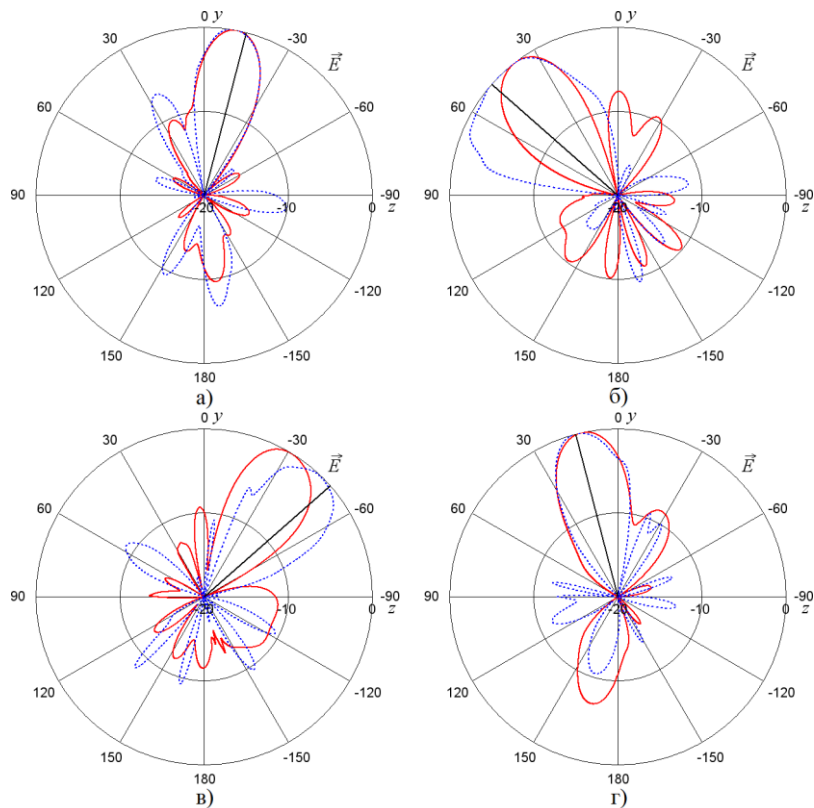


Рисунок 5.13 – Диаграммы направленности ФАР в плоскости E-вектора на частоте 2,2 ГГц по входам номер: а) один; б) два; в) три; г) четыре

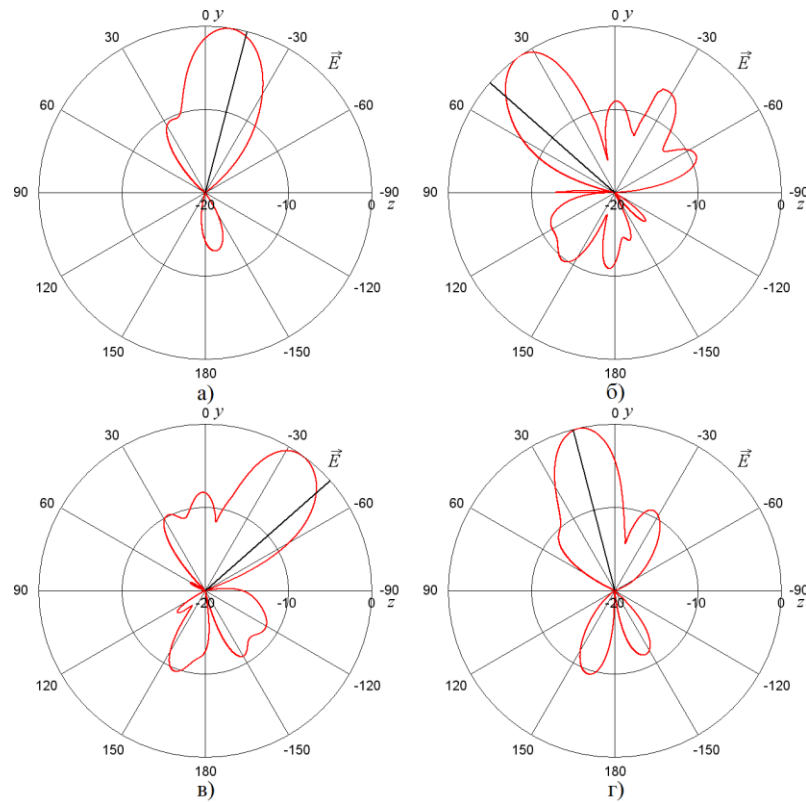


Рисунок 5.14 – Диаграммы направленности ФАР в плоскости E-вектора на частоте 2,3 ГГц по входам номер: а) один; б) два; в) три; г) четыре

Уровень коэффициента отражения не превысил -15 дБ в полосе частот 2,05...2,36 ГГц по результатам моделирования и не превысил -15 дБ в полосе частот 2...2,4 ГГц по результатам эксперимента, что свидетельствует о вполне приемлемом уровне согласования по входу. Для удобства анализа все максимумы ДН, их отклонения от зенита для трёх частот моделирования, эксперимента, а также теоретические значения из таблицы 4.2 сведены в таблицу 5.2.

Таблица 5.2 – Сравнение ДН

Луч №	2L	1L	1R	2R
$\varphi_{\text{теор}}$	$-48,6^\circ$	$-14,5^\circ$	$14,5^\circ$	$48,6^\circ$
$\varphi_{\text{модель}}, 2,1 \text{ ГГц}$	-41°	-12°	6°	39°
$\varphi_{\text{модель}}, 2,2 \text{ ГГц}$	-38°	-12°	11°	31°
$\varphi_{\text{модель}}, 2,3 \text{ ГГц}$	-35°	-13°	9°	36°
$\varphi_{\text{эксп}}, 2,2 \text{ ГГц}$	-45°	$-13,8^\circ$	15°	46°
$\Delta\varphi_{\text{модель}} (-3 \text{ дБ}), 2,1 \text{ ГГц}$	30°	26°	23°	41°
$\Delta\varphi_{\text{модель}} (-3 \text{ дБ}), 2,2 \text{ ГГц}$	29°	22°	25°	28°
$\Delta\varphi_{\text{модель}} (-3 \text{ дБ}), 2,3 \text{ ГГц}$	25°	23°	27°	27°
$\Delta\varphi_{\text{эксп}} (-3 \text{ дБ}), 2,2 \text{ ГГц}$	30°	22°	24°	48°

Продолжение таблицы 5.2

Луч №	2L	1L	1R	2R
$max_{\text{модель}}, 2,1 \text{ ГГц, дБ}$	7,2	6,4	7,8	6,8
$max_{\text{модель}}, 2,2 \text{ ГГц, дБ}$	7,2	6,7	7,6	7,8
$max_{\text{модель}}, 2,3 \text{ ГГц, дБ}$	5,2	6,5	6,3	6,2
$ \varphi_{\text{теор}} - \varphi_{\text{модель}} , 2,1 \text{ ГГц}$	7,6°	2,5°	8,5°	9,6°
$ \varphi_{\text{теор}} - \varphi_{\text{модель}} , 2,2 \text{ ГГц}$	10,6°	2,5°	3,5°	17,6°
$ \varphi_{\text{теор}} - \varphi_{\text{модель}} , 2,3 \text{ ГГц}$	13,6°	1,5°	5,5°	12,6°
$ \varphi_{\text{теор}} - \varphi_{\text{эксп}} , 2,2 \text{ ГГц}$	3,6°	0,7°	0,5°	2,6°
$ \varphi_{\text{модель}} - \varphi_{\text{эксп}} , 2,2 \text{ ГГц}$	7°	1,8°	4°	15°

Согласно таблице 5.2 максимальная разница между теоретическим значением и результатом моделирования составила: 9,6° для луча 2R на частоте 2,1 ГГц; 17,6° для луча 2R на частоте 2,2 ГГц; 13,6° для луча 2L на частоте 2,3 ГГц. Минимальный коэффициент усиления составил: 6,4 дБ – 2,1 ГГц; 6,7 дБ – 2,2 ГГц; 5,2 дБ – 2,3 ГГц. При этом максимальная разница между теоретическим значением и результатом эксперимента составила 3,6° для луча 2L на частоте 2,2 ГГц. Однако ДН полученные в ходе проведения эксперимента имеют высокую степень схожести с ДН, полученными в ходе моделирования.

5.4. Исследование 4-лучевой ФАР с излучателями дипольного вида с концевым питанием и матрицей Батлера 4x4 с модифицированными дифференциальными фазовращателями

В данном разделе представлены сравнительные результаты электродинамического моделирования и экспериментального исследования четырёхлучевой ФАР на основе ДООУ матрицы Батлера 4x4 с модифицированными дифференциальными фазовращателями и излучателями дипольного вида с концевым питанием. За основу был взят проект из раздела 5.3, где вместо дипольных излучателей с центральным питанием были использованы излучатели дипольного вида с концевым питанием (Рисунок 3.7). На рисунке 5.15 представлен совмещённый вид всех слоёв четырёхлучевой ФАР. Более подробные изображения топологий каждого слоя каждой платы представлены в приложении А (Рисунки А.9-А.12). Габаритные размеры плат составили 292,2x156,3 мм.

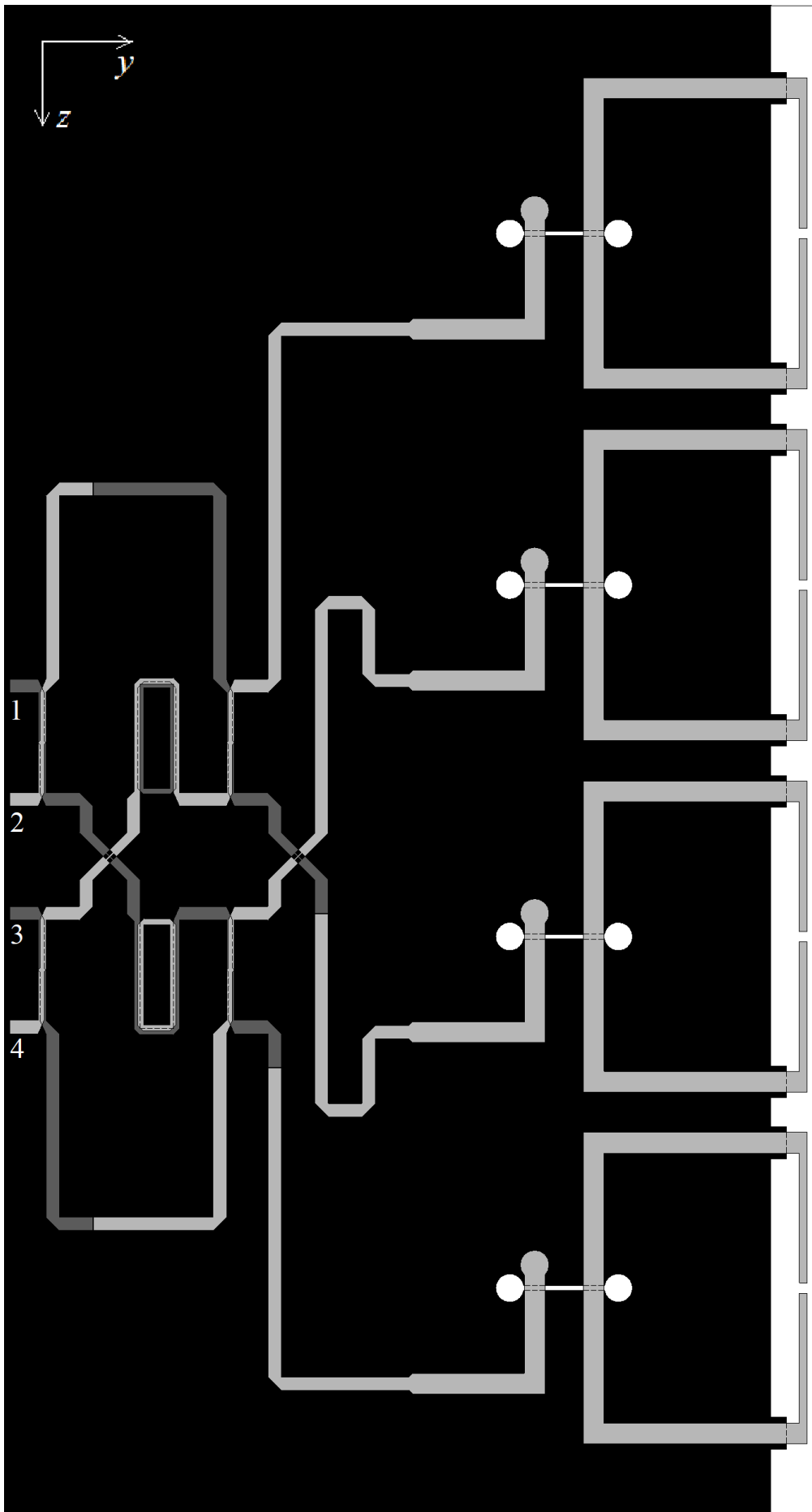
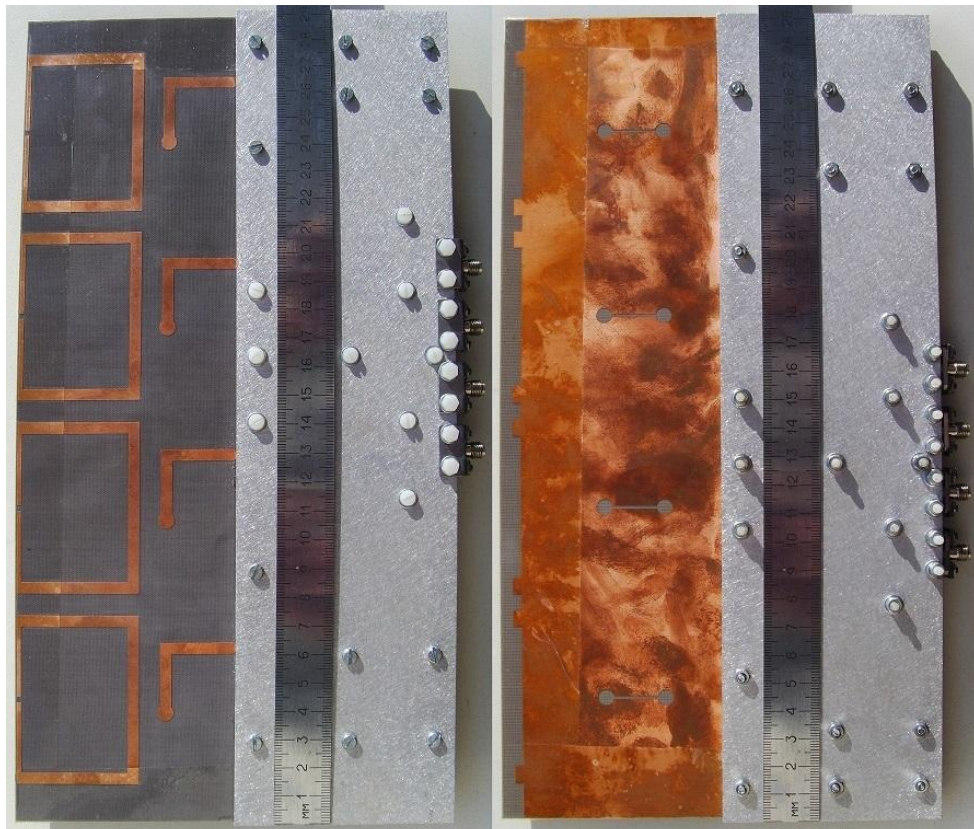


Рисунок 5.15 – Совмещённый вид всех слоёв 4-лучевой ФАР

На рисунке 5.16 представлены фотографии: а) устройство в корпусе с лицевой стороны; б) устройство в корпусе с обратной стороны; в) 4-лучевая ФАР в безэховой камере.



а)

б)



в)

Рисунок 5.16 – Фотографии изготовленной 4-лучевой ФАР: а) устройство в корпусе с лицевой стороны; б) устройство в корпусе с обратной стороны; в) 4-лучевая ФАР в безэховой камере

Графики коэффициента отражения по входным портам ФАР, полученные в ходе моделирования в «CST STUDIO SUITE» и эксперимента в безэховой камере, представлены на рисунке 5.17 (а – моделирование; б – эксперимент).

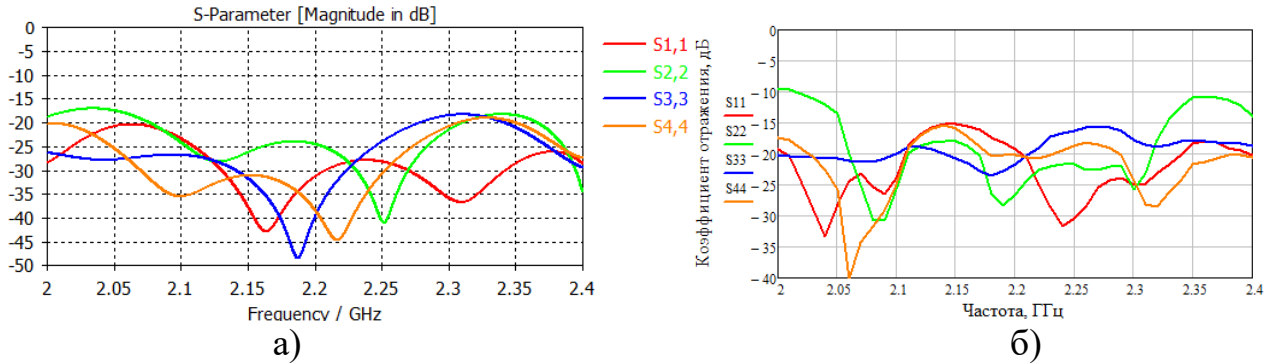


Рисунок 5.17 – Коэффициент отражения по входам ФАР: а) моделирование; б) эксперимент

Уровень коэффициента отражения не превысил -15 дБ в полосе частот 2...2,4 ГГц по результатам моделирования и не превысил -15 дБ в полосе частот 2,06...2,33 ГГц по результатам эксперимента, что свидетельствует о вполне приемлемом уровне согласования по входу.

Во время моделирования и эксперимента получились вполне приемлемые диаграммы направленности (для трёх частот 2,1 ГГц, 2,2 ГГц и 2,3 ГГц) в плоскости векторов электрического \vec{E} и магнитного \vec{H} полей. Так как ДН в плоскости вектора магнитного \vec{H} поля имеют схожий вид с результатами моделирования из раздела 5.2 (Рисунки 5.5-5.8), то поэтому на рисунках 5.18-5.20 представлены ДН (нормированы к 0 дБ) только в плоскости вектора электрического \vec{E} поля. Также на частотах 2,1 ГГц, 2,2 ГГц, 2,3 ГГц были сняты ДН в безэховой камере, которые дополнительно нанесены на рисунки 5.18-5.20. Диаграммы направленности подтверждают, что углы отклонения максимумов в плоскости вектора \vec{E} соответствуют классической теории диаграммообразования. На рисунках 5.18-5.20 отображены чёрными линиями теоретические направления углов, красными линиями ДН, полученные во время моделирования, а синими пунктирными линиями ДН, полученные в ходе эксперимента.

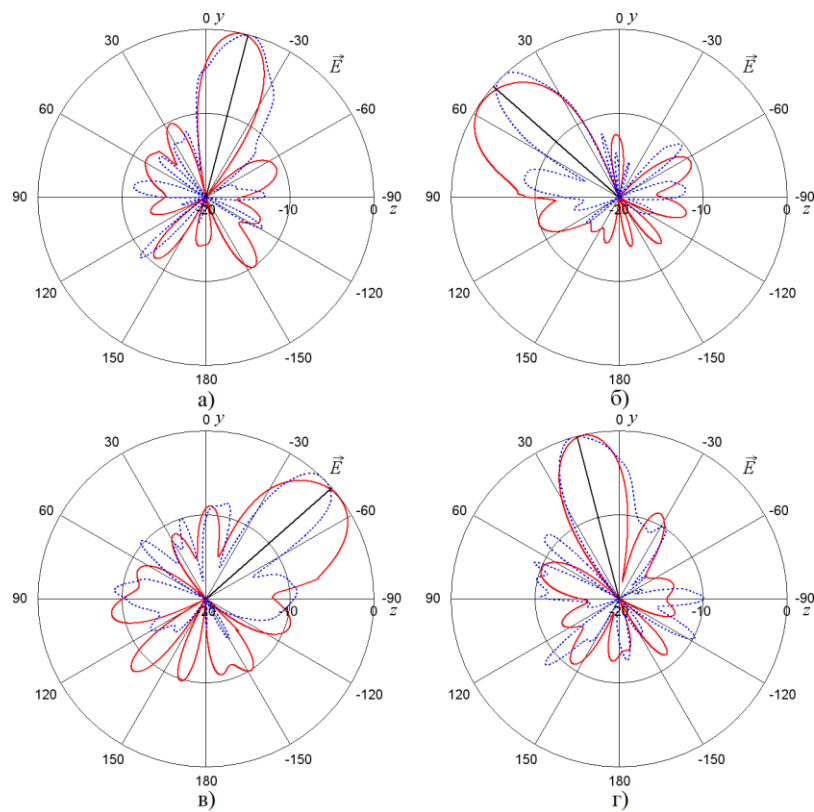


Рисунок 5.18 – Диаграммы направленности ФАР в плоскости Е-вектора на частоте 2,1 ГГц по входам номер: а) один; б) два; в) три; г) четыре

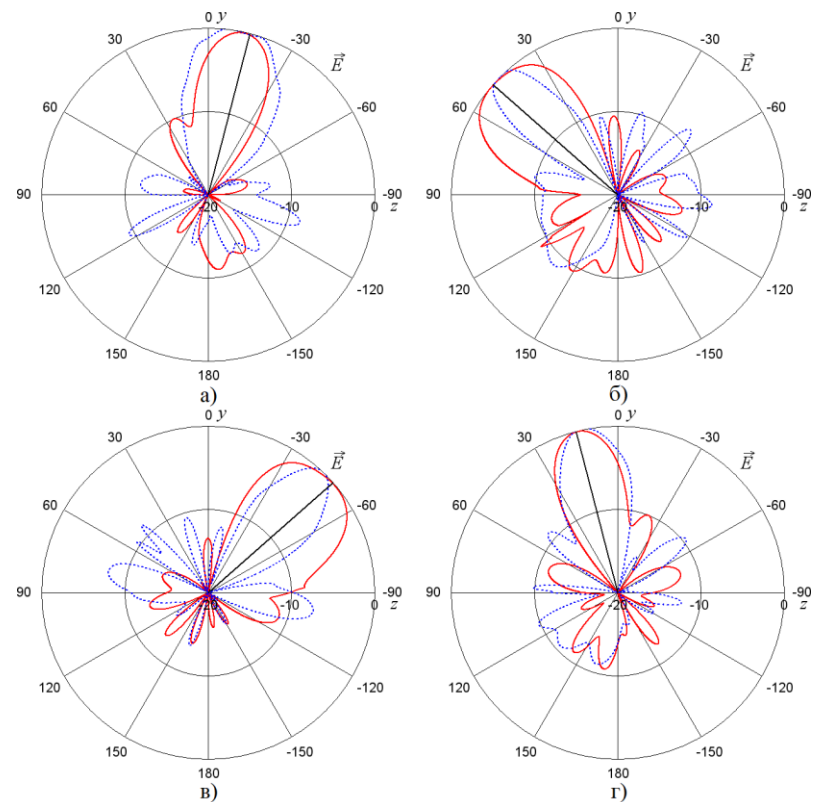


Рисунок 5.19 – Диаграммы направленности ФАР в плоскости Е-вектора на частоте 2,2 ГГц по входам номер: а) один; б) два; в) три; г) четыре

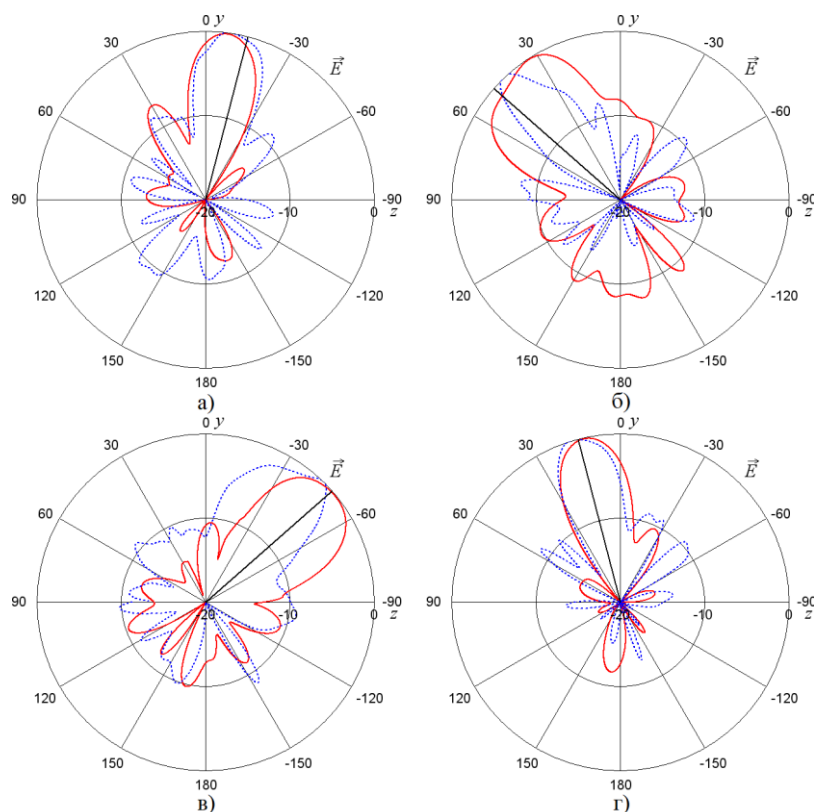


Рисунок 5.20 – Диаграммы направленности ФАР в плоскости E-вектора на частоте 2,3 ГГц по входам номер: а) один; б) два; в) три; г) четыре

Для удобства анализа все максимумы ДН для трёх частот, их отклонения от зенита, а также теоретические значения из таблицы 4.2 сведены в таблицу 5.3.

Таблица 5.3 – Сравнение ДН

Луч №	2L	1L	1R	2R
$\varphi_{\text{теор}}$	$-48,6^\circ$	$-14,5^\circ$	$14,5^\circ$	$48,6^\circ$
$\varphi_{\text{модель}}, 2,1 \text{ ГГц}$	-55°	-13°	13°	53°
$\varphi_{\text{модель}}, 2,2 \text{ ГГц}$	-50°	-14°	13°	51°
$\varphi_{\text{модель}}, 2,3 \text{ ГГц}$	-33°	-13°	8°	51°
$\varphi_{\text{эксп}}, 2,1 \text{ ГГц}$	-45°	-15°	15°	45°
$\varphi_{\text{эксп}}, 2,2 \text{ ГГц}$	-45°	-11°	$12,5^\circ$	45°
$\varphi_{\text{эксп}}, 2,3 \text{ ГГц}$	-45°	-11°	15°	45°
$\Delta\varphi_{\text{модель}} (-3 \text{ дБ}), 2,1 \text{ ГГц}$	35°	23°	22°	35°
$\Delta\varphi_{\text{модель}} (-3 \text{ дБ}), 2,2 \text{ ГГц}$	40°	24°	25°	41°
$\Delta\varphi_{\text{модель}} (-3 \text{ дБ}), 2,3 \text{ ГГц}$	42°	24°	23°	35°
$\Delta\varphi_{\text{эксп}} (-3 \text{ дБ}), 2,1 \text{ ГГц}$	18°	24°	22°	20°
$\Delta\varphi_{\text{эксп}} (-3 \text{ дБ}), 2,2 \text{ ГГц}$	19°	23°	34°	20°
$\Delta\varphi_{\text{эксп}} (-3 \text{ дБ}), 2,3 \text{ ГГц}$	15°	22°	27°	32°
$\text{max}_{\text{модель}}, 2,1 \text{ ГГц, дБ}$	7,6	9	9,2	7,7
$\text{max}_{\text{модель}}, 2,2 \text{ ГГц, дБ}$	6,7	9,1	9,1	6,9
$\text{max}_{\text{модель}}, 2,3 \text{ ГГц, дБ}$	5,1	8,9	8,1	5,9

Продолжение таблицы 5.3

Луч №	2L	1L	1R	2R
$ \varphi_{\text{теор}} - \varphi_{\text{модел}} , 2,1 \text{ ГГц}$	6,4°	1,5°	1,5°	4,4°
$ \varphi_{\text{теор}} - \varphi_{\text{модел}} , 2,2 \text{ ГГц}$	1,4°	0,5°	1,5°	2,4°
$ \varphi_{\text{теор}} - \varphi_{\text{модел}} , 2,3 \text{ ГГц}$	15,6°	1,5°	6,5°	2,4°
$ \varphi_{\text{теор}} - \varphi_{\text{эксп}} , 2,1 \text{ ГГц}$	3,6°	0,5°	0,5°	3,6°
$ \varphi_{\text{теор}} - \varphi_{\text{эксп}} , 2,2 \text{ ГГц}$	3,6°	3,5°	2°	3,6°
$ \varphi_{\text{теор}} - \varphi_{\text{эксп}} , 2,3 \text{ ГГц}$	3,6°	3,5°	0,5°	3,6°
$ \varphi_{\text{модел}} - \varphi_{\text{эксп}} , 2,1 \text{ ГГц}$	10°	2°	2°	8°
$ \varphi_{\text{модел}} - \varphi_{\text{эксп}} , 2,2 \text{ ГГц}$	5°	3°	0,5°	6°
$ \varphi_{\text{модел}} - \varphi_{\text{эксп}} , 2,3 \text{ ГГц}$	12°	2°	7°	6°

Согласно таблице 5.3 разница между теоретическими значениями и результатами эксперимента составила 0,5...3,6° на частотах 2,1 ГГц, 2,2 ГГц, 2,3 ГГц. Коэффициенты усиления варьировались в пределах: 7,6...9,2 дБ – 2,1 ГГц; 6,7...9,1 дБ – 2,2 ГГц; 5,1...8,9 дБ – 2,3 ГГц. Полученные в ходе проведения эксперимента формы ДН имеют высокую степень схожести с ДН, полученными в ходе моделирования.

5.5. Исследование 4-лучевой ФАР с многоэлементными излучателями дипольного вида с концевым питанием и матрицей Батлера 4x4 с модифицированными дифференциальными фазовращателями

В данном разделе представлены сравнительные результаты электродинамического моделирования и экспериментального исследования четырехлучевой ФАР на основе ДОО матрицы Батлера 4x4 с модифицированными дифференциальными фазовращателями и многоэлементными излучателями дипольного вида с концевым питанием. За основу был взят проект из раздела 5.3, где вместо излучателей с центральным питанием были использованы многоэлементные излучатели дипольного вида с концевым питанием (Рисунок 3.13). На рисунке 5.21 представлен совмещённый вид всех слоёв четырёхлучевой ФАР. Более подробные изображения топологий каждого слоя каждой платы представлены в приложении А (Рисунки А.13-А.16). Габаритные размеры плат составили 292,2x195,7 мм.

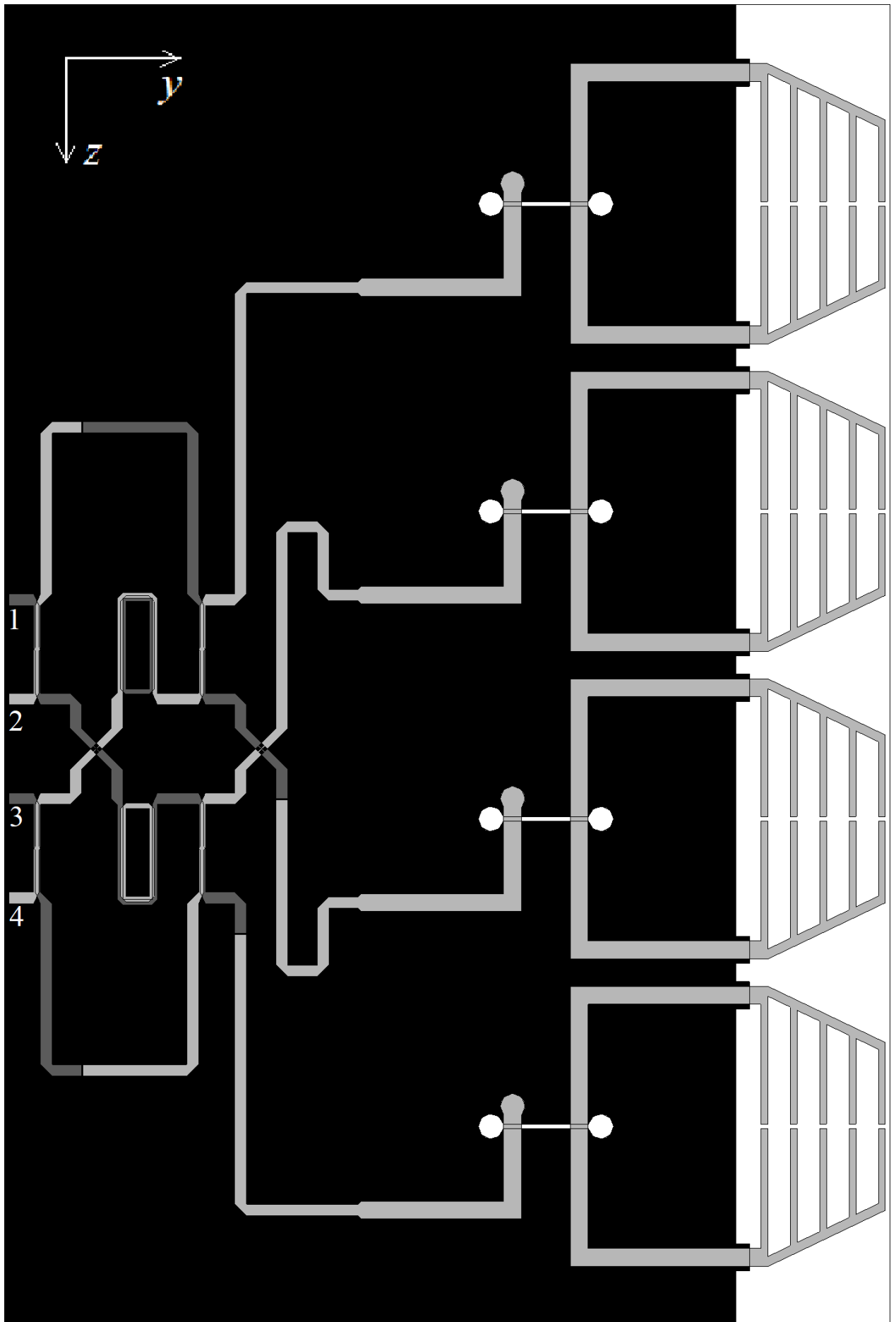
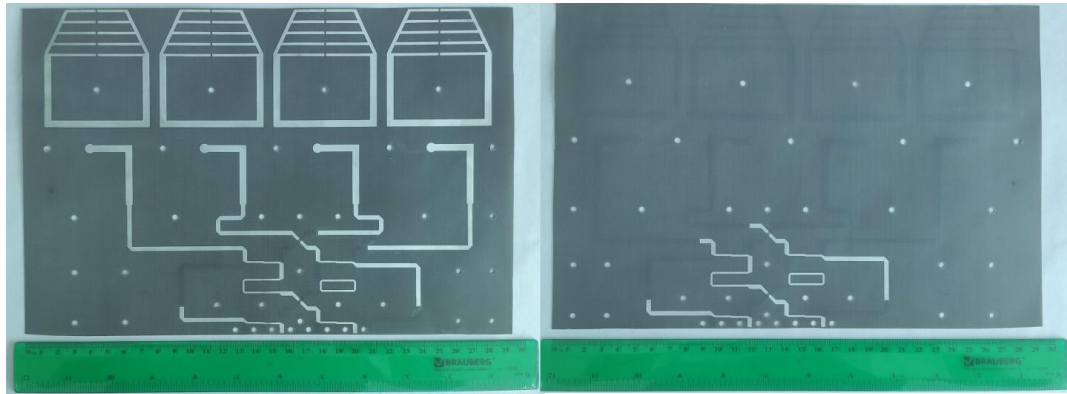
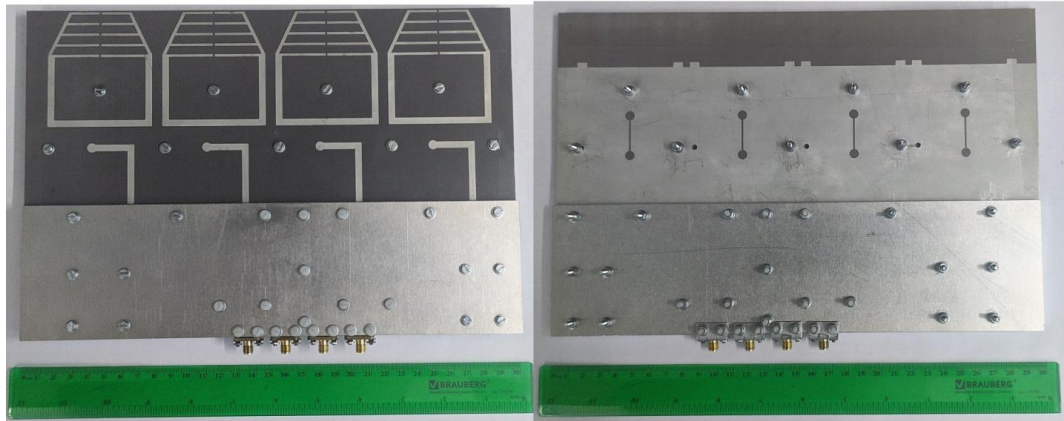


Рисунок 5.21 – Совмещенный вид всех слоёв 4-лучевой ФАР

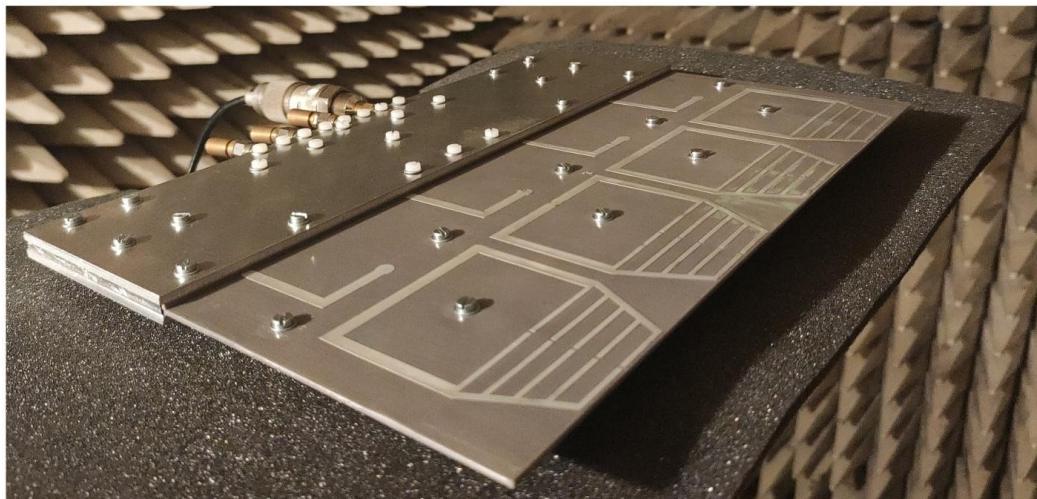
На рисунке 5.22 представлены фотографии: а) центральной диэлектрической плёнки, вытравленной на заводе ООО «ЭЛЕКТРОКоннект»; б) собственноручно собранное конечное устройство; в) изготовленная 4-лучевая ФАР в безэховой камере.



а)



б)



в)

Рисунок 5.22 – Фотографии изготовленной 4-лучевой ФАР: а) центральная диэлектрическая плёнка с двух сторон; б) конструкция после сборки с двух сторон; в) ФАР в безэховой камере

Графики коэффициента отражения по входным портам ФАР, полученные в ходе моделирования в «CST STUDIO SUITE» и эксперимента в безэховой камере, представлены на рисунке 5.23 (а – моделирование; б – эксперимент).

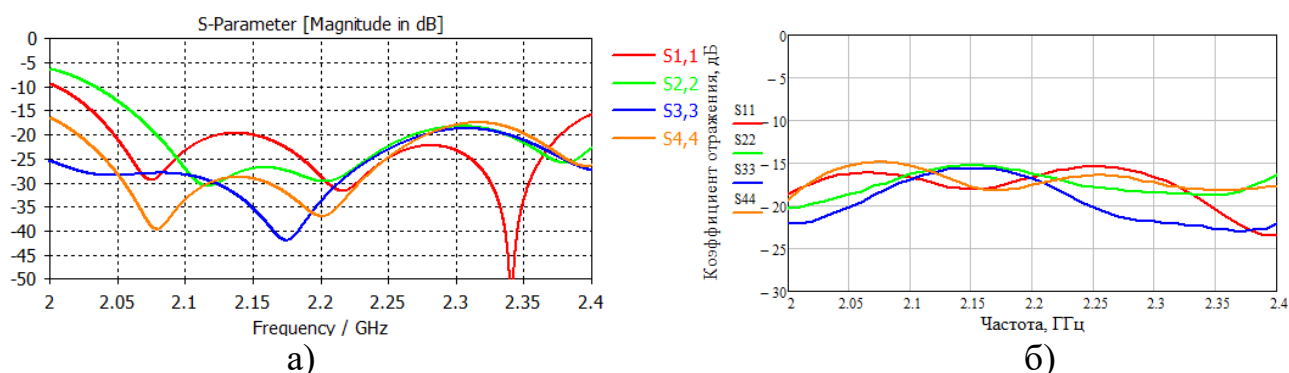


Рисунок 5.23 – Коэффициент отражения по входам ФАР: а) моделирование; б) эксперимент

Уровень коэффициента отражения не превысил -15 дБ в полосе частот 2,06...2,4 ГГц по результатам моделирования и не превысил -15 дБ в полосе частот 2...2,4 ГГц по результатам эксперимента, что свидетельствует о вполне приемлемом уровне согласования по входу.

Во время моделирования и эксперимента получились вполне приемлемые диаграммы направленности (для трёх частот 2,1 ГГц, 2,2 ГГц и 2,3 ГГц) в плоскости векторов электрического \vec{E} и магнитного \vec{H} полей. Так как ДН в плоскости вектора магнитного \vec{H} поля имеют схожий вид с результатами моделирования из раздела 5.2 (Рисунки 5.5-5.8), то поэтому на рисунках 5.24-5.26 представлены ДН (нормированы к 0 дБ) только в плоскости вектора электрического \vec{E} поля. Также на частотах 2,1 ГГц, 2,2 ГГц, 2,3 ГГц были сняты ДН в безэховой камере, которые дополнительно нанесены на рисунки 5.24-5.26. Диаграммы направленности подтверждают, что углы отклонения максимумов в плоскости вектора \vec{E} соответствуют классической теории диаграммообразования. На рисунках 5.24-5.26 отображены чёрными линиями теоретические направления углов, красными линиями ДН, полученные во время моделирования, а синими пунктирными линиями ДН, полученные в ходе эксперимента.

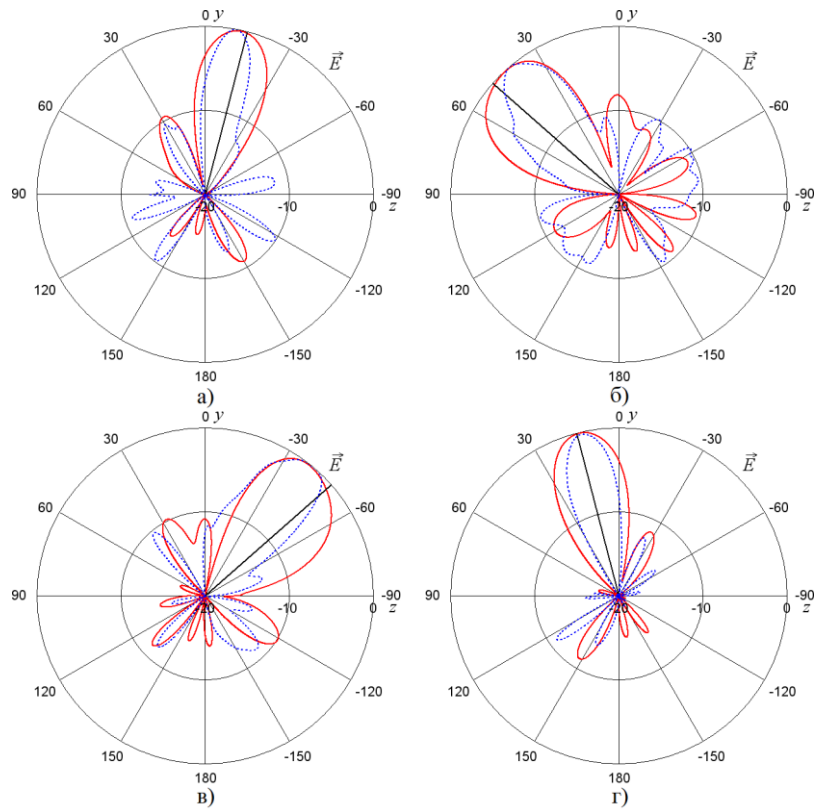


Рисунок 5.24 – Диаграммы направленности ФАР в плоскости Е-вектора на частоте 2,1 ГГц по входам номер: а) один; б) два; в) три; г) четыре

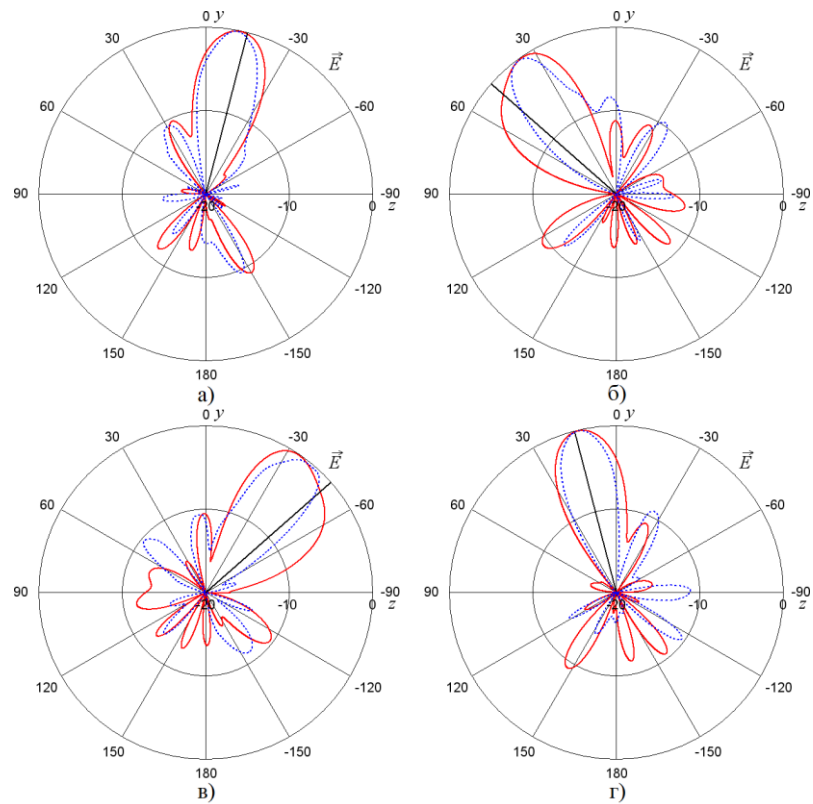


Рисунок 5.25 – Диаграммы направленности ФАР в плоскости Е-вектора на частоте 2,2 ГГц по входам номер: а) один; б) два; в) три; г) четыре

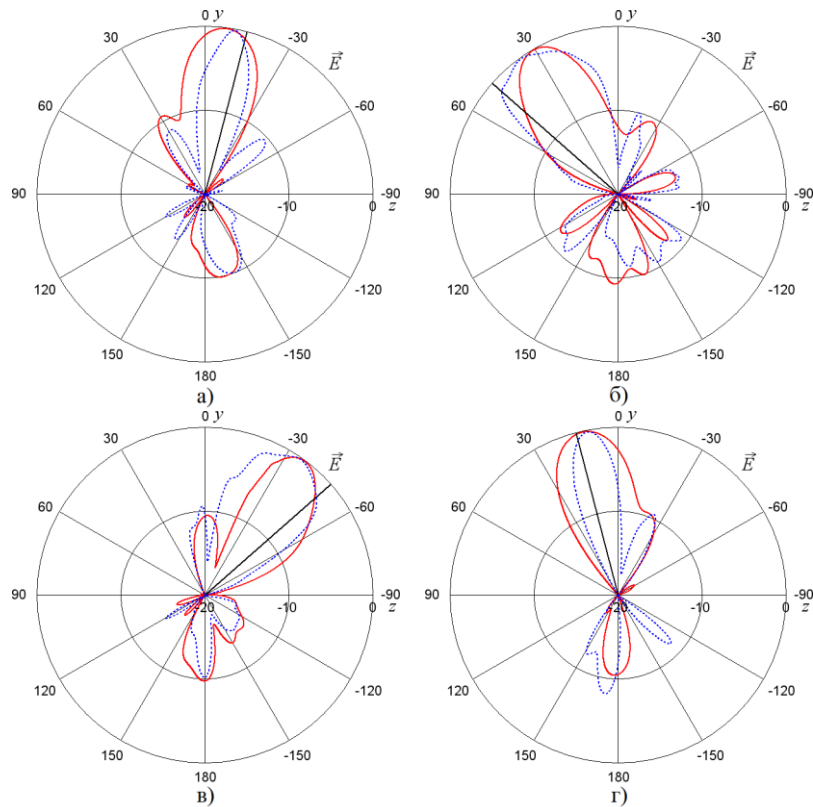


Рисунок 5.26 – Диаграммы направленности ФАР в плоскости E-вектора на частоте 2,3 ГГц по входам номер: а) один; б) два; в) три; г) четыре

Для удобства анализа все максимумы ДН для трёх частот, их отклонения от зенита, а также теоретические значения из таблицы 4.2 сведены в таблицу 5.4.

Таблица 5.4 – Сравнение ДН

Луч №	2L	1L	1R	2R
$\varphi_{\text{теор}}$	$-48,6^\circ$	$-14,5^\circ$	$14,5^\circ$	$48,6^\circ$
$\varphi_{\text{модел}}, 2,1 \text{ ГГц}$	-43°	-14°	13°	51°
$\varphi_{\text{модел}}, 2,2 \text{ ГГц}$	-35°	-13°	12°	34°
$\varphi_{\text{модел}}, 2,3 \text{ ГГц}$	-30°	-12°	8°	37°
$\varphi_{\text{эксп}}, 2,1 \text{ ГГц}$	-40°	-13°	10°	40°
$\varphi_{\text{эксп}}, 2,2 \text{ ГГц}$	-36°	-13°	11°	41°
$\varphi_{\text{эксп}}, 2,3 \text{ ГГц}$	-35°	-10°	11°	36°
$\Delta\varphi_{\text{модел}} (-3 \text{ дБ}), 2,1 \text{ ГГц}$	37°	25°	25°	35°
$\Delta\varphi_{\text{модел}} (-3 \text{ дБ}), 2,2 \text{ ГГц}$	30°	24°	24°	34°
$\Delta\varphi_{\text{модел}} (-3 \text{ дБ}), 2,3 \text{ ГГц}$	27°	26°	26°	24°
$\Delta\varphi_{\text{эксп}} (-3 \text{ дБ}), 2,1 \text{ ГГц}$	36°	24°	21°	32°
$\Delta\varphi_{\text{эксп}} (-3 \text{ дБ}), 2,2 \text{ ГГц}$	28°	22°	22°	32°
$\Delta\varphi_{\text{эксп}} (-3 \text{ дБ}), 2,3 \text{ ГГц}$	40°	21°	17°	39°
$\text{max}_{\text{модел}}, 2,1 \text{ ГГц, дБ}$	8,3	9,5	9,6	8,5
$\text{max}_{\text{модел}}, 2,2 \text{ ГГц, дБ}$	6,8	8,3	8,4	6,9
$\text{max}_{\text{модел}}, 2,3 \text{ ГГц, дБ}$	6,1	7,8	7,4	6

Продолжение таблицы 5.4

Луч №	2L	1L	1R	2R
$ \varphi_{\text{теор}} - \varphi_{\text{модел}} , 2,1 \text{ ГГц}$	5,6°	0,5°	1,5°	2,4°
$ \varphi_{\text{теор}} - \varphi_{\text{модел}} , 2,2 \text{ ГГц}$	13,6°	1,5°	2,5°	14,6°
$ \varphi_{\text{теор}} - \varphi_{\text{модел}} , 2,3 \text{ ГГц}$	18,6°	2,5°	6,5°	11,6°
$ \varphi_{\text{теор}} - \varphi_{\text{эксп}} , 2,1 \text{ ГГц}$	8,6°	1,5°	4,5°	8,6°
$ \varphi_{\text{теор}} - \varphi_{\text{эксп}} , 2,2 \text{ ГГц}$	12,6°	1,5°	3,5°	7,6°
$ \varphi_{\text{теор}} - \varphi_{\text{эксп}} , 2,3 \text{ ГГц}$	13,6°	4,5°	3,5°	12,6°
$ \varphi_{\text{модел}} - \varphi_{\text{эксп}} , 2,1 \text{ ГГц}$	3°	1°	3°	11°
$ \varphi_{\text{модел}} - \varphi_{\text{эксп}} , 2,2 \text{ ГГц}$	1°	0°	1°	7°
$ \varphi_{\text{модел}} - \varphi_{\text{эксп}} , 2,3 \text{ ГГц}$	5°	2°	3°	1°

Согласно таблице 5.4 разница между теоретическими значениями и результатами эксперимента составила: 1,5...8,6° на частоте 2,1 ГГц; 1,5...12,6° – 2,2 ГГц; 3,5...13,6° – 2,3 ГГц. Коэффициенты усиления варьировались в пределах: 8,3...9,6 дБ – 2,1 ГГц; 6,8...8,4 дБ – 2,2 ГГц; 6...7,8 дБ – 2,3 ГГц. Полученные в ходе проведения эксперимента формы ДН имеют высокую степень схожести с ДН, полученными в ходе моделирования.

5.6. Исследование 8-лучевой ФАР с излучателями дипольного вида с концевым питанием и матрицей Батлера 8x8 с модифицированными дифференциальными фазовращателями

В данном разделе представлены сравнительные результаты электродинамического моделирования и экспериментального исследования восьмилучевой ФАР на основе ДОУ матрицы Батлера 8x8 с модифицированными дифференциальными фазовращателями (Рисунок 4.18) и излучателями дипольного вида с концевым питанием (Рисунок 3.7). Для непосредственного сочленения ДОУ с антенным полотном, состоящим из восьми излучателей, необходимо было ДОУ привести к виду на структурной схеме (Рисунок 4.17), а именно добавить ещё шесть узлов пересечения линий с противоположных сторон плёнки (Ф4МБСФ-0,3) к матрице Батлера 8x8 (Рисунок 4.18). Кроме того, выходные выводы были размещены на расстоянии 68 мм друг от друга. После чего были добавлены излучатели дипольного вида с концевым питанием (Рисунок 3.5). На рисунке 5.27 представлен совмещённый вид всех слоёв восьмилучевой

ФАР. Более подробные изображения топологий каждого слоя каждой платы представлены в приложении А (Рисунки А.17-А.20). Габаритные размеры плат составили 565,2x275,05 мм.

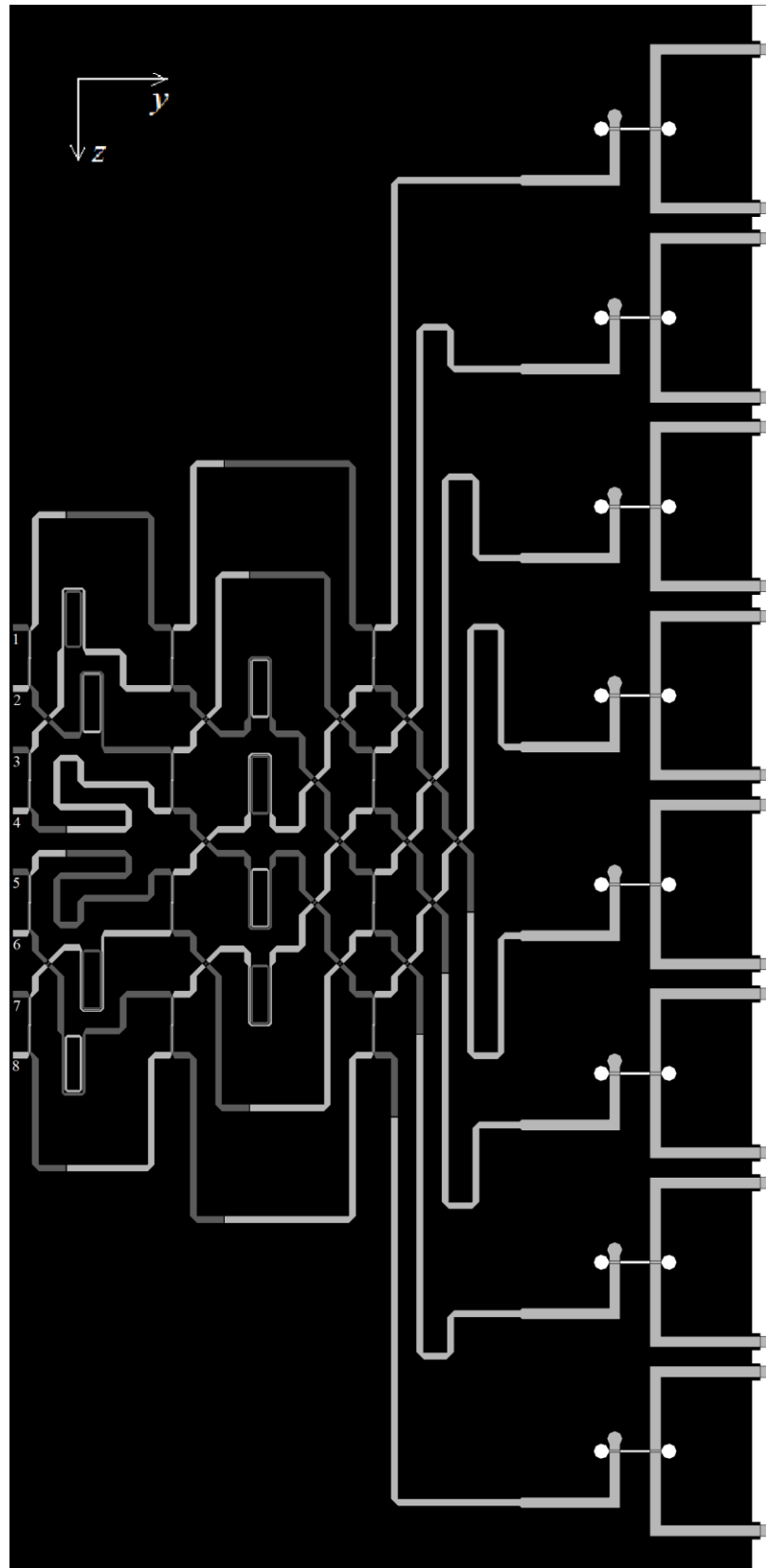
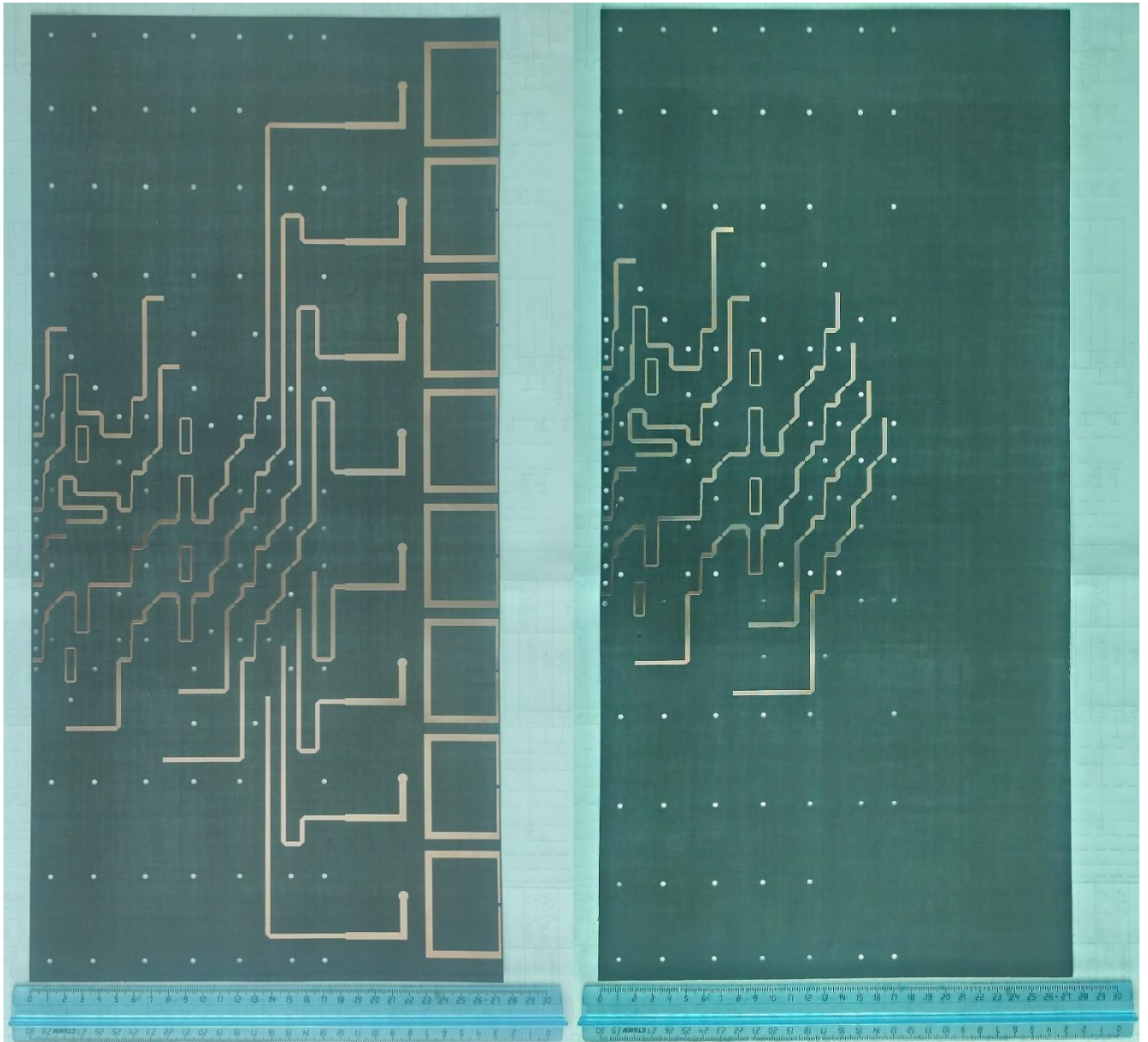
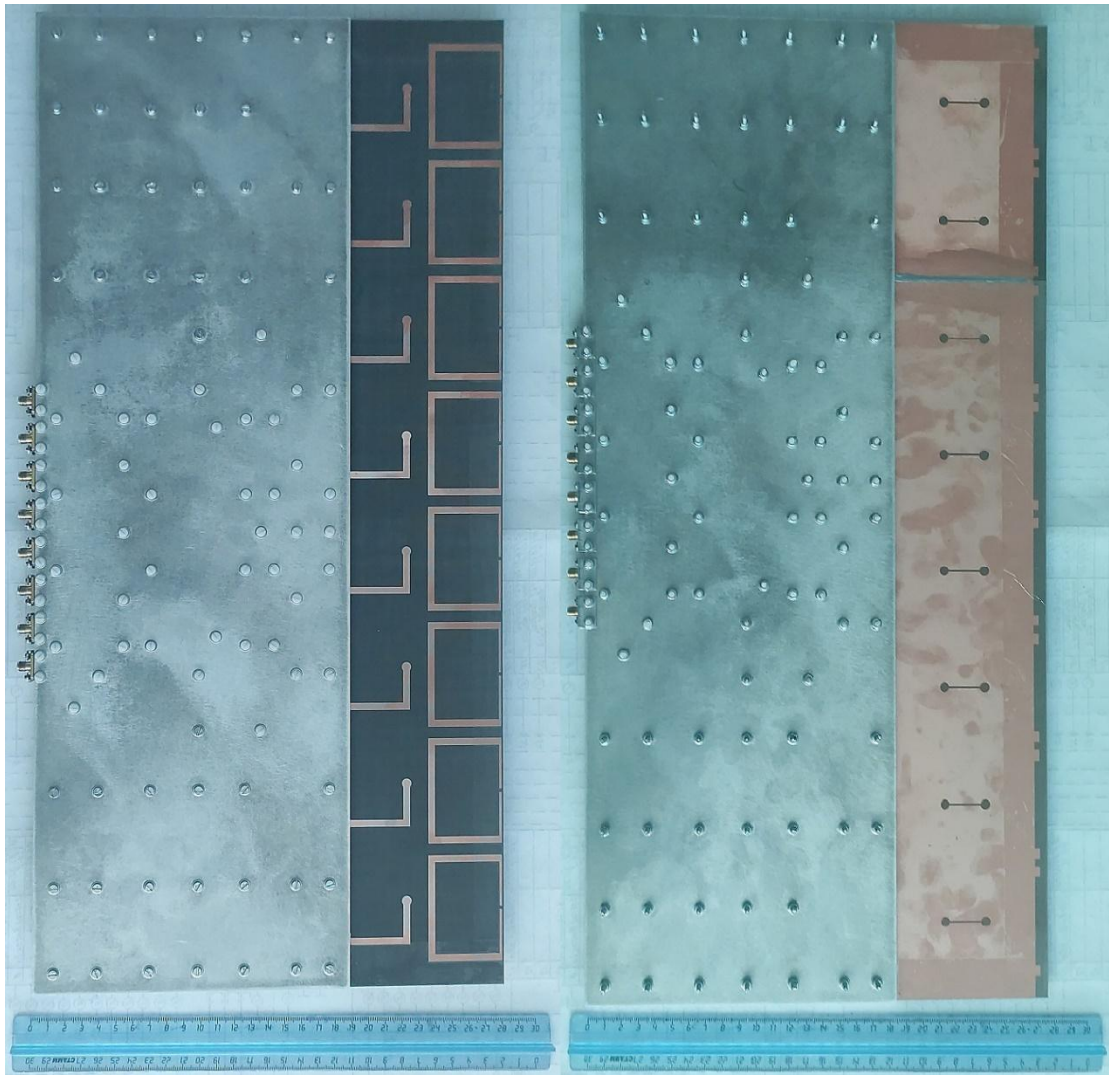


Рисунок 5.27 – Совмещённый вид всех слоёв 8-лучевой ФАР

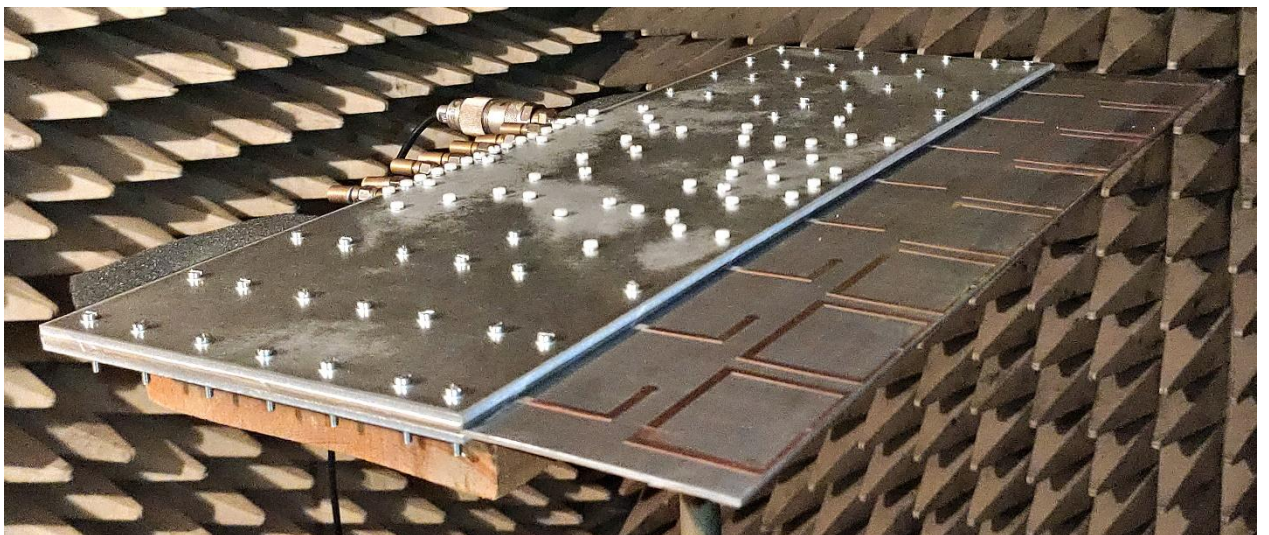
На рисунке 5.28 представлены фотографии: а) центральной диэлектрической плёнки, вытравленной на заводе ООО «ЭЛЕКТРОконнект»; б) собственноручно собранное конечное устройство; в) изготовленная 8-лучевая ФАР в безэховой камере.



а)



б)



в)

Рисунок 5.28 – Фотографии изготовленной 8-лучевой ФАР: а) центральная диэлектрическая плёнка с двух сторон; б) конструкция после сборки с двух сторон; в) ФАР в безэховой камере

Графики коэффициента отражения по входным портам ФАР, полученные в ходе моделирования в «CST STUDIO SUITE» и эксперимента в безэховой камере, представлены на рисунке 5.29 (а – моделирование; б – эксперимент).

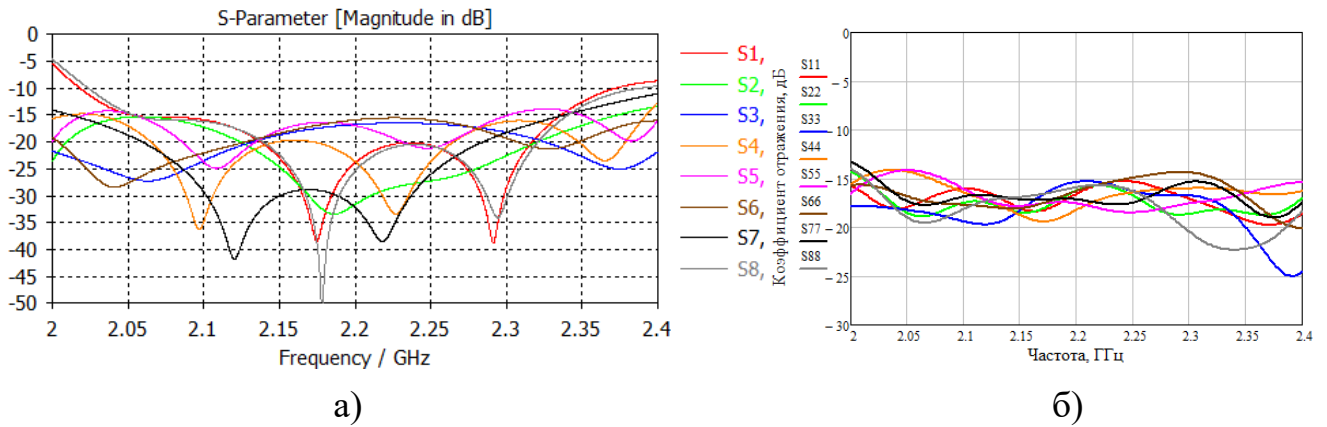


Рисунок 5.29 – Коэффициент отражения по входам ФАР: а) моделирование; б) эксперимент

Уровень коэффициента отражения не превысил -15 дБ в полосе частот 2,05...2,3 ГГц по результатам моделирования и не превысил -15 дБ в полосе частот 2,08...2,25 ГГц по результатам эксперимента, что свидетельствует о вполне приемлемом уровне согласования по входу.

Во время моделирования и эксперимента получились вполне приемлемые диаграммы направленности (для трёх частот 2,1 ГГц, 2,2 ГГц и 2,3 ГГц) в плоскости векторов электрического \vec{E} и магнитного \vec{H} полей. Так как ДН в плоскости вектора магнитного \vec{H} поля имеют схожий вид с результатами моделирования из раздела 5.2, то поэтому на рисунках 5.30-5.32 представлены ДН (нормированы к 0 дБ) только в плоскости вектора электрического \vec{E} поля. Диаграммы направленности подтверждают, что углы отклонения максимумов в плоскости вектора \vec{E} соответствуют классической теории диаграммообразования. На рисунках 5.30-5.32 отображены чёрными линиями теоретические направления углов, красными линиями ДН, полученные во время моделирования, а синими пунктирными линиями ДН, полученные в ходе эксперимента.

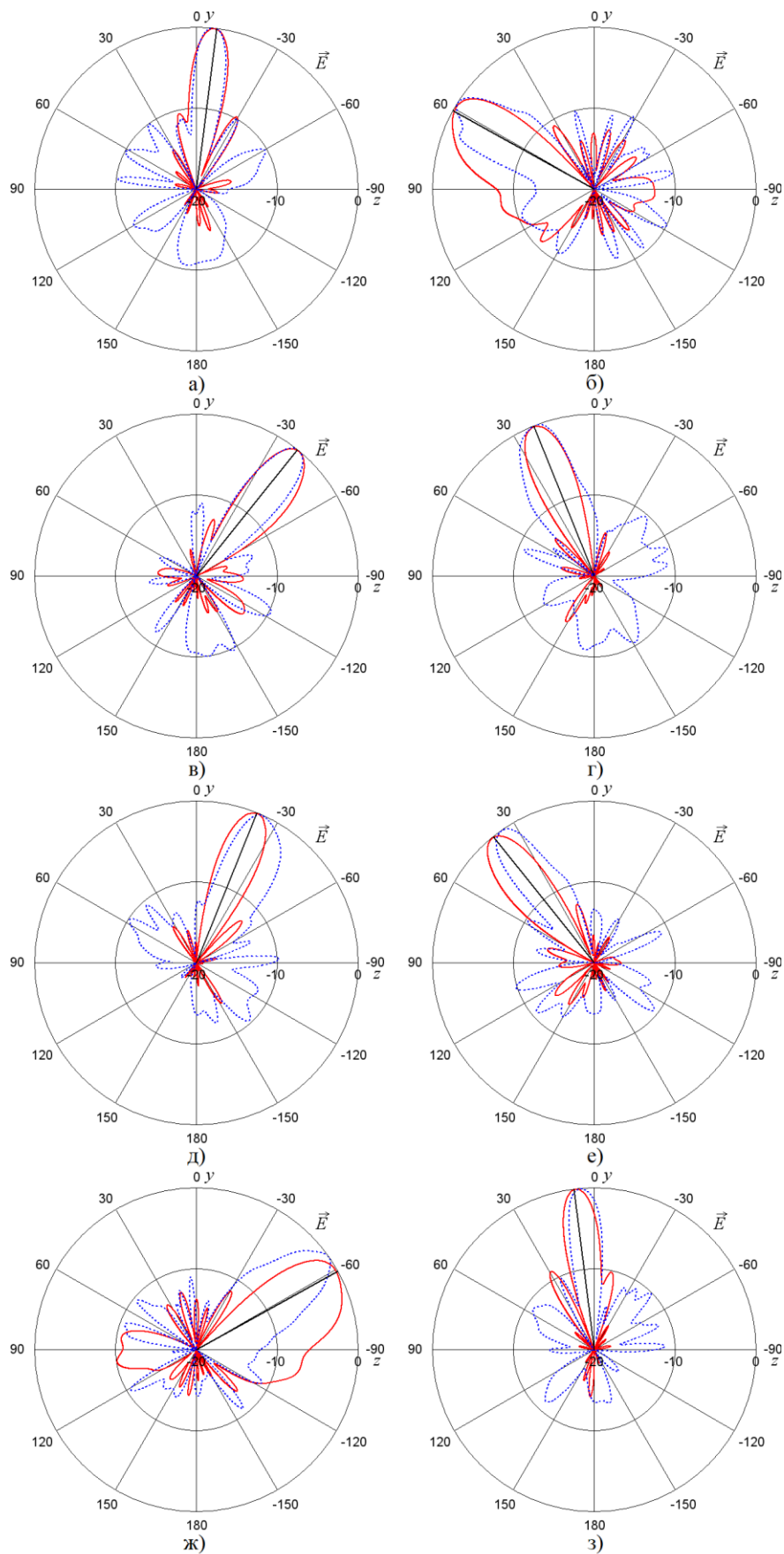


Рисунок 5.30 – Диаграммы направленности ФАР в плоскости E-вектора на частоте 2,1 ГГц по входам номер: а) один; б) два; в) три; г) четыре; д) пять; е) шесть; ж) семь; з) восемь

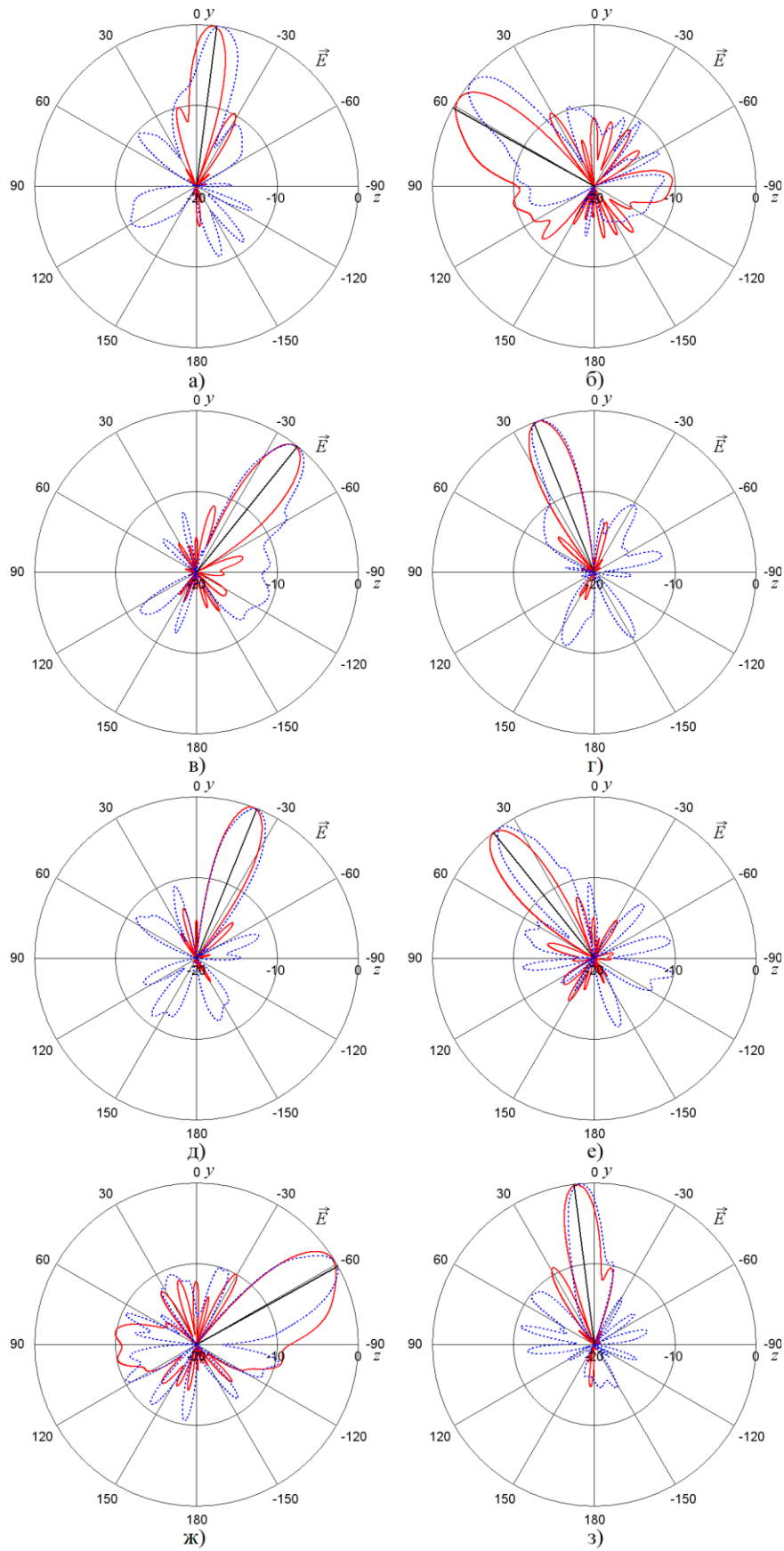


Рисунок 5.31 – Диаграммы направленности ФАР в плоскости E-вектора на частоте 2,2 ГГц по входам номер: а) один; б) два; в) три; г) четыре; д) пять; е) шесть; ж) семь; з) восемь

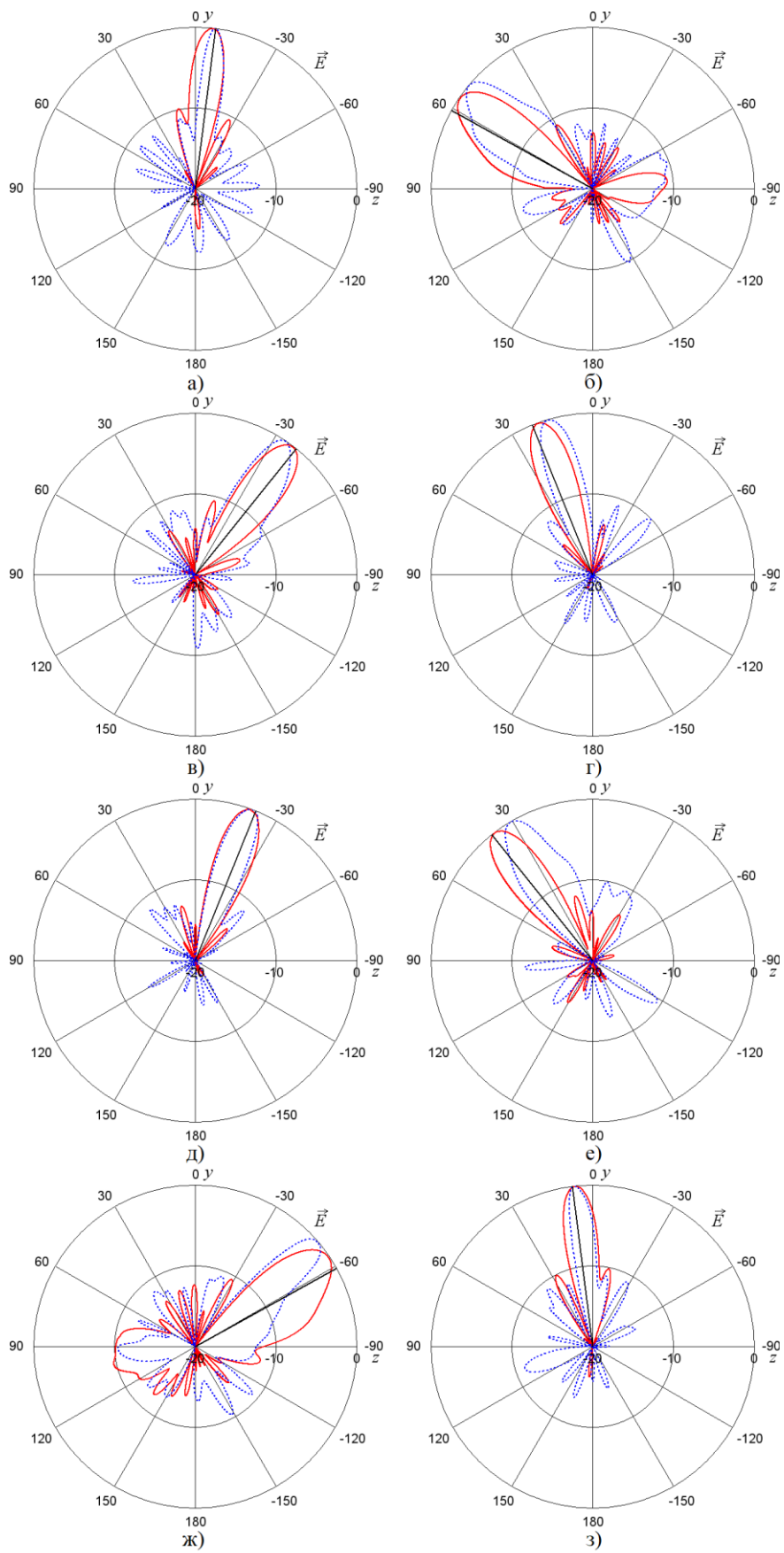


Рисунок 5.32 – Диаграммы направленности ФАР в плоскости E-вектора на частоте 2,3 ГГц по входам номер: а) один; б) два; в) три; г) четыре; д) пять; е) шесть; ж) семь; з) восемь

Для удобства анализа все максимумы ДН для трёх частот, их отклонения от зенита, а также теоретические значения из таблицы 4.3 сведены в таблицу 5.5.

Таблица 5.5 – Сравнение ДН

Луч №	4L	3L	2L	1L	1R	2R	3R	4R
$\varphi_{\text{теор}}$	-61°	-38,7°	-22°	-7,2°	7,2°	22°	38,7°	61°
$\varphi_{\text{модел}}$, 2,1 ГГц	-60°	-39°	-22°	-7°	7°	22°	40°	61°
$\varphi_{\text{модел}}$, 2,2 ГГц	-57°	-38°	-21°	-6°	6°	21°	38°	58°
$\varphi_{\text{модел}}$, 2,3 ГГц	-56°	-38°	-20°	-6°	6°	20°	38°	56°
$\varphi_{\text{эксп}}$, 2,1 ГГц	-57,5°	-35,3°	-21,4°	-5°	6°	24,3°	38,9°	54,9°
$\varphi_{\text{эксп}}$, 2,2 ГГц	-49,5°	-35,5°	-20,7°	-5,3°	8,7°	22°	39°	59,7°
$\varphi_{\text{эксп}}$, 2,3 ГГц	-50,2°	-30,6°	-16,2°	-6,7°	7,1°	20,9°	34°	49,3°
$\Delta\varphi_{\text{модел}}$ (-3 дБ), 2,1 ГГц	26°	16°	15°	13°	13°	15°	17°	30°
$\Delta\varphi_{\text{модел}}$ (-3 дБ), 2,2 ГГц	22°	15°	16°	12°	12°	14°	15°	27°
$\Delta\varphi_{\text{модел}}$ (-3 дБ), 2,3 ГГц	18°	15°	13°	13°	12°	14°	15°	21°
$\Delta\varphi_{\text{эксп}}$ (-3 дБ), 2,1 ГГц	21°	14°	18°	11°	12°	20°	15°	20°
$\Delta\varphi_{\text{эксп}}$ (-3 дБ), 2,2 ГГц	17°	14°	13°	12°	15°	15°	18°	20°
$\Delta\varphi_{\text{эксп}}$ (-3 дБ), 2,3 ГГц	18°	15°	12°	8°	7°	11°	14°	13°
$max_{\text{модел}}$, 2,1 ГГц, дБ	9,8	10,1	11,1	11,9	11,8	11	9,8	9,6
$max_{\text{модел}}$, 2,2 ГГц, дБ	9,2	10,1	11,3	12,1	12,1	11,2	10	9,3
$max_{\text{модел}}$, 2,3 ГГц, дБ	8,7	10,2	11,8	12,1	12	11,5	10,1	9
$ \varphi_{\text{теор}} - \varphi_{\text{модел}} $, 2,1 ГГц	1°	0,3°	0°	0,2°	0,2°	0°	1,3°	0°
$ \varphi_{\text{теор}} - \varphi_{\text{модел}} $, 2,2 ГГц	4°	0,7°	1°	1,2°	1,2°	1°	0,7°	3°
$ \varphi_{\text{теор}} - \varphi_{\text{модел}} $, 2,3 ГГц	5°	0,7°	2°	1,2°	1,2°	2°	0,7°	5°
$ \varphi_{\text{теор}} - \varphi_{\text{эксп}} $, 2,1 ГГц	3,5°	3,4°	0,6°	2,2°	1,2°	2,3°	0,2°	6,1°
$ \varphi_{\text{теор}} - \varphi_{\text{эксп}} $, 2,2 ГГц	11,5°	3,2°	1,3°	1,9°	1,5°	0°	0,3°	1,3°
$ \varphi_{\text{теор}} - \varphi_{\text{эксп}} $, 2,3 ГГц	10,8°	8,1°	5,8°	0,5°	0,1°	1,1°	4,7°	11,7°
$ \varphi_{\text{модел}} - \varphi_{\text{эксп}} $, 2,1 ГГц	2,5°	3,7°	0,6°	2°	1°	2,3°	1,1°	6,1°
$ \varphi_{\text{модел}} - \varphi_{\text{эксп}} $, 2,2 ГГц	7,5°	2,5°	0,3°	0,7°	2,7°	1°	1°	1,7°
$ \varphi_{\text{модел}} - \varphi_{\text{эксп}} $, 2,3 ГГц	5,8°	7,4°	3,8°	0,7°	1,1°	0,9°	4°	6,7°

Согласно таблице 5.5 разница между теоретическими значениями и результатами эксперимента составила: 0,2...6,1° на частоте 2,1 ГГц; 0...11,5° – 2,2 ГГц; 0,1...11,7° – 2,3 ГГц. Коэффициенты усиления варьировались в пределах: 9,6...11,9 дБ – 2,1 ГГц; 9,2...12,1 дБ – 2,2 ГГц; 8,7...12,1 дБ – 2,3 ГГц. Полученные в ходе проведения эксперимента формы ДН имеют высокую степень схожести с ДН, полученными в ходе моделирования.

5.7. Исследование 8-лучевой ФАР с многоэлементными излучателями дипольного вида с концевым питанием и матрицей Батлера 8x8 с модифицированными дифференциальными фазовращателями

В данном разделе представлены сравнительные результаты электродинамического моделирования и экспериментального исследования восьмилучевой ФАР на основе ДООУ матрицы Батлера 8x8 с модифицированными дифференциальными фазовращателями и многоэлементными излучателями дипольного вида с концевым питанием. За основу был взят проект из раздела 5.6, где вместо дипольных излучателей с центральным питанием были использованы многоэлементные излучатели дипольного вида с концевым питанием (Рисунок 3.13). На рисунке 5.33 представлен совмещённый вид всех слоёв восьмилучевой ФАР. Более подробные изображения топологий каждого слоя каждой платы представлены в приложении А (Рисунки А.21-А.24). Габаритные размеры плат составили 565,2x301,05 мм.

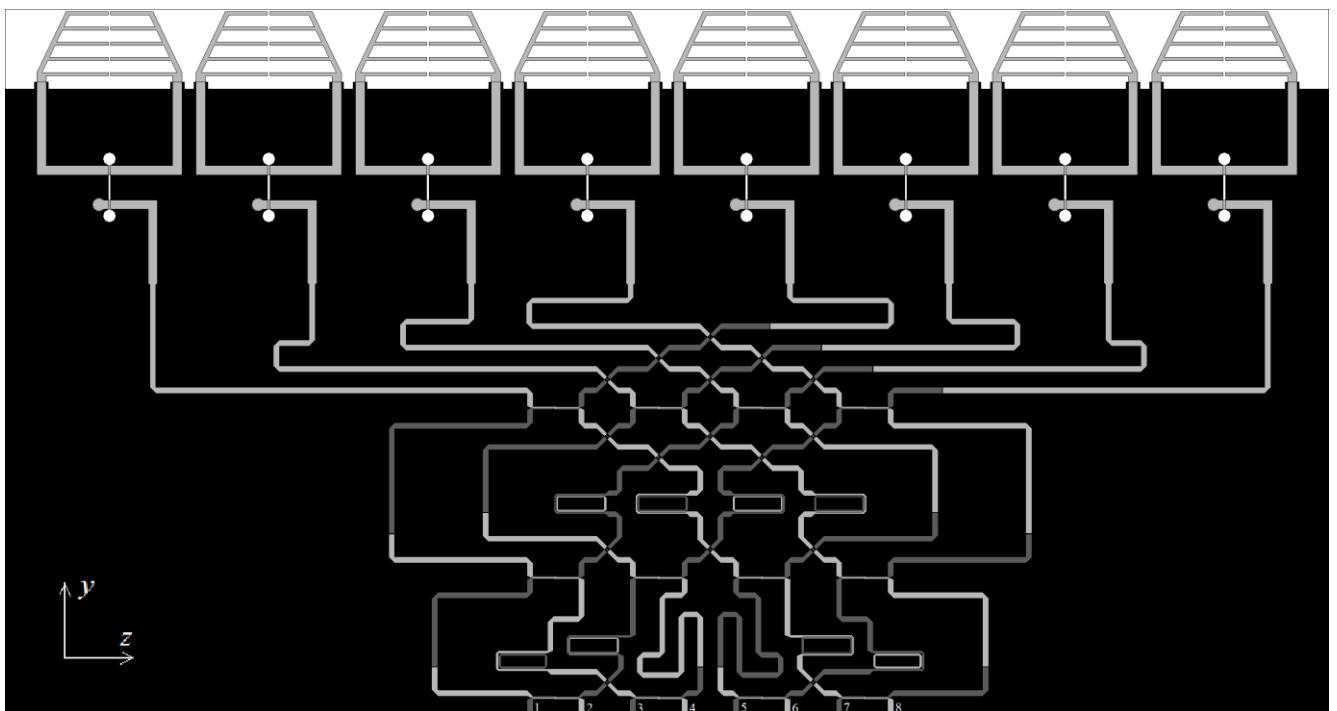
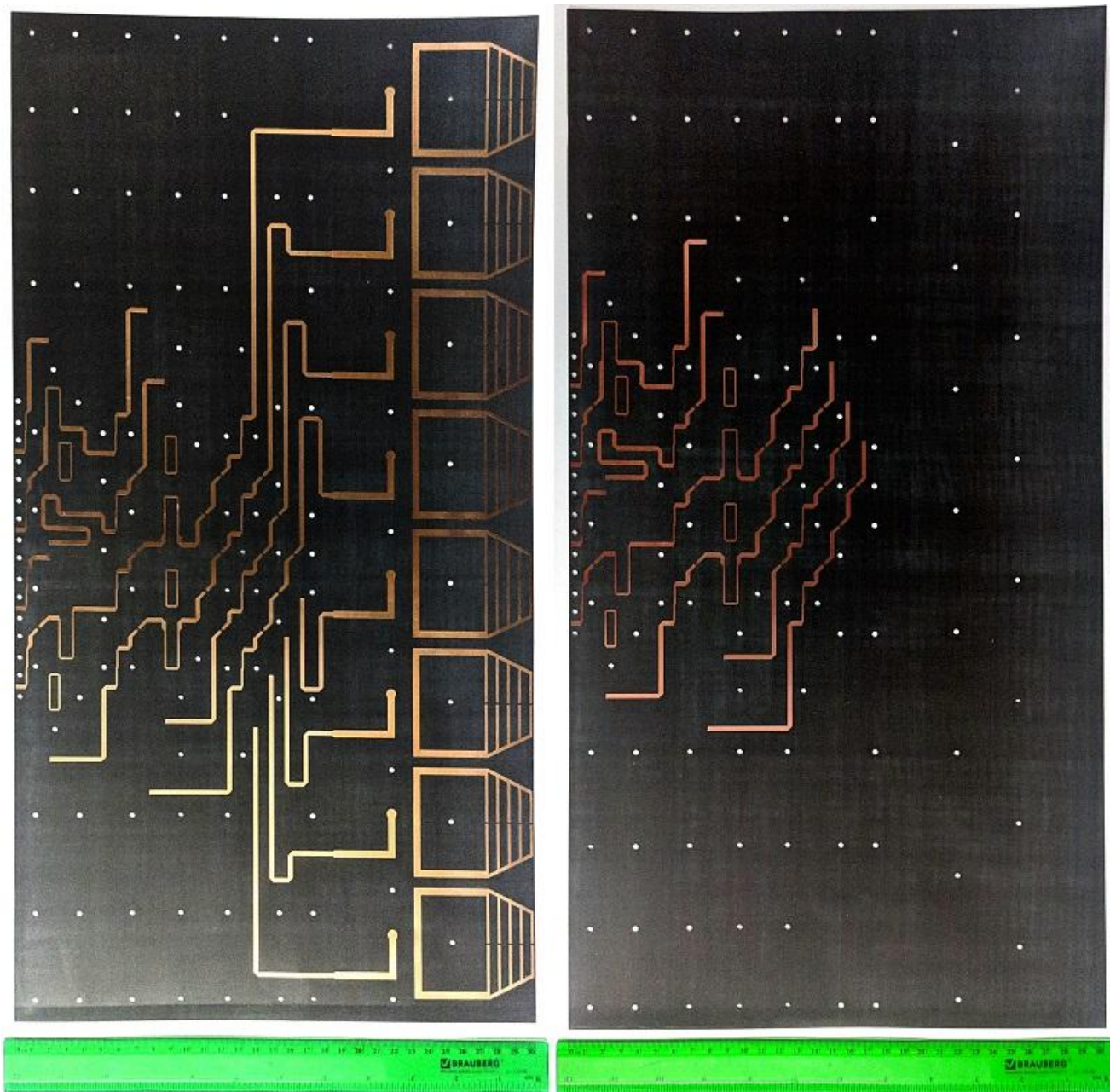
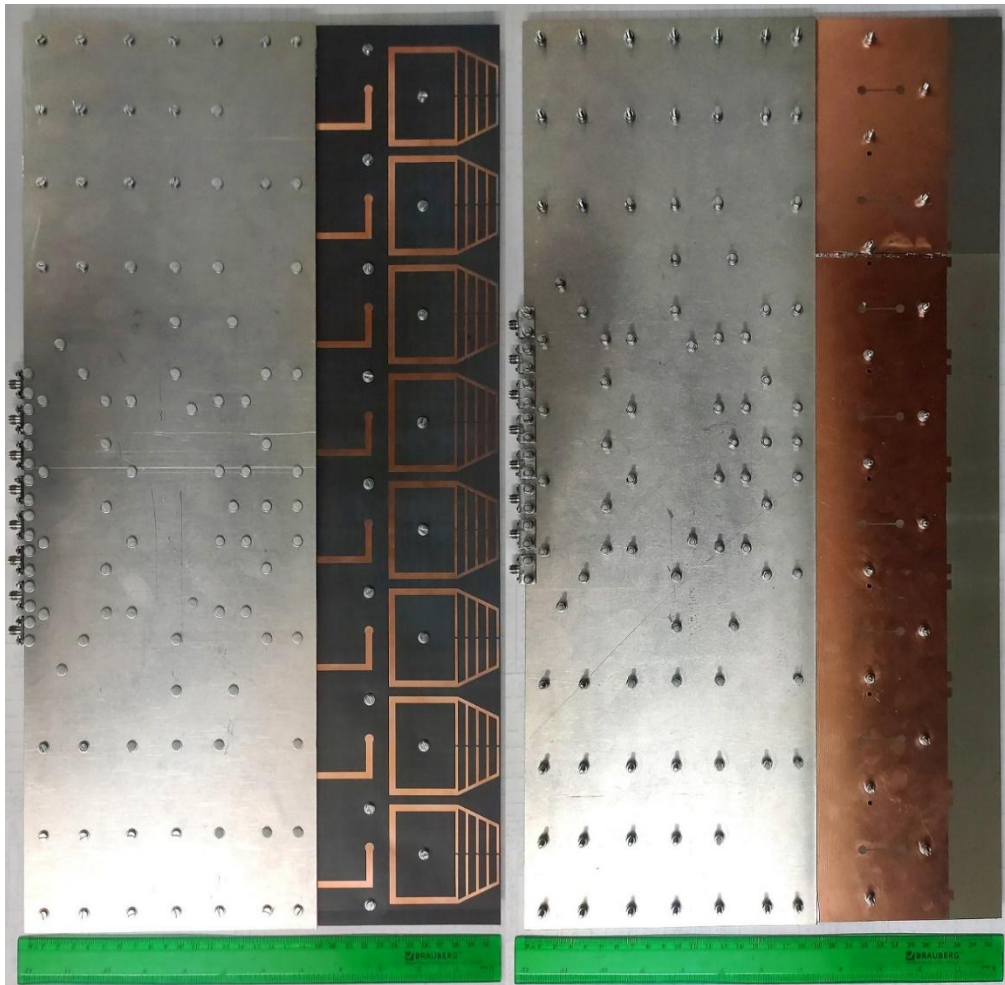


Рисунок 5.33 – Совмещённый вид всех слоёв 8-лучевой ФАР

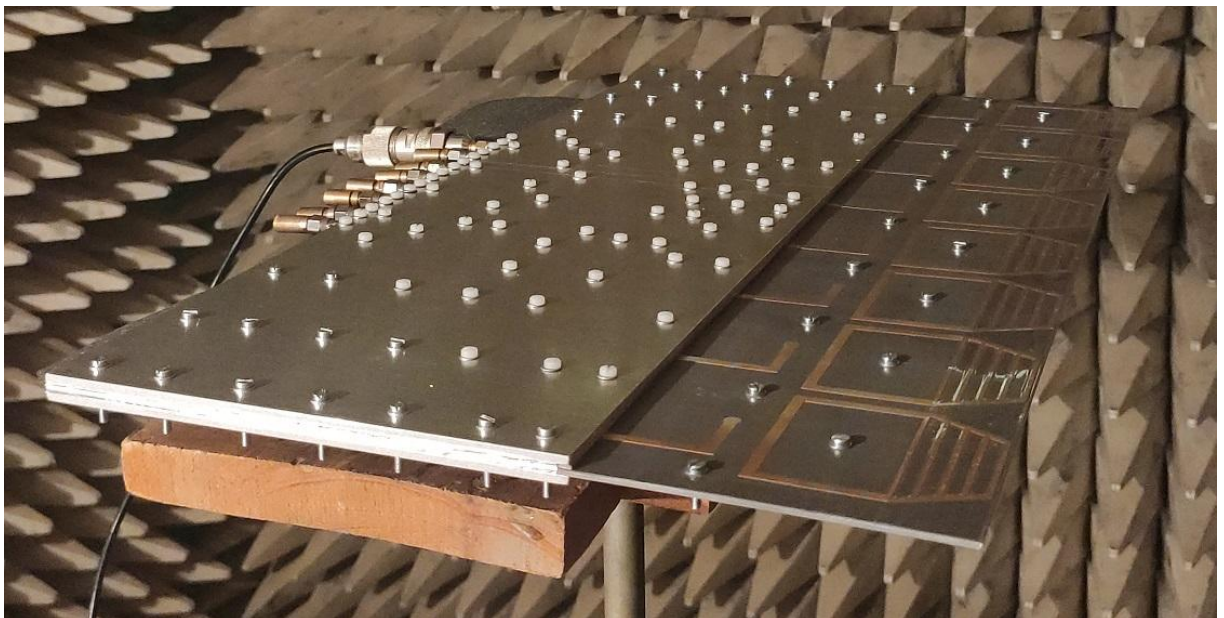
На рисунке 5.34 представлены фотографии: а) центральной диэлектрической плёнки, вытравленной на заводе ООО «ЭЛЕКТРОконнект»; б) собственноручно собранное конечное устройство; в) изготовленная 8-лучевая ФАР в безэховой камере.



а)



б)



в)

Рисунок 5.34 – Фотографии изготовленной 8-лучевой ФАР: а) центральная диэлектрическая плёнка с двух сторон; б) конструкция после сборки с двух сторон; в) ФАР в безэховой камере

Графики коэффициента отражения по входным портам ФАР, полученные в ходе моделирования в «CST STUDIO SUITE» и эксперимента в безэховой камере, представлены на рисунке 5.35 (а – моделирование; б – эксперимент).

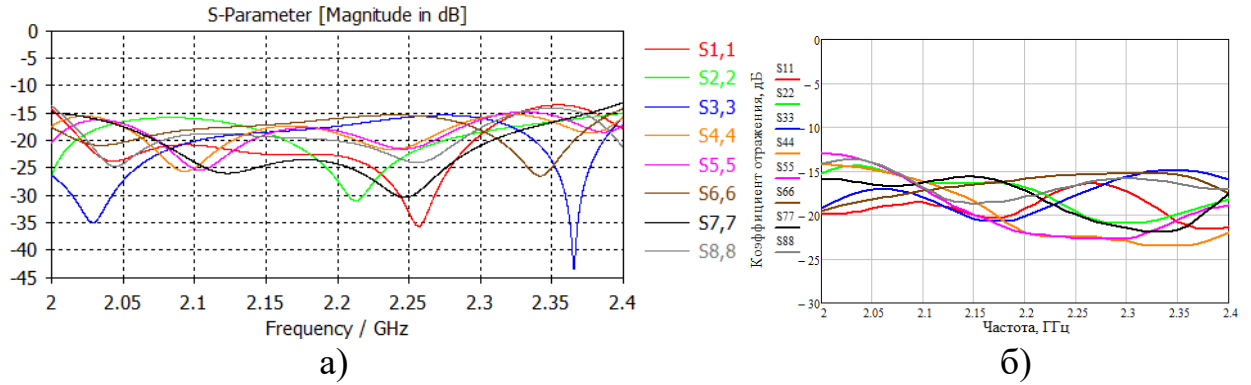


Рисунок 5.35 – Коэффициент отражения по входам ФАР: а) моделирование; б) эксперимент

Уровень коэффициента отражения не превысил -15 дБ в полосе частот 2,01...2,32 ГГц по результатам моделирования и не превысил -15 дБ в полосе частот 2,07...2,32 ГГц по результатам эксперимента, что свидетельствует о вполне приемлемом уровне согласования по входу.

Во время моделирования и эксперимента получились вполне приемлемые диаграммы направленности (для трёх частот 2,1 ГГц, 2,2 ГГц и 2,3 ГГц) в плоскости векторов электрического \vec{E} и магнитного \vec{H} полей. Так как ДН в плоскости вектора магнитного \vec{H} поля имеют схожий вид с результатами моделирования из раздела 5.2, то поэтому на рисунках 5.36-5.38 представлены ДН (нормированы к 0 дБ) только в плоскости вектора электрического \vec{E} поля. Также на частотах 2,1 ГГц, 2,2 ГГц, 2,3 ГГц были сняты ДН в безэховой камере, которые дополнительно нанесены на рисунки 5.36-5.38. Диаграммы направленности подтверждают, что углы отклонения максимумов в плоскости вектора \vec{E} соответствуют классической теории диаграммообразования. На рисунках 5.36-5.38 отображены чёрными линиями теоретические направления углов, красными линиями ДН, полученные во время моделирования, а синими пунктирными линиями ДН, полученные в ходе эксперимента.

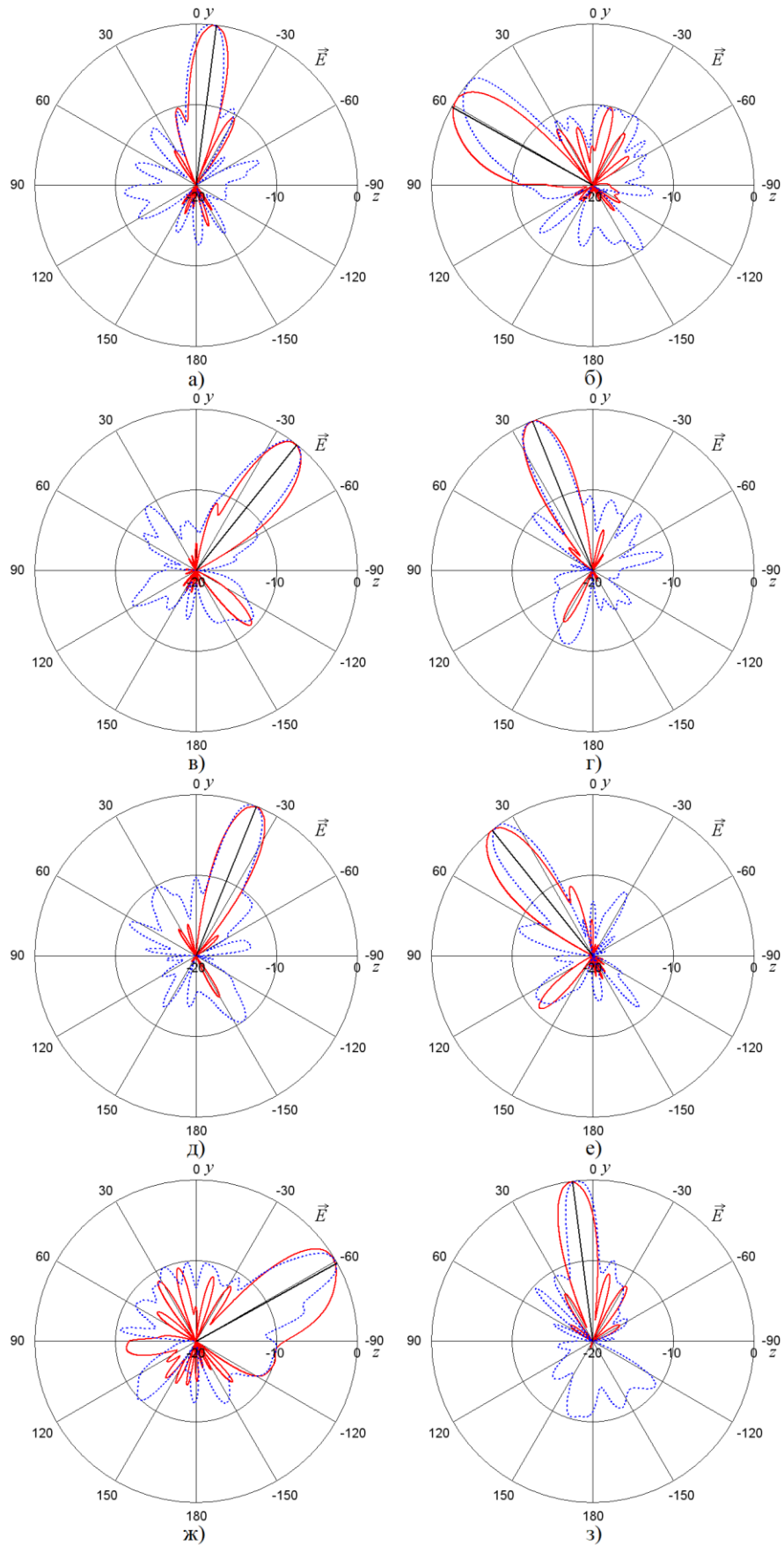


Рисунок 5.36 – Диаграммы направленности ФАР в плоскости E-вектора на частоте 2,1 ГГц по входам номер: а) один; б) два; в) три; г) четыре; д) пять; е) шесть; ж) семь; з) восемь

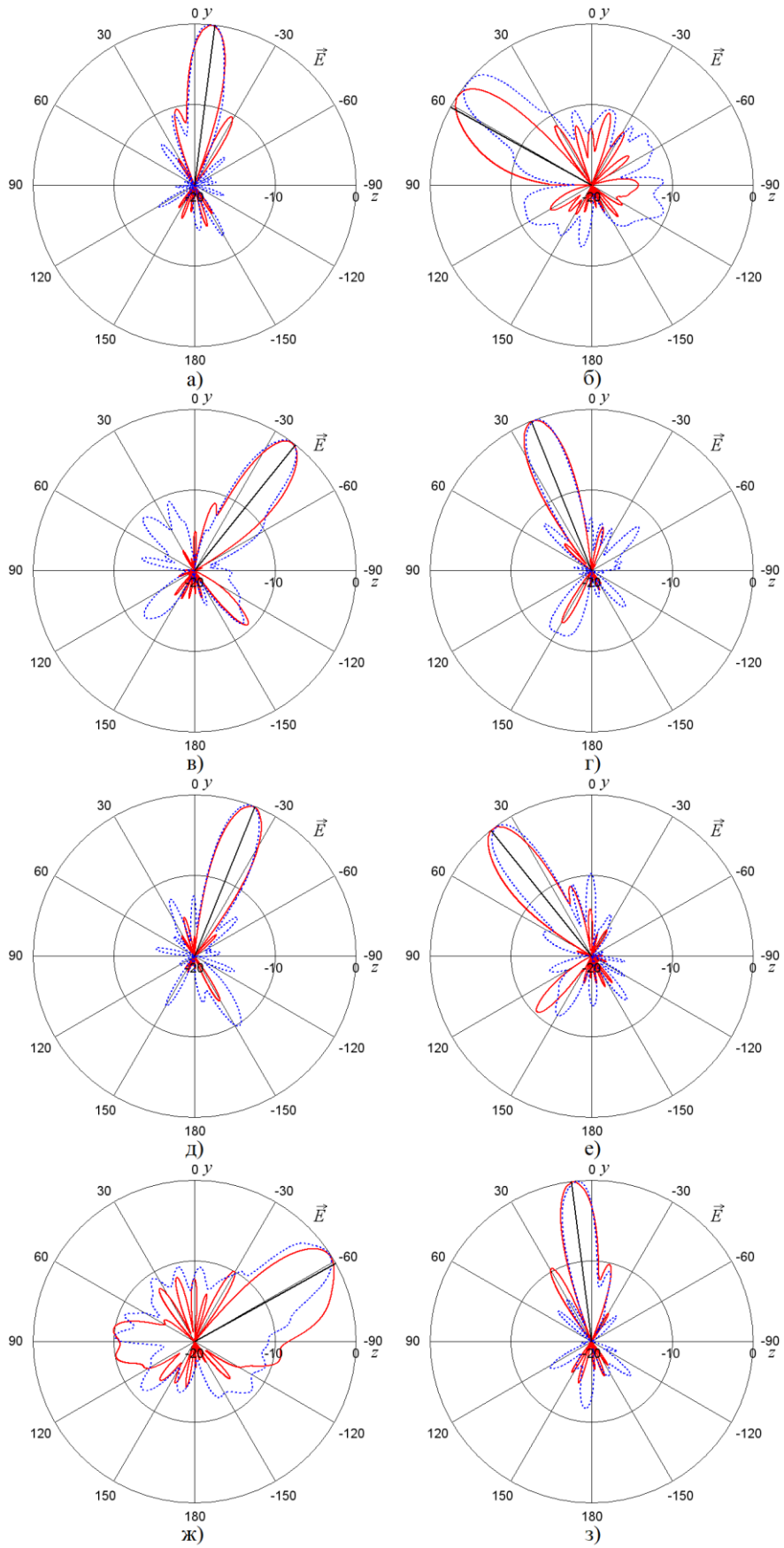


Рисунок 5.37 – Диаграммы направленности ФАР в плоскости E-вектора на частоте 2,2 ГГц по входам номер: а) один; б) два; в) три; г) четыре; д) пять; е) шесть; ж) семь; з) восемь

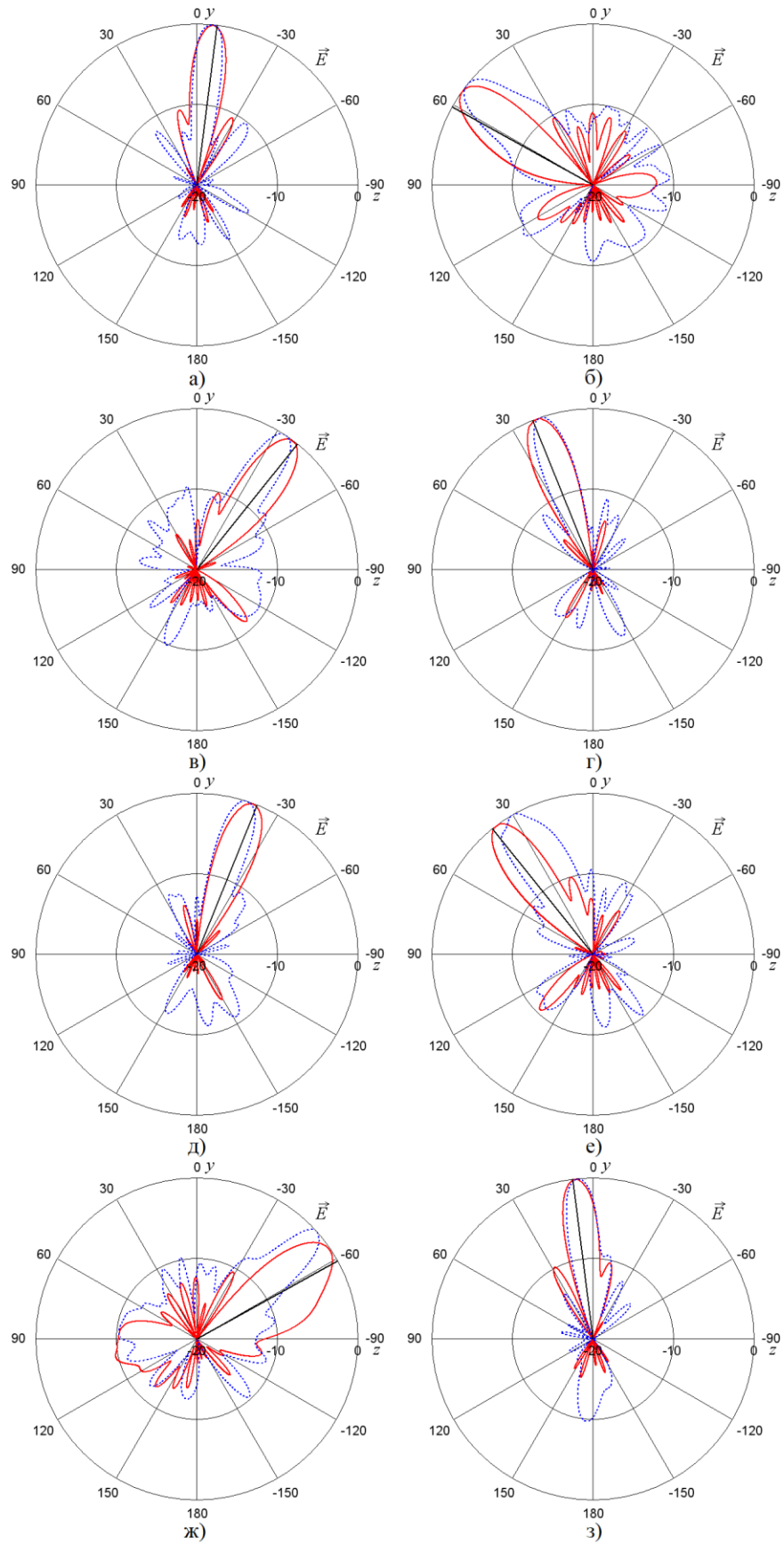


Рисунок 5.38 – Диаграммы направленности ФАР в плоскости E-вектора на частоте 2,3 ГГц по входам номер: а) один; б) два; в) три; г) четыре; д) пять; е) шесть; ж) семь; з) восемь

Для удобства анализа все максимумы ДН для трёх частот, их отклонения от зенита, а также теоретические значения из таблицы 4.3 сведены в таблицу 5.6.

Таблица 5.6 – Сравнение ДН

Луч №	4L	3L	2L	1L	1R	2R	3R	4R
$\varphi_{\text{теор}}$	-61°	-38,7°	-22°	-7,2°	7,2°	22°	38,7°	61°
$\varphi_{\text{модель}}$, 2,1 ГГц	-58°	-39°	-22°	-8°	7°	22°	38°	59°
$\varphi_{\text{модель}}$, 2,2 ГГц	-56°	-38°	-22°	-7°	6°	22°	38°	57°
$\varphi_{\text{модель}}$, 2,3 ГГц	-54°	-37°	-21°	-6°	6°	21°	37°	55°
$\varphi_{\text{эксп}}$, 2,1 ГГц	-49°	-36,1°	-22,6°	-6,1°	6°	21°	37,6°	59,7°
$\varphi_{\text{эксп}}$, 2,2 ГГц	-50°	-36,1°	-20,3°	-5,3°	6,3°	20,7°	36,9°	56,7°
$\varphi_{\text{эксп}}$, 2,3 ГГц	-51,3°	-30°	-19,2°	-5,5°	5,8°	18,1°	33,3°	48°
$\Delta\varphi_{\text{модель}}$ (-3 дБ), 2,1 ГГц	23°	17°	15°	15°	15°	16°	17°	25°
$\Delta\varphi_{\text{модель}}$ (-3 дБ), 2,2 ГГц	19°	16°	15°	13°	13°	14°	16°	27°
$\Delta\varphi_{\text{модель}}$ (-3 дБ), 2,3 ГГц	18°	17°	16°	12°	12°	14°	15°	21°
$\Delta\varphi_{\text{эксп}}$ (-3 дБ), 2,1 ГГц	23°	12°	14°	12°	13°	14°	16°	15°
$\Delta\varphi_{\text{эксп}}$ (-3 дБ), 2,2 ГГц	18°	15°	14°	12°	13°	17°	16°	21°
$\Delta\varphi_{\text{эксп}}$ (-3 дБ), 2,3 ГГц	17°	20°	12°	11°	11°	13°	13°	13°
$max_{\text{модель}}$, 2,1 ГГц, дБ	10,9	11,5	11,9	12,9	11,6	12,1	11,2	10,3
$max_{\text{модель}}$, 2,2 ГГц, дБ	10,2	11	11,4	11,3	11,3	11,6	10,9	9,3
$max_{\text{модель}}$, 2,3 ГГц, дБ	8,9	10,2	10,9	11,1	11,2	11	10,3	9
$ \varphi_{\text{теор}} - \varphi_{\text{модель}} $, 2,1 ГГц	3°	0,3°	0°	0,8°	0,2°	0°	0,7°	2°
$ \varphi_{\text{теор}} - \varphi_{\text{модель}} $, 2,2 ГГц	5°	0,7°	0°	0,2°	1,2°	0°	0,7°	4°
$ \varphi_{\text{теор}} - \varphi_{\text{модель}} $, 2,3 ГГц	7°	1,7°	1°	1,2°	1,2°	1°	1,7°	6°
$ \varphi_{\text{теор}} - \varphi_{\text{эксп}} $, 2,1 ГГц	12°	2,6°	0,6°	1,1°	1,2°	1°	1,1°	1,3°
$ \varphi_{\text{теор}} - \varphi_{\text{эксп}} $, 2,2 ГГц	11°	2,6°	1,7°	1,9°	0,9°	1,3°	1,8°	4,3°
$ \varphi_{\text{теор}} - \varphi_{\text{эксп}} $, 2,3 ГГц	9,7°	8,7°	2,8°	1,7°	1,4°	3,9°	5,4°	13°
$ \varphi_{\text{модель}} - \varphi_{\text{эксп}} $, 2,1 ГГц	9°	2,9°	0,6°	1,9°	1°	1°	0,4°	0,7°
$ \varphi_{\text{модель}} - \varphi_{\text{эксп}} $, 2,2 ГГц	8°	1,9°	1,7°	1,7°	0,3°	1,3°	1,1°	0,3°
$ \varphi_{\text{модель}} - \varphi_{\text{эксп}} $, 2,3 ГГц	2,7°	7°	1,8°	0,5°	0,2°	2,9°	3,7°	7°

Согласно таблице 5.6 разница между теоретическими значениями и результатами эксперимента составила: 0,6...12° на частоте 2,1 ГГц; 0,9...11° – 2,2 ГГц; 1,4...13° – 2,3 ГГц. Коэффициенты усиления варьировались в пределах: 10,3...12,9 дБ – 2,1 ГГц; 9,3...11,6 дБ – 2,2 ГГц; 8,9...11,2 дБ – 2,3 ГГц. Полученные в ходе проведения эксперимента формы ДН имеют высокую степень схожести с ДН, полученными в ходе моделирования.

5.8. Вывод по пятому разделу

В пятом разделе диссертационной работы представлен сравнительный анализ результатов компьютерного полноволнового электродинамического моделирования и экспериментальных лабораторных исследований в безэховой камере четырёхлучевых и восьмилучевых фазированных антенных решёток. Антенные решётки скомбинированы из различных типов излучателей из раздела 3 и диаграммообразующих схем Батлера из раздела 4. В итоге получен следующий список исследованных фазированных антенных решёток:

- 4-лучевая ФАР с дипольными излучателями с центральным типом питания, симметрирующим устройством типа «ласточкин хвост» и матрицей Батлера 4x4 со статическими фазовращателями;

- 4-лучевая ФАР с дипольными излучателями с центральным типом питания, симметрирующим устройством типа «ласточкин хвост» и матрицей Батлера 4x4 с модифицированными дифференциальными фазовращателями;

- 4-лучевая ФАР с излучателями дипольного вида с концевым питанием и матрицей Батлера 4x4 с модифицированными дифференциальными фазовращателями;

- 4-лучевая ФАР с многоэлементными излучателями дипольного вида с концевым питанием и матрицей Батлера 4x4 с модифицированными дифференциальными фазовращателями;

- 8-лучевая ФАР с излучателями дипольного вида с концевым типом питания и матрицей Батлера 8x8 с модифицированными дифференциальными фазовращателями;

- 8-лучевая ФАР с многоэлементными излучателями дипольного вида с концевым питанием и матрицей Батлера 8x8 с модифицированными дифференциальными фазовращателями.

Результаты моделирования с небольшой погрешностью коррелируются с теоретическими значениями характеристик, таких как коэффициенты отражений по входам ФАР, максимумы главных лепестков диаграмм направленностей и их направления, развязка между входными портами. При этом результаты

экспериментальных исследований ФАР в безэховой камере также показывают высокий уровень схожести как с теоретическими данными, так и с результатами моделирования.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Данная диссертационная работа посвящена проблемам печатных многолучевых фазированных антенных решёток с излучателями дипольного вида с концевым типом питания. В работе были достигнуты следующие результаты:

1. Проведён ретроспективный анализ проведенных исследований по данной тематике, начиная с 1955 года и по настоящее время.

2. Синтезирован новый печатный дифференциальный фазовращатель на полуволновых отрезках электромагнитно связанных полосковых линий с предельным разбросом отклонений фазовых сдвигов 3° от номинальных значений в частотной полосе порядка 70%.

3. Получены импедансные характеристики многоэлементного ИДВКП при помощи метода наводимых ЭДС. Представлены результаты электродинамического моделирования излучателей следующих видов: дипольного излучателя с центральным питанием; ИДВКП; многоэлементного ИДВКП.

4. Выработаны подходы к модификации конструкторско-компоновочных схем ДОУ Батлера. Представлены математическое описание и электродинамическое моделирование диаграммообразующих схем Батлера 4x4 и 8x8 с двумя модификациями: для узкополосной работы (статические фазовращатели) в полосе частот порядка 9%; для широкополосной работы (модифицированные дифференциальные фазовращатели) в полосах частот порядка 36% (ДОУ Батлера 4x4) и 48% (ДОУ Батлера 8x8).

5. Представлен сравнительный анализ результатов компьютерного электродинамического моделирования и экспериментальных лабораторных исследований в безэховой камере четырёхлучевых и восьмилучевых ФАР: 4-лучевая ФАР с дипольными излучателями с центральным типом питания и ДОУ Батлера 4x4 со статическими фазовращателями; 4-лучевая ФАР с ИДВКП и ДОУ Батлера 4x4 с модифицированными ДФВ; 4-лучевая ФАР с ИДВКП и ДОУ Батлера 4x4 с модифицированными ДФВ; 4-лучевая ФАР с многоэлементными ИДВКП и ДОУ Батлера 4x4 с модифицированными ДФВ; 8-лучевая ФАР с

ИДВКП и ДОУ Батлера 8x8 с модифицированными ДФВ; 8-лучевая ФАР с многоэлементными ИДВКП и ДОУ Батлера 8x8 с модифицированными ДФВ.

Топологии, представленных в работе устройств рекомендованы к применению, как в качестве самостоятельных устройств, так и составных элементов для интеграции в СВЧ тракты связных, спутниковых, навигационных и радиолокационных систем.

Дальнейшие научные исследования будут направлены на улучшение технических и массогабаритных характеристик, предложенных в работе излучателей, фазовращателей, ДОУ и ФАР.

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ

АП – антенное полотно

АФР – амплитудно-фазовое распределение

ДИ – дипольный излучатель

ДОУ – диаграммообразующее устройство

ДФВ – дифференциальный фазовращатель

ИДВКП – излучатель дипольного вида с концевым питанием

МЛА – многолучевая антенна

НО – направленный ответвитель

ПФВ – полосковый фазовращатель

СВЧ – сверхвысокие частоты

ФАР – фазированная антенная решётка

ФЧХ – фазо-частотная характеристика

ЭДС – электродвижущая сила

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток: Учеб. пособие для вузов / Под ред. *Д.И. Воскресенского*. Изд. 4-е, перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2012. – 744 с.
2. Устройства СВЧ и антенны / Под ред. *Д.И. Воскресенского*. Учебник. Изд. 4-е, испр. и доп. – М.: Радиотехника, 2016. – 560 с.
3. *Balanis C.A.* Antenna theory. Analysis and design. 4th Edition // John Wiley & Sons Inc. Hoboken. New Jersey. – 2016. – 1072 p.
4. *Hansen R.C.* Phased Array Antennas. 2nd Edition // John Wiley & Sons Inc. Hoboken. New Jersey. – 2009. – 548 p.
5. *Butler J.L., Lowe R.* Beam forming matrix simplifies design of electronically scanned antennas // Electronic Design. – 1961. – Т. 9. – С. 170-173.
6. Патент США № 3255450, *J.L. Butler* / Multiple beam antenna system employing multiple directional couplers in the leadin. – Оpubл. 07.06.1966.
7. *Blass J.* Multi-directional antenna – a new approach to stacked beams // 1958 IRE International Convention Record. – 1960. – Т. 8. – № 1. – С. 48-50.
8. *Nolen J.C.* Synthesis of multiple beam networks for arbitrary illuminations [Ph.D. thesis], Radio Division, Bendix Corporation, Baltimore, MD, Apr. 1965.
9. *Vallappil A.K., Rahim M.K.A., Khawaja B.A., Murad N.A., Mustapha M.G.* Butler Matrix Based Beamforming Networks for Phased Array Antenna Systems: A Comprehensive Review and Future Directions for 5G Applications // IEEE Access. – 2021. – Т. 9. – С. 3970-3987.
10. *Shelton J.P., Kelleher K.S.* Multiple Beams from Linear Arrays // IRE Transactions on Antennas and Propagation. – 1961. – Т. 9. – № 2. – С. 154-161.
11. *Moody H.J.* The Systematic Design of the Butler Matrix // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1964. – Т. 12. – № 6. – С. 786-788.
12. *Cochran W.T., Cooley J.W., Favin D.L., Helms H.D., Kaenel R.A., Lang W.W., Maling G.C., Nelson D.E., Rader C.M., Welch P.D.* What is the Fast Fourier Transform? // IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics. – 1967. – Т. 15. – № 2. – С. 45-55.

13. *Cooley J.W., Lewis P.A.W., Welch P.D.* Historical Notes on the Fast Fourier Transform // *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics*. – 1967. – Т. 15. – № 2. – С. 76-79.
14. *Shelton J.P.* Fast Fourier Transforms and Butler Matrices // *Proceedings of the IEEE*. – 1968. – Т. 56. – № 3. – С. 350-350.
15. *Shelton J.P., Hsiao J.K.* Reflective Butler Matrices // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 1979. – Т. 27. – № 5. – С. 651-659.
16. *Ueno M.* A Systematic Design Formulation for Butler Matrix Applied FFT Algorithm // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 1981. – Т. 29. – № 3. – С. 496-501.
17. *Горбачев А.П.* Многолучевые матрицы Батлера на несимметричных направленных ответвителях // *Широкополосные устройства СВЧ и системы оптимальной обработки сигналов: сб. науч. тр.* – Новосибирск: НЭТИ, 1976. – С. 41-46.
18. *Горбачев А.П.* Широкополосные диаграммообразующие устройства на несимметричных направленных ответвителях // *Радиотехника и электроника*. – 1980. – Т. 25. – № 7. – С. 1384-1391.
19. *Горбачев А.П., Неверов С.Г.* Синтез ступенчатых направленных ответвителей с неминимально фазовыми характеристиками // *Радиотехника и электроника*. – 1984. – Т. 29. – № 8. – С. 1479-1486.
20. Патент РФ № 1525781. Полосковое диаграммообразующее устройство / Горбачев А.П., Жук В.Т. – Оpubл. 30.11.1989, Бюл. № 44.
21. *Горбачев А.П.* Синтез микроволновых устройств на связанных линиях передачи: монография. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2010. – 414 с.
22. *Nusenu S.Y., Huaizong S., Ye P., Xuehan W., Basit A.* Dual-Function Radar-Communication System Design Via Sidelobe Manipulation Based On FDA Butler Matrix // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. – 2019. – Т. 18. – № 3. – С. 452-456.
23. *Bantavis P.I., Kolitsidas C.I., Empliouk T., Roy M.L., Jonsson B.L.G., Kyriacou G.A.* A Cost-Effective Wideband Switched Beam Antenna System for a Small Cell

Base Station // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2018. – T. 66. – № 12. – C. 6851-6861.

24. *Zhang Y., Li Y.* A Dimension-Reduction Multibeam Antenna Scheme With Dual Integrated Butler Matrix Networks for Low-Complex Massive MIMO Systems // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2020. – T. 19. – № 11. – C. 1938-1942.

25. *Guo C., Hong W., Tian L., Jiang Z.H., Zhou J., Chen J., Wang H., Yu Z., Yu C., Zhai J., Zhang N., Hou D., Yang G., Chen Z., Wu F., Yu Y., Shu C., Huang F., Zhu X.-W., Hao Z.-C.* Design and Implementation of a Full-Digital Beamforming Array With Nonreciprocal Tx/Rx Beam Patterns // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2020. – T. 19. – № 11. – C. 1978-1982.

26. *Balanis C.A.* Modern antenna handbook // John Wiley & Sons Inc. Hoboken. New Jersey. – 2008. – 1680 p.

27. *Volakis J.L.* Antenna Engineering Handbook. 4th Edition // McGraw-Hill Professional. – 2007. – 1783 p.

28. *Ma J.* Miniaturized Butler Matrix and Tunable Phase Shifters for 5G and Beyond // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2020. – T. 68. – № 8. – C. 3209-3209.

29. *Bona M., Manholm L., Starski J.P., Svensson B.* Low-Loss Compact Butler Matrix for a Microstrip Antenna // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2002. – T. 50. – № 9. – C. 2069-2075.

30. *Nedil M., Denidni T.A., Talbi L.* Novel Butler Matrix Using CPW Multilayer Technology // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2006. – T. 54. – № 1. – C. 499-507.

31. *Grau A., Romeu J., Blanch S., Jofre L., Flaviis F.D.* Optimization of Linear Multielement Antennas for Selection Combining by Means of a Butler Matrix in Different MIMO Environments // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2006. – T. 54. – № 11. – C. 3251-3264.

32. *Chang C.-C., Lee R.-H., Shih T.-Y.* Design of a Beam Switching/Steering Butler Matrix for Phased Array System // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2010. – T. 58. – № 2. – C. 367-374.

33. *Jeong Y.S., Kim T.W.* Design and Analysis of Swapped Port Coupler and Its Application in a Miniaturized Butler Matrix // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* – 2010. – Т. 58. – № 4. – С. 764-770.
34. *Wincza K., Gruszczynski S., Sachse K.* Broadband Planar Fully Integrated 8x8 Butler Matrix Using Coupled-Line Directional Couplers // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* – 2011. – Т. 59. – № 10. – С. 2441-2446.
35. *Shao Q., Chen F.-C., Chu Q.-X., Lancaster M.J.* Novel Filtering 180° Hybrid Coupler and Its Application to 2x4 Filtering Butler Matrix // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* – 2018. – Т. 66. – № 7. – С. 3288-3296.
36. *Shao Q., Chen F.-C., Wang Y., Chu Q.-X., Lancaster M.J.* Design of Modified 4x6 Filtering Butler Matrix Based on All-Resonator Structures // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* – 2019. – Т. 67. – № 9. – С. 3617-3627.
37. *Wu Q., Zhang A., Yang Y., Yu M., Shi X.* Computer-Aided Tuning of Butler Matrices // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* – 2019. – Т. 67. – № 11. – С. 4386-4393.
38. *Nasseri H., Bemani M., Ghaffarlou A.* A New Method for Arbitrary Amplitude Distribution Generation in 4x8 Butler Matrix // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters.* – 2020. – Т. 30. – № 3. – С. 249-253.
39. *Нечаев Ю.Б., Щетинин Н.Н.* Широкополосная матрица Батлера на основе направленного ответвителя с апертурной связью // *Теория и техника радиосвязи.* – 2011. – № 4. – С. 43-48.
40. *Щетинин Н.Н.* Трехлучевая матрица Батлера на основе двухшлейфного направленного ответвителя диапазона 1,5-1,75 ГГц // *Вестник Воронежского государственного технического университета.* – 2011. – Т. 7. – № 10. – С. 109-112.
41. *Щетинин Н.Н.* Микрополосковые направленные ответвители с модифицированной топологией и диаграммообразующие схемы на их основе: дисс. канд. техн. наук: 05.12.07 / Щетинин Никита Николаевич. – Воронеж. – 2019. – 154 с.
42. *Ali A.A.M., Fonseca N.J.G., Coccetti F., Aubert H.* Design and Implementation of Two-Layer Compact Wideband Butler Matrices in SIW Technology for Ku-Band

Applications // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2011. – Т. 59. – № 2. – С. 503-512.

43. *Der E.T., Jones T.R., Daneshmand M.* Miniaturized 4x4 Butler Matrix and Tunable Phase Shifter Using Ridged Half-Mode Substrate Integrated Waveguide // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2020. – Т. 68. – № 8. – С. 3379-3388.

44. *Tamayo-Domingues A., Fernandez-Gonzalez J.-M., Sierra-Castaner M.* 3-D-Printed Modified Butler Matrix Based on Gap Waveguide at W-Band for Monopulse Radar // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2020. – Т. 68. – № 3. – С. 926-938.

45. *Aslan Y., Roederer A., Fonseca N.J.G., Angeletti P., Yarovoy A.* Orthogonal Versus Zero-Forced Beamforming in Multibeam Antenna Systems: Review and Challenges for Future Wireless Networks // IEEE Journal of Microwaves. – 2021. – Т. 1. – № 4. – С. 879-901.

46. *Monteath G.D.* Coupled transmission lines as symmetrical directional couplers // Proceedings of the IEE – Part B: Radio and Electronic Engineering. – 1955. – Т. 102. – № 3. – С. 383-392.

47. *Schiffman B.M.* A New Class of Broad-Band Microwave 90-Degree Phase Shifters // IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1958. – Т. 6. – № 2. – С. 232-237.

48. *Schiffman B.M.* Multisection Microwave Phase-Shift Network // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1966. – Т. 14. – № 4. – С. 209-209.

49. *Shelton J.P., Mosko J.A.* Synthesis and Design of Wide-Band Equal-Ripple TEM Directional Couplers and Fixed Phase Shifters // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1966. – Т. 14. – № 10. – С. 462-473.

50. *Горбачев А.П., Куприянов А.М., Неверов С.Г.* Каскадные дифференциальные фазовращатели диапазона СВЧ // Известия вузов МВ и ССО СССР. Радиоэлектроника. – 1984. – Т. 27. – № 11. – С. 14-19.

51. *Quirarte J.L.R., Starski J.P.* Synthesis of Schiffman phase shifters // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1991. – Т. 39. – № 11. – С. 1885-1889.
52. *Meschanov V.P., Metelnikova I.V., Tupikin V.D., Chumaevskaya G.G.* A New Structure of Microwave Ultrawide-Band Differential Phase Shifter // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1994. – Т. 42. – № 5. – С. 762-765.
53. *Free C.E., Aitchison C.S.* Improved Analysis and Design of Coupled-Line Phase Shifters // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1995. – Т. 43. – № 9. – С. 2126-2131.
54. *Guo Y.-X., Zhang Z.-Yu, Ong L.C.* Improved Wide-Band Schiffman Phase Shifter // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2006. – Т. 54. – № 3. – С. 1196-1200.
55. *Schiek B., Kohler J.* A Method for Broad-Band Matching of Microstrip Differential Phase Shifters // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1977. – Т. 25. – № 8. – С. 666-671.
56. *Quirarte J.L.R., Starski J.P.* Novel Schiffman Phase Shifters // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1993. – Т. 41. – № 1. – С. 9-14.
57. *Gupta S., Zhang Q., Zou L., Jiang L.J., Caloz C.* Generalized Coupled-Line All-Pass Phasers // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2015. – Т. 63. – № 3. – С. 1007-1018.
58. *Lyu Y.-P., Zhu L., Cheng C.-H.* Design and Analysis of Schiffman Phase Shifter Under Operation of Its Second Phase Period // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2018. – Т. 66. – № 7. – С. 3263-3269.
59. *Горбачев А.П., Паршин Ю.Н.* Диаграммообразующая матрица Батлера 8x8 // Наука Промышленность Оборона. Труды XIX Всероссийской научно-технической конференции: в 4 т. – Новосибирск. – 2018. – С. 267-269. – ISBN 978-5-7782-3552-6.
60. *Горбачев А.П., Паршин Ю.Н.* Печатная дипольная 8-лучевая антенная решетка с диаграммообразующей матрицей Батлера на связанных полосковых линиях //

Вопросы радиоэлектроники. – 2019. – № 4. – С. 65-70. – DOI 10.21778/2218-5453-2019-4-65-70.

61. *Alekseytsev S.A., Bondareva A.V., Gorbachev A.P., Parshin Y.N.* An Investigation of Nontraditional Phased Array Components // 20th International Conference on Micro/Nanotechnologies and electron devices EDM 2019. – С. 160-165. – DOI 10.1109/EDM.2019.8823190.

62. *Паршин Ю.Н.* 4-лучевая антенная решетка на основе матрицы Батлера 4x4 с использованием фазовращателей Шиффмана // Наука Промышленность Оборона. Труды XX Всероссийской научно-технической конференции: в 4 т. – Новосибирск. – 2019. – Т. 2. – С. 259-263. – ISBN 978-5-7782-3899-2.

63. *Горбачев А.П., Паршин Ю.Н.* Проектирование 4-лучевой печатной фазированной антенной решетки с матрицей Батлера // Доклады Академии наук Высшей школы, НГТУ. – 2019. – № 3 (44). – С. 34-47. – DOI 10.17212/1727-2769-2019-3-34-47.

64. *Alekseytsev S.A., Gorbachev A.P., Parshin Y.N.* An Investigation of Novel Active Phased Array Components // 14 International forum on strategic technology (IFOST 2019) : proc., Tomsk, 14-17 Oct. 2019. – Tomsk : TPU Publ. House, 2019. – С. 177-182. – DOI 10.1088/1757-899X/1019/1/012099.

65. *Паршин Ю.Н.* Четырёхлучевая ФАР с матрицей Батлера и фазовращателями Шиффмана // Наука. Технологии. Инновации. Сборник научных трудов. В 9-ти частях. Под редакцией А.В. Гадюкиной. – Новосибирск. – 2019. – Ч. 6. – С. 104-108. – ISBN 978-5-7782-4012-4.

66. *Горбачев А.П., Паршин Ю.Н.* Печатная четырёхлучевая фазированная антенная решётка с модифицированными дифференциальными фазовращателями // Вопросы радиоэлектроники. – 2020. – № 2. – С. 38-45. – DOI 10.21778/2218-5453-2020-2-38-45.

67. Патент RU № 2729513 С1. Полосковый фазовращатель / *Горбачев А.П., Паршин Ю.Н.* – Оpubл. 07.08.2020, Бюл. № 22.

68. *Parshin Y.N.* Wideband phase shifters at 22.5, 45 and 67.5 degrees // 2020 1st International Conference Problems of Informatics, Electronics, and Radio Engineering

(PIERE) – 2020. Novosibirsk. – 10-11 Dec. 2020. – С. 84-87. – DOI 10.1109/PIERE51041.2020.9314688.

69. *Паршин Ю.Н.* Печатный модифицированный дифференциальный фазовращатель // Вопросы радиоэлектроники. – 2021. – № 2. – С. 28-33. – DOI 10.21778/2218-5453-2021-2-28-33.

70. *Gorbachev A.P., Parshin Y.N.* All-pass phaser on a base of half-wave coupled-line section and its application // Microwave and Optical Technology Letters. – 2021. – Т. 63. – № 10. – С. 2570-2575. – DOI 10.1002/mop.32925.

71. Сверхширокополосные микроволновые устройства / Под ред. *А.П. Креницкого, В.П. Мещанова.* – М.: Радио и связь, 2001. – 560 с.

72. Справочник по элементам полосковой техники / Под ред. *А.Л. Фельдштейна.* – М.: Связь, 1979. – 336 с.

73. *Мещанов В.П., Фельдштейн А.Л.* Автоматизированное проектирование направленных ответвителей СВЧ. – М.: Связь, 1980. – 158 с.

74. *Кац М.Б., Мещанов В.П., Фельдштейн А.Л.* Оптимальный синтез устройств СВЧ с Т-волнами. – М.: Радио и связь, 1984. – 288 с.

75. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / Под ред. *В.И. Вольмана.* – М.: Радио и связь, 1982. – 328 с.

76. *Горбачев А.П.* Многоэлементные направленные ответвители и их применение в радиотехнике: Учеб. пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1996. – 110 с.

77. *Горбачев А.П., Куприянов А.М., Неверов С.Г.* Анализ нетрадиционных всепропускающих четырехполюсников СВЧ на связанных линиях // Радиотехника и электроника. – 1986. – Т. 31. – № 11. – С. 2277-2280.

78. Теория волноводов / Б.М. Машковцев, К.Н. Цибизов, Б.Ф. Емелин. – Л: Наука, 1966. – 351 с.

79. Технологическое проектирование микросхем СВЧ / *И.П. Бушминский, Г.В. Морозов.* – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2001. – 354 с.

80. *Айзенберг Г.З.* Антенны для магистральных радиосвязей. – М.: Связьиздат, 1948. – 464 с.

81. *Дорохов А.П.* Расчет и конструирование антенно-фидерных устройств. – Харьков, изд-во Харьковского ун-та, 1960. – 449 с.
82. *Марков Г.Т., Сазонов Д.М.* Антенны. – М.: Энергия, 1975. – 528 с.
83. *Kraus J.D.* Antennas. Mc Graw – Hill, N. Y., Toronto, London. – 1950. – 553 p.
84. *Elsheakh D.M.N.* Chapter 12: Noninvasive electromagnetic biological microwave testing, in: Microwave Systems and Applications, S. K. Goudos (ed.), InTech Open, 2017.– 432 p.
85. *Овчаров А.П., Седельников Ю.Е.* Антенные решетки для сверхширокополосных радиосредств // Антенны. – 2013. – №11. – С. 29-36.
86. *Овчаров А.П., Седельников Ю.Е.* Антенные решетки для сверхширокополосных радиосредств // Радиотехника. – 2014. – №1. – С. 22-28.
87. *Vedenkin D.A., Klassen V.I., Sedelnikov Yu.E.* Control of parameters of large aperture antenna arrays with using the overflight method and principles of virtual focused apertures// Нелинейный мир. – 2017. – Т. 15. – № 1. – С. 32-36.
88. Патент РФ № 2605944. Антенна / *Горбачев А.П., Колотовкин А.С., Шмакотина М.В.* – Оpubл. 27.12.2016, Бюл. № 36.
89. *Бухтияров Д.А., Горбачев А.П., Шведова А.В.* Модифицированная дипольная антенна, питаемая круглым волноводом с доминантной волной TE₁₁ // Антенны. – 2015. – №9 (220). – С. 44-52.
90. *Бухтияров Д.А., Горбачев А.П.* Исследование дипольной антенны с концевым возбуждением, питаемой прямоугольным волноводом // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2017. – Т. 60. – № 1. – С. 32-40.
91. *Бухтияров Д.А.* Печатные директорные антенны с концевым и центрально-концевым питанием возбуждателей дипольного вида: дисс. канд. техн. наук: 05.12.07 / Бухтияров Дмитрий Андреевич. – Новосибирск, 2018. – 163 с.
92. *Алексейцев С.А., Бухтияров Д.А., Горбачев А.П., Паршин Ю.Н., Тарасенко Н.В.* Печатные двухдиапазонные излучатели дипольного вида с концевым питанием // Вестник Концерна ВКО "Алмаз - Антей". – 2019. – № 4 (31). – С. 35-42. – DOI 10.38013/2542-0542-2019-4-35-42.

93. *Alekseytsev S.A., Bondareva A.V., Gorbachev A.P., Parshin Y.N.* Towards the Study of High-Frequency Phased Antenna Array Components // 21th International Conference on Micro/Nanotechnologies and electron devices EDM 2020. – С. 87-93. – DOI 10.1109/EDM49804.2020.9153481.
94. *Alekseytsev S.A., Gorbachev A.P., Parshin Y.N.* An Analysis of Microwave Radiators in Order to Diminish the Array Scan Blindness // 2020 1st International Conference Problems of Informatics, Electronics, and Radio Engineering (PIERE) – 2020. Novosibirsk. – 10-11 Dec. 2020. – С. 64-68. – DOI 10.1109/PIERE51041.2020.9314639.
95. *Алексейцев С.А., Паршин Ю.Н.* Электродинамика проводных двухдиапазонных излучателей дипольного вида с концевым типом возбуждения // Вестник Концерна ВКО "Алмаз - Антей". – 2021. – №3. – С. 31-39. – DOI 10.38013/2542-0542-2021-3-31-39.
96. *Gorbachev A.P., Egorov V.M.* The dipole radiating integrated module: experimental results // IEEE Transactions on Antennas & Propagation. – 2007. – Т. 55. – № 11. – С. 3085-3087.
97. Сверхширокополосные антенны / Пер. с англ. С. В. Попова, В. А. Журавлева; под ред. Л. С. Бененсона. – Москва: Мир, 1964. – 416 с.
98. *Bialkowski M.E., Abbosh A.M.* Design of a Compact UWB Out-of-Phase Power Divider // IEEE Microwave Wireless Components Letters. – 2007. – Т. 17. – № 4. – С. 289-291.
99. Патент РФ № 2472261. Дипольный излучатель / *Бухтияров Д.А., Горбачев А.П., Филимонова Ю.О.* – Оpubл. 10.01.2013, Бюл. № 1.
100. *Алексейцев С.А.* Печатные двухдиапазонные директорные антенны с концевым питанием возбуждителя дипольного вида: дисс. канд. техн. наук: 05.12.07 / Алексейцев Сергей Александрович.– Новосибирск, 2021. – 205 с.
101. *Alhalabi R.A., Rebeiz G.M.* High-gain Yagi-Uda antennas for millimeter-wave switched-beam systems // IEEE Transactions on Antennas & Propagation. – 2009. – Т. 57. – № 11. – С. 3672-3676.

102. *Venkatarayalu N.V., Ray T.* Optimum design of Yagi-Uda antennas using computational intelligence // *IEEE Transactions on Antennas & Propagation.* – 2004. – Т. 52. – № 7. – С. 1811-1817.
103. *Singh U., Kumar H., Kamal T.S.* Design of Yagi-Uda antenna using biogeography based optimization // *IEEE Transactions on Antennas & Propagation.* – 2010. – Т. 58. – № 10. – С. 3375-3379.
104. *Jones E.A. Joines W.T.* Design of Yagi-Uda antennas using genetic algorithms // *IEEE Transactions on Antennas & Propagation.* – 1997. – Т. 45. – № 9. – С. 1386-1392.
105. *Kuwahara Y.* Multiobjective optimization design of Yagi-Uda antenna // *IEEE Transactions on Antennas & Propagation.* – 2005. – Т. 53. – № 6. – С. 1984-1992.
106. *Sedighy S.H., Mallahzadeh A.R., Soleimani M., Rashed-Mohassel J.* Optimization of printed Yagi antenna using invasive weed optimization (IWO) // *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters.* – 2010. – № 9. – С. 1275-1278.
107. *Паршин Ю.Н.* Матрица Батлера 4x4 с фазовращателями Шиффмана // III научный форум телекоммуникации: теория и технологии ТТТ-2019. XXI Международная научно-техническая конференция: Проблемы техники и технологий телекоммуникаций. – Казань. – 2019. – С. 485-486. – ISBN 978-5-7579-2417-5.
108. Патент RU № 2757538 С1. Диаграммообразующее устройство / *Горбачев А.П., Паршин Ю.Н.* – Оpubл. 18.10.2021, Бюл. № 29.
109. *Parshin Y.N.* 8-ray antenna grid with diagram-forming Butler matrix // *SCIENCE. RESEARCH. PRACTICE. PROCEEDINGS 2018 IInd ALL RUSSIA ACADEMIC AND RESEARCH CONFERENCE OF GRADUATE AND POSTGRADUATE STUDENTS* December 20, 2018. Novosibirsk. NSTU. – 2019. – С. 161-163. – ISBN 978-5-7782-3793-3.
110. *Паршин Ю.Н.* Четырёхлучевая ФАР с излучателями концевой типа // Сборник трудов XVII Международной конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Перспективы развития фундаментальных наук». Томск. – 21-24 апреля 2020. – С. 93-95. – ISBN 978-5-86889-871-6.

111. *Паршин Ю.Н.* Фазированная антенная решётка на основе матрицы Батлера 4x4 с модифицированными фазовращателями // Наука Промышленность Оборона. Труды XXII Всероссийской научно-технической конференции: в 4 т. – Новосибирск. – 2021. – Т. 2. – С. 324-328. – ISBN 978-5-7782-4413-9.
112. *Alekseytsev S.A., Gorbachev A.P., Parshin Y.N.* Printed Radiating and Radiation Pattern – Forming Elements for Digital Antenna Arrays Purposes // 22th International Conference on Micro/Nanotechnologies and electron devices EDM 2021. – С. 171-175. – DOI 10.1109/EDM52169.2021.9507730.
113. Измерители комплексных коэффициентов передачи и отражения (векторные анализаторы цепей) ОБЗОР-804, ОБЗОР-804/1, ОБЗОР-808, ОБЗОР-808/1 (0,3 - 8000 МГц) [электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.planarchel.ru/Products/Measurement%20instrument/obzor-804>, свободный (дата обращения 29.01.2022).

ПРИЛОЖЕНИЕ А. ТОПОЛОГИИ ПЛАТ

1. Четырёхлучевая ФАР со статическими фазовращателями и дипольными излучателями с центральным типом питания

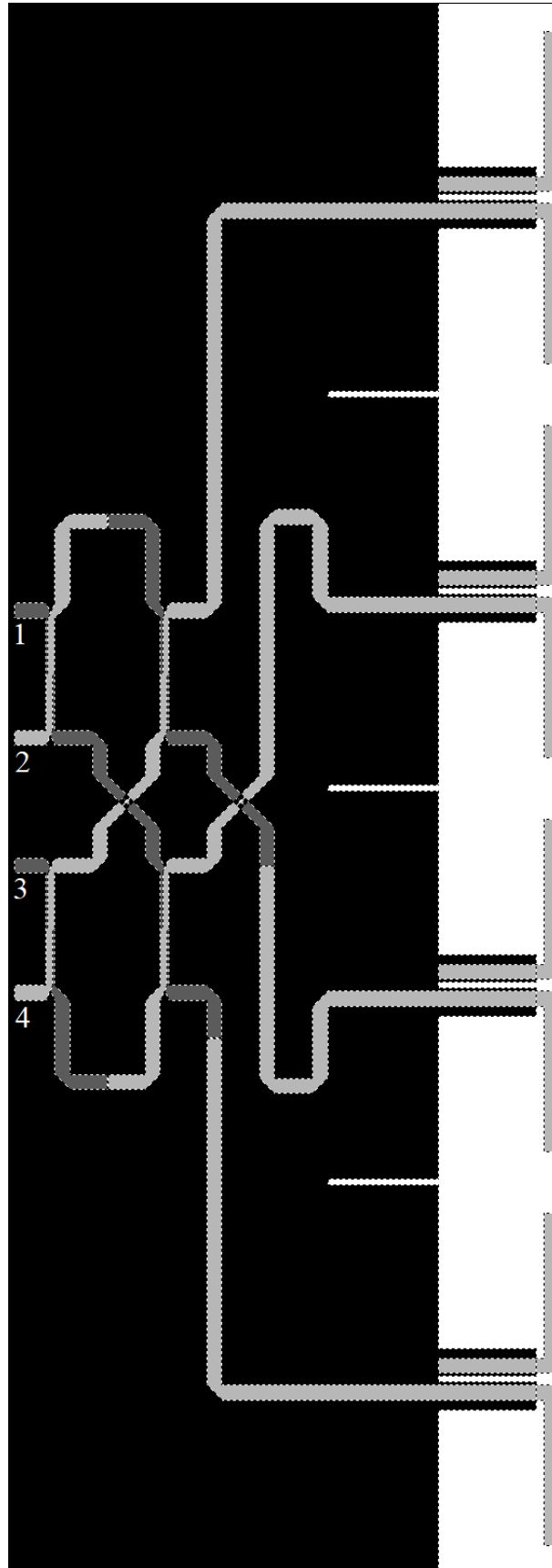


Рисунок А.1 – Совмещённый сквозной вид

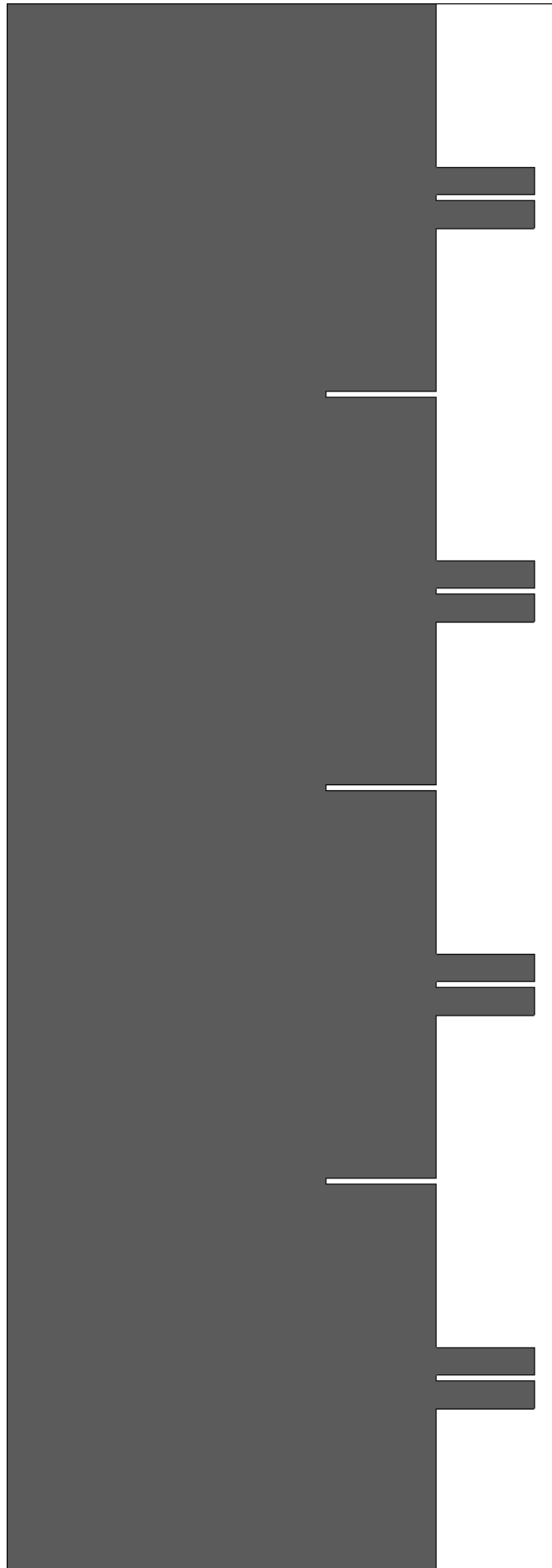


Рисунок А.2 – Топология на плате 1

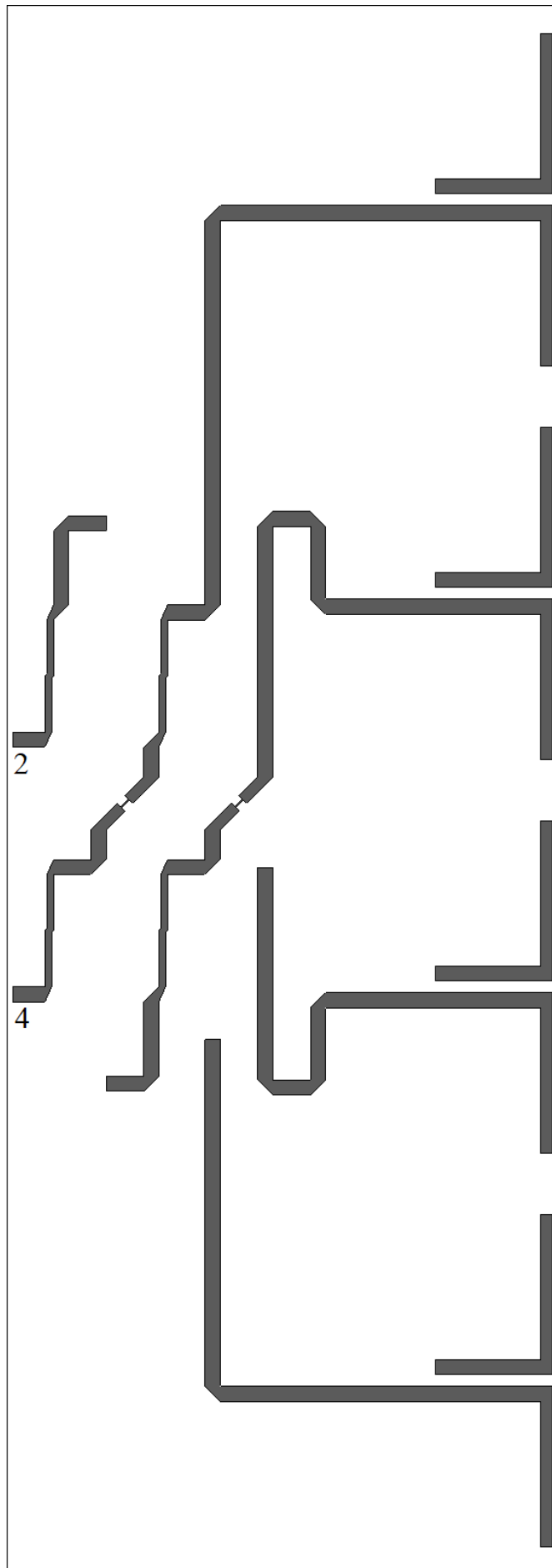


Рисунок А.3 – Топология линий на лицевой стороне платы 2

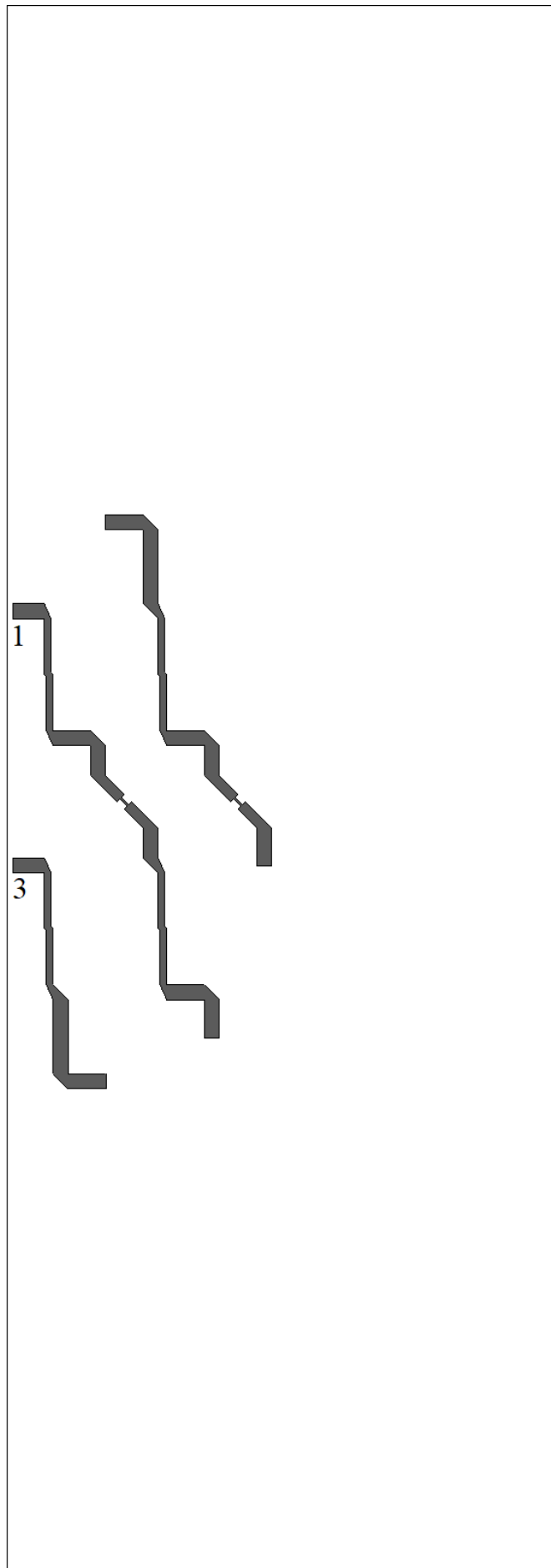


Рисунок А.4 – Топология линий на обратной стороне платы 2

2. Четырёхлучевая ФАР с модифицированными дифференциальными фазовращателями и дипольными излучателями с центральным типом питания

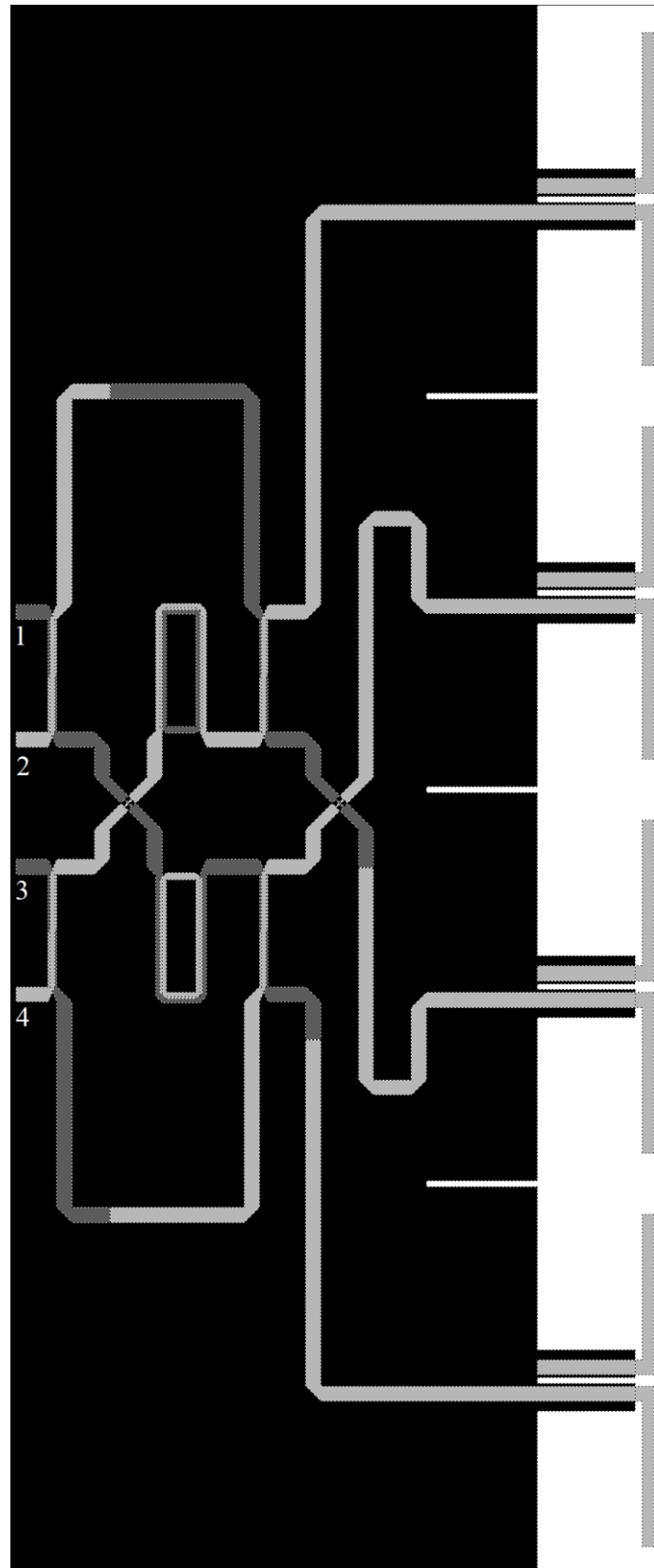


Рисунок А.5 – Совмещенный сквозной вид



Рисунок А.6 – Топология на плате 1

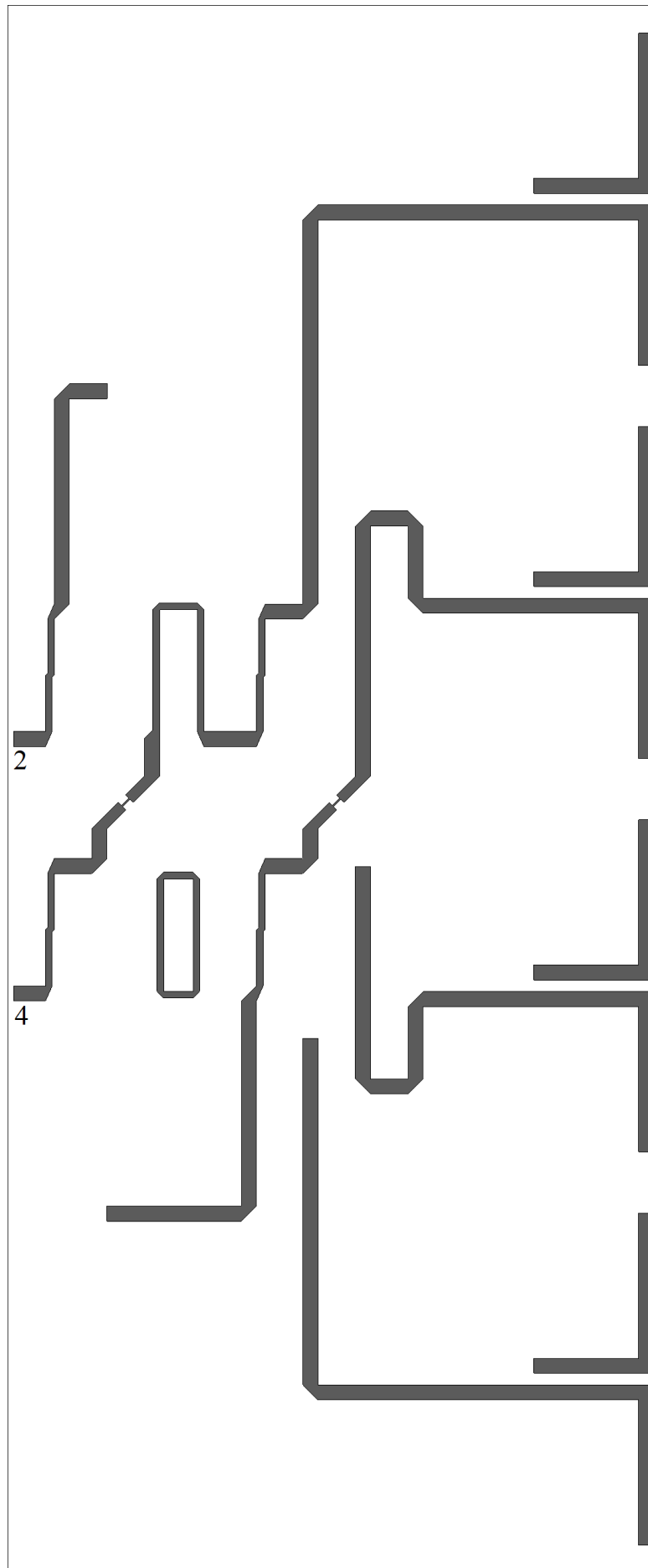


Рисунок А.7 – Топология линий на лицевой стороне платы 2

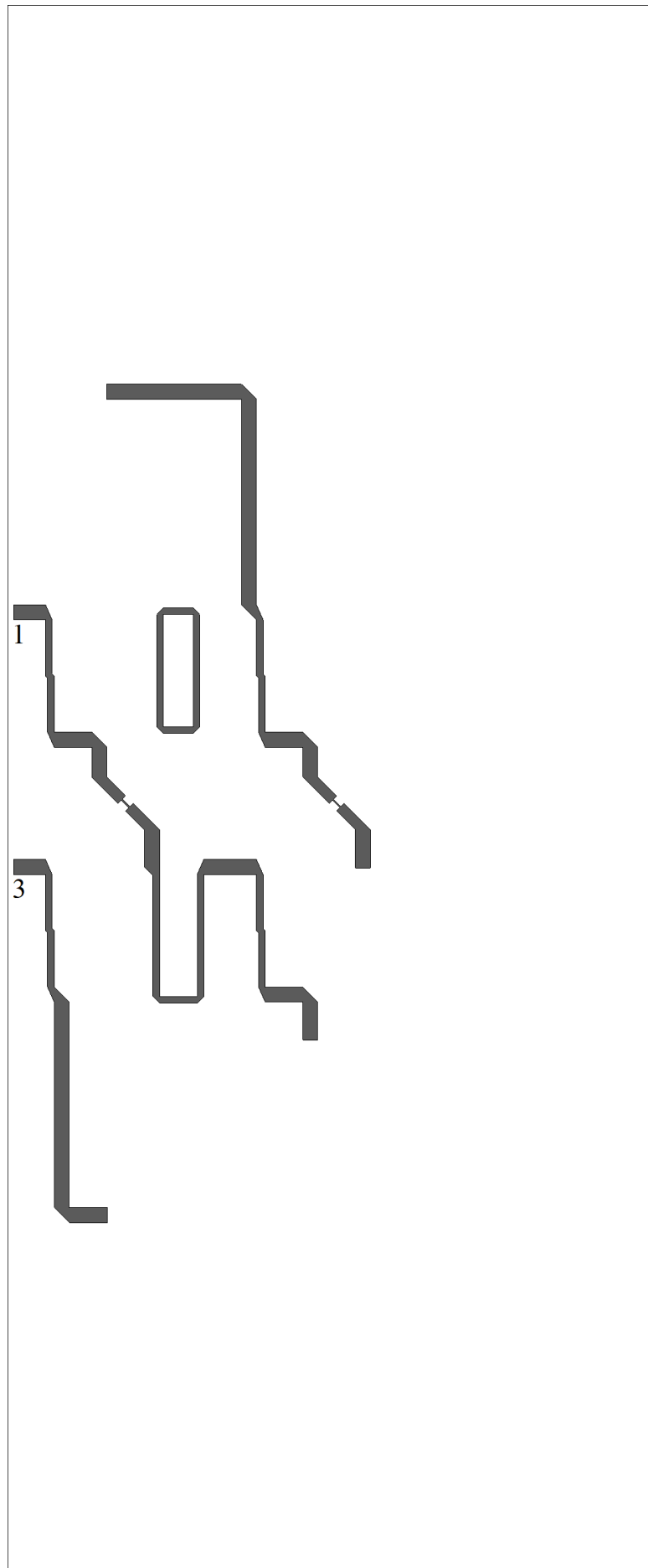


Рисунок А.8 – Топология линий на обратной стороне платы 2

3. Четырёхлучевая ФАР с модифицированными дифференциальными фазовращателями и излучателями дипольного вида с концевым типом питания

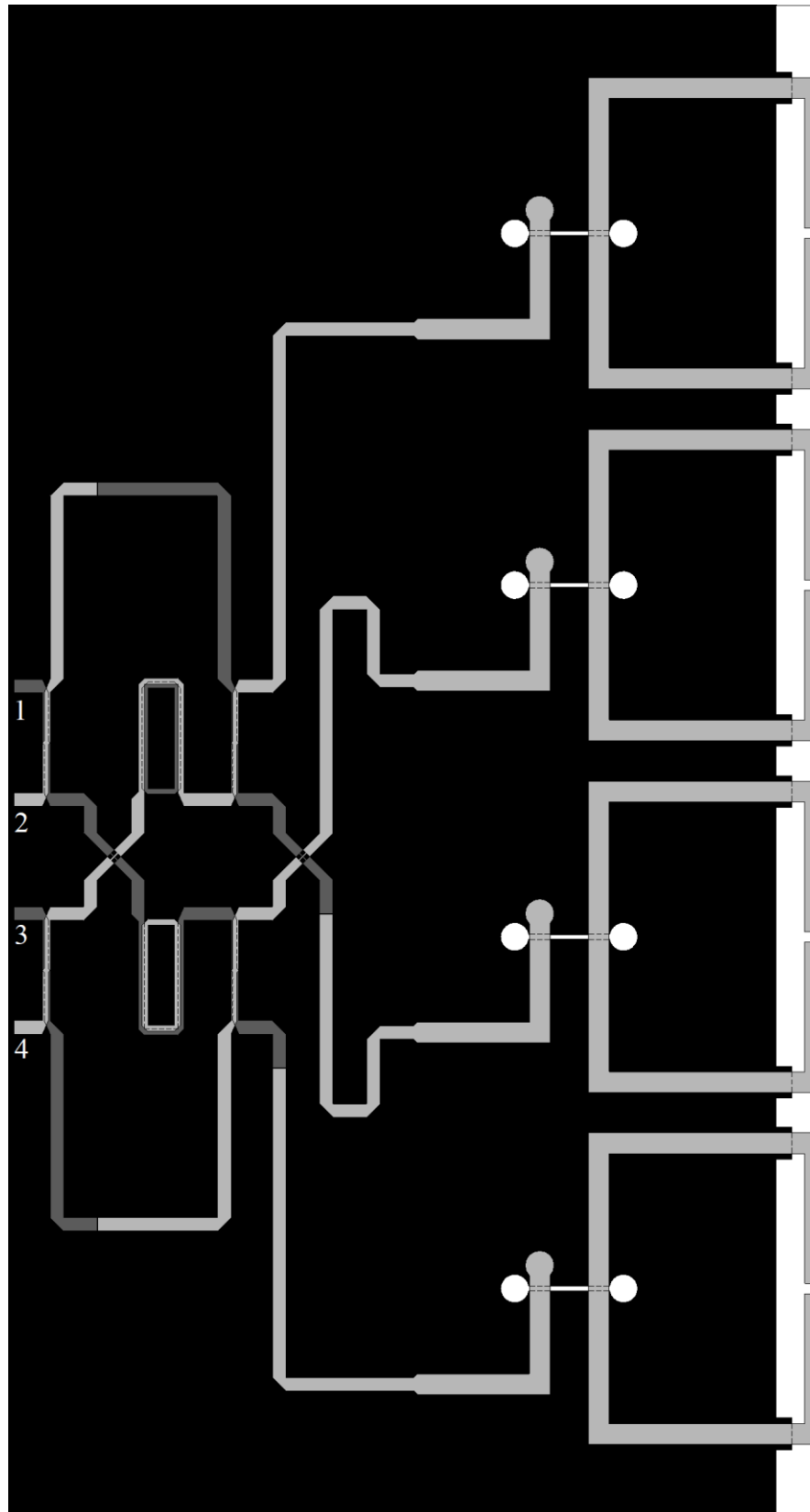


Рисунок А.9 – Совмещённый сквозной вид

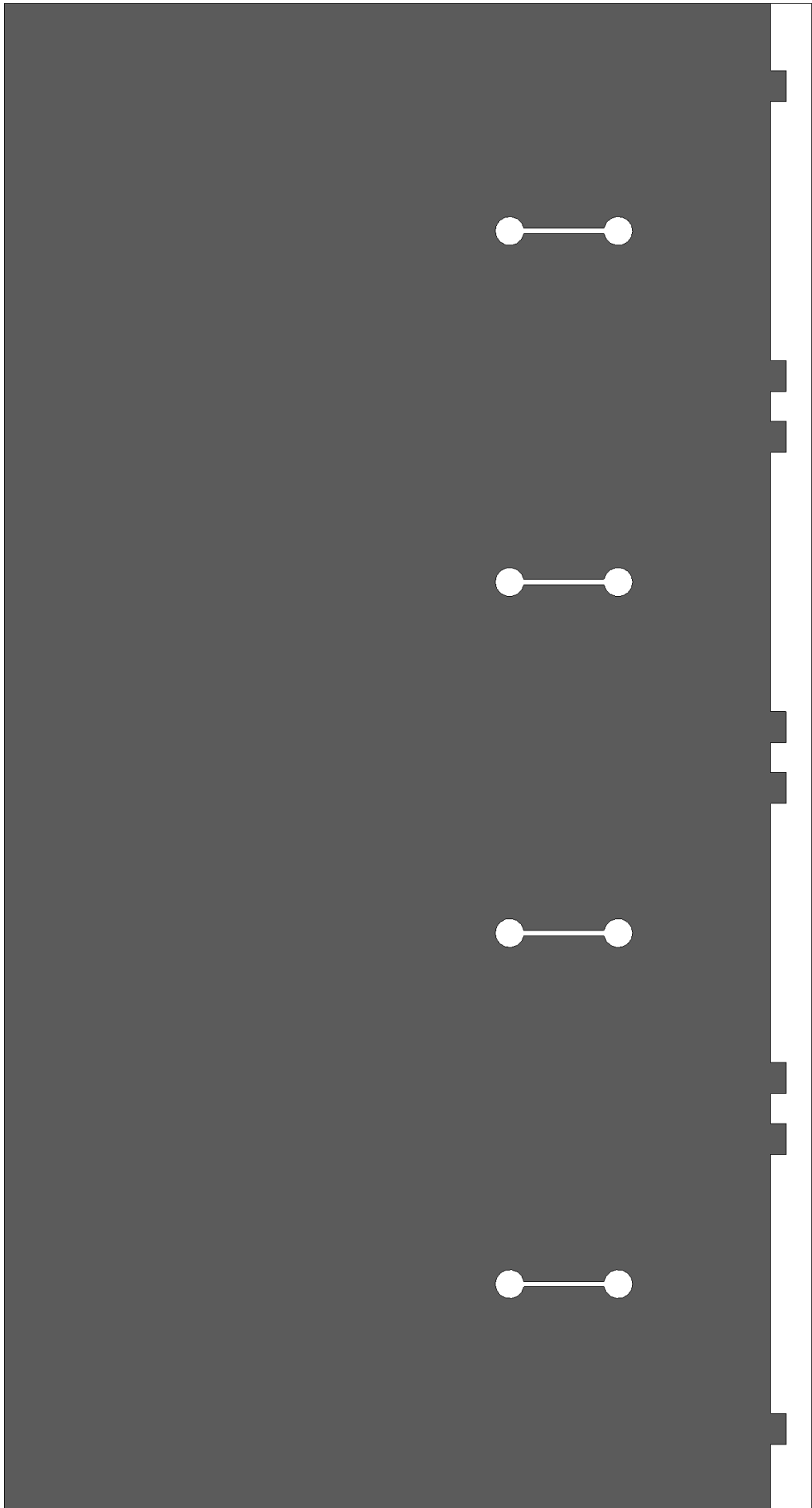


Рисунок А.10 – Топология на плате 1

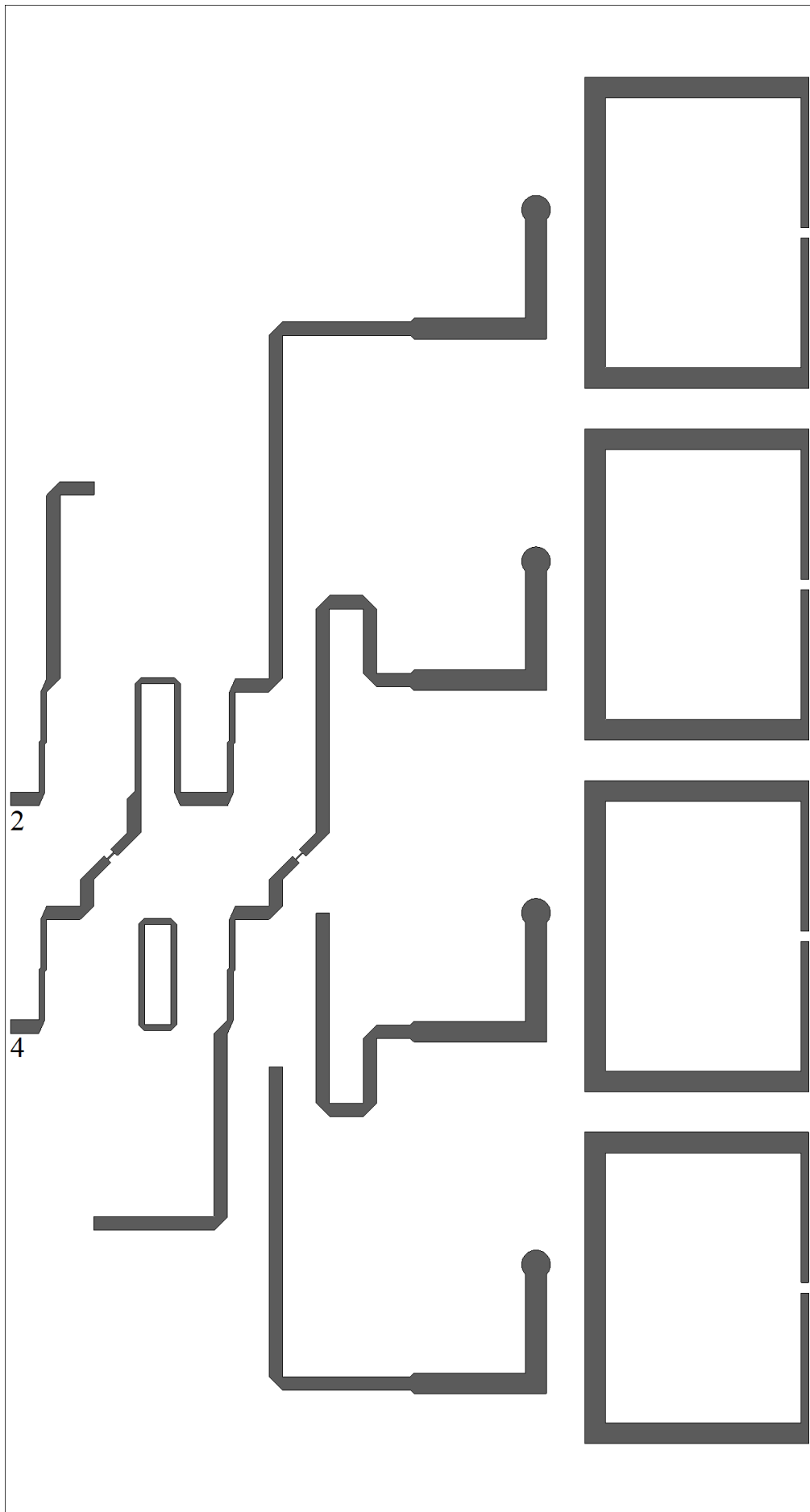


Рисунок А.11 – Топология линий на лицевой стороне платы 2

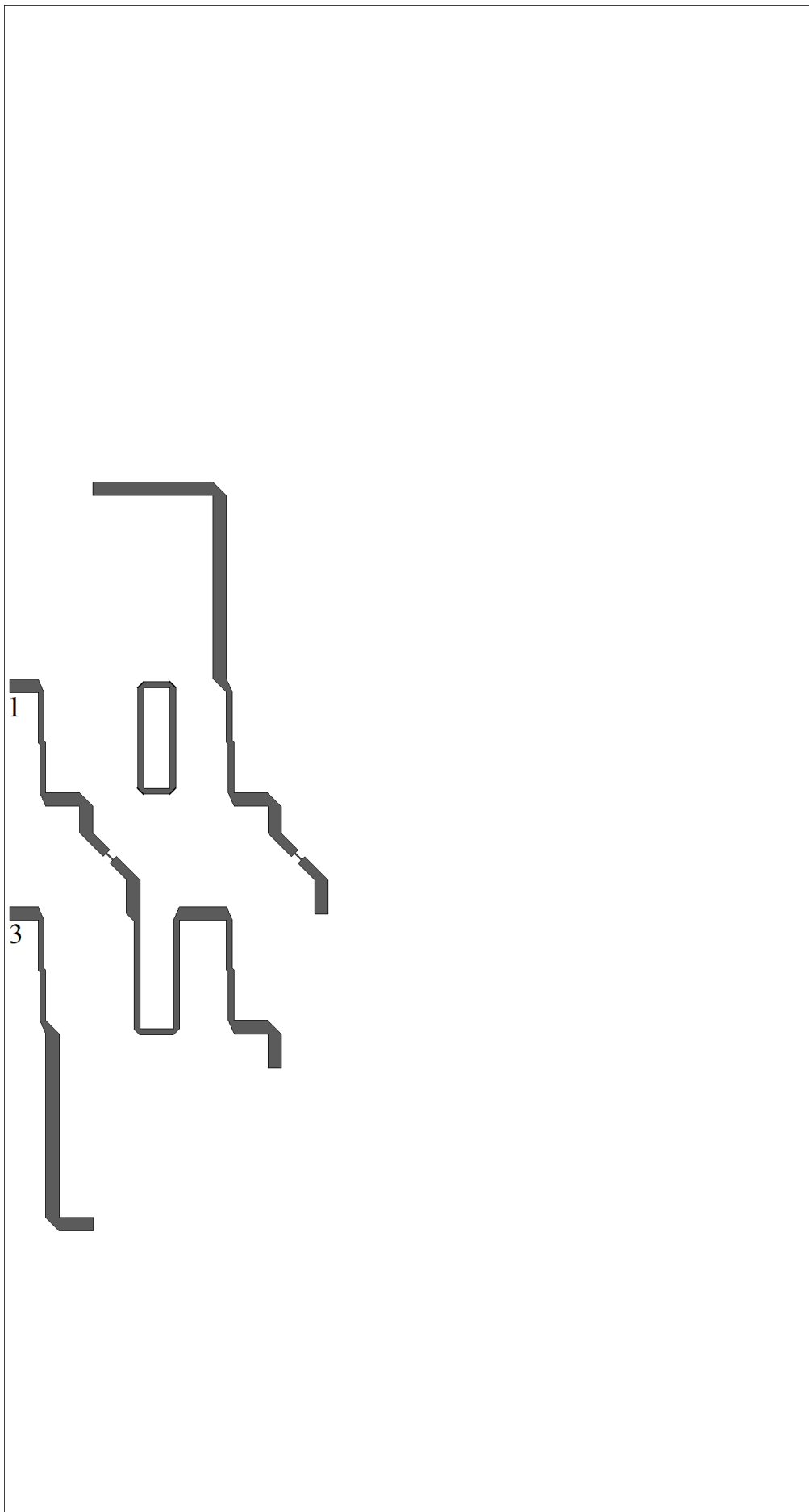


Рисунок А.12 – Топология линий на обратной стороне платы 2

4. Четырёхлучевая ФАР с модифицированными дифференциальными фазовращателями и многоэлементными излучателями дипольного вида с концевым типом питания

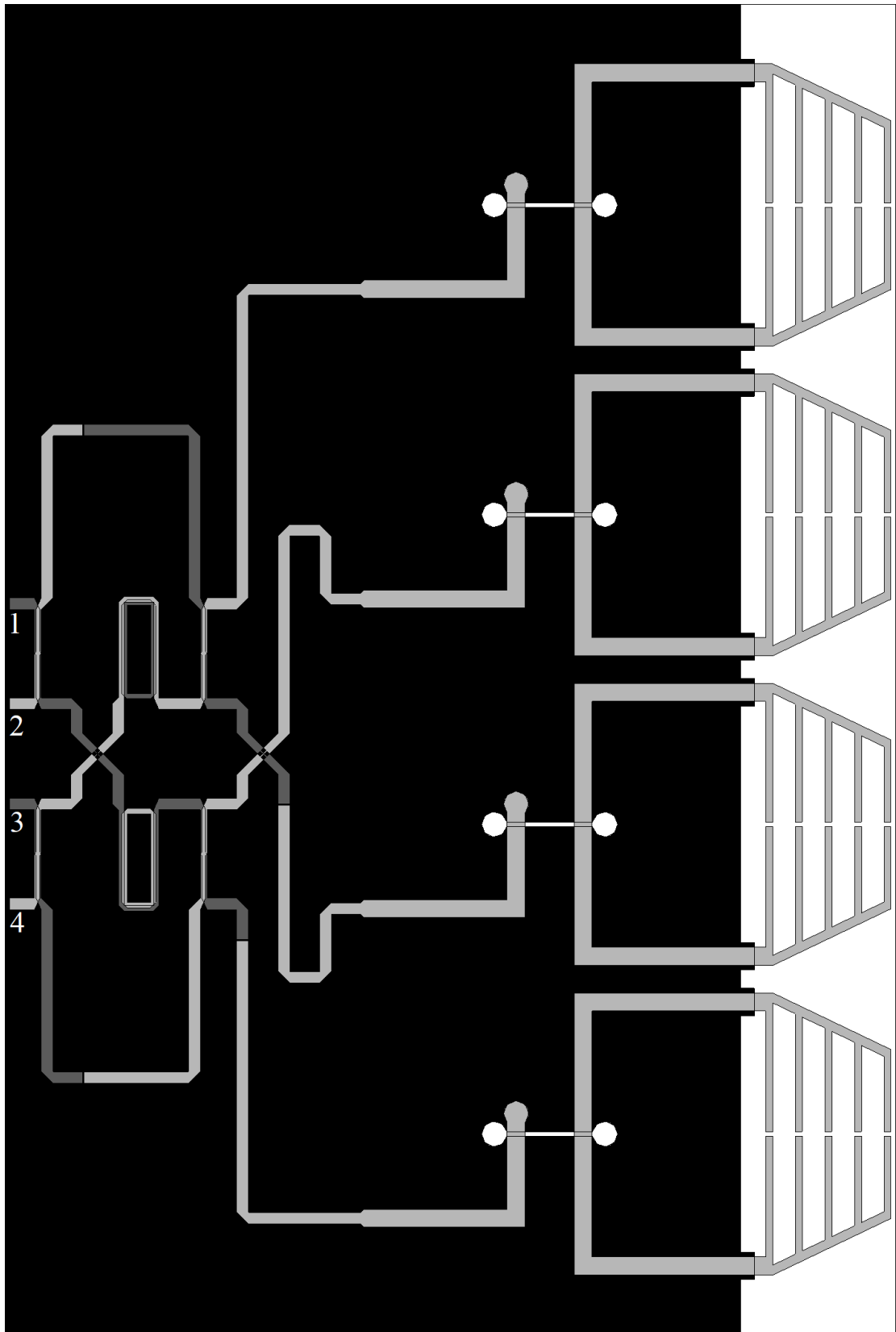


Рисунок А.13 – Совмещённый сквозной вид

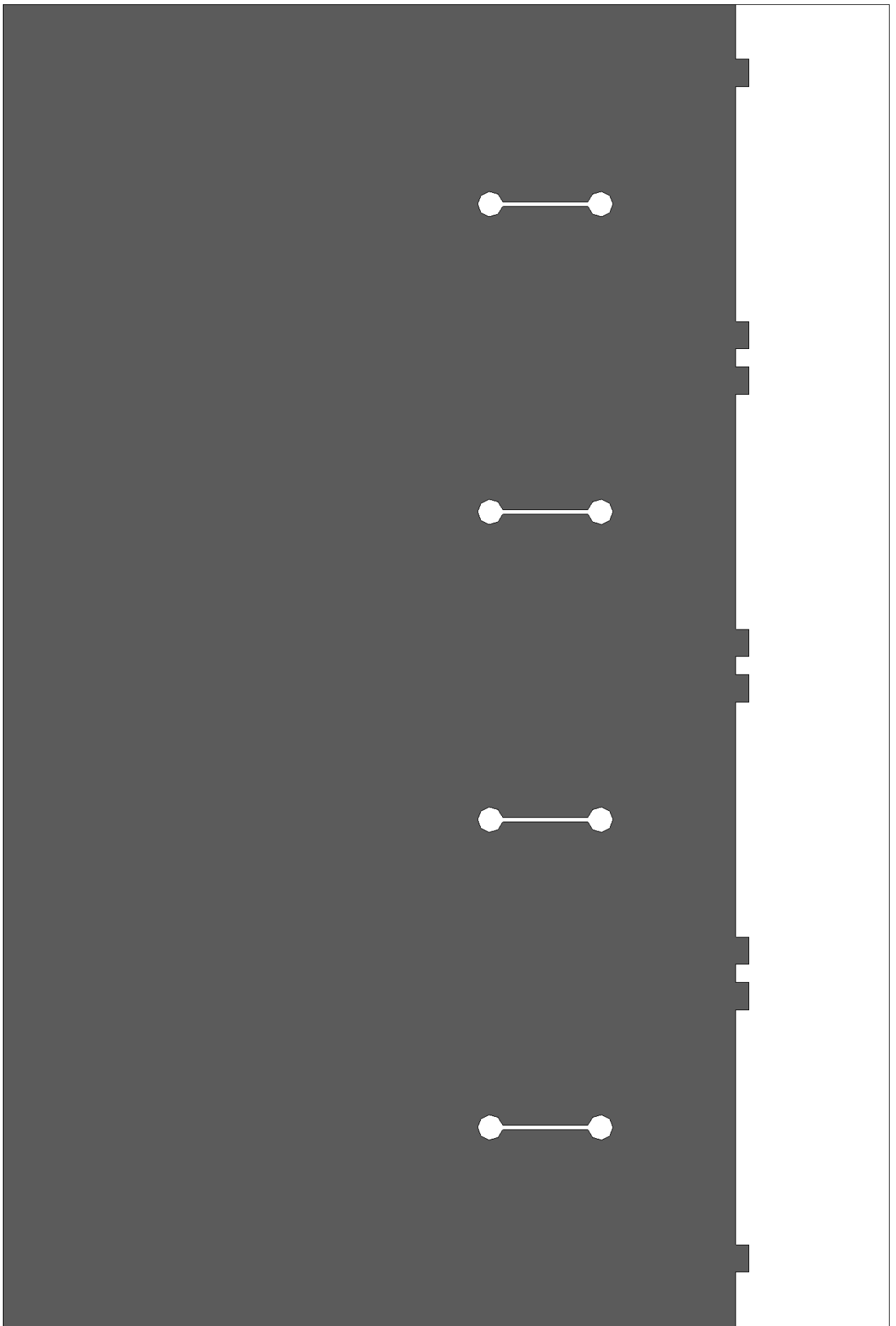


Рисунок А.14 – Топология на плате 1

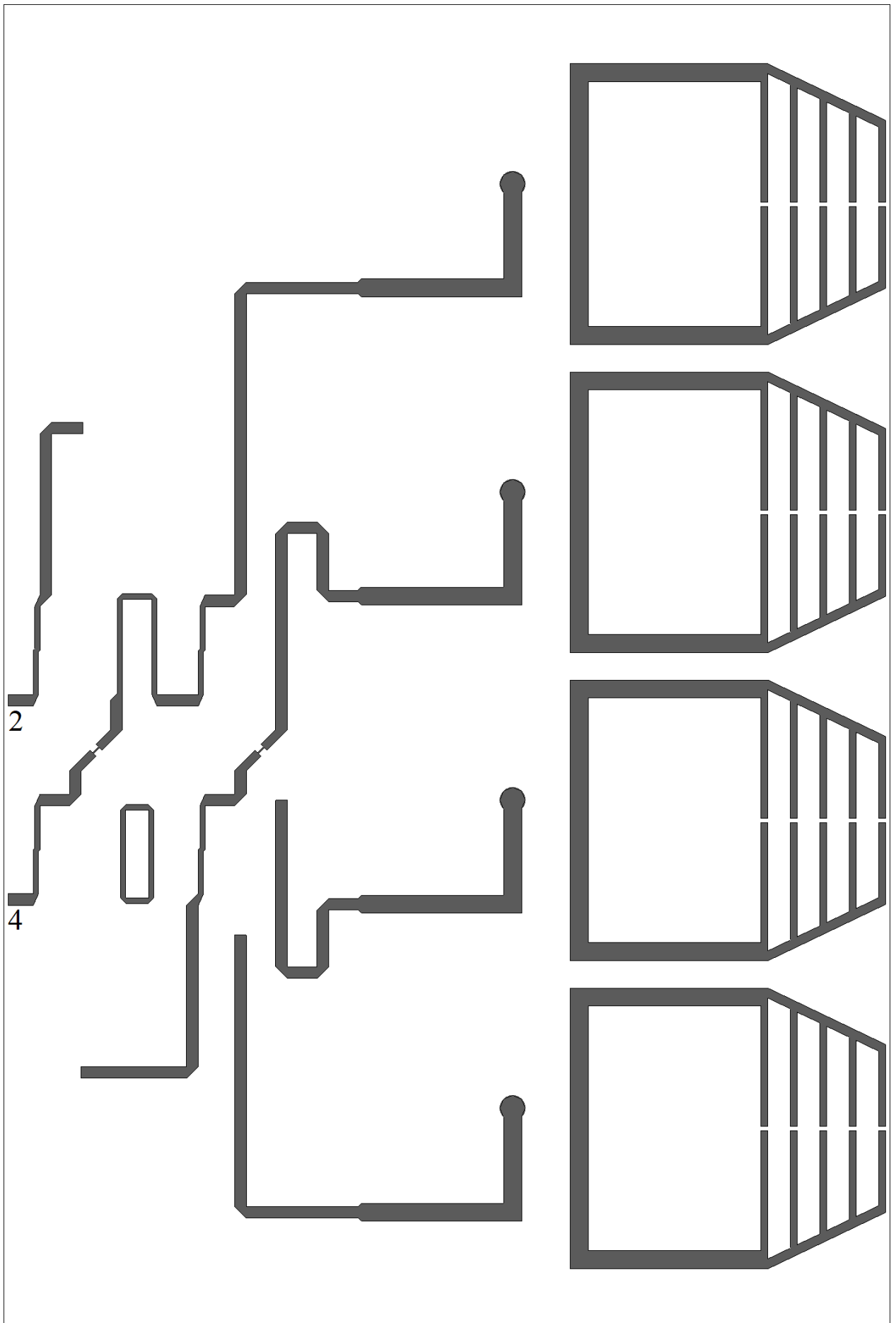


Рисунок А.15 – Топология линий на лицевой стороне платы 2

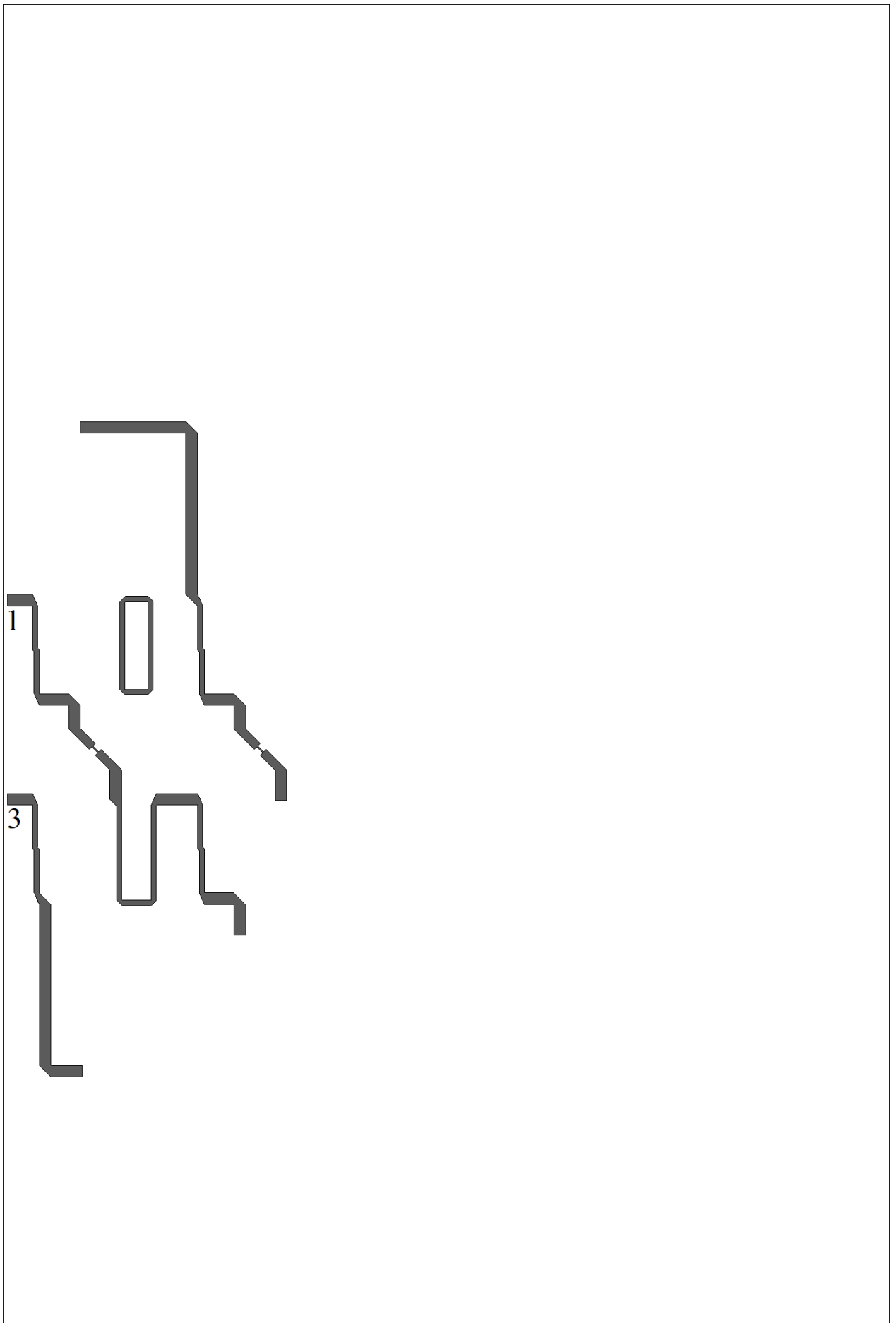


Рисунок А.16 – Топология линий на обратной стороне платы 2

5. Восьмилучевая ФАР с модифицированными дифференциальными фазовращателями и излучателями дипольного вида с концевым типом питания

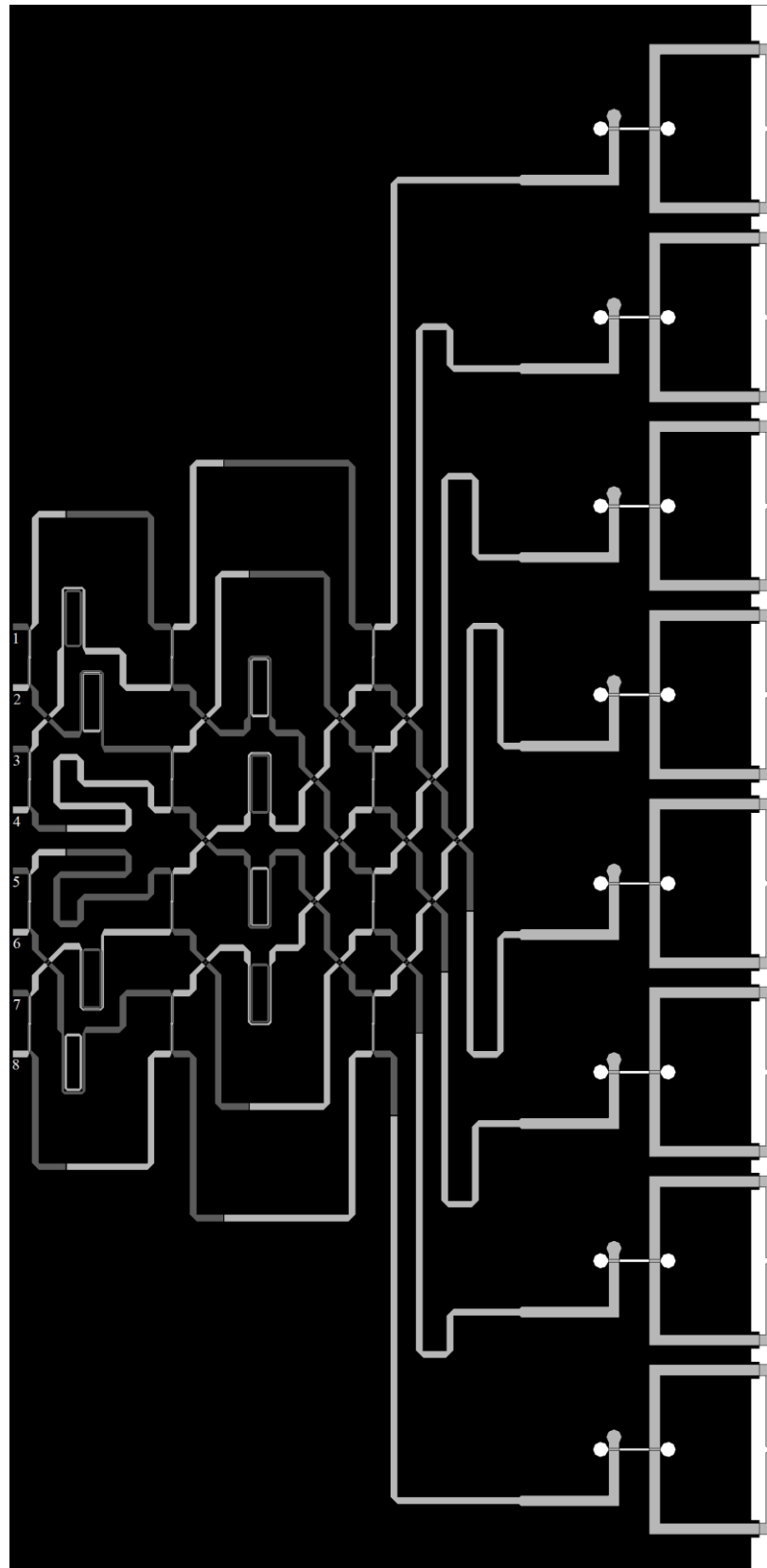


Рисунок А.17 – Совмещённый сквозной вид

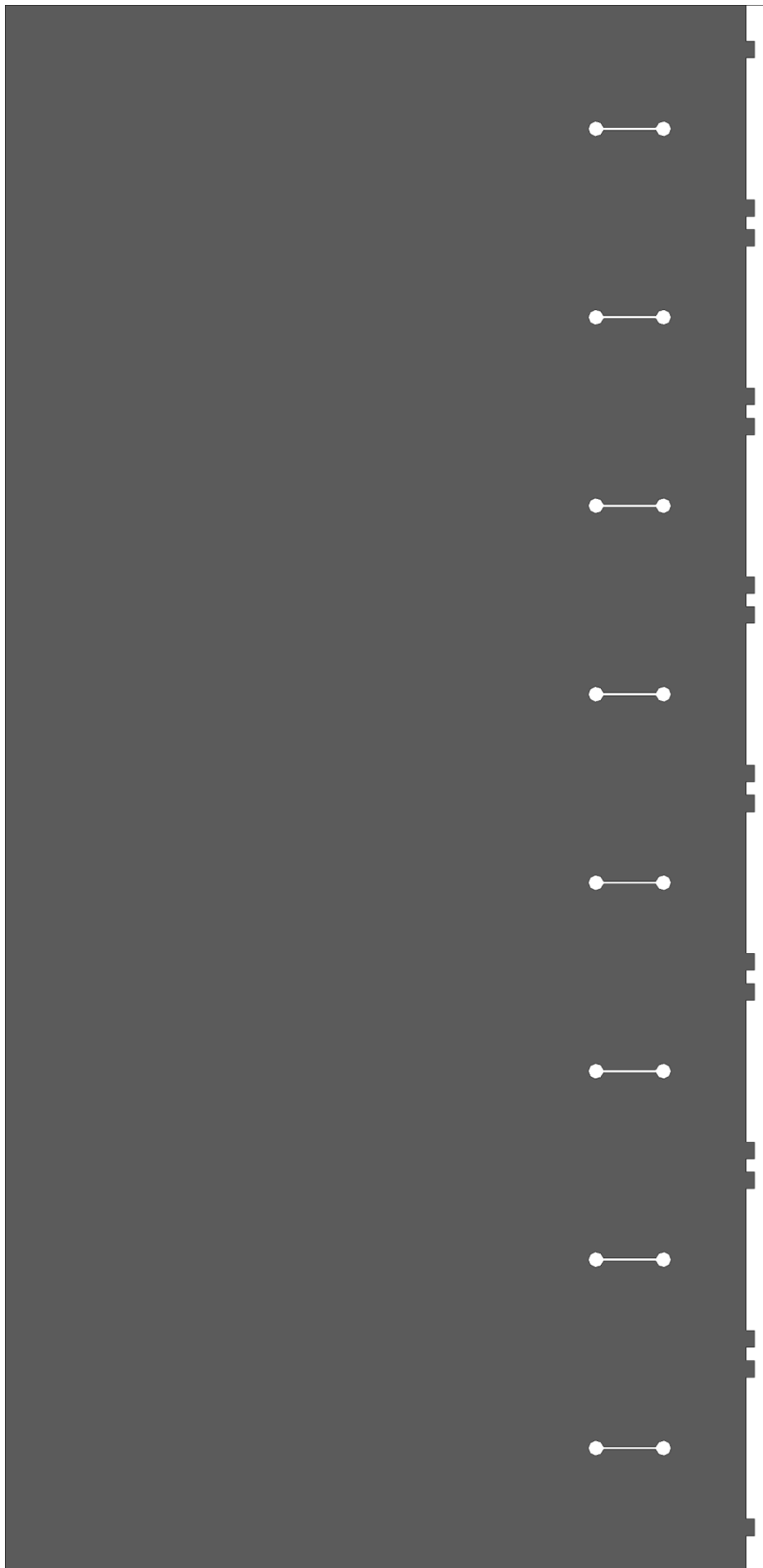


Рисунок А.18 – Топология на плате 1

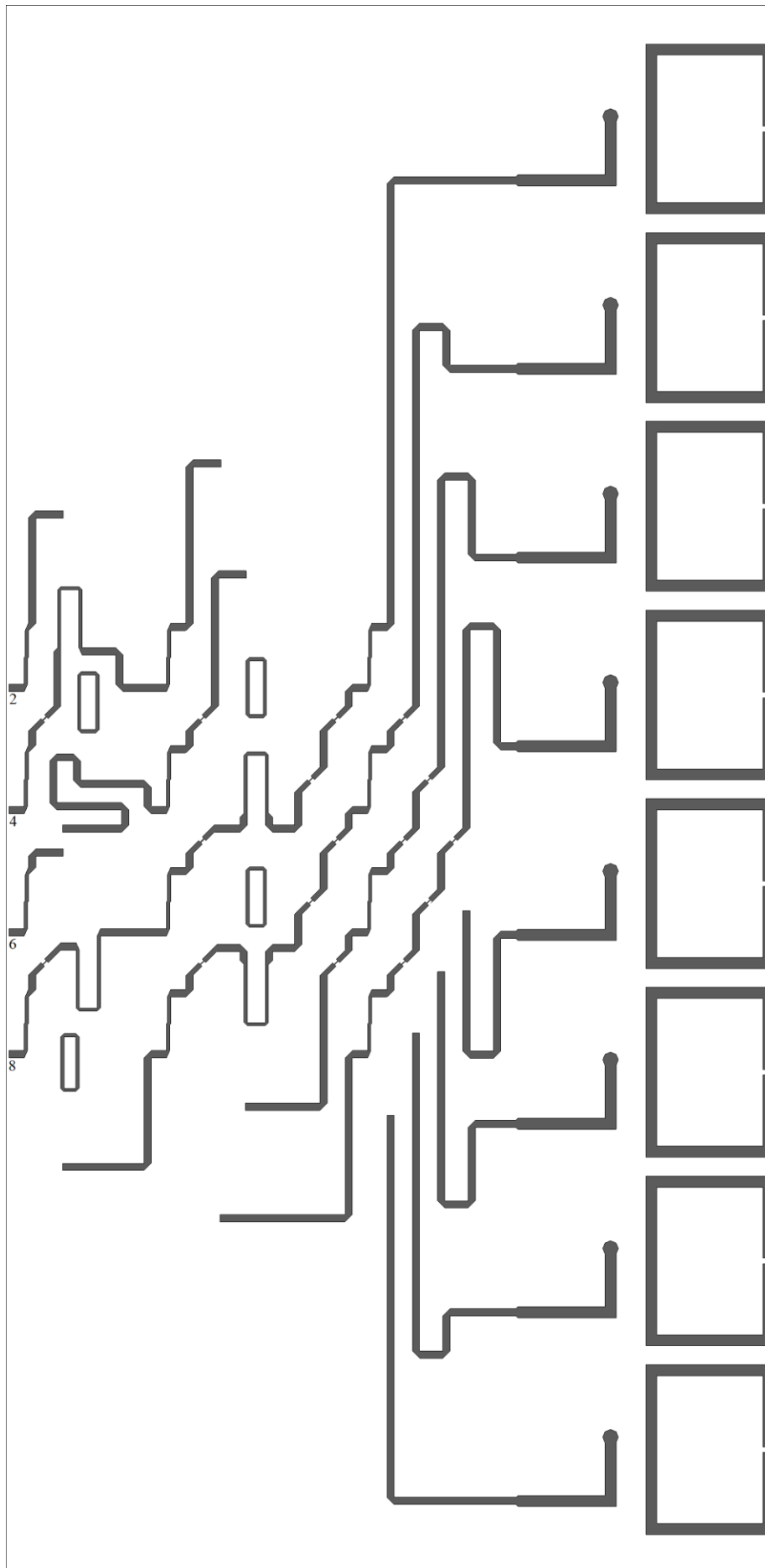


Рисунок А.19 – Топология линий на лицевой стороне платы 2

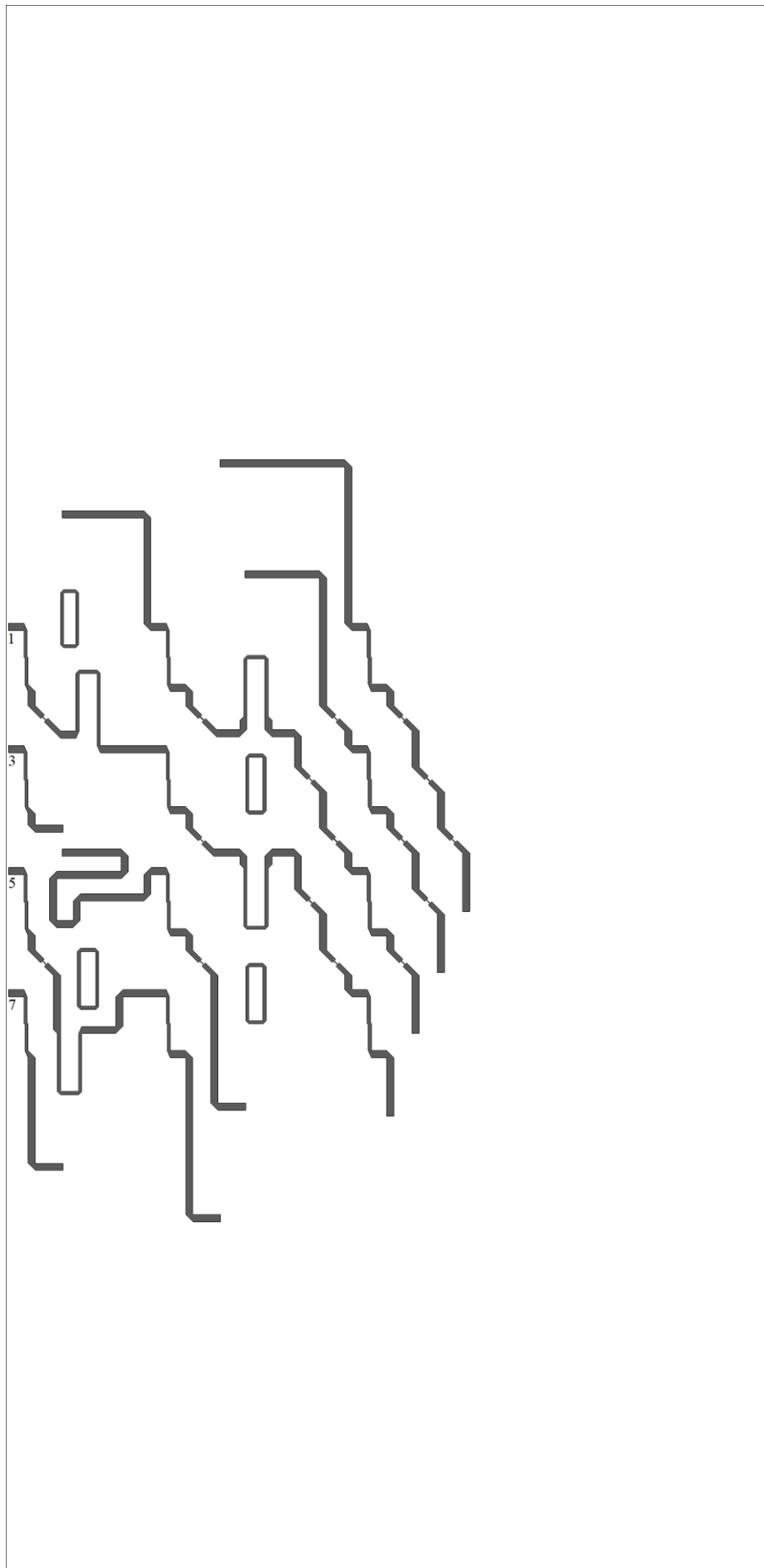


Рисунок А.20 – Топология линий на обратной стороне платы 2

6. Восьмилучевая ФАР с модифицированными дифференциальными фазовращателями и многоэлементными излучателями дипольного вида с концевым типом питания

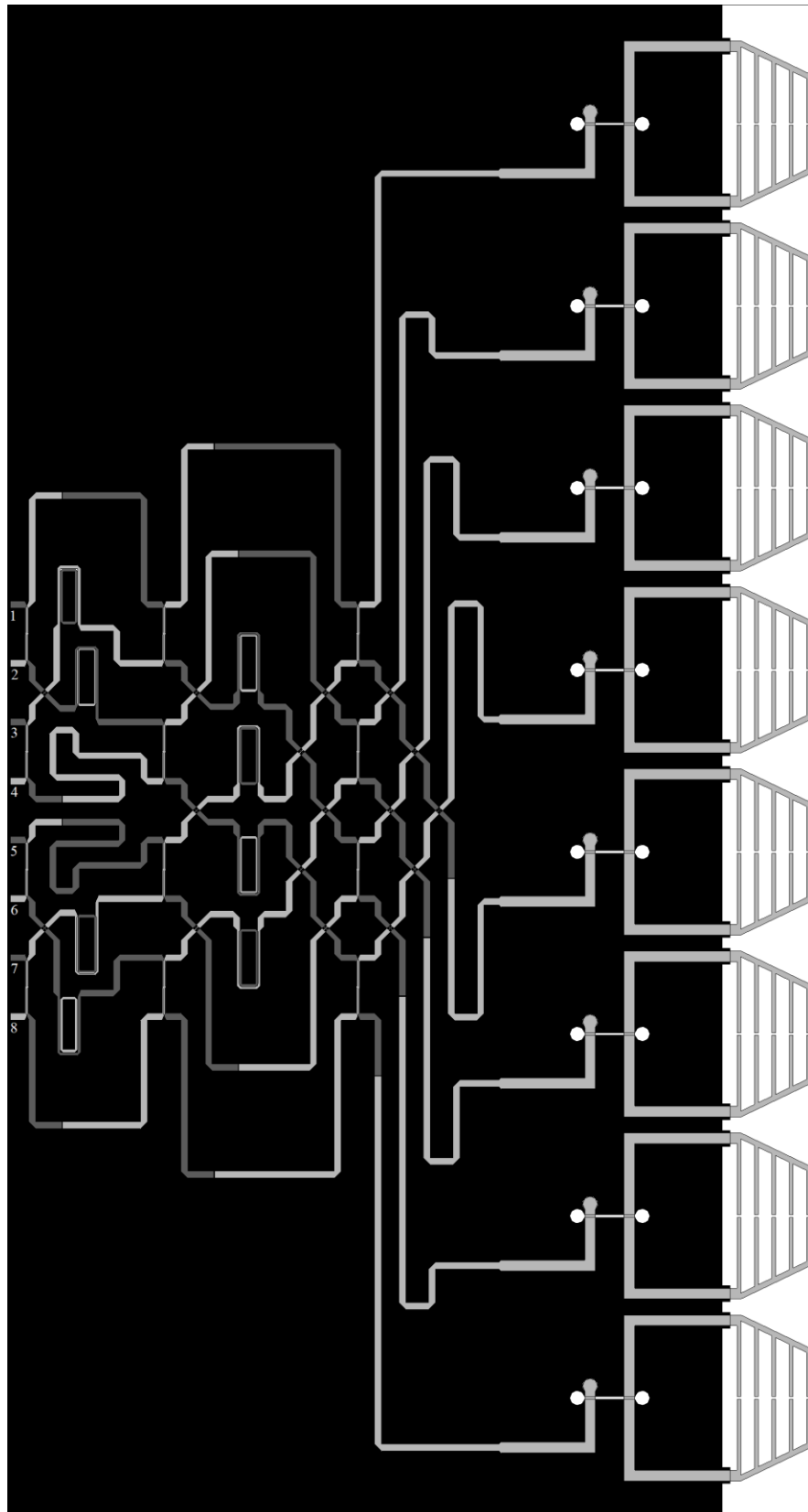


Рисунок А.21 – Совмещённый сквозной вид

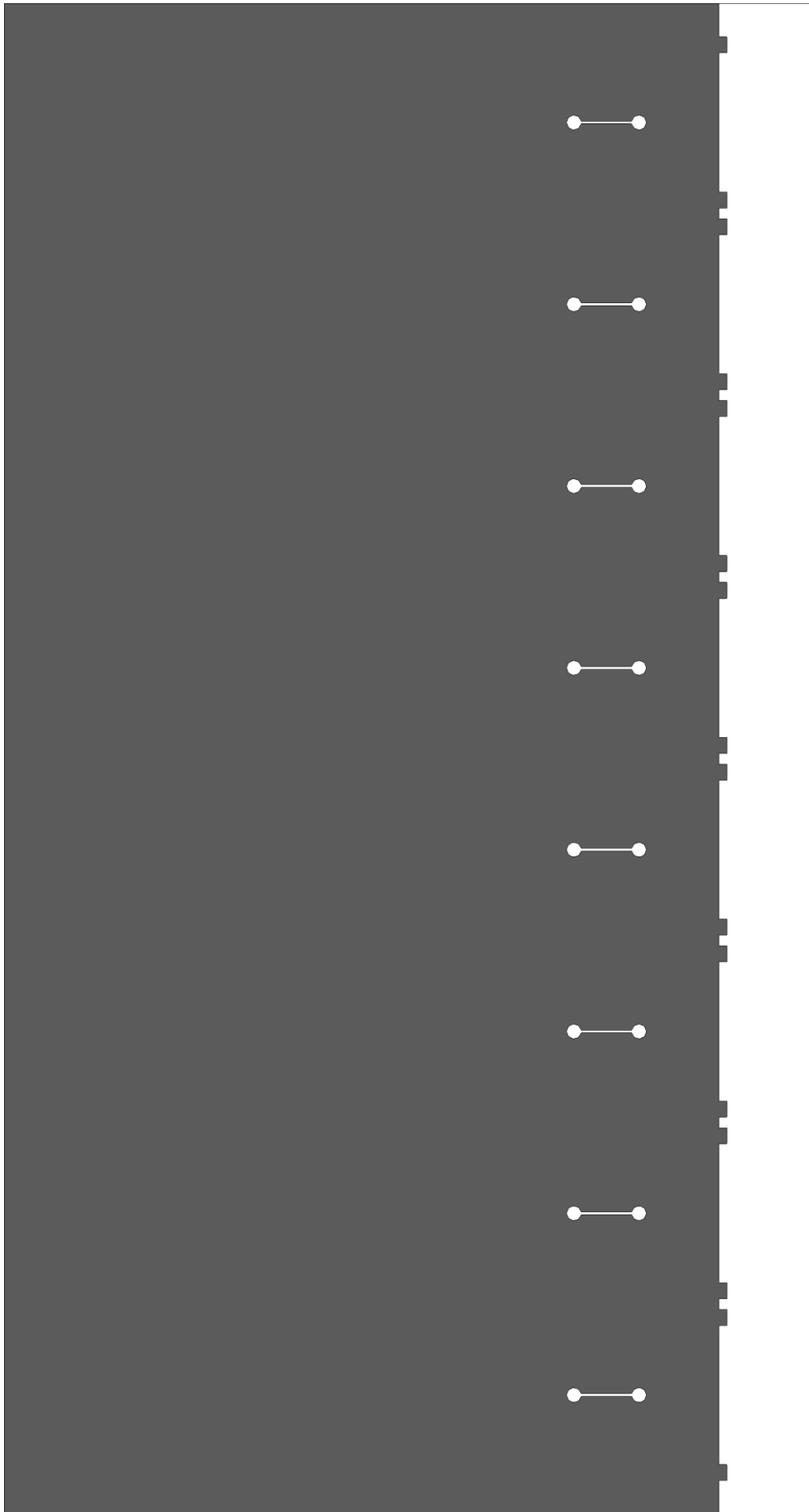


Рисунок А.22 – Топология на плате 1

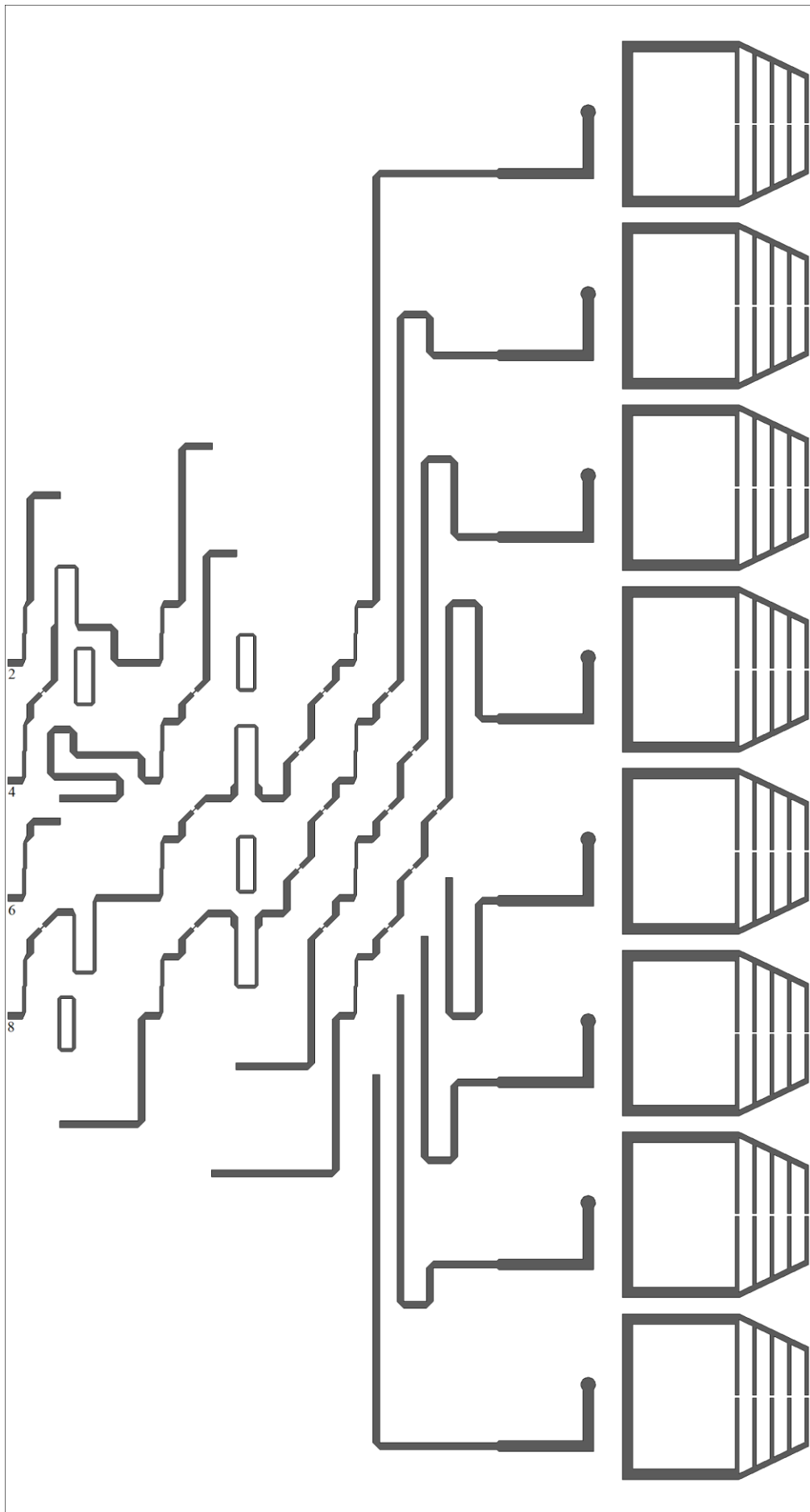


Рисунок А.23 – Топология линий на лицевой стороне платы 2

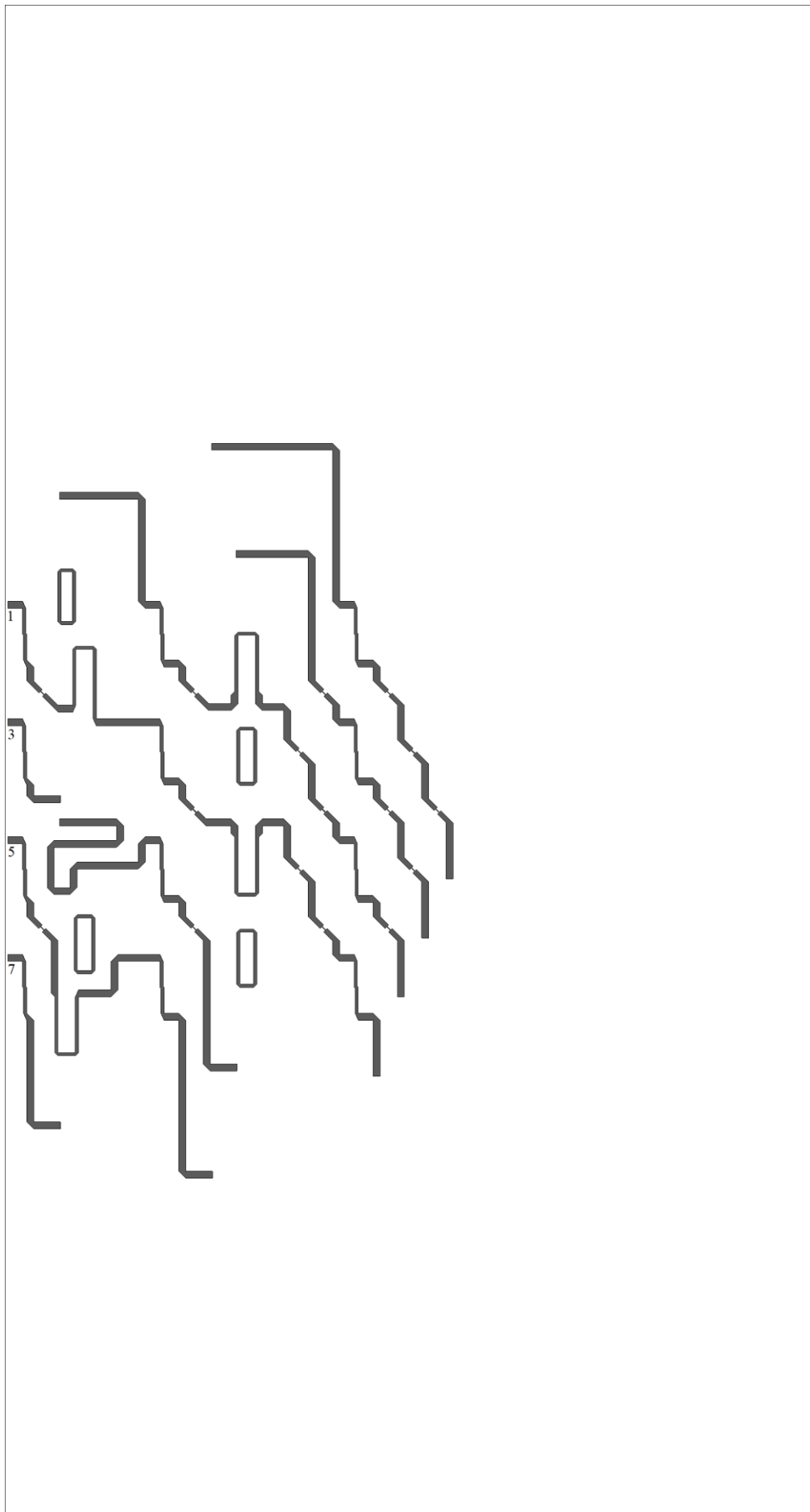


Рисунок А.24 – Топология линий на обратной стороне платы 2

ПРИЛОЖЕНИЕ Б. АКТЫ ВНЕДРЕНИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ РАБОТЫ

УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор
АО «НПО НИИИП-НЗиК»


«07» апреля 2022 г.



П.В. Заболотный

2022 г.

УТВЕРЖДАЮ

Проректор НГТУ по научной работе
С.В. Брованов


«07» апреля 2022 г.



2022 г.

А К Т

об использовании научных результатов и выводов диссертационной работы
Паршина Ю.Н. «Печатные многолучевые антенные решётки с модифицированными
фазовращателями и излучателями дипольного вида»

Мы, нижеподписавшиеся, представитель АО «НПО НИИИП-НЗиК» в лице начальника СКБ-1 Д.С. Вильмицкого и представитель Новосибирского государственного технического университета (НГТУ) в лице декана факультета «Радиотехники и электроники» С.А. Стрельцова составили настоящий акт об использовании научных результатов и выводов диссертационной работы Паршина Ю.Н.

Мы свидетельствуем о том, что методика проектирования распределительных систем многолучевых фазированных антенных решеток, предложенная и развитая Ю.Н. Паршиным, использовалась при проработке материалов эскизного проекта по разработке излучающей системы перспективной радиолокационной станции.

Начальник СКБ-1, к.т.н.

Д.С. Вильмицкий

Декан факультета

«Радиотехники и электроники»

к.т.н., доцент

С.А. Стрельцов

**ПРИЛОЖЕНИЕ В. ДОКУМЕНТЫ, ПОДТВЕРЖДАЮЩИЕ ПРАВО НА
ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНУЮ СОБСТВЕННОСТЬ**

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2729513

Полосковый фазовращатель

Патентообладатель: **ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ
БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ "НОВОСИБИРСКИЙ
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ"
(RU)**

Авторы: **Горбачев Анатолий Петрович (RU),
Паршин Юрий Николаевич (RU)**

Заявка № 2019138333

Приоритет изобретения 26 ноября 2019 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 07 августа 2020 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 26 ноября 2039 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

 Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2757538**Диаграммообразующее устройство**

Патентообладатель: **ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ
БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ «НОВОСИБИРСКИЙ
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ» (RU)**

Авторы: **Горбачев Анатолий Петрович (RU), Паршин Юрий
Николаевич (RU)**

Заявка № **2020143539**Приоритет изобретения **29 декабря 2020 г.**

Дата государственной регистрации

в Государственном реестре изобретений

Российской Федерации **18 октября 2021 г.**

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает **29 декабря 2040 г.**

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 0x02A5CFB5C00B1ACFB9A40A2F08092E9A118
Владелец **Ивлиев Григорий Петрович**
Действителен с 15.01.2021 по 15.01.2035

Г.П. Ивлиев