

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

На правах рукописи



Мигалин Михаил Михайлович

**ИССЛЕДОВАНИЕ ОСОБЕННОСТЕЙ ПОСТРОЕНИЯ АНТЕННЫХ
РЕШЕТОК МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН**

Специальность: 2.2.14 Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, профессор
Обуховец Виктор Александрович

Таганрог 2025

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
1. ОБЗОР ЛИТЕРАТУРЫ.....	15
1.1 Антенные системы миллиметрового диапазона: исторический обзор	15
1.2 Проектирование современных антенных систем миллиметрового диапазона	17
1.3 Автоматизация решения задачи синтеза антенных систем.....	20
1.4 Выводы.....	22
2. КОНСТРУКТИВНЫЙ СИНТЕЗ ОДИНОЧНОГО ПЕЧАТНОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ ММ-ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН	24
2.1 Постановка задачи конструктивного синтеза МПА.....	24
2.2 Расчет конструкции базовой МПА.....	26
2.3 Методика решения задачи конструктивного синтеза МПА	27
2.4 Реализация генетического алгоритма в САПР CST Studio Suite и MATLAB	32
2.5 Влияние предварительного отбора особей на скорость сходимости ГА. .33	
2.6 Синтез конструкций МПА для производства опытных образцов	36
2.6.1 Синтез МПА с пикселями на верхнем слое диэлектрика	37
2.6.2 Синтез МПА с пикселями на верхнем и нижнем слоях диэлектрика	40
2.7 Экспериментальное исследование синтезированных МПА.....	41
2.8 Выводы.....	46
3. КОНСТРУКТИВНЫЙ СИНТЕЗ РАЗВЯЗЫВАЮЩИХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ ПЕЧАТНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК ММ-ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН48	
3.1 Выбор базового элемента для снижения взаимной связи между излучателями двухэлементной АР	48

3.2	Постановка задачи конструктивного синтеза развязывающего устройства	49
3.3	Методика конструктивного синтеза развязывающих устройств	52
3.4	Синтез развязывающих структур с помощью ГА	52
3.4.1	Пиксели на верхнем слое диэлектрика	52
3.4.2	Пиксели на нижнем слое диэлектрика.....	54
3.4.3	Пиксели на верхнем и на нижнем слоях диэлектрика	56
3.5	Синтез конструкций МПА для производства экспериментальных образцов	58
3.6	Экспериментальное исследование изготовленных АР	61
3.6.1	Измерительная установка.....	61
3.6.2	Базовая конструкция АР.....	63
3.6.2.1	Оптические измерения базовой конструкции АР	65
3.6.2.2	Анализ чувствительности базовой конструкции АР	68
3.6.2.3	Выбор модели шероховатостей проводников	72
3.6.3	АР с пикселями на верхнем слое диэлектрика	73
3.6.3.1	Оптические измерения АР с пикселями на верхнем слое.....	75
3.6.3.2	Анализ чувствительности АР с пикселями на верхнем слое.....	78
3.6.4	АР с пикселями на верхнем и на нижнем слоях диэлектрика.....	78
3.6.4.1	Оптические измерения АР с пикселями на обоих слоях	80
3.6.4.2	Анализ чувствительности АР с пикселями на обоих слоях	82
3.7	Анализ эмпирически полученных развязывающих структур	82
3.7.1	Квадратные кольцевые резонаторы на верхнем слое диэлектрика	83
3.7.2	Кольцевые резонаторы в проводящем экране	87

3.8	Выводы.....	92
4.	ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОДЛОЖЕК МИКРОПОЛОСКОВЫХ АНТЕНН МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН	95
4.1	Печатные структуры для определения диэлектрической проницаемости.....	95
4.2	Модель SIW-резонатора	97
4.3	Методика определения ненагруженной резонансной частоты	98
4.4	Экспериментальное определение относительной диэлектрической проницаемости с помощью одномодовых резонаторов.....	103
4.5	Верификация экспериментально определенных значений относительной диэлектрической проницаемости	121
4.5.1	Определение относительной диэлектрической проницаемости методом разности фаз.....	121
4.5.2	Определение относительной диэлектрической проницаемости с помощью многомодовых SIW-резонаторов.....	127
4.6	Оценка влияния производственных погрешностей на рассчитанные с помощью одномодовых резонаторов значения относительной диэлектрической проницаемости	129
4.7	Выводы.....	130
	ЗАКЛЮЧЕНИЕ	132
	СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	135
	ПРИЛОЖЕНИЕ А	148
	ПРИЛОЖЕНИЕ Б.....	149

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы диссертационного исследования и степень ее разработанности. В современных телекоммуникационных системах повышение скорости обмена данными достигается за счет применения широкополосных антенных систем, а также с помощью пространственного мультиплексирования Multiple Input, Multiple Output (MIMO), использующего антенные решетки. Массовое применение систем связи, работающих в дециметровом и сантиметровом диапазонах длин волн, привело к освоению мм-диапазона [1]. Согласно данным наукометрической базы SCOPUS, ежегодное число публикаций по запросу «wideband AND antenna AND mm» показывает стремительный рост: в 2006 году была опубликована лишь одна работа, а в 2022 году – 15 публикаций по данной теме, что указывает на растущую актуальность разработки широкополосных антенн мм-диапазона длин волн; суммарно в период с 2006 по 2024 год было опубликовано 83 работы и, в основном, это работы по анализу выбранных конструкций.

Многоэлементные антенные системы позволяют динамически формировать диаграмму направленности (ДН), создавая нули в направлении помех, а максимумы – в направлении абонентских терминалов (системы spatial division multiple access, SDMA), а также обеспечивают пространственное мультиплексирование в системах MIMO. Однако, работоспособность антенной решетки (АР) может быть нарушена из-за взаимовлияния антенных элементов, что влечет за собой деградацию производительности телекоммуникационной системы или её полную неспособность обмениваться данными с абонентскими терминалами. При управлении лучами ДН могут появляться нежелательные нули ДН, вызванные эффектом «ослепления» решетки, рост уровня боковых лепестков (УБЛ) и искажения ДН [2]. Из-за роста связи между приемопередающими антеннами систем MIMO растет и корреляция каналов связи, что снижает спектральную эффективность системы и ведет к уменьшению скорости обмена данными [92]. **Актуальность** решения задачи снижения взаимной связи печатных излучателей подтверждается данными

SCOPUS: результаты поиска «mutual AND coupling AND antenna AND reduction», по ключевым словам, аннотациям и заголовкам статей показывают стремительный рост числа публикаций в 21-м веке: в 2000 году была опубликована одна работа, а в 2023 – 128 публикаций по теме снижения взаимной связи излучателей.

Постепенный переход телекоммуникационных систем в диапазон мм – длин волн потребовал разработку новых подходов к определению диэлектрических параметров широко используемых фольгированных диэлектриков на частотах более 30 ГГц. Классические резонансные методы неприменимы из-за малых размеров опытных образцов и фидерных систем [3]. Только при использовании точных данных о частотных свойствах диэлектрической подложки возможно достоверное моделирование СВЧ – устройств мм – диапазона. Данные SCOPUS свидетельствуют об устойчивом росте числа публикаций по запросу «(measurement or characterization) AND complex AND permittivity and millimeter» начиная с 2002 года, что подчеркивает **актуальность** решения проблемы определения свойств диэлектриков в мм-диапазоне длин волн.

На фоне усложнения конструкций антенн и устройств СВЧ мм-диапазона, повышенных требований к антенным решеткам, а также высокой чувствительности изготавливаемых антенных систем к погрешностям изготовления и используемым материалам эвристический подход к проектированию СВЧ – устройств, зависящий исключительно от опыта инженера, теряет свою эффективность. В связи с этим возникает необходимость развития регулярных методов решения задач синтеза, учитывающих вышеперечисленные особенности построения антенных систем мм-диапазона.

При массовом проектировании и производстве различных антенн особую роль играет автоматическое решение задач конструктивного синтеза. В отечественной и иностранной литературе немногочисленны работы по автоматическому проектированию антенн мм-диапазона и разработке подходов к их синтезу. В абсолютном большинстве рассмотренных публикаций процесс синтеза антенн имел эвристический характер. Авторы применяли системы автоматизированного

проектирования (САПР), такие как Altair FEKO, Ansys Electronics Desktop или CST Studio Suite, позволяющие проводить электромагнитный анализ исследуемых устройств, но в которых автоматическая обработка большого числа антенных конструкций затруднительна. Использовались и пакеты прикладных математических программ, такие как Mathematica, MATLAB и Mathcad, в которых исследователи математически описывали решаемую задачу, а результатом её решения были размеры синтезируемой структуры, но не геометрическая модель устройства для производства. Комбинирование возможностей математических пакетов и САПР создаст новые инструменты для разработчиков антенн и устройств СВЧ, что может ускорить решение частных инженерных проблем, препятствующих освоению мм-диапазона длин волн в системах связи.

Целью диссертационной работы является разработка методик автоматического синтеза печатных излучателей и низкопрофильных развязывающих устройств мм-диапазона длин волн с расширенной полосой рабочих частот.

Следующие **задачи** необходимо решить для достижения цели диссертационной работы:

1. Разработать методику автоматического синтеза топологии широкополосных микрополосковых антенн и развязывающих устройств для мм-диапазона длин волн на основе современных вычислительных методов.
2. Численно и экспериментально исследовать синтезированные структуры с целью проверки достижения заданных параметров.
3. Экспериментально исследовать влияние производственных погрешностей на микрополосковые антенны мм-диапазона длин волн.
4. Разработать методику определения относительной диэлектрической проницаемости фольгированных диэлектриков в мм-диапазоне длин волн.
5. Численно и экспериментально определить диэлектрические свойства фольгированного диэлектрика в мм-диапазоне длин волн.

Научная новизна работы заключается в том, что:

1. Решена задача автоматического конструктивного синтеза печатных излучателей в соответствии с требуемыми направленными и частотными свойствами излучателей.
2. В автоматическом режиме решена задача синтеза печатных развязывающих устройств, обеспечивающих требуемый уровень развязки в заданной полосе частот.
3. Получены численные и экспериментальные результаты исследования синтезированных структур.
4. Исследовано влияние производственных погрешностей на параметры печатных антенн и развязывающих устройств.
5. Отработана методика определения свойств фольгированных диэлектриков в мм-диапазоне с помощью одномодовых SIW-резонаторов; проведено численное и экспериментальное исследование фольгированного диэлектрика.

Решение задачи синтеза антенных излучателей относится к классу обратных задач электродинамики. Результат решения задачи синтеза может быть проверен путем решения прямой задачи электродинамики, т. е. анализа синтезированной структуры. **Достоверность результатов** синтеза микрополосковых антенн подтверждена согласованностью экспериментально полученных данных и результатов моделирования антенн в САПР. Результаты определения относительной диэлектрической проницаемости исследованного фольгированного диэлектрика в мм-диапазоне длин волн соотносятся с данными производителя для более низких частот.

Практическая ценность результатов диссертационной работы, выражается в следующем:

1. Создан инструмент для разработчиков антенн в виде программы, комбинирующей возможности численных методов оптимизации и электродинамического моделирования современных конструкций антенных систем.
2. В автоматическом режиме разработан ряд конструкций излучателей и развязывающих устройств по предложенной методике конструктивного синтеза.

Экспериментально показано увеличение полосы согласования синтезированной микрополосковой антенны в 5,2 раза относительно базовой конструкции антенны, а также увеличение полосы развязки печатных излучателей на 19% относительно базовой конструкции двухэлементной антенной решетки.

3. Разработана и апробирована методика измерения диэлектрической проницаемости материала подложки для СВЧ – устройств миллиметрового диапазона длин волн в диапазоне от 30 до 170 ГГц.
4. Выработаны рекомендации по применению генетического алгоритма при решении задач конструктивного синтеза антенн и развязывающих устройств.

Акты о внедрении результатов диссертационного исследования приведены в приложениях А и Б.

Основные положения, выносимые на защиту диссертационной работы:

1. Подход к автоматическому конструктивному синтезу широкополосных печатных антенн путем оптимального размещения квадратных проводящих пластин на поверхности диэлектрической подложки, а также квадратных вырезов в проводящем экране, подтвержденный результатами расчетов и экспериментальными данными.
2. Методика увеличения развязки между печатными излучателями путем оптимального размещения квадратных проводящих пластин на поверхности диэлектрической подложки, а также квадратных вырезов в проводящем экране, подтвержденная результатами расчетов и экспериментальными данными.
3. Методика учета влияния технологических погрешностей на результаты синтеза МПА на основе оптических измерений.
4. Модифицированная резонаторная методика определения свойств фольгированных диэлектриков в мм-диапазоне длин волн, подтвержденная результатами расчетов и экспериментальными данными.

Апробация диссертации

Результаты диссертационной работы были обсуждены в ходе следующих конференций:

1. 34-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2024).
2. Международная научная конференция «Излучение и Рассеяние Электромагнитных волн «ИРЭМВ-2023».
3. Международная научная конференция российских молодых исследователей в области электротехники и электроники (ElConRus 2023).
4. Международная научная конференция «Излучение и Рассеяние Электромагнитных волн «ИРЭМВ-2021».
5. Всероссийская научно-техническая конференция «Антенны и распространение радиоволн» (АРР 2018).

Публикации

По материалам диссертационной работы опубликовано 14 работ в том числе 7 статей в изданиях, входящих в перечень ВАК [76; 85; 86; 89; 90; 92; 107] и 7 в сборниках научных трудов российских и международных научных конференций [77; 87; 88; 91; 93; 94; 106], выполненных в соавторстве.

Личный вклад

Общий объём публикаций составил 9,375 п.л, из которых 8,86 п.л. – личный вклад автора.

Вклад автора в работе [107]: численная и экспериментальная реализация метода разности фаз для определения относительной диэлектрической проницаемости подложки, численная и экспериментальная реализация метода многомодовых резонаторов для определения относительной диэлектрической проницаемости подложки, численная и экспериментальная реализация метода одномодовых резонаторов для определения относительной диэлектрической проницаемости подложки.

Вклад автора в работах [90; 91; 92]: реализация генетического алгоритма в MATLAB, исследование поведения целевой функции, определенной в САПР, в зависимости от параметров генетического алгоритма, анализ характеристик синтезированных антенн и развязывающих структур.

Вклад автора в работах [85; 86; 87; 88; 89]: разработка макросов на языках VBScript и IronPython для САПР Ansys HFSS, исследование характеристик волновоодно-щелевых антенных решеток, построенных с помощью макросов.

Вклад автора в работах [76; 77]: численное исследование 14 развязывающих устройств, экспериментальное исследование двух изготовленных антенн, определение спектральной эффективности печатных антенн с развязывающей структурой и без неё.

В работе [93] автор выполнил численное исследование девяти развязывающих структур, выполненных на основе квадратных кольцевых резонаторов.

Вклад автора в работе [94]: разработка, изготовление и экспериментальное исследование микрополосковых линий для определения относительной диэлектрической проницаемости полимера, разработка, изготовление и экспериментальное исследование кольцевых резонаторов для определения относительной диэлектрической проницаемости полимера, экспериментальное определение относительной диэлектрической проницаемости полимера методом волноводной линии передачи.

Вклад автора в работе [106]: оптические исследования погрешностей производства многомодовых SIW-резонаторов, оценка влияния погрешностей производства многомодовых SIW-резонаторов на вычисленные значения относительной диэлектрической проницаемости подложки.

В диссертационном исследовании автором разработана методика автоматического синтеза широкополосных микрополосковых антенн, разработан программный код, объединяющий возможности САПР для электромагнитного моделирования и MATLAB для полной автоматизации процесса конструктивного синтеза микрополосковых развязывающих устройств с требуемыми частотной характеристикой и направленными свойствами, а также антенн с заданной частотной и пространственной характеристиками, численно и экспериментально исследованы опытные образцы МПА, представлена методика оценки влияния технологических погрешностей на результаты синтеза МПА AP и развязывающих структур на основе оптических измерений, разработана методика определения относительной

диэлектрической проницаемости фольгированных диэлектриков, разработан программный код для обработки данных измерений S – параметров SIW-резонаторов и микрополосковых линий, выполнены экспериментальные исследования заданного фольгированного диэлектрика тремя методами в диапазоне 1–170 ГГц.

Структура работы

Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав и заключения. Она содержит 149 страниц, 129 рисунков, 1 таблицу, список литературы из 110 наименований.

СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во **введении** показана актуальность диссертационного исследования, отражена научная новизна результатов работы, поставлены цели и сформулированы задачи исследования, показаны методы подтверждения достоверности результатов, сформулированы основные положения, выносимые на защиту, представлен список публикаций по результатам работы.

В **первой главе** приведен обзор литературы, рассмотрена история развития СВЧ – техники мм-диапазона, в частности антенн, антенных решеток и мобильных систем. Описаны особенности построения современных антенных решеток, перечислены методы определения свойств применяемых СВЧ – диэлектриков. Обозначена проблема взаимной связи при создании таких антенных решеток и пути её снижения. Перечислены подходы к конструктивному синтезу антенных излучателей и антенных решеток.

Во **второй главе** рассмотрена методика решения задачи автоматического конструктивного синтеза микрополосковой антенны. Поставлена задача конструктивного синтеза излучателя в заданном частотном диапазоне при заданных направленных свойствах. Описано применение генетического алгоритма для конструктивного синтеза излучателей. Исследовано поведение целевой функции при различных значениях параметров алгоритма. Выполнено проектирование микрополосковых антенн диапазона 25–50 ГГц, а также проведено экспериментальное исследование прототипов.

В **третьей главе** рассмотрена методика решения задачи автоматического конструктивного синтеза развязывающих устройств для двухэлементной антенной решетки. Поставлена задача конструктивного синтеза развязывающей структуры в заданном частотном диапазоне. Применен генетический алгоритм для синтеза одно- и двухслойных развязывающих структур. На примере двухэлементной АР диапазона 25–50 ГГц численно и экспериментально проверена методика автоматического конструктивного синтеза развязывающих устройств. Представлена методика оценки влияния технологических погрешностей на результаты синтеза МПА

основе оптических измерений. Рассмотрены квадратные печатные резонаторы для узкополосного и широкополосного улучшения развязки между излучателями.

Четвертая глава посвящена экспериментальному определению относительной диэлектрической проницаемости фольгированного диэлектрика, широко применяемого в СВЧ – устройствах мм-диапазона. Предложен способ определения свойств диэлектрика с помощью одномодовых резонаторов с различной величиной связи с возбуждающим волноводом. С помощью одномодовых резонаторов экспериментально определено значение относительной диэлектрической проницаемости в диапазоне 30–170 ГГц. Данные результаты подтверждены экспериментально определенными значениями относительной диэлектрической проницаемости методом разности фаз и многомодовых резонаторов в диапазоне 1–170 ГГц. Методом Монте-Карло проведена оценка влияния производственных допусков на вычисленное значение относительной диэлектрической проницаемости.

В заключении приведены основные результаты диссертационной работы и сделаны выводы. Обозначены исследования, которые могут быть полезны при разработке антенн и антенных решеток мм-диапазона.

1. ОБЗОР ЛИТЕРАТУРЫ

1.1 Антенные системы миллиметрового диапазона: исторический обзор

История исследования миллиметровых волн берет свое начало в 19-ом веке. В 1895 П. Н. Лебедев провел первый эксперимент с миллиметровыми волнами: он исследовал дифракцию, отражение, преломление, распространение и интерференцию волн длиной 6 мм [4]. В 1924 году А. А. Глаголева – Аркадьева сгенерировала колебания частотой 6–3700 ГГц, которые возбуждали излучатели, представляющие собой металлические опилки в масле [5].

В 1950-х, развивая теорию цилиндрических волноводов С.А. Щелкунов обратил внимание, что для некоторого типа волн затухание уменьшается с ростом частоты, что в будущем определило применение цилиндрических волноводов в качестве фидерных линий для устройств см - и мм-диапазонов длин волн [6]. В этот же период в университете Джонса Хопкинса формируется исследовательская группа по вопросам спектроскопии в мм-диапазоне длин волн, а в Технологическом институте Джорджии разрабатывают антенны для радара, работающего на частоте 70 ГГц [6; 7]. Развитие получила радиоастрономия, использующая методы радиооптики. В 1966 году была опубликована работа, посвященная созданию радиотелескопа по схеме Кассегрена, работающего на длине волны 3,2 мм [8]. Зеркало диаметром 4,57 м предназначалось для наблюдения за небесными телами и исследования поверхности Луны во время затмения 1963 года. При построении первых антенн мм-диапазона длин волн инженеры столкнулись с высокой чувствительностью конструкции к вариациям размеров и электрических свойств материалов. Печатные антенные решетки (АР) долгое время не могли быть разработаны из-за отсутствия фазовращателей подходящего размера, а также циркуляторов и сумматоров [9].

Впервые в 1966 году на основе параболических антенн была создана АР из восьми излучателей для исследования атмосферы Земли [10]. Каждое из 30 – см зеркал возбуждалось 2 – см рупором, излучающим электромагнитное поле на частоте 35 ГГц. Размер апертуры АР составлял 24 м, что делало невозможным создание мобильной системы на её основе. Позднее были разработаны волноводно-щелевые антенные решетки, работающие на частотах до 94 ГГц [11–13]. Например, АР, описанная в [11], состояла из 14 эквидистантных щелей в волноводе, расстояние между которыми составляло четверть длины волны при частоте 70 ГГц. Работа Хильбурна описывает волноводно-щелевую антенную решетку (ВЩАР) с центральной частотой 28,5 ГГц, и состоящую из 400 щелей, размещенных на узких стенках волноводов в режиме бегущей волны [13]. Путем изменения частоты генератора, достигнуто сканирование в диапазоне $\pm 17^\circ$.

В 1981 году Вайс разработал ряд АР миллиметрового диапазона: 16-элементные АР для 35 и 60 ГГц, а также АР из 1024 элементов для 38 ГГц [14]. Печатные излучатели были синфазно возбуждены и размещены на подложке из стеклопластика и тефлона. Данная работа показала возможность технологичного и дешевого производства АР мм-диапазона, что и определило вид современных излучателей. В 1983 была предложена новая конструкция излучателя, которая нашла широкое применение в мм-диапазоне длин волн – диэлектрические цилиндрические резонаторы [15]. Например, в работе [16] показана АР из четырех диэлектрических излучателей, работающая на частоте 94 ГГц и размещенная на подложке с высокой относительной диэлектрической проницаемостью.

По мере развития сотовых сетей пятого и шестого поколений, активно использующих технологию ММО и методы адаптивного формирования луча, начали активно разрабатываться АР мм-диапазона длин волн. В сотовых сетях пятого поколения получили развитие АР, работающие в диапазоне 24–76 ГГц [17]. Публикация [18] посвящена сканирующей АР для частот 5G диапазона 24,25–27,5 ГГц, построенной на основе металлических раскрывов, возбуждаемых интегрированными в подложку волноводами. Описанная в [19] АР, работающая на 60 ГГц,

предназначена для мобильного терминала и представляет собой набор межслойных отверстий, возбуждаемых микрополосковой линией.

1.2 Проектирование современных антенных систем миллиметрового диапазона

Малые размеры излучателей мм-диапазона позволяют интегрировать антенные элементы в системы на кристалле (SoC, System on Chip). В связи с этим все большее распространение получают AP мм-диапазона, интегрированные в микросхемы (AoC, Antenna on Chip). Основным материалом, используемым при создании SoC — это кремний с удельным электрическим сопротивлением 10–15 Ом·см и высокой диэлектрической проницаемостью, что приводит к значительному снижению КПД AP, расположенных на кремниевых подложках [20]. В результате мощность, излучаемая AP, поглощается в подложке, что приводит к её нагреву. Высокая относительная диэлектрическая проницаемость кремния ϵ , равная 11,7–11,9, ведет к концентрации силовых линий в подложке, что также снижает КПД AP. Для борьбы со снижением КПД применяют механическую микрообработку: под антенными излучателями убирают часть кремния, что снижает эффективную относительную диэлектрическую проницаемость подложки. Также используют ионное легирование, увеличивающее сопротивление подложки до 10^6 Ом·см. Повышение коэффициента усиления (КУ) AoC возможно за счет размещения диэлектрика с ещё более высоким значением ϵ над антенной [20].

Важным аспектом проектирования печатных AP мм – диапазона является выбор фольгированного текстолита, так как он определяет размеры излучателей, возможность распространения волн высших типов в подложке, затухание поля в диэлектрике и в металлизации. Существующая методика определения диэлектрической проницаемости зарубежных диэлектриков IPC-TM-650 [21] описывает измерения на частотах до 18 ГГц, в связи с чем разработчики антенных устройств внедряют дополнительные методы оценки диэлектрических свойств на более высоких

частотах. Среди методов определения относительной диэлектрической проницаемости ϵ и тангенса угла диэлектрических потерь можно выделить две группы методов: резонансные и нерезонансные [22]. Резонансные методы включают применение кольцевых печатных резонаторов [23], резонаторов, интегрированных в подложку [24], резонаторов Фабри – Перо [25], резонаторов с модами «шепчущей галереи» [26] и цилиндрических резонаторов [27]. Нерезонансные методы включают проходной метод в открытом пространстве [28] и в закрытой направляющей системе [29], метод двух микрополосковых линий [30]. Каждый из этих методов обладает определенными ограничениями по частоте и точности, в связи с чем может потребоваться комбинирование нескольких методов для определения диэлектрических свойств фольгированного текстолита.

Переход на частоты выше 10 ГГц привел к росту потерь в металле по сравнению с потерями в диэлектрике для полосковых линий фольгированных текстолитов, применяемых на СВЧ [31], в связи с приближением толщины скин-слоя к толщине металлизации. Поэтому для точного определения потерь в антенных излучателях AP в мм-диапазоне длин волн применяют модель Хуррея [32] вместо модели Моргана [33], так как она учитывает не только среднеквадратичное значение величины шероховатостей, но и структуру меди. С ростом частоты, применение волноводов и коаксиальных линий затруднено ввиду их малых размеров, в связи с чем в мм-диапазоне длин волн преобладают линии передач в полосковом исполнении. В дополнении к широко распространённым микрополосковым линиям, в литературе рассмотрены следующие типы направляющих систем, применяемых на частотах выше 30 ГГц: инвертированные микрополосковые линии [34], микрокопланарные и копланарные линии [35-37], интегрированные в подложку волноводы (SIW-волноводы) [38], печатные волноводы на основе метаматериалов [39], EBG-структур [40; 41]. Использование иммерсионного золота с подслоем никеля (ENIG) и иммерсионного серебра (IAG) в качестве финишного покрытия в направляющих линиях мм-диапазона не только защищает проводники от окисления, но также увеличивает потери в линиях передач и излучателях [42; 43].

Неидеальность производственных процессов ведет к варьированию размеров производимых печатных структур, при этом погрешности изготовления становятся сопоставимыми с производимыми структурами. В [44, с. 1815] показано, что для многослойной патч-антенны с емкостным возбуждением производственные погрешности могут уменьшить полосу возбуждения пассивного излучателя до 30%. В публикации [45] показано влияние технологических процессов на частотные характеристики интегрированных в подложку фильтров мм-диапазона. Варьирование толщины медной фольги не только изменяет эффективную диэлектрическую проницаемость, используемую при моделировании устройств в САПР, но также и влияет на погонные потери линии передач [43].

Взаимная связь излучателей в АР может быть снижена с помощью развязывающих устройств. Для развязки антенных элементов широко применяются ЕВГ-структуры, предотвращающие распространение поверхностных волн, а также перегородки из метаматериалов и «дефекты экрана» [46; 47]. Применение ЕВГ-структуры в многослойной патч – антенне [48] позволило снизить взаимную связь между излучателями на 15 дБ, но при этом авторы отмечают чувствительность коэффициента передачи между излучателями к производственным допускам. В публикациях [49; 50] взаимная связь была уменьшена на 30 дБ путем использования ЕВГ-кольцевых резонаторов и ЕВГ-структур с круглыми проводниками. Благодаря применению перегородки высотой 2 мм, изготовленной из метаматериала, авторам работы [51] удалось уменьшить взаимную связь излучателей в среднем на 16 дБ в полосе частот 57–64 ГГц, а использование «дефектов экрана» в форме прямоугольных щелей позволило улучшить согласование излучателей и снизить взаимную связь между излучателями на 3-7 дБ [52].

Важной особенностью построения печатных АР мм-диапазона длин волн является задача проектирования коротких фидерных линий со сниженным числом фазовращателей. Подобная тенденция вызвана повышенными в мм-диапазоне потерями в фольгированных диэлектриках, а также дороговизной фазовращателей. В связи с этим применяется диаграммообразующая система (ДОС) типа Coherently

Radiating Periodic Structures (CORPS). В публикации [53] показано, что применение CORPS позволило уменьшить число фазовращателей на 69% в сканирующей АР из 49 излучателей в сравнении со стандартной АР, где фазовращатель подключен к каждому антенному элементу. Уменьшение числа фазовращателей с помощью CORPS может привести к росту суммарной длины питающих линий АР, что вызовет снижение КПД системы. Снижение погонных потерь в фидерных линиях печатных АР достигается путем перехода к линиям передач, рассмотренных ранее.

1.3 Автоматизация решения задачи синтеза антенных систем

Полуволновый шаг АР, обеспечивающий отсутствие дифракционных максимумов, накладывает ограничения на геометрические размеры широкополосных антенных элементов. В большинстве опубликованных работ по антеннам мм-диапазона используется эвристический подход, когда структура антенны предлагается на основе опыта и интуиции разработчика. Классическая постановка задачи синтеза подразумевает нахождение закона распределения поля на поверхности антенны, в то время как решение задачи конструктивного синтеза позволяет получить форму излучателя, обеспечивающую заданные характеристики антенны [54]. В связи с развитием вычислительных мощностей ЭВМ, широкое распространение получили методы математического программирования, позволяющие найти экстремум функции большого числа переменных, которые могут представлять собой геометрические параметры синтезируемой антенны. В литературе много примеров упрощения таких многомерных функций для ускорения синтеза СВЧ – структур. В качестве примера рассмотрено использование метода отклика поверхности [55]. Резонансная частота печатного излучателя, представляющая собой фрактальную структуру из набора кругов, была описана с помощью функции отклика, применимой только для идентичных излучателей [56]. В начале 70-х годов прошлого века была разработана теория собственных мод для идеально проводящих тел в вакууме [57],

которая впоследствии стала применяться для синтеза формы печатных излучателей [58]. Классические методы оптимизации, которые могут быть использованы для синтеза излучателей, включают: метод градиентного спуска и его модификации [59], эволюционные алгоритмы [60], алгоритм имитации отжига [61] и подходы с применением машинного обучения [62]. Среди данных алгоритмов выделяется генетический алгоритм (ГА), использующий принципы естественного отбора в живой природе.

ГА может работать с большим числом переменных, которые могут быть как дискретными, так и непрерывными, а результатом работы ГА является список оптимальных значений вместо одного. ГА предпочтителен для функций с дискретными параметрами, так как при дискретизации непрерывных параметров возникают ошибки, ассоциированные с квантованием. ГА не требует информации о производных оптимизируемой функции, что расширяет класс решаемых оптимизационных задач [63]. В работе [64] рассмотрено применение одной из модификаций ГА для синтеза прореженной АР со сниженным уровнем боковых лепестков относительно классического ГА за одинаковое количество итераций. Обзор [65] посвящен применению ГА и его модификаций для синтеза печатных излучателей. Среди рассмотренных работ авторы отмечают использование бинарных генетических последовательностей для конструктивного синтеза микрополосковых антенн (МПА) с заданными параметрами: обеспечение линейной или круговой поляризации, заданная форма ДН, полоса согласования, минимальная величина КУ. Ярким примером успешного применения ГА для конструктивного синтеза МПА мм-диапазона является статья [66]. В публикации рассмотрена разработка двухдиапазонной МПА мм-диапазона с помощью пиксельного представления излучателя и бинарных генов. Особенность работы заключается в применении круглых ячеек, которые вырезались из металлического полоска. Для оценки характеристик излучения МПА авторы разработали программу в среде MATLAB, которая создает представление исследуемой конструкции в виде VBS-скрипта, импортируемого в САПР Ansys HFSS. Помимо расширения полосы рабочих частот МПА, был увеличен КУ. В

своей более поздней работе [67], этот коллектив авторов синтезировал четырехдиапазонную МПА мм-диапазона, но при этом применив квадратные пиксели.

ГА широко применяется и в задачах конструктивного синтеза развязывающих устройств для АР. Использование ГА в работе [68] позволило уменьшить взаимную связь между излучателями на 29 дБ с помощью синтезированной EBG-структуры. ГА можно использовать для гибридных методов конструктивного синтеза [69]. Авторы провели комбинирование ГА и муравьиного алгоритма для синтеза полигональных «дефектов» металлизации антенны в результате чего взаимная связь излучателей в E-плоскости снизилась на 11 дБ. В работе [70] реализовано объединение возможностей трехслойной нейронной сети и ГА для синтеза конструкции развязывающего устройства. Авторы достигли улучшения согласования одиночных излучателей до 20 дБ и улучшение развязки до 34 дБ. Повышению развязки излучателей может способствовать изменение конфигурации фидерной системы. С помощью ГА была разработана [71] конструкция широкополосной микрополосковой фидерной системы, снизившая взаимную связь между МПА на 15 дБ.

1.4 Выводы

Приведенные научные публикации свидетельствуют о широком применении печатных излучателей в мм-диапазоне длин волн и подчеркивают важность разработки такого типа излучателей. Анализ работ, связанных с методами оптимизации, указывает на то, что ГА менее склонен к попаданию в локальные минимумы благодаря мутациям и рекомбинациям хромосом в популяции, а также на эффективную работу с дискретными величинами, что положительно отличает его от градиентных методов в задачах синтеза антенн. В анализе публикаций на предмет результатов синтеза конструкций СВЧ – устройств показана принципиальная возможность применения ГА для автоматического конструктивного синтеза

микрорешетчатых антенн и развязывающих устройств в антенных решетках мм-диапазона длин волн. Отсутствие данных о частотной зависимости свойств фольгированных диэлектриков указывает на необходимость разработки практических методик определения свойств фольгированных диэлектриков в мм-диапазоне длин волн из-за ряда ограничений существующих подходов. Таким образом, рассмотренные публикации подтверждают актуальность задач, поставленных в диссертационном исследовании.

2. КОНСТРУКТИВНЫЙ СИНТЕЗ ОДИНОЧНОГО ПЕЧАТНОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ ММ-ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

2.1 Постановка задачи конструктивного синтеза МПА

МПА находят широкое применение в качестве излучателей телекоммуникационных систем мм-диапазона из-за их компактности, малой массы и простоты интеграции с другими элементами СВЧ – тракта, поэтому пусть в качестве базовой конструкции одиночного излучателя будет принята патч-антенна.

Рассмотрим базовую МПА, построенную на основе квадратной металлизированной диэлектрической подложки толщиной h с относительной диэлектрической проницаемостью ε_r и толщиной металлизации t . Пусть МПА возбуждается микрополосковой линией шириной w_m с волновым сопротивлением Z , соединенной с четвертьволновым трансформатором шириной w_q и длиной l_q . Ширина излучающего полоска W , а длина L . Далее прототип МПА будем сравнивать с синтезированной МПА таких же размеров.

Пусть требуется синтезировать конструкцию излучающего элемента микрополосковой антенны, ограниченную размером базовой антенны G (рисунок 2.1), с максимально возможной расширенной полосой частот. Примем, что направление максимума излучения в E -плоскости составляет θ_E , а в H -плоскости $-\theta_H$ от нормали к антенне [90].

Требуемые характеристики антенны:

- центральная частота – f_0 ;
- угловые отклонения максимумов излучения на центральной частоте не превышают допустимого значения ξ в H -плоскости - $|\theta_H - \theta_0|_{f_0} \leq \xi$ и в E -плоскости - $|\theta_E - \theta_0|_{f_0} \leq \xi$;

- импеданс возбуждающей микрополосковой линии (МПЛ) – Z ;
- максимально допустимый уровень рассогласования – $|S_{11}| \leq -K$ дБ;
- полоса согласования – максимально достижимая.

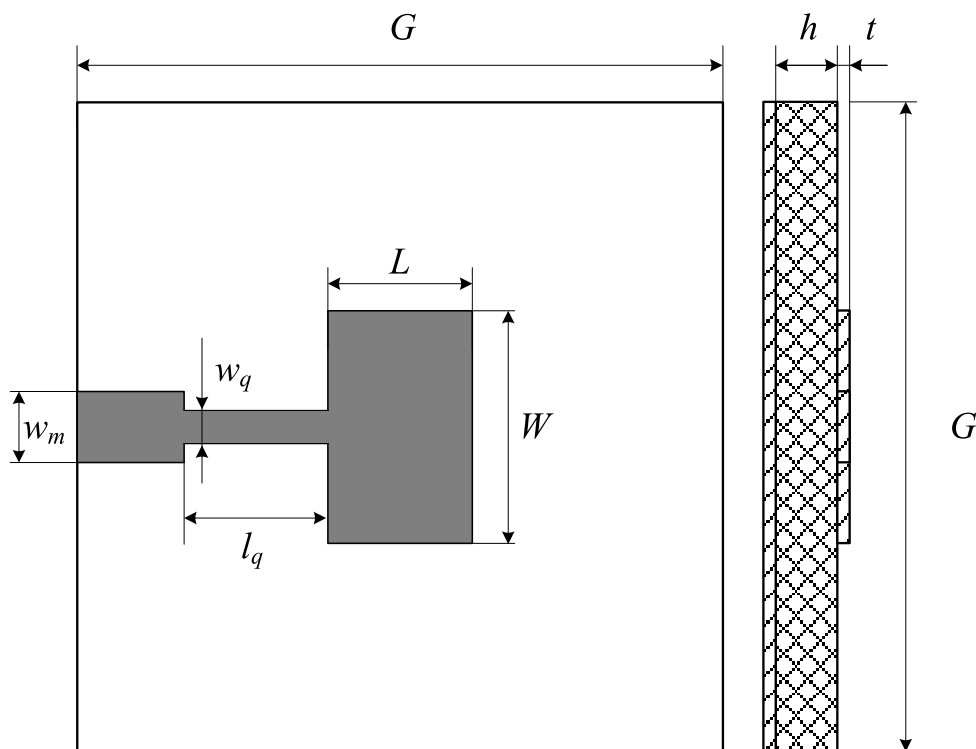


Рисунок 2.1– Базовая конструкция МПА [90]

Решение задачи синтеза топологии излучающего элемента МПА осуществим путем замены сплошной металлизированной поверхности патча на перфорированную, представляющую собой набор элементарных квадратных металлических участков, называемых пикселями. В качестве целевой функции (ЦФ) примем выражение, учитывающее как согласование МПА в N частотных точках по уровню K , так и направленные свойства МПА. В силу слабой направленности МПА форма главного лепестка ДН не имеет большого значения, поэтому пусть требование к ДН в ЦФ представлено в виде допустимого углового отклонения максимума ДН от нормали ζ . С учетом требований к МПА ЦФ примет следующий вид:

$$CF = \begin{cases} \frac{\sum_{i=1}^N H(f_i)}{N}, & \text{если } (|\theta_H - \theta_0|_{f_0} \leq \xi) \wedge (|\theta_E - \theta_0|_{f_0} \leq \xi), \\ 0, & \text{если } (|\theta_H - \theta_0|_{f_0} > \xi) \vee (|\theta_E - \theta_0|_{f_0} > \xi), \end{cases} \quad (2.1)$$

$$\text{где } H(f_i) = \begin{cases} 1, & \text{если } |S_{11}(f_i)| \leq K \text{ дБ}, \\ 0, & \text{если } |S_{11}(f_i)| > K \text{ дБ}. \end{cases}$$

2.2 Расчет конструкции базовой МПА

Размеры верхней металлической пластины МПА можно определить как [105]:

$$w = \frac{c}{2f_0 \sqrt{0,5(\varepsilon + 1)}}, \quad (2.2)$$

$$l = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}}}} - 0,824h \left(\frac{(\varepsilon_{\text{эфф}} + 0,3) \left(\frac{w}{h} + 0,264 \right)}{(\varepsilon_{\text{эфф}} - 0,258) \left(\frac{w}{h} + 0,8 \right)} \right), \quad (2.3)$$

где эффективная относительная диэлектрическая проницаемость определена как

$$\varepsilon_{\text{эфф}} = 0,5(\varepsilon + 1) + 0,5(\varepsilon - 1) \left(\sqrt{1 + 12 \left(\frac{h}{w} \right)} \right)^{-1}, \quad c - \text{ скорость света в вакууме.}$$

Рассмотрим пример, в котором базовая МПА разработана для частоты $f_0 = 33,85$ ГГц из материала RO4350В толщиной $h = 0,51$ мм с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 3,48$, определенной на частоте 10 ГГц [72], и толщиной металлизации $t = 35$ мкм. Используя данные значения в выражения (1.1) и (1.2), а также проведя предварительное моделирование в САПР CST Studio Suite, определим размеры излучающего полоска: $L = 1,52$ мм, $W = 3,02$ мм. Из условия согласования на центральной частоте ширина МПЛ должна составлять $w_m = 1,4$ мм, длина четвертьволновой секции $l_q = 1,52$ мм, её ширина $w_q = 0,2$.

На рисунке 2.2 представлен график частотной зависимости коэффициента отражения от входа МПА с квадратной подложкой размера $G = 9,3$ мм и толщиной металлизации $t = 30$ мкм, рассчитанный в САПР CST Studio Suite [90].

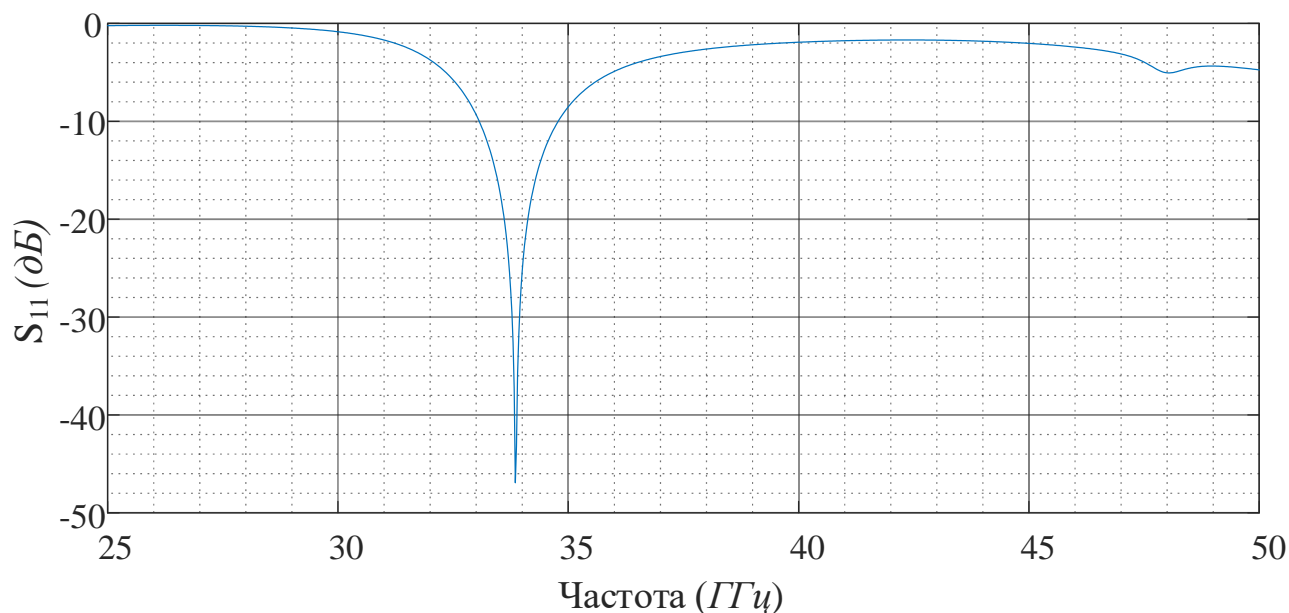


Рисунок 2.2 – Коэффициент отражения от входа базовой антенны

2.3 Методика решения задачи конструктивного синтеза МПА

Во введении была показана принципиальная возможность применения ГА для решения задачи синтеза одиночного печатного излучателя мм-диапазона длин волн. Данный алгоритм основан на принципах естественного отбора, что приводит к постепенной эволюции членов популяции и улучшению их характеристик, которые оцениваются с помощью функции приспособленности, которую в задачах оптимизации называют ЦФ.

Для решения задачи конструктивного синтеза МПА предлагается объединить возможности САПР CST Studio Suite по электромагнитному моделированию МПА и систему математического программирования MATLAB для реализации ГА, как показано на рисунке 2.3. При использовании этих программных пакетов для конструктивного синтеза МПА будет достаточно ввода желаемых параметров

синтезируемой антенны в MATLAB, что запустит процесс синтеза МПА с помощью ГА (итерационное повторение шагов 2 и 3 на рисунке 2.3), а результат работы алгоритма будет представлен в виде файла модели САПР CST Studio Suite.

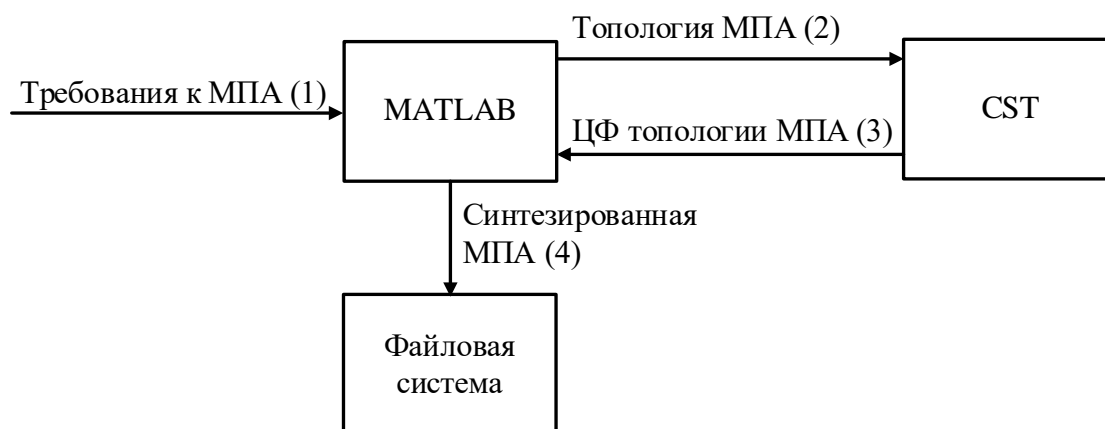


Рисунок 2.3 – Этапы решения задачи конструктивного синтеза

Комбинирование возможностей программных средств было апробировано в работах [85-89], где были рассмотрены различные подходы к автоматизации процесса построения волноводно-щелевых антенных решеток в САПР ANSYS HFSS, как с помощью макросов на языке VBScript, так и скриптов на языке IronPython. Подобные решения удобны при однократном построении модели антенны, так как пользователю необходимо либо вручную запускать MathCAD для создания текстового файла с координатами элементов антенны, либо устанавливать значения параметров антенны в скрипте IronPython. Процесс построения и анализа характеристик множества антенн можно сделать полностью автоматическим с помощью макросов и на этих языках, но работа с матрицами в них представляет трудности, поэтому для работы с матричными данными в данной работе была выбрана система MATLAB.

Рассмотрим реализацию ГА в системе MATLAB. Положим, что работа алгоритма направлена на поиск таких геометрических параметров МПА, которые максимизируют ЦФ. Блок-схема реализованного в данной работе ГА представлена на рисунке 2.4.

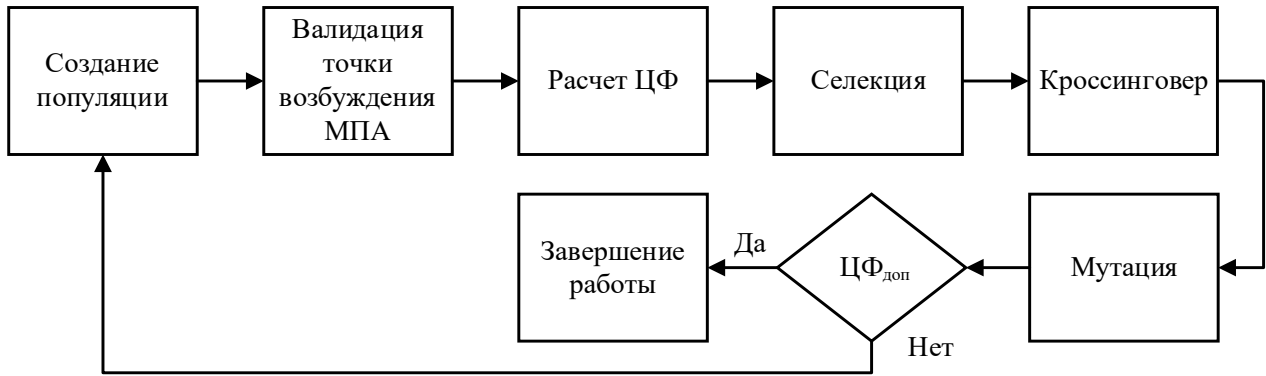


Рисунок 2.4 – Блок-схема реализованного в данной работе ГА

Подробное описание каждого из шагов приведено в [73], поэтому рассмотрим основные особенности реализации ГА для синтеза МПА.

1. Кодирование параметров

Излучающий элемент МПА может быть представлен в виде решетки $M \times N$ из элементарных квадратных площадок (пикселей), каждой из которых соответствует ген, принимающий значения «1» или «0» в зависимости от того, имеет пиксель металлическое покрытие или нет. Хромосома – это матрица, описывающая положение пикселей, представленная в виде вектор-строки. Для решетки из $M \times N$ излучателей, число возможных хромосом составляет $2^{(M \times N)}$, а длина одной хромосомы $l_{\text{chrom}} = M \times N$. Пусть особи (МПА) обладают только одной хромосомой. На рисунке 2.5 представлен излучающий полосок МПА, разбитый на пиксели в соответствии с матрицей $M \times N$ [90].

2. Создание начальной популяции особей и валидация точки возбуждения

Случайным образом происходит генерация начальной популяции особей и происходит оценка ЦФ для каждой особи. В работе [74] показано, что величина популяции должна быть более, либо равна шести длинам хромосом. В данной реализации ГА была введена проверка наличия металлизированного пикселя в точке подведения МПЛ: в случае отсутствия металлизированного пикселя хромосома заменялась на случайно сгенерированную, которая в точке подведения возбуждающей линии имела металлизированный участок.

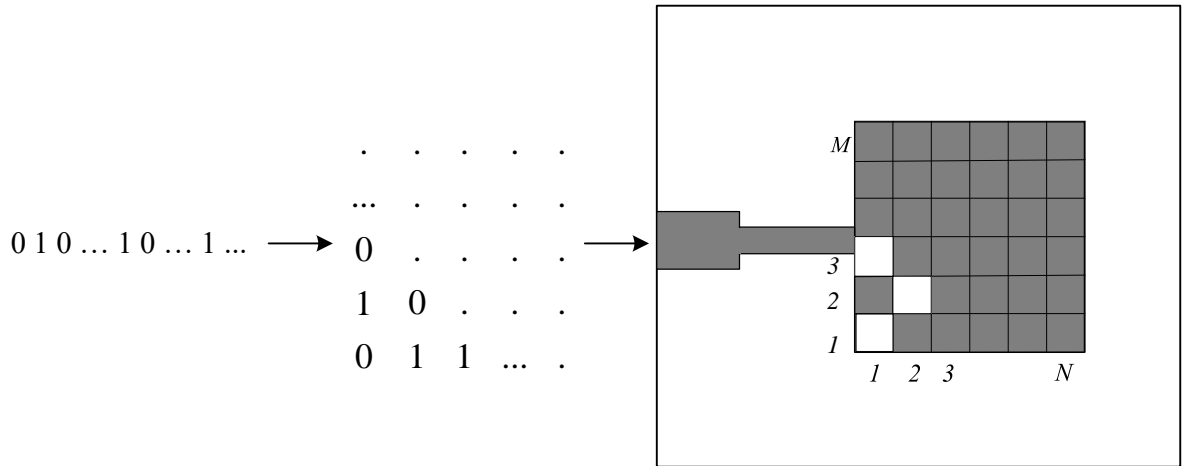


Рисунок 2.5 – Хромосома и соответствующая ей особь

Такое решение позволило отказаться от времязатратного расчета ЦФ в САПР антенны с невалидным возбуждением. Особенность такого подхода – появление новых особей, что, с одной стороны, ведет к повышению генетического разнообразия в популяции, а с другой – к неконтролируемому объему мутаций в популяции в первых поколениях особей [90].

3. Вычисление ЦФ

В качестве ЦФ примем следующую функцию, значение которой для базовой МПА 0,069:

$$CF = \begin{cases} \frac{\sum_{i=1}^{1001} H(f_i)}{1001}, & \text{если } (|\theta_H - \theta_0|_{f_0} \leq \xi) \wedge (|\theta_E - \theta_0|_{f_0} \leq \xi), \\ 0, & \text{если } (|\theta_H - \theta_0|_{f_0} > \xi) \vee (|\theta_E - \theta_0|_{f_0} > \xi), \end{cases} \quad (2.4)$$

$$\text{где } H(f_i) = \begin{cases} 1, & \text{если } |S_{11}(f_i)| \leq -10 \text{ дБ}, \\ 0, & \text{если } |S_{11}(f_i)| > -10 \text{ дБ}. \end{cases}$$

Если направление максимума излучения в E -плоскости θ_E или H -плоскости θ_H МПА на частоте f_0 выходит за рамки допустимого отклонения ξ , принятого равным 40° из-за широкой ДН излучателя, то ЦФ принимает нулевое значение. Если θ_E и θ_H находятся в заданных пределах, то ЦФ определяется как нормированное число частотных точек в заданном интервале частот, в которых антенна согласована с фидерной линией [90].

4. Формирование пар для репродукции

Вероятность продолжения рода выбранной особью прямо пропорциональна величине ее ЦФ. В данной работе селекция родителей происходит в два этапа. На первом этапе отбираются только те особи, у которых значение ЦФ больше 0. На втором этапе для отбора особей для дальнейшей репродукции применена модель «колеса рулетки» [73]. Размеры сектора колеса рулетки обратно пропорциональны величине ЦФ для заданной хромосомы, что ведет к большей вероятности слияния хромосом с генетическим материалом, улучшающим значение ЦФ:

$$P_j = \frac{F(x_j)}{\sum F(x_j)}, \quad (2.5)$$

где $F(x_j)$ - значение ЦФ для j -ой хромосомы.

5. Кроссинговер

После формирования пар для репродукции происходит кроссинговер: процесс слияния хромосом. Для этого случайным образом генерируется число m в интервале от 1 до $M \times N - 1$, которое определяет точку разрыва хромосомы, справа от которой происходит обмен генетическим материалом. В результате кроссинговера образуются две особи, содержащие гены обоих родителей. В данной работе только одна особь выбирается для включения в следующее поколение.

6. Мутация

Для предотвращения попадания ГА в локальный максимум ЦФ применяется оператор мутации. Данный оператор случайным образом меняет одно или несколько значений генов в хромосоме на противоположные. В данной работе применяются два оператора мутаций: P_{mut} , определяющий число мутирующих хромосом в популяции и P_{ind} , определяющий число мутирующих генов в мутирующей хромосоме [90].

Итерационное повторение шагов 2–6 позволяет реализовать решение задачи конструктивного синтеза патч-антенны с помощью ГА при одном из двух критериев остановки алгоритма: достижение максимального числа итераций либо достижение желаемой величины ЦФ.

2.4 Реализация генетического алгоритма в САПР CST Studio Suite и MATLAB

Для обеспечения связи между CST Studio Suite и MATLAB была использована модифицированная библиотека CST_App [75]. В данную библиотеку были добавлены методы для настройки решателя во временной области, установки настроек аппаратного ускорителя, изменен метод сохранения файлов проекта.

Рассмотрим основные этапы работы разработанной программы:

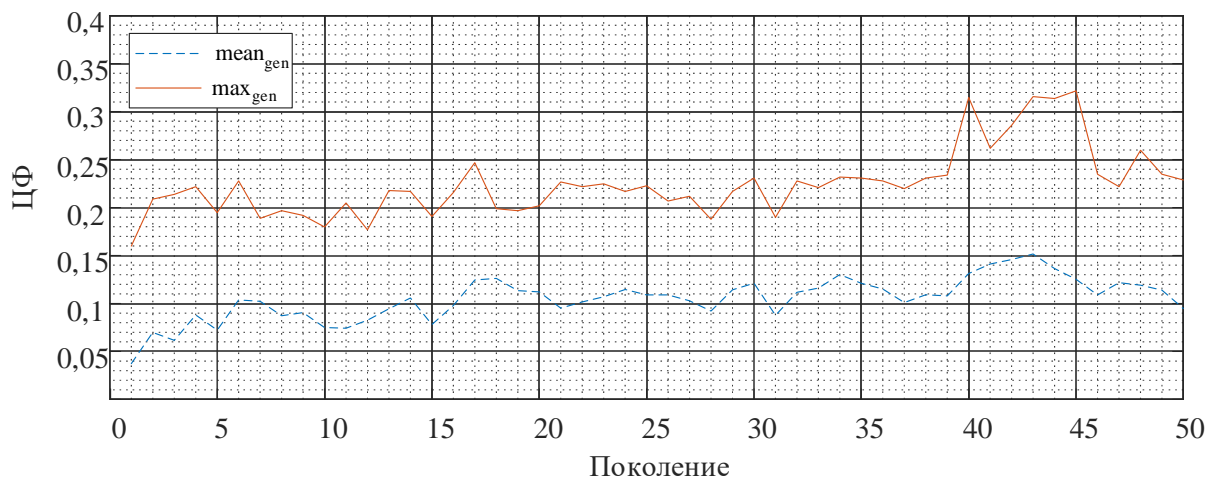
1. Задаются параметры ГА, конструктивные параметры МПА, настройки решателя CST Studio Suite, и импорт созданной первичной популяции особей. Происходит перебор всех особей в популяции. Отбор особей для расчета ЦФ осуществляется по критерию наличия элементарного излучателя в точке расположения торца возбуждающей МПЛ. Если в точке возбуждения нет пикселя, случайным образом создается новый член популяции.
2. В САПР CST Studio Suite строится электродинамическая модель МПА в соответствии с каждой хромосомой в популяции.
3. С помощью САПР CST Studio Suite определяется характеристика направленности в дальней зоне и матрица рассеяния для каждой хромосомы.
4. Результаты расчетов из САПР CST Studio Suite передаются в MATLAB для вычисления значения ЦФ.
5. На основе данных о ЦФ производится кроссинговер, мутации и создается новое поколение хромосом. Итерационный процесс повторяется, пока не будет достигнут один из критериев остановки ГА.

Применение решателя во временной области (transient solver) при синтезе широкополосных МПА позволяет существенно сократить время расчетов по сравнению с решателем в частотной области (frequency solver) благодаря аппаратному ускорению, реализованному в CST Studio Suite. Важно отметить, что в данной работе решатель во временной области используется только в процессе работы ГА, а после её завершения наилучшие МПА анализируются в частотной области.

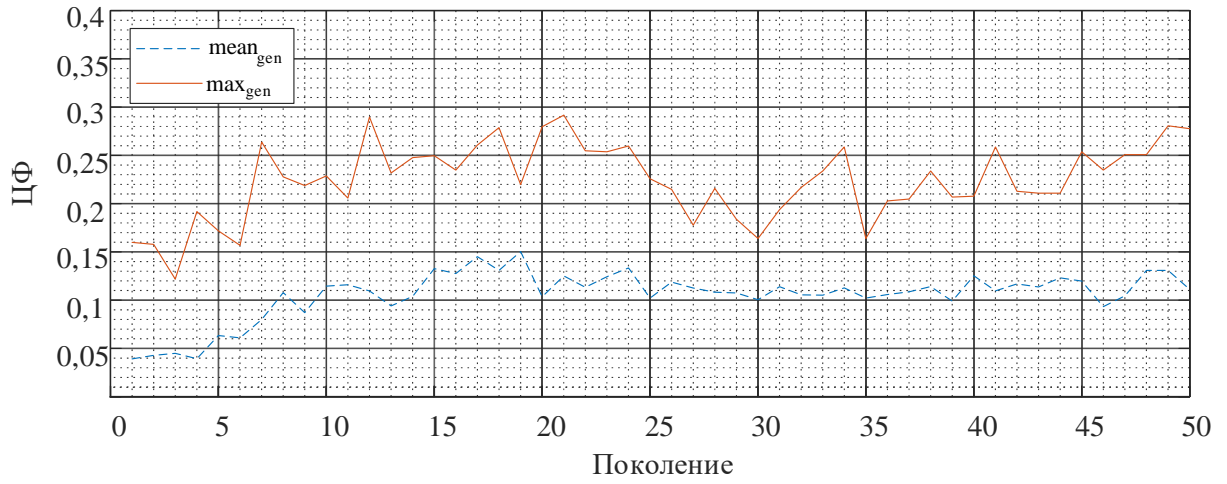
2.5 Влияние предварительного отбора особей на скорость сходимости ГА

Рассмотрим пример, в котором размер матрицы $M \times N$ равен 8×9 , т. е. длина хромосомы $l_{\text{chrom}} = 8 \times 9 = 72$. Размер популяции ограничен располагаемыми вычислительными ресурсами, поэтому в данной работе размер популяции P будет поддерживаться равным 30. ЦФ будет оцениваться в диапазоне 25–50 ГГц, а критериями остановки будут выступать пятикратное увеличение полосы рабочих частот и число поколений не более 50. В среднем, расчет ЦФ для одного поколения антенн составляет 1340 секунд.

В ходе численного эксперимента были использованы три варианта предварительной селекции: отбор особей с ЦФ больше средней по поколению; отбор особей с ЦФ больше нуля; отсутствие предварительного отбора особей. Во всех трех вариантах использовалась одна и та же начальная популяция. Определенные средние и максимальные значения ЦФ в поколении для перечисленных вариантов предварительной селекции приведены на рисунке 2.6. Как видно из рисунка 2.6, предварительная селекция способствует более быстрому появлению особей с высокой ЦФ, а также ускоренному росту среднего значения ЦФ в каждом новом поколении. Наивысшее значение ЦФ было достигнуто в ходе работы ГА с отбором особей, чья ЦФ выше средней по поколению. На рисунке 2.7 представлена топология синтезированной МПА [90].

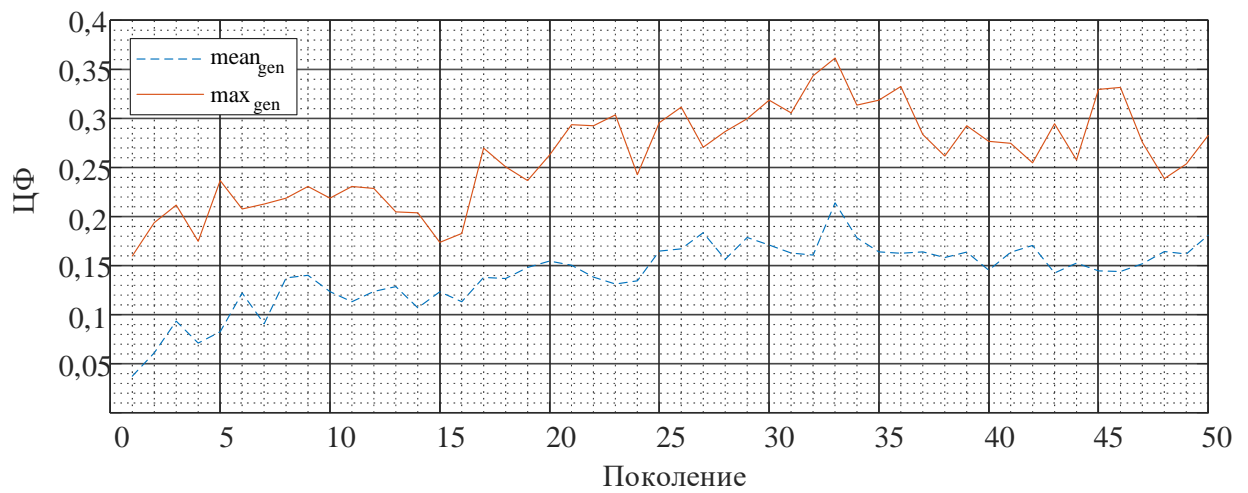


a)



Поколение

б)



Поколение

в)

Рисунок 2.6 – Графическое представление поведения ЦФ при отсутствии предварительной селекции (а), при селекции особей с ЦФ > 0 (б) и при селекции особей с ЦФ больше, чем средняя ЦФ в поколении (в)

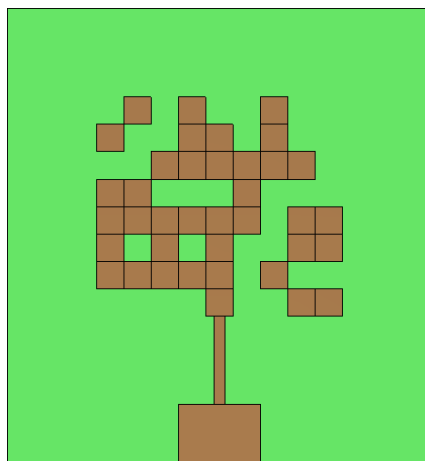


Рисунок 2.7 – Синтезированная МПА

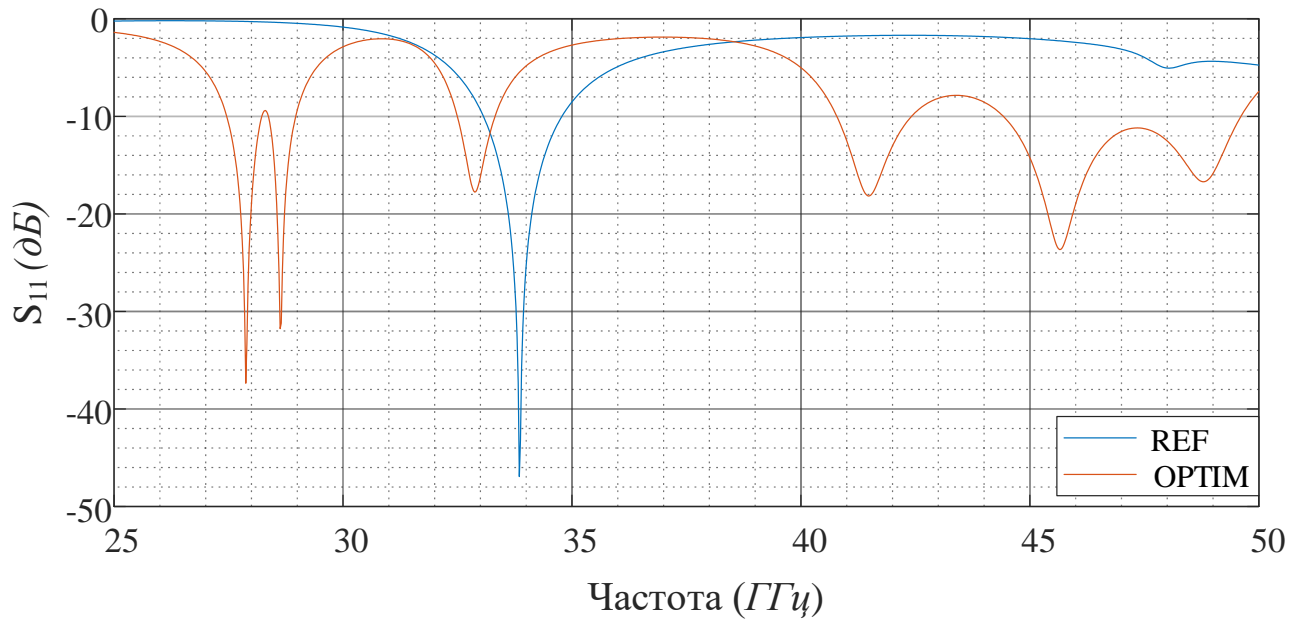


Рисунок 2.8 – Сравнение модулей коэффициентов отражения S_{11} синтезированной и базовой антенн

На рисунке 2.8 сравнены модули коэффициентов отражения от входа прототипа МПА и синтезированной МПА, величина ЦФ для которой 0,36, что в 5,2 раза больше, чем у базовой МПА. На частотах выше 40 ГГц отчетливо видно улучшение согласования антенны. На рисунке 2.9 представлен КУ МПА на центральной частоте, из которого видно, что направление максимального излучения отвечает требованиям ЦФ.

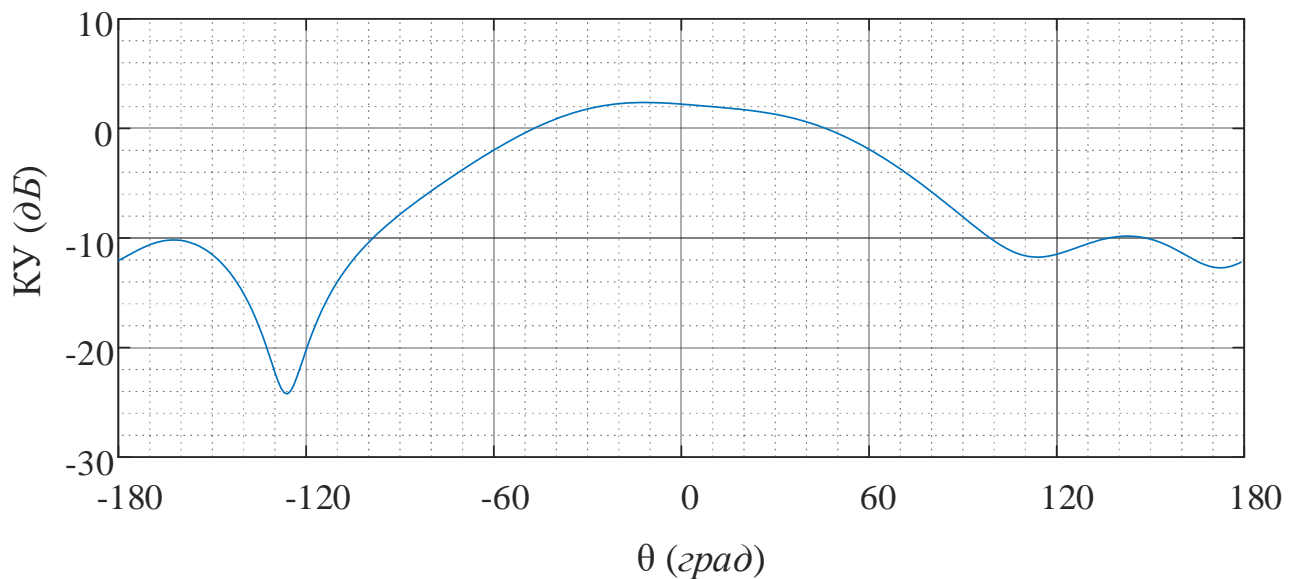


Рисунок 2.9 – КУ синтезированной МПА на центральной частоте

2.6 Синтез конструкций МПА для производства опытных образцов

Ввиду ограничений на максимальную толщину фольгированного диэлектрика, вызванных применением СВЧ – соединителей типа Southwest 1892-04А, разработанные конструкции МПА были изменены. Для определения размеров моделей опытных образцов проведены аналогичные расчеты с помощью ГА, но для материала RO4350В толщиной $h = 0,254$ мм. Снижение толщины используемого диэлектрика привело к ухудшению частотных свойств антенны [72], поэтому для расширения области поиска была увеличена длина хромосомы $l_{\text{chrom}} = 11 \times 12 = 132$, но в то же самое время уменьшен размер пикселя.

Пусть центральная частота МПА равна $f_0 = 35$ ГГц, тогда размеры излучающего полоска: $L = 2$ мм, $W = 2,7$ мм. Из условия согласования на центральной частоте ширина МПЛ составила $w_m = 0,55$ мм, длина четвертьволновой секции $l_q = 1,2$ мм, её ширина $w_q = 0,125$ мм. Как показано на рисунке 2.1, дальнейшее уменьшение ширины четвертьволнового трансформатора положительно бы сказалось на согласовании прототипа МПА, но из-за производственных ограничений это оказалось невозможным. ЦФ для базовой конструкции МПА – 0,037.

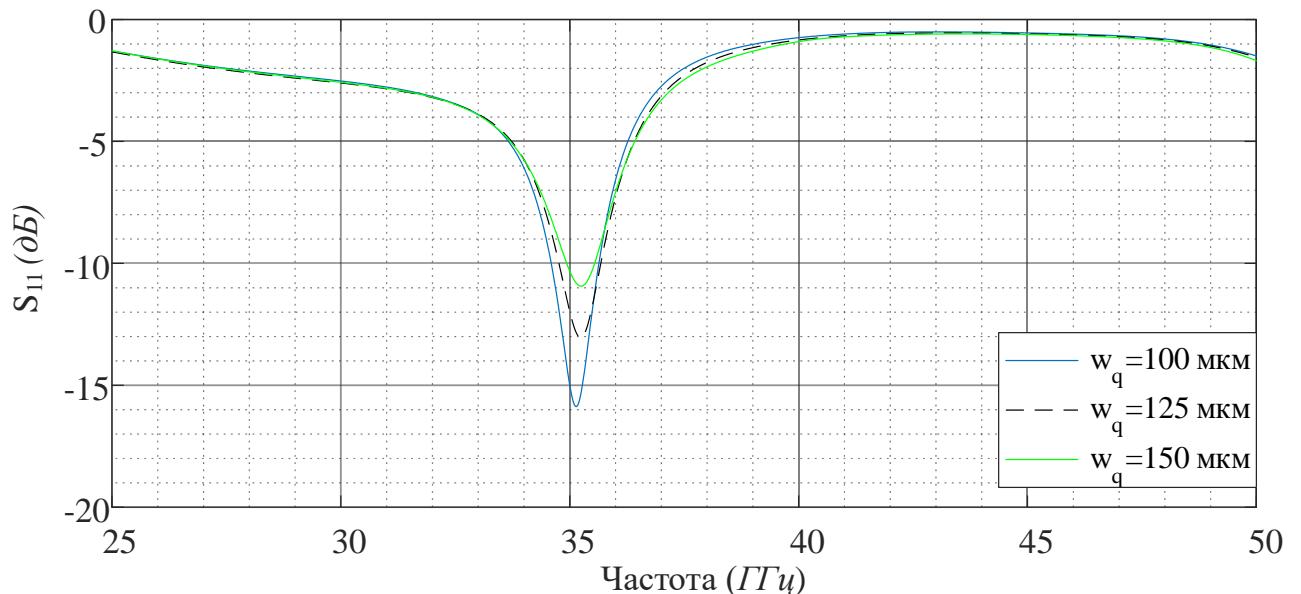


Рисунок 2.10 – Коэффициент отражения от входа базовой конструкции МПА при различной ширине четвертьволнового трансформатора

2.6.1 Синтез МПА с пикселями на верхнем слое диэлектрика

Для предотвращения влияния СВЧ – соединителя на параметры излучения синтезированной МПА, был добавлен дополнительный сегмент МПЛ, как показано на рисунке 2.11.

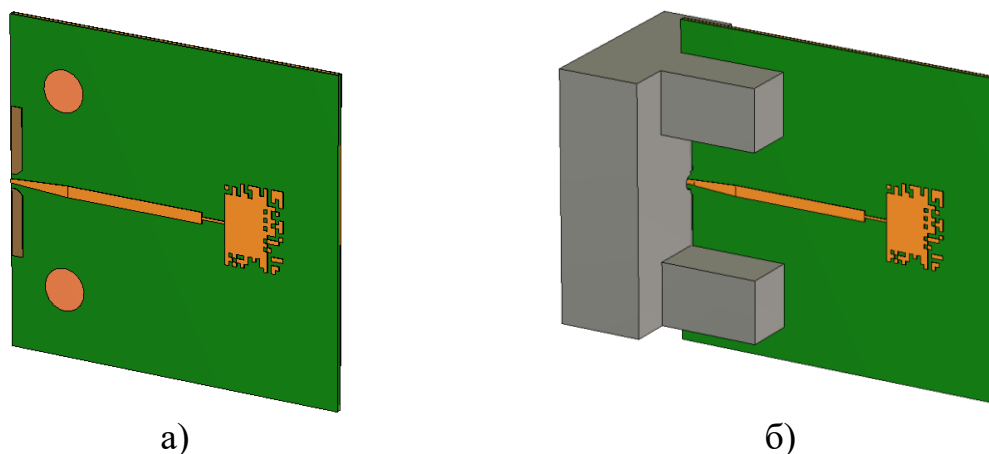


Рисунок 2.11 – Модель синтезированной МПА с удлиненной МПЛ

с СВЧ – соединителем (а) и без СВЧ – соединителя (б)

Длина дополнительного участка МПЛ была определена в САПР, исходя из условия малого влияния соединителя Southwest 1892-04А на параметры излучения базовой МПА. Между МПЛ и СВЧ – соединителем был дополнительно размещен трапециевидный микрополосковый переход для улучшения согласования. Влияние параметризации длины дополнительного сегмента МПЛ на КУ при $\varphi = 0^\circ$ на центральной частоте приведено на рисунке 2.12. Видно, что уже при отступе от СВЧ – соединителя на величину λ_0 и более наблюдается симметрирование ДН относительно нормали к МПА. Поэтому длина сегмента была принята равной $l = 7$ мм, чтобы предотвратить увеличение вносимых МПЛ потерь.

Сравнение коэффициента отражения от входа синтезированной и начальной конструкций МПА приведено на рисунке 2.13. Как и предполагалось, на тонком диэлектрике не были достигнуты такие же широкополосные свойства, как и для МПА на подложке с вдвое большей толщиной. Значение ЦФ у синтезированной антенны в 1,4 раза выше, чем у базовой конструкции МПА.

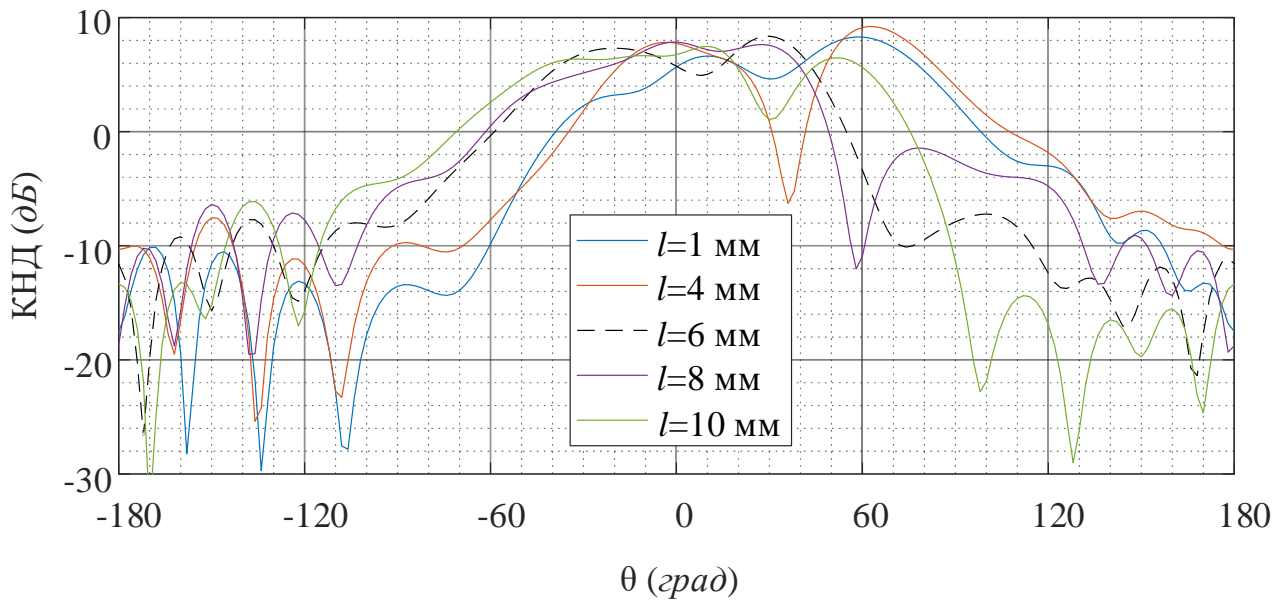


Рисунок 2.12 – Влияние увеличения длины фидерной МПЛ на КНД базовой антенны

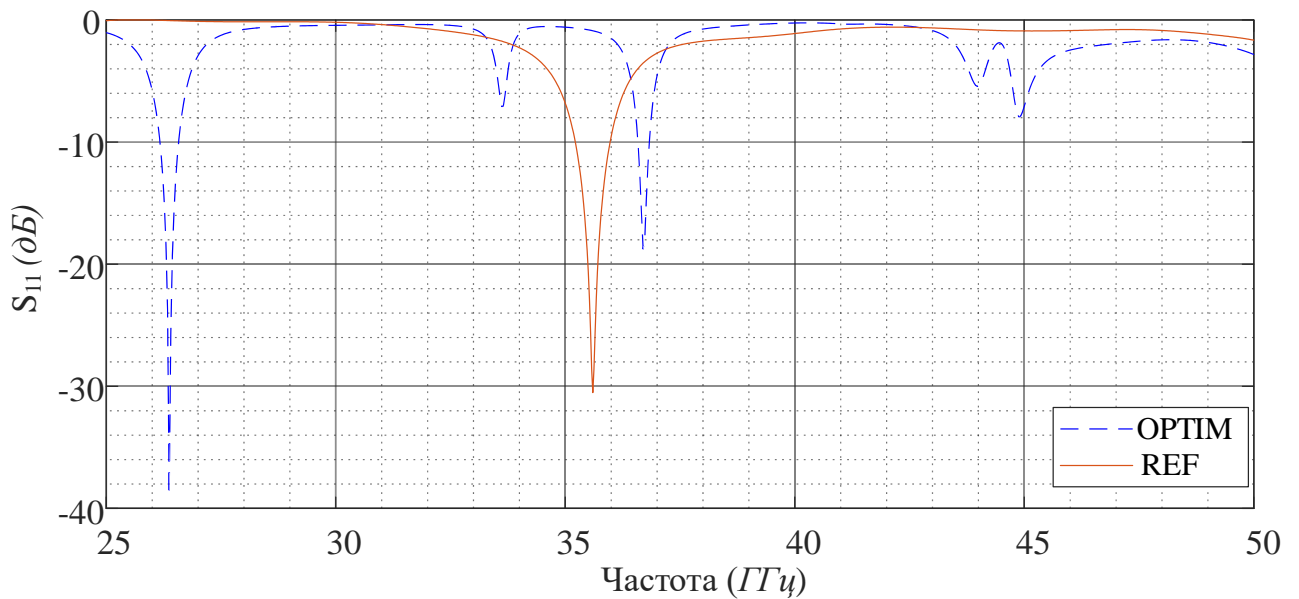


Рисунок 2.13 – Сравнение модулей коэффициентов отражения S_{11} синтезированной («OPTIM») и базовой («REF») антенн

Для конструктивного синтеза широкополосной МПА использовался решатель CST Studio Suite во временной области как из-за возможности определения решения за одну итерацию, обеспеченную применением широкополосного импульса, так и из-за реализованного аппаратного ускорения. Рассчитанный во временной области результат автоматически пересчитывается в САПР CST Studio

Suite с помощью дискретного преобразования Фурье для определения результата в частотной области. Переход из временной области в частотную возможен только при достаточно сильном затухании возбуждающего импульса, в данной работе этот уровень принят -80 дБ. Однако в случае наличия резонансов, показанных на рисунке 2.13, время затухания возбуждающего импульса кратно возрастает, что ведёт к увеличению времени расчетов, либо к ошибкам, если исчерпано максимальное значение периодов, после которых ожидается затухание.

Чтобы показать необходимость дополнительных расчетов в CST Studio Suite в частотной области после синтеза МПА решателем во временной области, приведены графики рассчитанных коэффициентов отражения S_{11} синтезированной и базовой антенн, определенные с помощью разных решателей, с указанием числа тетраэдральных ячеек. Для наглядности представлено поведение S_{11} в только в области второго резонанса антенны, так как результаты расчетов частотным и временным методами качественно совпадают, но смещены относительно друг – друга по частоте, как показано на рисунке 2.14.

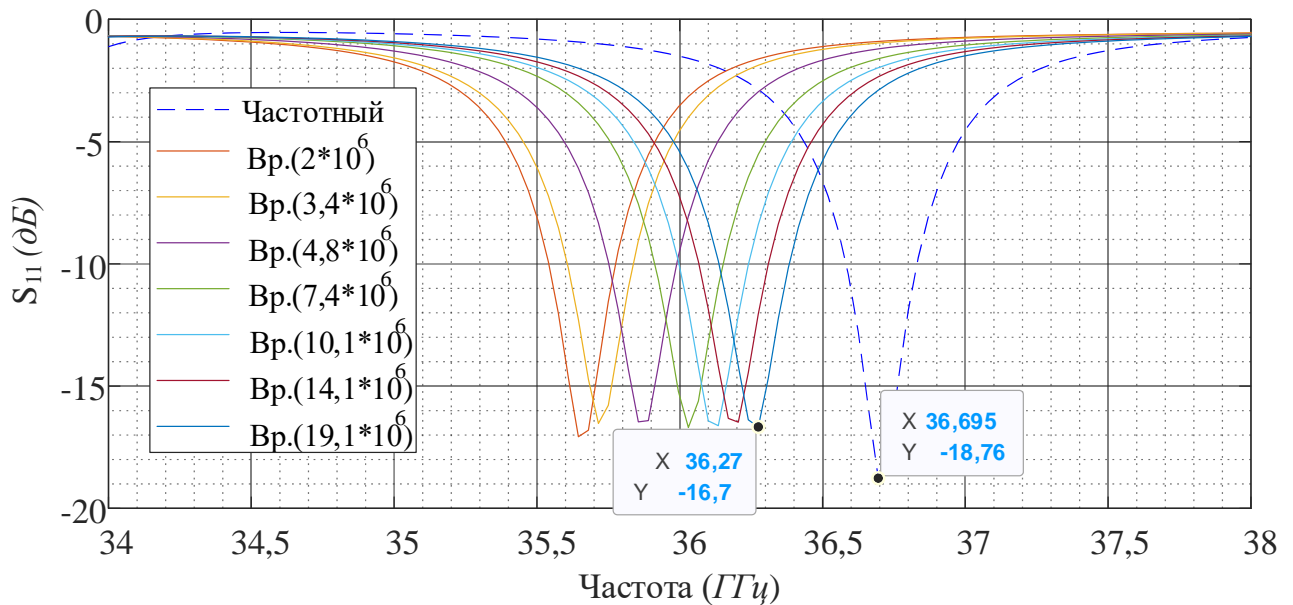


Рисунок 2.14 – Сравнение модулей коэффициентов отражения S_{11} синтезированной МПА, рассчитанных частотным и временным решателями

Даже при 19,1 миллионе тетраэдров в сетке разбиения резонансная частота, определенная решателем во временной области, отличается от результата решателя в

частотной области на 420 МГц, в то время как число тетраэдров в модели, анализируемой в частотной области, составило 290 тысяч. Из-за дополнительного разбиения на тетраэдры во временной области время расчета увеличилось более чем в 80 раз, что делает нецелесообразными расчеты с помощью этого решателя для проверки результатов работы ГА.

2.6.2 Синтез МПА с пикселями на верхнем и нижнем слоях диэлектрика

С целью дальнейшего расширения рабочей полосы частот в исследуемом диапазоне, в работу ГА были добавлены «дефекты экрана», показавшие свою эффективность в задаче развязки излучателей [76-77]. Для этого длина хромосомы, ранее определенная как $l_{\text{chrom}} = M \times N$, была увеличена в два раза для кодирования пикселей как на верхнем, так и на нижнем слоях диэлектрика. Внешний вид синтезированной МПА приведен на рисунке 2.15, а сравнение модуля коэффициента отражения S_{11} синтезированной МПА с модулем S_{11} базовой конструкции МПА показано на рисунке 2.16. На графике видно заметное улучшение согласования в полосе 40–50 ГГц; ЦФ синтезированной МПА в 8,7 раз выше, чем для базовой МПА.

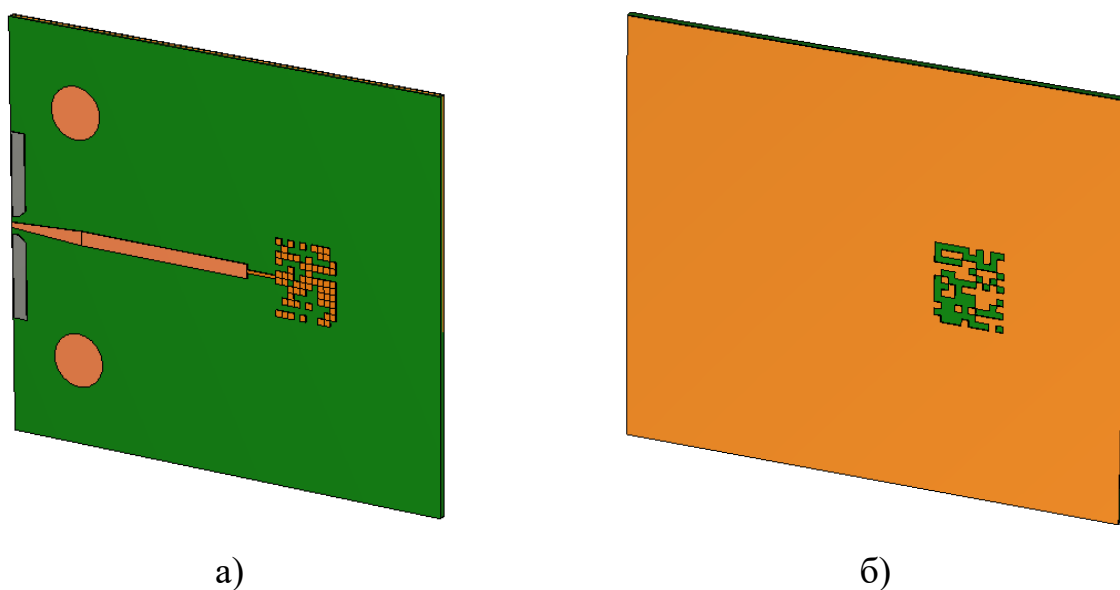


Рисунок 2.15 – Синтезированная МПА с «дефектом экрана» и пикселями на верхнем слое диэлектрика: вид сверху (а), вид снизу (б)

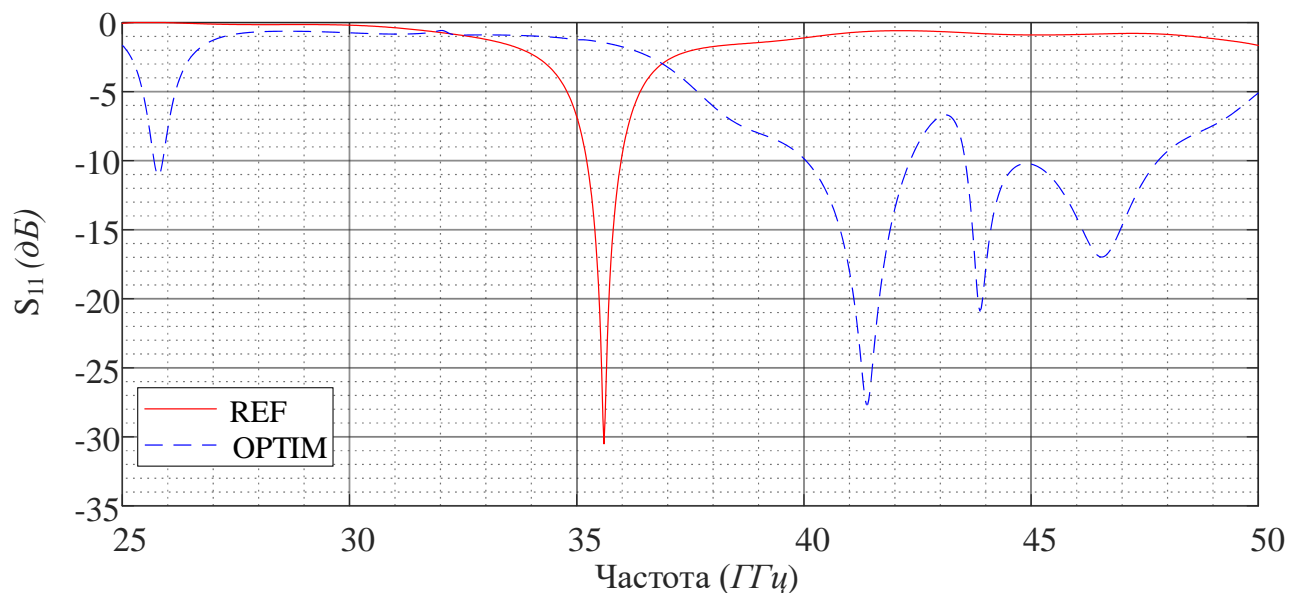


Рисунок 2.16 – Сравнение модулей коэффициентов отражения S_{11} синтезированной и базовой МПА

2.7 Экспериментальное исследование синтезированных МПА

Из-за чувствительности мм-устройств к производственным погрешностям были изготовлены пять опытных образцов для синтезированной МПА и для базовой конструкции МПА, предназначенные для проведения измерений. Образцы изготовлены компанией PCBWay в соответствии со вторым классом стандарта IPC 6012. Заявленные производителем отклонения размеров проводников не превышают 20%, при этом обеспечивается толщина металлизации не менее 33,4 мкм. Образцы целенаправленно не были покрыты финишным покрытием во избежание дополнительных расхождений с результатами моделирования. На рисунке 2.17 приведены изображения изготовленных образцов МПА.

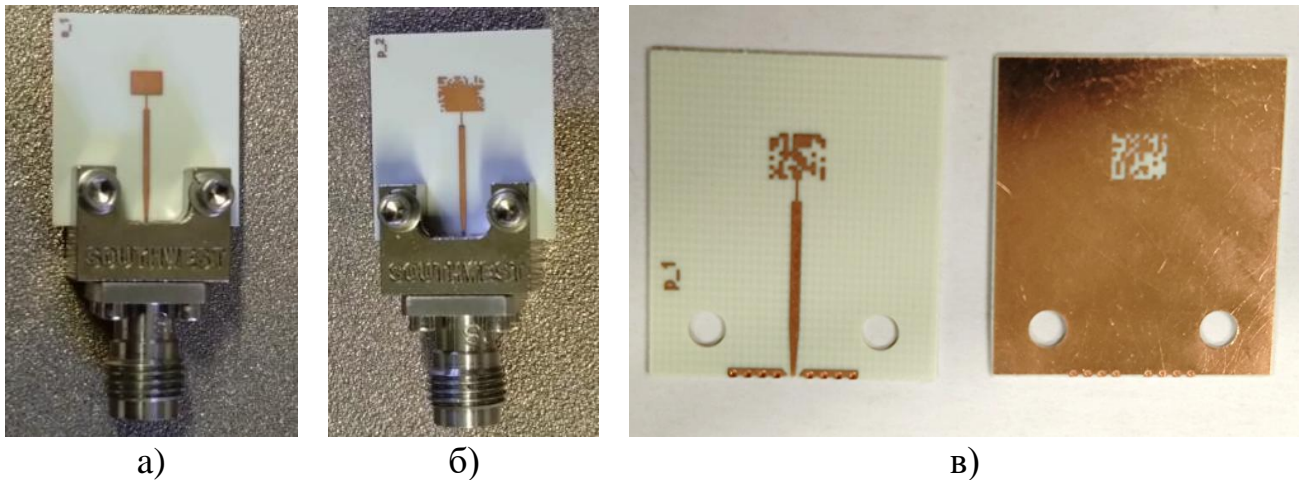


Рисунок 2.17 – Изготовленные прототипы антенн: базовая конструкция МПА (а), синтезированная МПА с пикселями на верхнем слое (б), синтезированная МПА с пикселями на верхнем слое и с «дефектами экрана» (в).

Установка СВЧ – соединителей была проведена под микроскопом для установки жилы соединителя в центре возбуждающей МПЛ. Для измерения коэффициента отражения от входа изготовленных антенн был использован векторный анализатор цепей (ВАЦ) Anritsu MS4647B, показанный на рисунке 2.18. Перед измерениями была проведена полная однопортовая калибровка (SOL, Short-Open-Load) с помощью калибровочного комплекта Anritsu 3654B. СВЧ – кабели были зафиксированы во время калибровки для предотвращения возможных изменений фазы в плоскости калибровки. Промежуточная частота ВАЦ – 1 кГц, шаг сетки частот – 100 МГц.

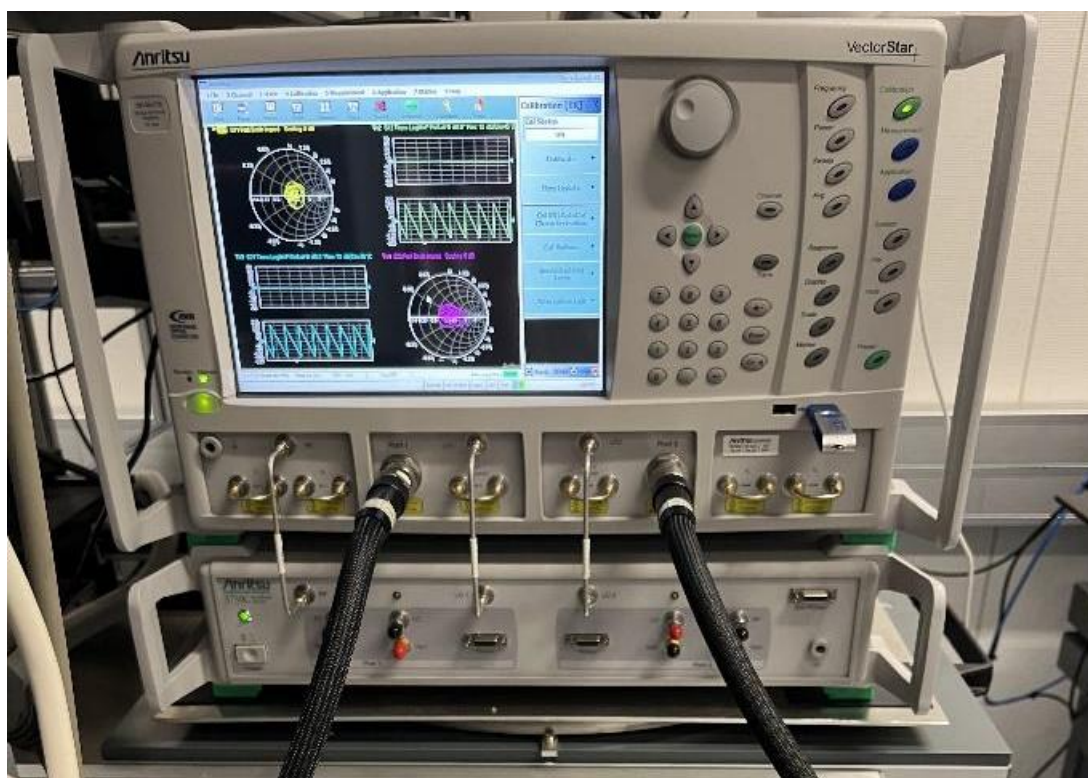


Рисунок 2.18 – ВАЦ Anritsu MS4647B для измерения модуля коэффициента отражения

На рисунке 2.19 приведено сравнение модуля коэффициента S_{11} , рассчитанного в САПР, и измеренные значения модуля S_{11} в диапазоне 25–50 ГГц для базовой конструкции МПА. Среднее значение ЦФ для изготовленных МПА совпадает с величиной ЦФ, определенной решателем в частотной области, и составляет 0,03. Относительно резонансной частоты 35,6 ГГц, определенной в САПР CST, резонансные частоты изготовленных образцов базовой конструкции МПА смещены на 100 – 300 МГц, что могло бы негативно сказаться на высокодобротных, резонансных устройствах мм-диапазона длин волн. Таким образом, производственные отклонения, включающие как варьирование диэлектрических параметров, так и изменение размеров проводников в образцах 1–5, привели к изменению резонансной частоты на величину не более 1%.

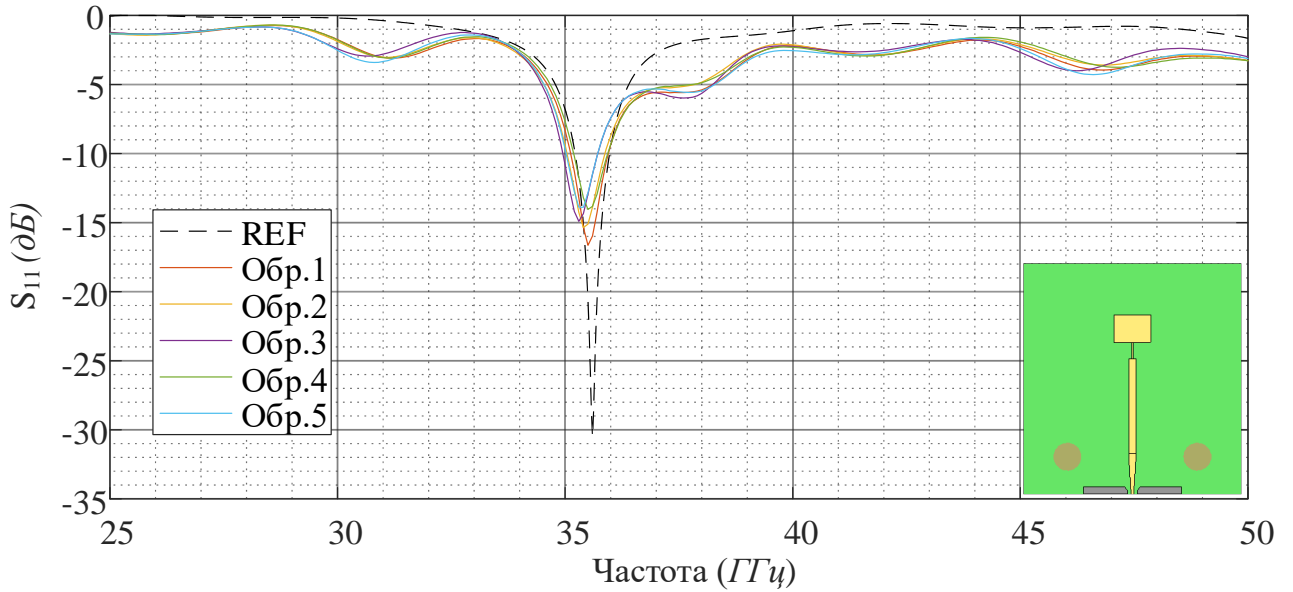


Рисунок 2.19 – Модуль коэффициента отражения от входа пяти изготовленных образцов базовой конструкции МПА и соответствующей модели в САПР («REF»)

На рисунке 2.20 отображены различия между расчетными и экспериментальными данными для синтезированной МПА с пикселями, размещенными на верхнем слое.

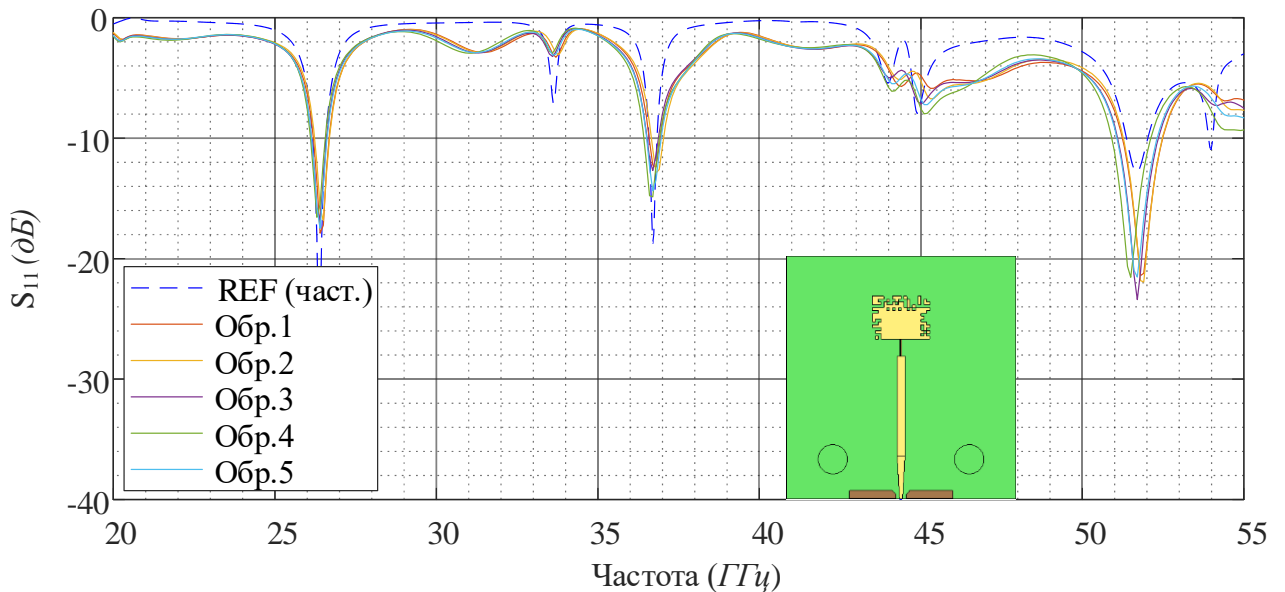


Рисунок 2.20 – Модуль коэффициента отражения от входа пяти изготовленных образцов синтезированной МПА («Обр.1-5») и соответствующей модели в САПР («REF»)

Видно качественное совпадение данных измерений с расчетными, при этом основные различия, как по уровню, так и по частоте наблюдаются вблизи верхней

границы исследуемого диапазона. Средняя величина ЦФ для экспериментальных образцов равна 0,033, а значение ЦФ для модели МПА составило 0,025. Значение ЦФ для синтезированной модели МПА несколько меньше величины ЦФ для базовой антенны, так как в процессе синтеза использовался временной метод, результаты которого смещены по частоте и резонанс в области верхней границы исследуемого диапазона смещен за максимальную частоту 50 ГГц, как показано на рисунке 2.21.

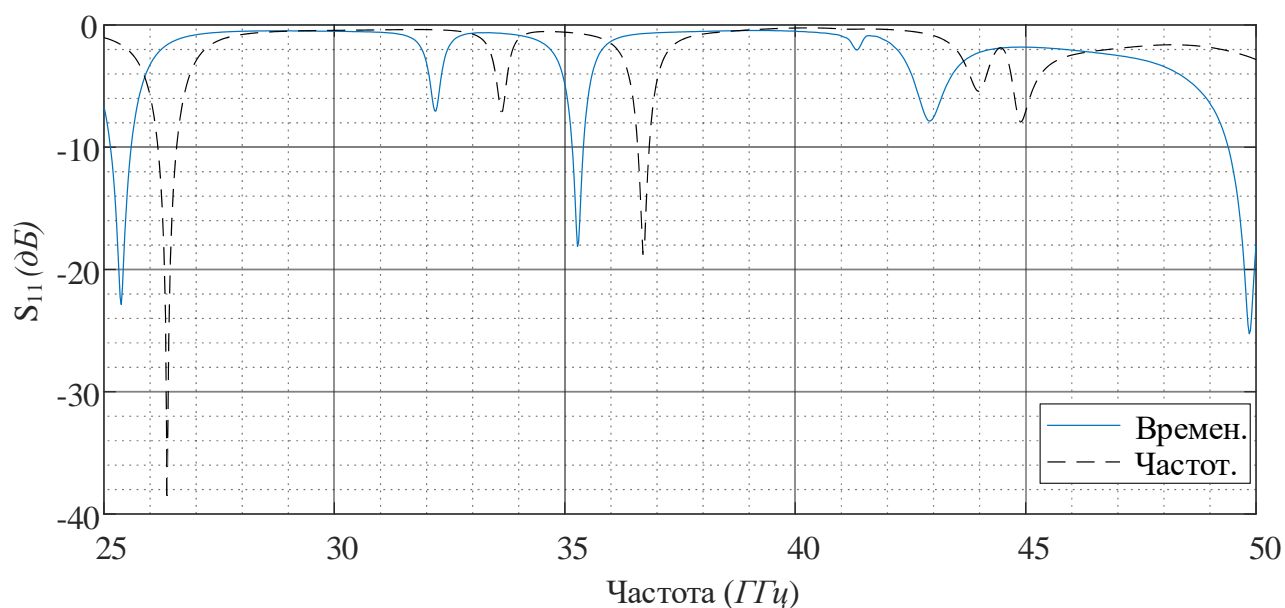


Рисунок 2.21 – Различие модулей коэффициента отражения при использовании различных решателей в CST Studio Suite для синтезированной МПА

На рисунке 2.22 показан измеренный модуль коэффициента отражения от входа синтезированной МПА с пикселями на верхнем слое и «дефектами экрана» в сравнении с расчетным для данной топологии. В области 43 ГГц видно улучшение согласования для всех изготовленных прототипов, которое может быть объяснено дополнительными потерями отраженных волн, вносимых СВЧ – соединителем и отличающимся тангенсом угла диэлектрических потерь. Средняя величина ЦФ для экспериментальных образцов равна 0,39, а значение ЦФ для модели МПА – 0,27. Таким образом, экспериментально показано, что прототип синтезированной МПА с пикселями на обоих слоях обеспечивает в 13 раз более широкую полосу согласования в исследованном диапазоне, чем прототип базовой МПА.

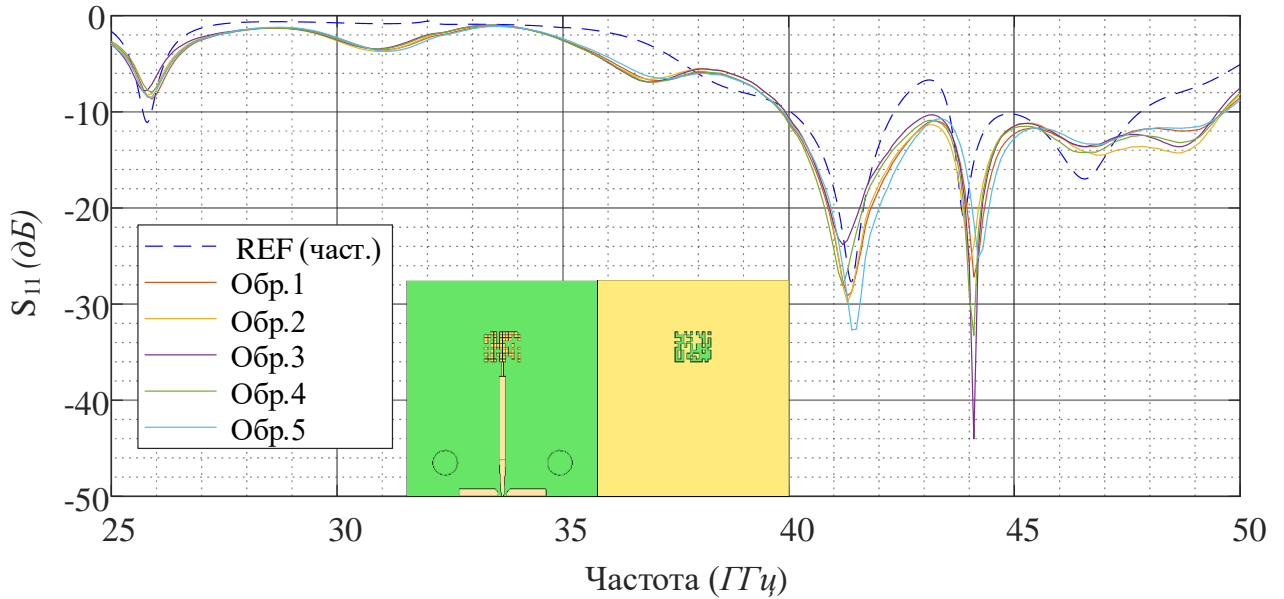


Рисунок 2.22 – Модуль коэффициента отражения от входа пяти изготовленных образцов МПА с пикселями на верхнем слое и «дефектами экрана», а также модели в САПР

2.8 Выводы

Представлен подход к автоматическому конструктивному синтезу широкополосных печатных антенн с помощью ГА. Конструкция излучающего полоска МПА была представлена в виде решетки металлизированных участков, оптимальное размещение которых определяется в ходе работы ГА по достижению требуемых значений ЦФ. Было показано, что предварительная селекция особей положительно влияет на скорость сходимости алгоритма. Аналогичным образом был перфорирован проводящий экран МПА при синтезе антенны с «дефектами экрана». Основные результаты, изложенные в этой главе, опубликованы в работах автора [85-91].

Разработанный скрипт объединил возможности САПР CST Studio Suite и MATLAB для полной автоматизации процесса конструктивного синтеза МПА с заданной частотной характеристикой и направлением главного лепестка. Для

проведения большого числа вычислений был использован временной метод расчета, использующий графический ускоритель [90].

В ходе работы ГА в качестве примера была синтезирована МПА, чья полоса согласования по уровню -10 дБ в 5,2 раза больше, чем у базовой МПА, а отклонение максимума излучения от нормали в двух плоскостях не превышает 40°. Электродинамические модели синтезированных МПА мм-диапазона длин волн были проанализированы во временной и частотных областях для перекрестной проверки результатов [90].

Для производства прототипов МПА были синтезированы антенны с учетом ограничений, накладываемых применяемым СВЧ – соединителем, таких как паразитное излучение и максимальная толщина диэлектрика и удовлетворяющие производственным требованиям. Для предотвращения влияния СВЧ – соединителя на согласование и направленные свойства синтезированной МПА, были внесены изменения в конструкцию МПА, был проведен анализ влияния удлиненной фидерной линии на КУ МПА. Экспериментальные результаты показали чувствительность МПА к производственным допускам на резонансной частоте и вблизи 50 ГГц. Экспериментально показано расширение полосы рабочих частот МПА в 13 раз по итогам работы ГА.

Таким образом, при производстве высокочастотных, узкополосных АР в мм-диапазоне длин волн необходима предварительная оценка интервалов разброса параметров используемых СВЧ – материалов, а также геометрических отклонений изготавливаемого устройства для проведения анализа чувствительности матрицы рассеяния и направленных свойств элементов АР. Возможно решение и обратной задачи: синтеза допусков на основе результатов анализа чувствительности.

3. КОНСТРУКТИВНЫЙ СИНТЕЗ РАЗВЯЗЫВАЮЩИХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ ПЕЧАТНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК ММ-ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

3.1 Выбор базового элемента для снижения взаимной связи между излучателями двухэлементной АР

Перед конструктивным синтезом развязывающей структуры были проведены предварительные численные исследования, использующие результаты предыдущих исследований [77; 78], и направленные на выявление наиболее эффективных конструкций невыступающих развязывающих устройств, которые могут быть изготовлены в виде элементов печатной платы. Синтезируемая развязывающая структура была размещена между излучающими печатными элементами. На рисунке 3.1 представлены предварительно рассмотренные базовые элементы синтезируемого развязывающего устройства.

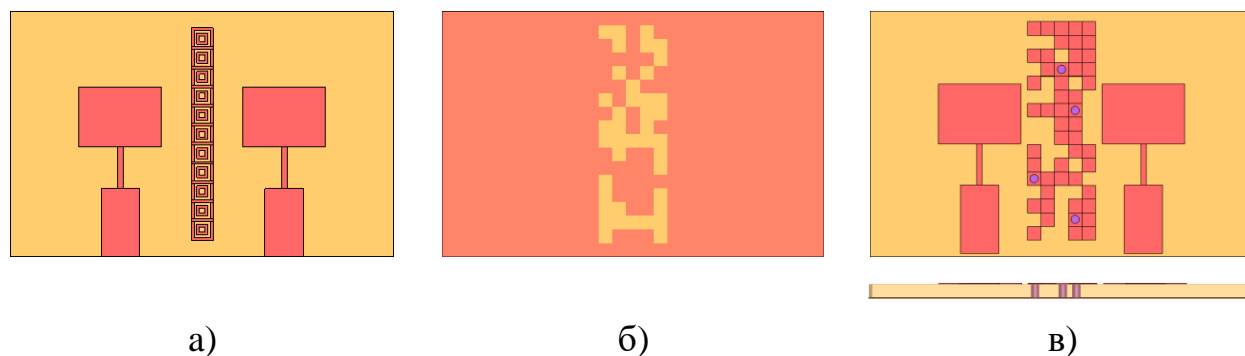


Рисунок 3.1 – Базовые элементы для развязывающего устройства: печатные резонаторы (а), «дефекты экрана» (б), грибовидные элементы (в)

Размещение одного и нескольких печатных резонаторов между излучателями (рисунок 3.1 (а)) позволило снизить взаимную связь между МПА в предварительных расчетах, поэтому данный подход будет подробнее рассмотрен в данной главе.

Среди ранее исследованных 14 развязывающих устройств [77; 78], вырез щели в диэлектрике и в экране в виде меандра, показали свою эффективность в

решении задачи развязки печатных излучателей. Вырез меандра в фольгированном диэлектрике толщиной 0,25–0,5 мм приведет к снижению конструктивной прочности, поэтому данное решение не было рассмотрено. Также не были рассмотрены решения с вырезом прямоугольных щелей и выступающими импедансными структурами. Предварительные расчеты с «дефектами экрана», показанными на рисунке 3.1 (б), показали хорошие результаты, выраженные в широкополосном снижении коэффициента передачи между МПА.

В работах [76; 77] также были исследованы грибовидные EBG-структуры, которые показали незначительное изменение уровня взаимной связи между МПА. Реализованный в предыдущей главе ГА был модифицирован таким образом, чтобы одиночный ген мог принять три значения: «0» - отсутствие пикселя на верхнем слое диэлектрика, «1» - наличие пикселя на верхнем слое диэлектрика, «2» - межслойное металлизированное отверстие, соединяющее проводящий пиксель на верхнем слое диэлектрика и экран [92]. Как показали расчеты, добавление такого типа элемента негативно сказывается на частотных свойствах рассматриваемой AP, в результате чего хромосома с наибольшим значением ЦФ не содержала генов, соответствующих межслойному металлизированному отверстию. Подобный результат может означать необходимость регулярного расположения грибовидных структур, представленных на рисунке 3.1 (в).

3.2 Постановка задачи конструктивного синтеза развязывающего устройства

Пусть требуется синтезировать печатное развязывающее устройство, ограниченное площадью $A \times G$ между излучателями базовой AP (рисунок 3.2) и обеспечивающее заданную развязку K между излучателями [90]. Излучатели AP возбуждаются микрополосковыми линиями шириной w_m с волновым сопротивлением Z , соединенные с четвертьволновыми трансформаторами

шириной w_q и длиной l_q . Ширина каждого излучающего полоска W , а длина L . Прототип АР размещен на подложке толщиной h с относительной диэлектрической проницаемостью ε и толщиной металлизации t .

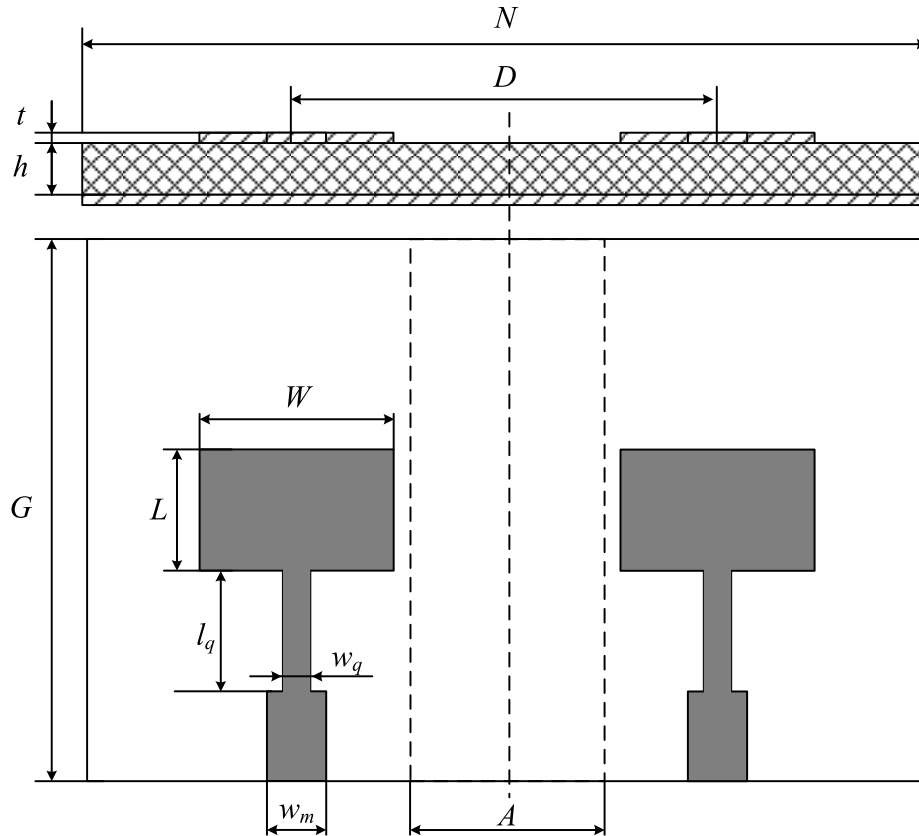


Рисунок 3.2 – Модель двухэлементной АР с микрополосковым возбуждением

Требования к двухэлементной АР:

- отклонение максимума излучения в H -плоскости $-\left|\theta_H - \theta_0\right| \leq \xi$;
- отклонение максимума излучения в E -плоскости $-\left|\theta_E - \theta_0\right| \leq \xi$;
- импеданс возбуждающей микрополосковой линии (МПЛ) – Z ;
- максимально допустимый уровень рассогласования излучателей на центральной частоте $\left|S_{11}\right|_{f_0} \leq A$ дБ и $\left|S_{22}\right|_{f_0} \leq A$ дБ [90];
- максимально допустимый уровень взаимной связи $\left|S_{21}\right| \leq -K$ дБ.

Расстояние между излучателями АР выбрано таким образом, чтобы отсутствовали побочные дифракционные максимумы [2]:

$$\frac{D}{\lambda_{\min}} \leq \frac{1}{1 + \sin \theta_0}, \quad (3.1)$$

где D – расстояние между центрами излучателей, λ_{\min} – длина волны в свободном пространстве на максимальной рабочей частоте, θ_0 – максимальный угол отклонения луча от нормали при сканировании.

Решение задачи синтеза топологии развязывающего устройства осуществлено путем размещения на диэлектрической подложке перфорированной проводящей структуры, представляющей собой набор элементарных квадратных металлических участков. В качестве ЦФ принято выражение, учитывающее согласование патчей на центральной частоте по уровню B , их развязку в N частотных точках по уровню K , а также направленные свойства МПА. В силу слабой направленности МПА форма главного лепестка ДН не имеет большого значения, поэтому пусть требование к ДН в ЦФ представлено в виде допустимого углового отклонения максимума ДН от нормали ξ . С учетом требований к АР ЦФ приняла следующий вид:

$$CF = \begin{cases} \frac{\sum_{i=1}^J H(f_i)}{J}, & \text{если } (|\theta_H - \theta_0|_{f_0} \leq \xi) \wedge (|\theta_E - \theta_0|_{f_0} \leq \xi) \wedge (|S_{11}|_{f_0} \leq B) \wedge \\ & \wedge (|S_{22}|_{f_0} \leq B), \\ 0, & \text{если } (|\theta_H - \theta_0|_{f_0} > \xi) \vee (|\theta_E - \theta_0|_{f_0} > \xi) \vee (|S_{11}|_{f_0} > B) \vee \\ & \vee (|S_{22}|_{f_0} > B), \end{cases} \quad (3.2)$$

$$\text{где } H(f_i) = \begin{cases} 1, & \text{если } |S_{21}(f_i)| \leq -K \text{ дБ}, \\ 0, & \text{если } |S_{21}(f_i)| > -K \text{ дБ}. \end{cases}$$

Данная ЦФ показывает нормированное число частотных точек, в которых излучающие патчи развязаны по уровню K , если на центральной частоте f_0 МПА согласованы по уровню B и создают ДН с допустимым отклонением ξ от нормали. Число частот J , в которых определяется значение коэффициента передачи S_{21} , выбирается исходя из добротности антенной системы с целью предотвращения пропуска всплесков S_{21} при оценке ЦФ [92].

3.3 Методика конструктивного синтеза развязывающих устройств

Аналогично методике конструктивного синтеза одиночного излучателя из главы 2, задействуем платформу математического программирования MATLAB для реализации ГА и САПР CST Studio Suite для оценки электромагнитных свойств АР.

Пусть геном индивидуумов, сгенерированный в MATLAB, будет определять наличие или отсутствие пикселей. Положим, что в области $A \times G$ можно разместить $M \times N$ пикселей, и тогда длина хромосомы составит $2 \cdot (M \times N)$ генов, принимающих значение «0» при отсутствии пикселя и «1» при его наличии для верхнего слоя фольгированного диэлектрика. Для нижнего слоя фольгированного диэлектрика «0» значение будет означать сплошной экран, а «1» - вырез пикселя в экране. В предыдущей главе было показано, что предварительный отбор особей положительно влияет на скорость сходимости алгоритма. Пусть в пул потенциальных родителей будут попадать только те особи, значение ЦФ для которых более 0, а затем в соответствии с «методом рулетки» примем вероятность продолжения рода выбранной особью прямо пропорциональной величине ее ЦФ [92].

3.4 Синтез развязывающих структур с помощью ГА

3.4.1 Пиксели на верхнем слое диэлектрика

Пусть вторая половина хромосомы длины $2 \cdot (M \times N)$ заполнена нулями. Тогда пиксели будут размещены только на верхнем слое СВЧ – диэлектрика, выступая в роли элементов связи между излучателями. Анализ модели двухэлементной АР проведем в 1001 частотной точках в диапазоне 25–50 ГГц при

$A = -10$ дБ, $K = -30$ дБ и $\xi = 40^\circ$ с помощью временного решателя, использующего аппаратное ускорение [92].

В качестве примера рассмотрена МПА, расположенная на подложке толщиной $h = 0,51$ мм, выполненной из материала RO3003 с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 3$ и толщиной металлизации $t = 35$ мкм. МПА в составе двухэлементной АР возбуждены синфазно с одинаковой мощностью. Предварительный расчет для базовой АР показал, что значение ЦФ без развязывающих структур составляет 0,49.

Поведение средних по поколению значений ЦФ при различных P_{ind} при отборе особей с ЦФ > 0 представлено на рисунке 3.3.

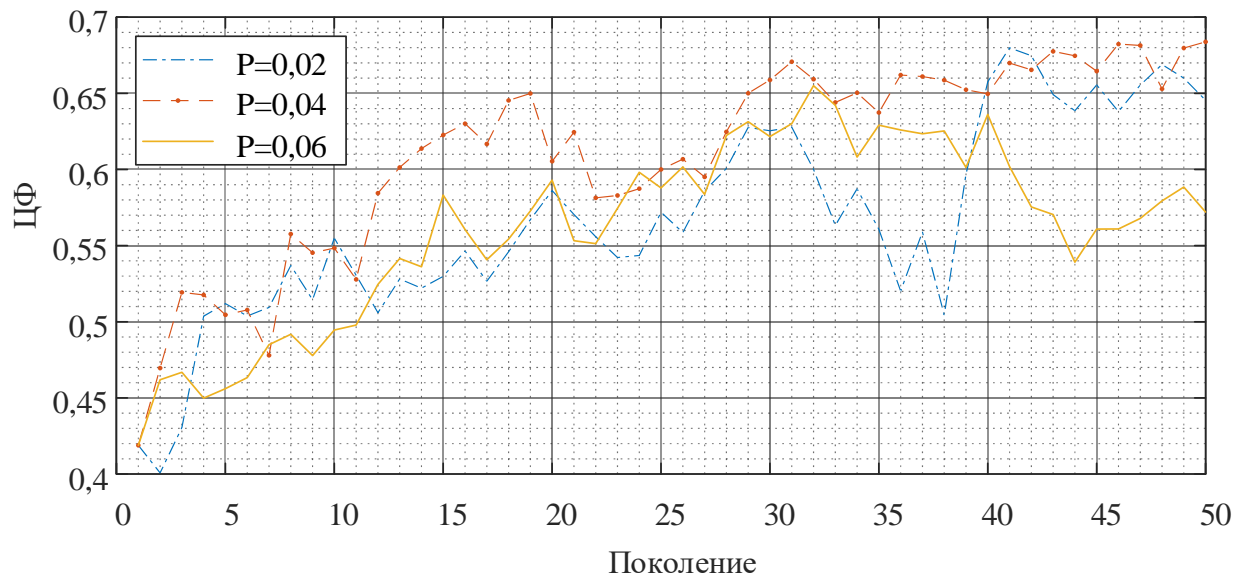


Рисунок 3.3 – Графическое представление поведения ЦФ при расположении пикселей на верхнем слое подложки при различных значениях объема мутаций в хромосомах особи, $P_{mut} = 0,03$.

На рисунке 3.3 видно, что независимо от объема мутаций, данное конструктивное решение обеспечивает среднюю ЦФ в поколении не выше, чем 0,7. В данном примере при замене 6% генов особей, выбранных для применения оператора мутации, после 32 поколения наблюдается снижение среднего значения ЦФ, что указывает на необходимость внедрения адаптивного объема мутаций [92].

На рисунке 3.4 представлено изображение МПА с наибольшим значением ЦФ, а на рисунке 3.5 показано сравнение модулей коэффициента передачи S_{21} базовой и синтезированной МПА, из которого видно улучшение развязки в полосе 25–37 ГГц на величину до 9 дБ [92].

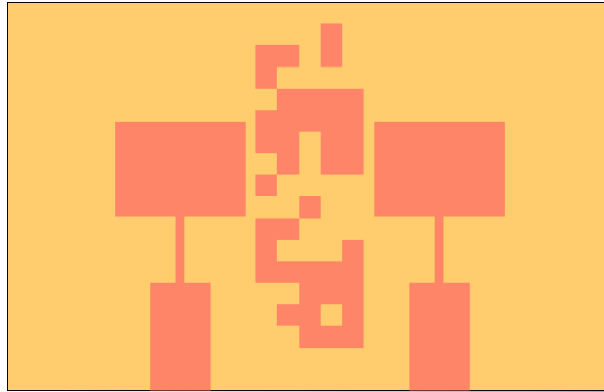


Рисунок 3.4 – Конфигурация AP, соответствующая особи с наибольшим значением ЦФ. $P_{mut} = 0,03$, $P_{ind} = 0,04$, ЦФ = 0,754.

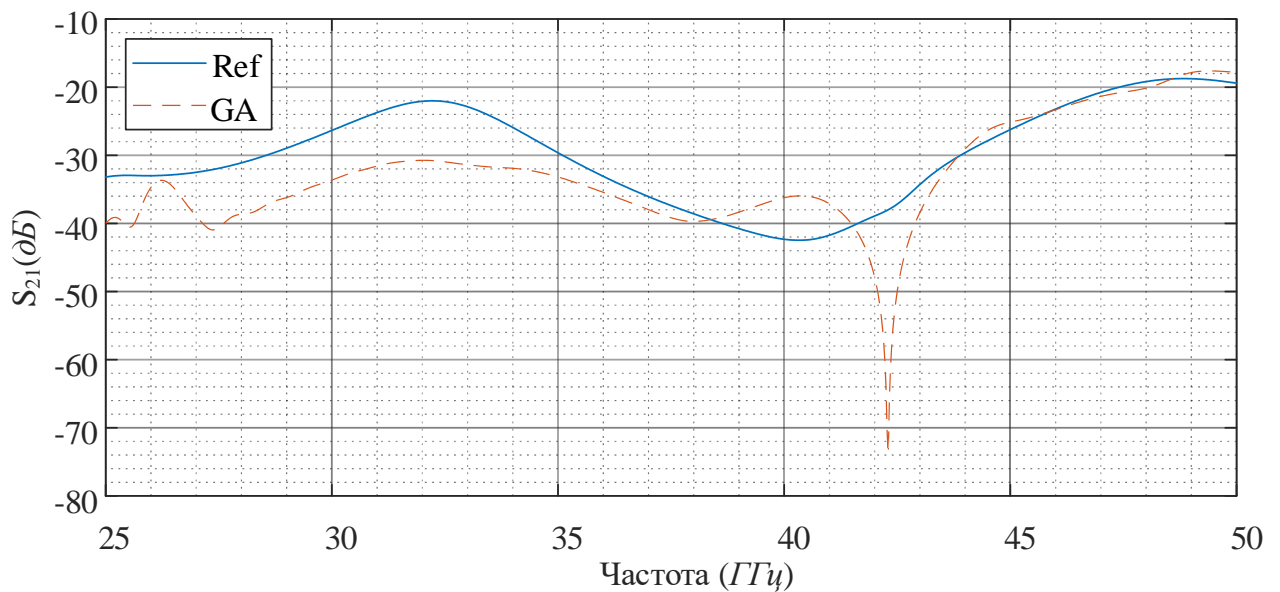


Рисунок 3.5 – Сравнение графиков частотной зависимости коэффициента передачи между излучателями базовой («REF») и синтезированной AP («GA»)

3.4.2 Пиксели на нижнем слое диэлектрика

Пусть первая половина генов хромосомы длины $2 \cdot (M \times N)$ заполнена нулями. Тогда пиксели будут размещены только на нижнем слое СВЧ – диэлектрика,

выступая в роли «дефектов экрана». Изменение среднего значения ЦФ в зависимости от числа мутирующих генов представлено на рисунке 3.6 [92]. Среднее значение ЦФ в поколении не превышает 0,8 для данной конфигурации развязывающего устройства, а максимальное значение ЦФ составляет 0,9.

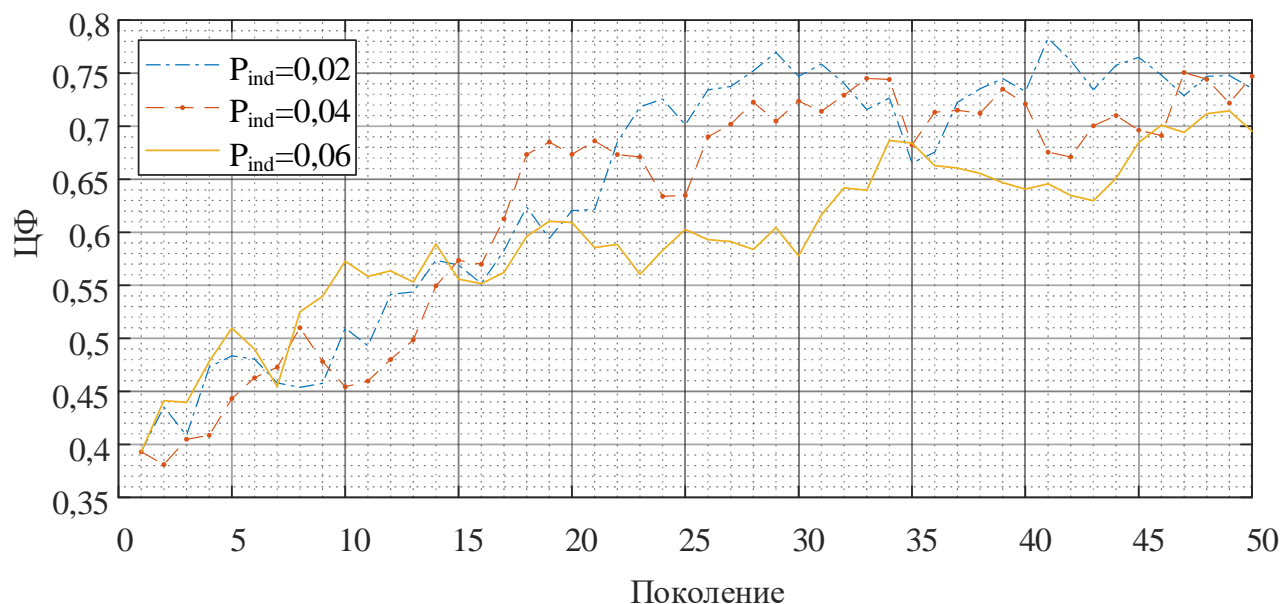


Рисунок 3.6 – Графическое представление поведения ЦФ при расположении пикселей на нижнем слое подложки при различных значениях объема мутаций в хромосомах особи, $P_{mut}=0,03$

На рисунке 3.7 приведено сравнение коэффициента передачи S_{21} базовой и синтезированной антенн, а на рисунке 3.8 – внешний вид подложки особи с наибольшим значением ЦФ. По графику коэффициента передачи видно снижение взаимной связи на величину до 36 дБ в диапазоне 25–35 ГГц и на величину до 28 дБ в диапазоне 42–50 ГГц [92].

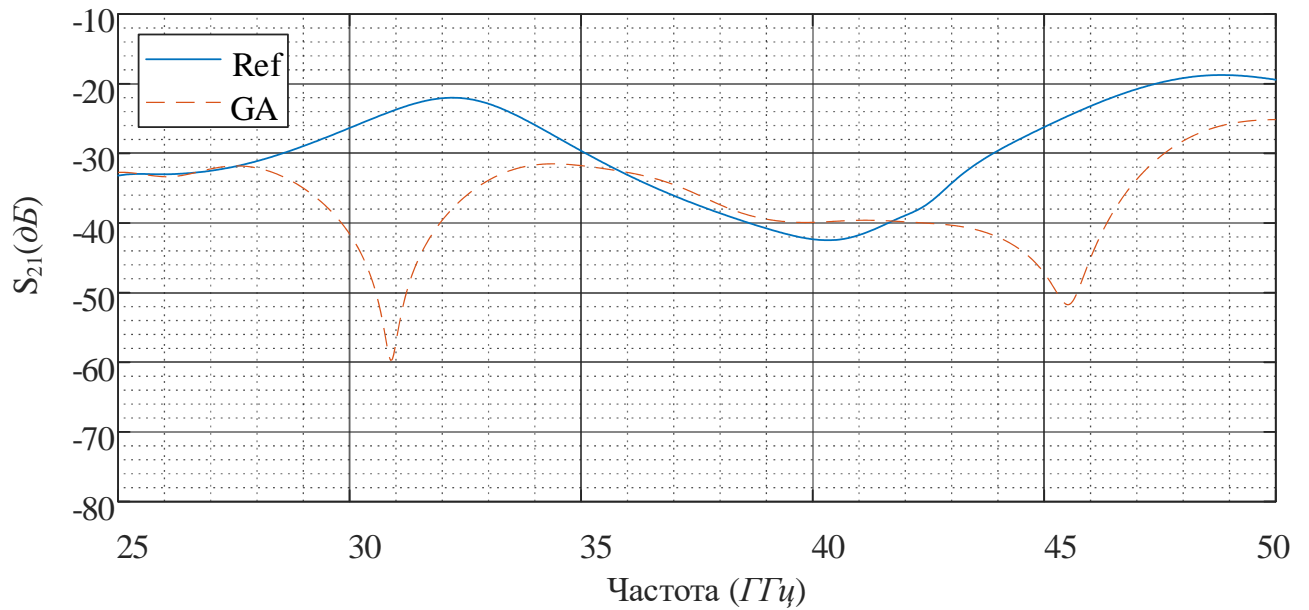


Рисунок 3.7 – Сравнение графиков частотной зависимости коэффициента передачи между излучателями базовой и оптимизированной АР



Рисунок 3.8 – Конфигурация АР, соответствующая особи с наибольшим значением ЦФ. $P_{mut} = 0,03$, $P_{ind} = 0,02$, ЦФ = 0,9

3.4.3 Пиксели на верхнем и на нижнем слоях диэлектрика

Пусть начальная популяция состоит из особей со случайно сгенерированными хромосомами длины $2 \cdot (M \times N)$. Тогда пиксели будут размещены как на верхнем, так и на нижнем слоях СВЧ – диэлектрика. Рассмотрим случаи, когда изменяется одновременно как объем мутаций в популяции, так и объем мутаций в хромосоме мутирующей особи на рисунке 3.9. По кривым на рисунке

затруднительно сделать выводы о применимых на практике значениях P_{mut} и P_{ind} . Тем не менее, при P_{mut} и P_{ind} равным 3%, достигнуто наивысшее значение ЦФ среди исследованных структур. Изображение АР с наивысшим значением ЦФ в популяции представлено на рисунке 3.10. а графики коэффициента передачи между излучателями показаны на рисунке 3.11 [92].

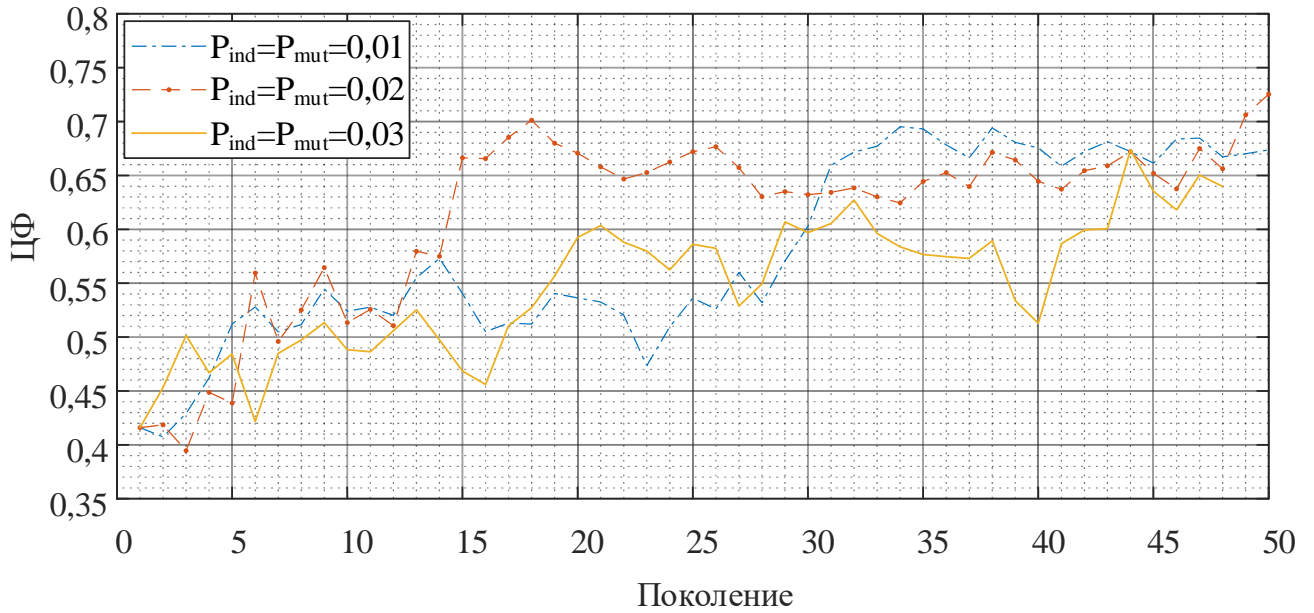


Рисунок 3.9 – Графическое представление поведения ЦФ при расположении пикселей на обоих слоях подложки при различных значениях объема мутаций в хромосомах особи



Рисунок 3.10 – АР с наибольшим значением ЦФ; вид сверху (а) и вид снизу (б).
 $P_{mut} = 0,03$, $P_{ind} = 0,03$, ЦФ = 0,955

На рисунке 3.11 видно улучшение развязки между излучателями синтезированной АР в диапазонах частот 25–37 ГГц и 43–50 ГГц, на величину до 15 дБ и

ухудшение развязки в полосе 36 – 43 ГГц на величину до 8 дБ относительно базовой конструкции AP.

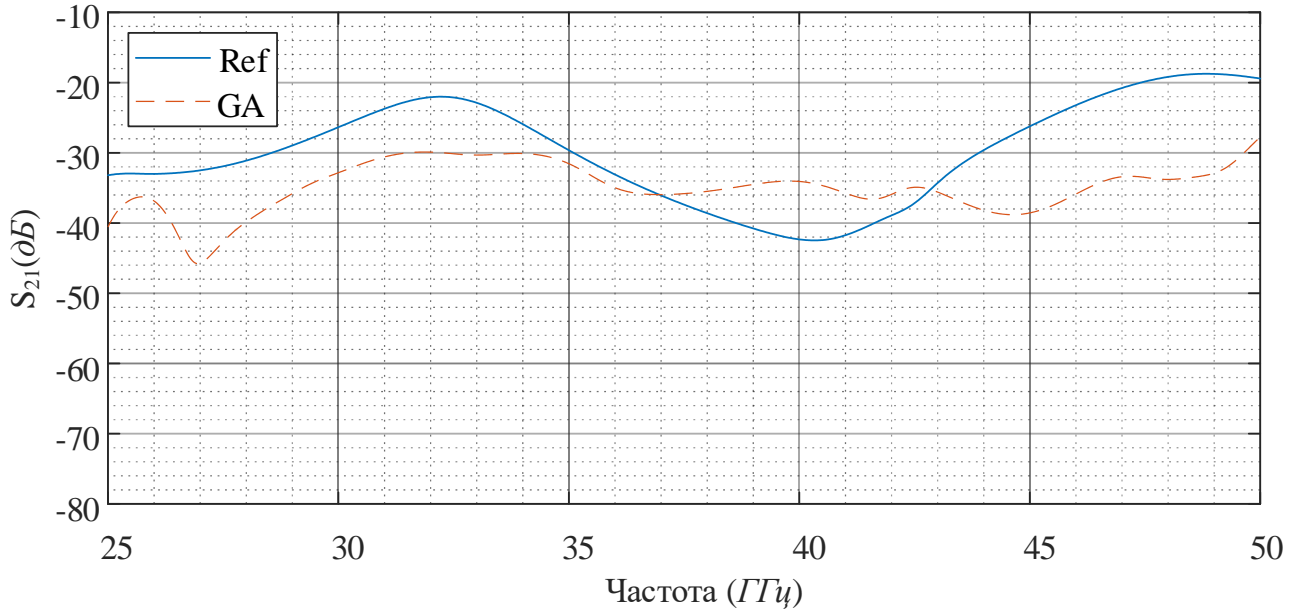


Рисунок 3.11 – Сравнение графиков частотной зависимости коэффициента передачи между излучателями базовой и оптимизированной антенных решеток

3.5 Синтез конструкций МПА для производства экспериментальных образцов

Аналогично одиночным антенным излучателям были внесены изменения в конструкцию двухэлементной AP в соответствии с производственными допусками и учетом влияния СВЧ – соединителей. С целью снижения взаимной связи между излучателями, увеличенной СВЧ – соединителями, МПА были повернуты на 90 градусов, как показано на рисунке 3.12. С помощью ГА для материала толщиной $h = 0,254$ мм были синтезированы две развязывающие структуры: с пикселями только на верхнем слое диэлектрика и с пикселями, расположенными на обоих слоях.

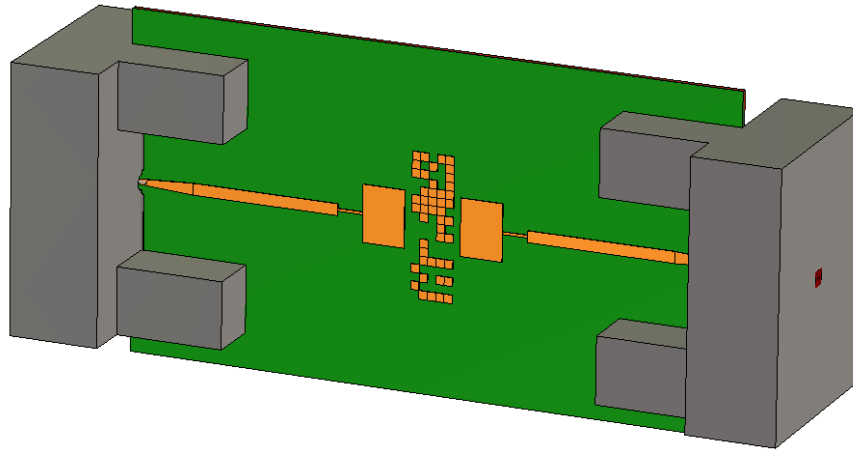


Рисунок 3.12 – Модифицированная модель двухэлементной AP для производства экспериментального образца

На рисунке 3.13 приведено сравнение результата синтеза однослойной развязывающей структуры с базовой конфигурацией AP. Наблюдается улучшение развязки в полосе 26–35 ГГц на величину до 5 дБ. На рисунке 3.14 приведено сравнение ДН базовой AP и AP с пикселями на верхнем слое диэлектрика для центральной частоты 37,5 ГГц. Размещение пикселей на верхнем слое привело к снижению КУ на 2,8 дБ в направлении нормали к AP.

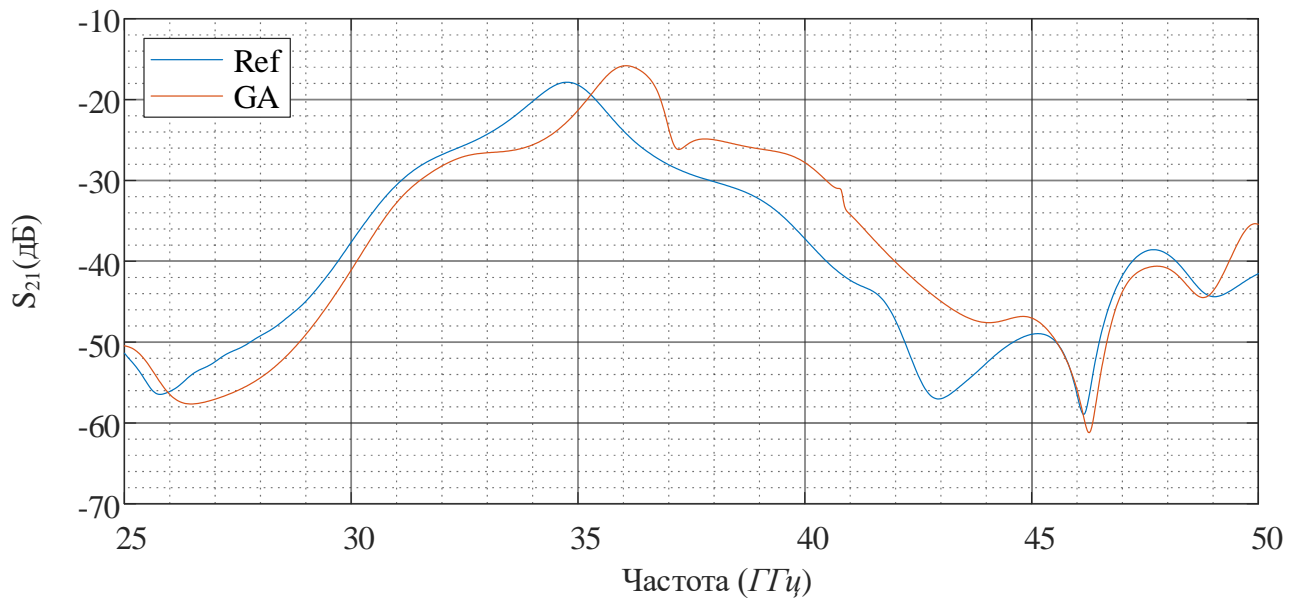


Рисунок 3.13 – Сравнение графиков частотной зависимости коэффициента передачи между излучателями базовой AP и AP с пикселями на верхнем слое диэлектрика

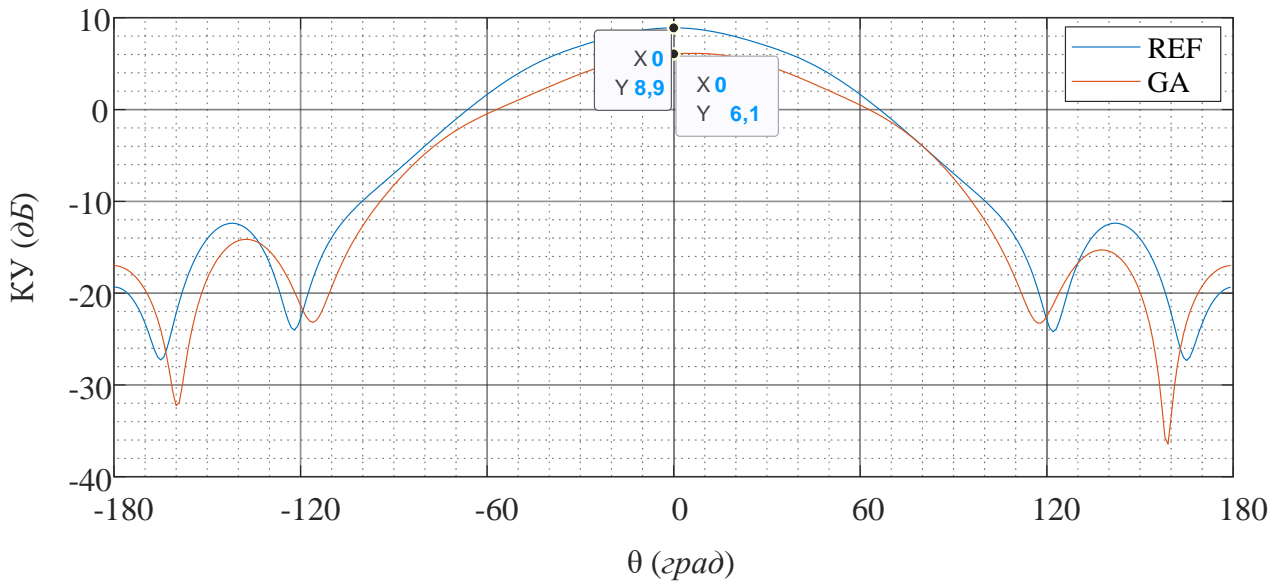


Рисунок 3.14 – Сравнение ДН базовой АР и АР с пикселями на верхнем слое диэлектрика на центральной частоте при $\varphi = 0$

На рисунке 3.15 показано, что применение двухслойной развязывающей структуры улучшило развязку между излучателями АР в диапазоне 31,5 – 35,5 ГГц на величину до 15 дБ, а в полосе 47 – 49 ГГц не более чем на 17 дБ.

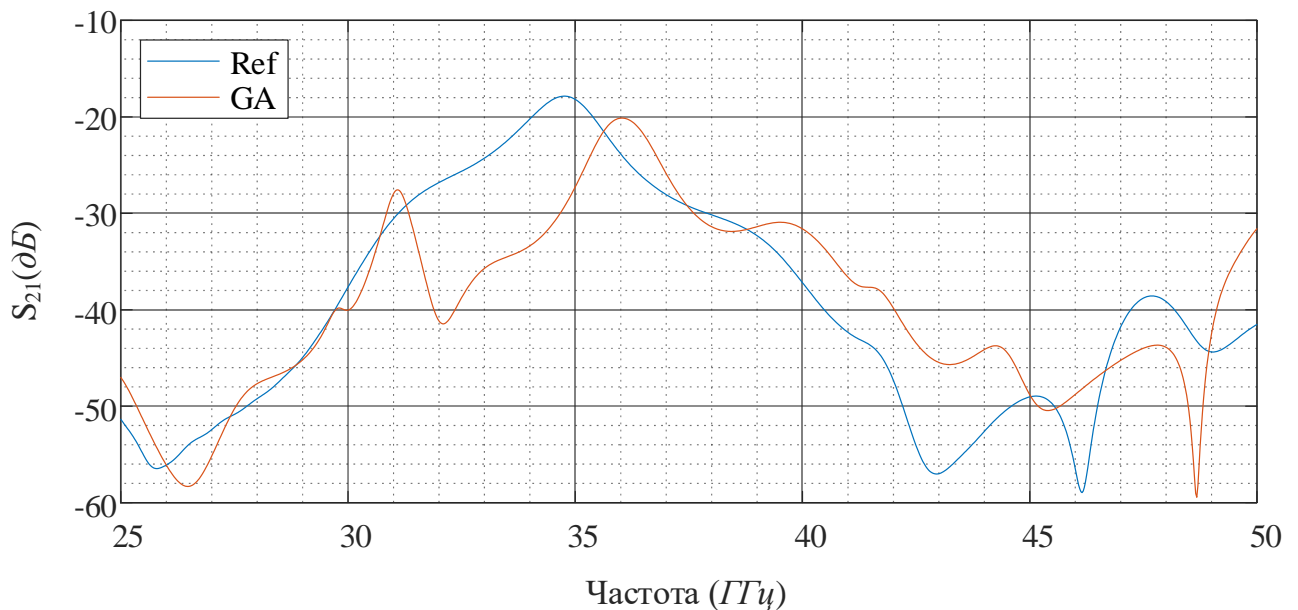


Рисунок 3.15 – Сравнение графиков частотной зависимости коэффициента передачи между излучателями базовой АР и АР с пикселями на двух слоях диэлектрика

Размещение пикселей на обоих слоях диэлектрика привело к снижению КУ на 3,3 дБ в направлении нормали к АР, как показано на рисунке 3.16.

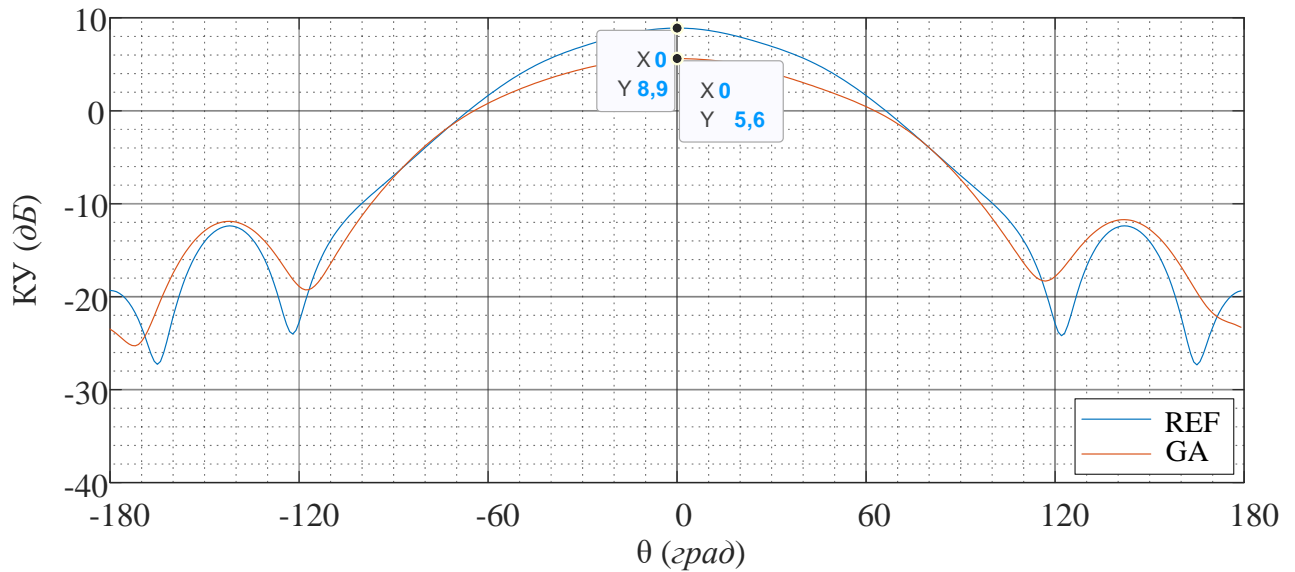


Рисунок 3.16 – Сравнение ДН базовой АР и АР с пикселями на обоих слоях диэлектрика на центральной частоте при $\varphi = 0$

3.6 Экспериментальное исследование изготовленных АР

Было изготовлено пять прототипов для каждого вида двухэлементной АР, а также стальная измерительная оснастка, предотвращающая искривление диэлектрической подложки во время измерений. Образцы изготовлены компанией PCBWay в соответствии со вторым классом стандарта IPC 6012, что подразумевает вариацию размеров проводников в пределах 20%.

3.6.1 Измерительная установка

Перед определением S-параметров изготовленных образцов была проведена полная двухпортовая калибровка ВАЦ Anritsu MS4647B с подключенными полужесткими коаксиальными кабелями Anritsu 3670 методом SOLT (Short-Open-Load-Thru) с помощью калибровочного комплекта Anritsu 3654B. Промежуточная частота ВАЦ – 1 кГц, шаг сетки частот – 100 МГц. Опытный образец с

подключенными коаксиальными соединителями приведен на рисунке 3.17, а измерительная установка на рисунке 3.18.

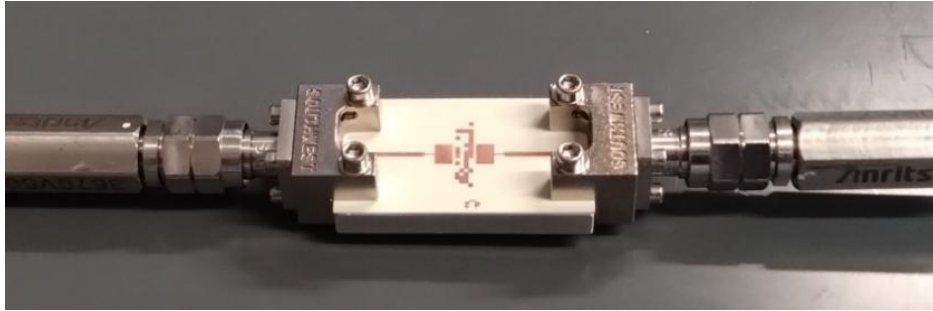


Рисунок 3.17 – Изготовленный прототип двухэлементной АР с подключенными СВЧ – соединителями, размещенный на стальной пластине

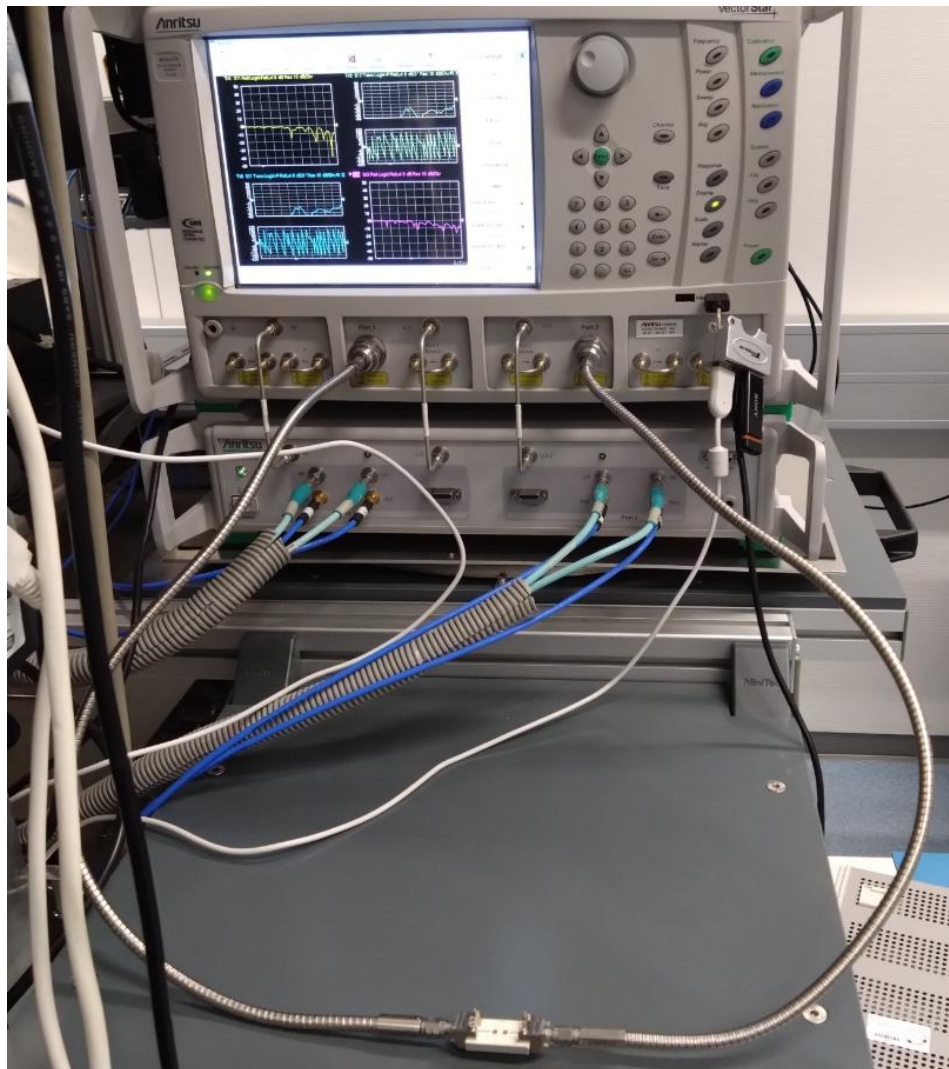


Рисунок 3.18 – Измерительная установка для определения S-параметров двухэлементной АР

3.6.2 Базовая конструкция АР

Для предотвращения деформаций при измерениях, исследуемая АР была размещена на стальной оснастке. На рисунке 3.19 приведены экспериментально определенные значения модуля S_{21} в диапазоне 25–50 ГГц для двухэлементной АР без развязывающих устройств.

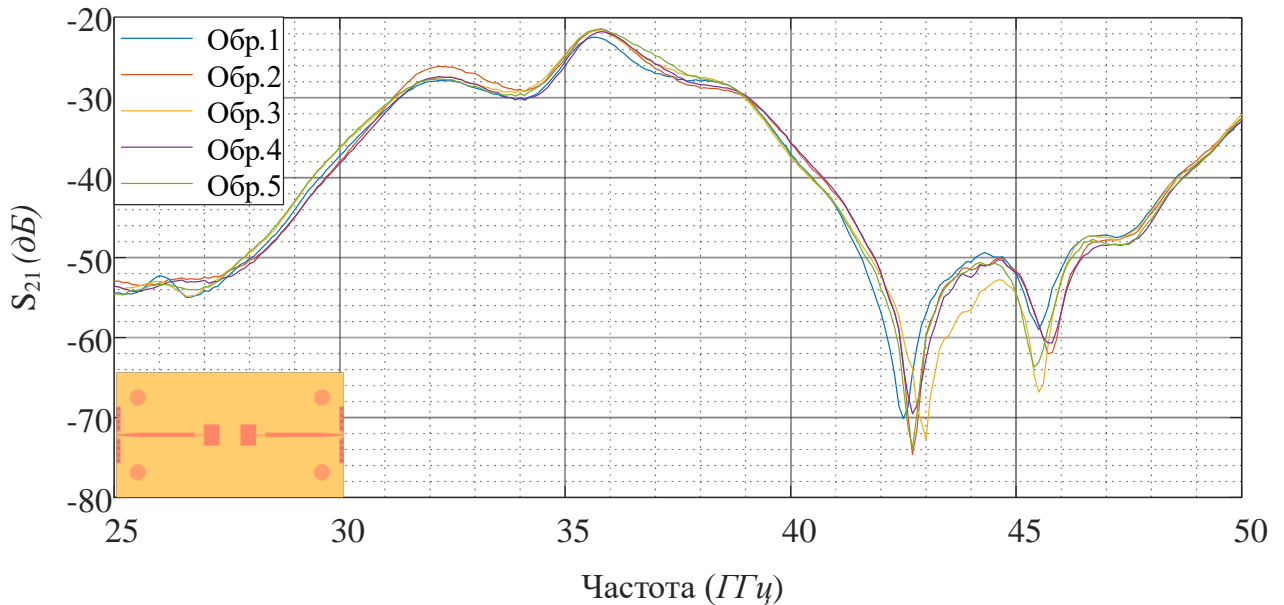


Рисунок 3.19 – Модуль коэффициента передачи пяти изготовленных образцов. Кривые модуля S_{21} для экспериментальных образцов почти совпадают во всей полосе, за исключением диапазона 41–45 ГГц, что говорит о приемлемом разбросе геометрических размеров прототипов. Основные различия модуля S_{21} для экспериментальных образцов наблюдаются вблизи 26, 43 и 46 ГГц, что может быть в первую очередь объяснено вариациями геометрических размеров изготовленных образцов и отклонением значения относительной диэлектрической проницаемости от заданного в документации. Среднее значение ЦФ для изготовленных АР составляет 0,745, что сопоставимо с величиной 0,74 для моделей АР в CST Studio Suite.

С ростом частоты и снижением уровня модуля S_{21} ниже -50 дБ может наблюдаться рост неопределенности результатов измерений коэффициента передачи ВАЦ, вызванный практическими ограничениями калибровочного процесса.

Неопределенность при измерении коэффициента передачи с помощью ВАЦ может быть определена [95] как суммарная неисключенная систематическая погрешность измерений системы, включающая в себя неопределенность измерений параметров отражения от портов ВАЦ, неопределенности мощности источника сигналов и неопределенности мощности, принимаемой приемником. Для коэффициента передачи величина неопределенности измерений может быть записана как [95]:

$$\Delta S_{21} = \left| \frac{20 \log_{10} \left[\frac{ETF}{(1 - |ESF \cdot S_{11A}|)(1 - |ELF \cdot S_{22A}|) - |ESF \cdot S_{21A} \cdot S_{12A} ELF|} \right]}{\left[\frac{b_{2Кал.}}{b_{2M}} R_{DA} \right]} \right|, \quad (3.3)$$

где ESF – составляющая систематической погрешности, вызванная рассогласованием между источником и измеряемым устройством, ELF – составляющая систематической погрешности, вызванная рассогласованием приемника и измеряемым устройством, $b_{2Кал.}$ – уровень мощности на входе измерительного приемника после калибровки, b_{2M} – уровень мощности на входе измерительного приемника до калибровки, R_{DA} – динамическая погрешность приемника, S_{11A} , S_{22A} , S_{21A} , S_{12A} – действительные значения соответствующих S – параметров.

Рассчитанная величина неопределённости S_{21} ВАЦ с помощью ПО производителя [96] для частот 26, 43 и 46 ГГц для ВАЦ MS4647B при SOLT – калибровке комплектом 3654B приведена на рисунке 3.20. Так как вычисленная неопределенность не превышает 0,1 от разброса измеренного значения модуля S_{21} , можно считать, что вблизи 26, 43 и 46 ГГц наблюдаются осцилляции, вызванные производственными погрешностями [101].

Для учета влияния технологических погрешностей на результаты синтеза МПА предложено на основе данных оптических измерений, определить область анализа чувствительности самых узких и коротких элементов конструкции МПА. При невозможности проведения оптических измерений рекомендуется провести анализ в рамках заявленных производителем относительных отклонений размеров.

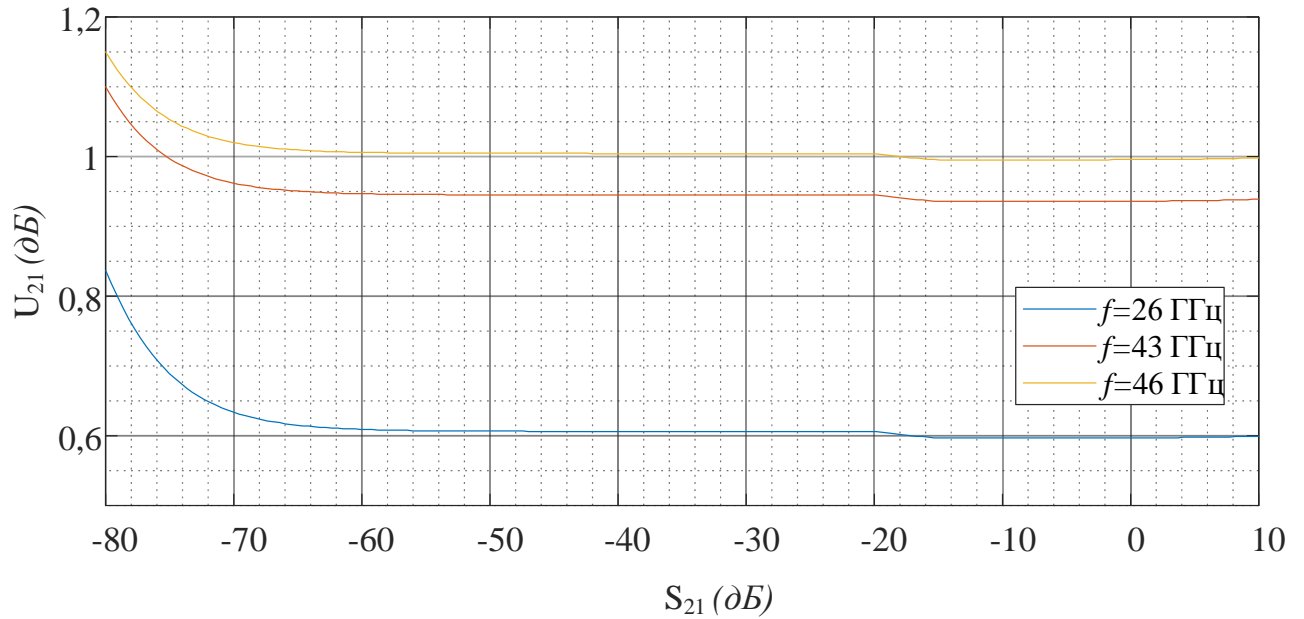


Рисунок 3.20 – Неопределенность модуля коэффициента передачи в зависимости от измеряемого S_{21} на частотах 26, 43 и 46 ГГц

3.6.2.1 Оптические измерения базовой конструкции AP

Для проверки предположения о происхождении осцилляций были проведены измерения геометрических размеров изготовленных образцов с помощью откалиброванного цифрового микроскопа Keyence VHX-600DSO, представленного на рисунке 3.21. Результаты оптических измерений показаны на рисунках 3.22- 3.25.

На рисунке 3.22 видно скруглённые углы, радиус которых приблизительно равен толщине металлизации $t = 30$ мкм. Максимальное измеренное отклонение ширины четвертьволнового трансформатора относительно электродинамической модели составляет 18 мкм, при ширине трансформатора равной 125 мкм, относительное отклонение геометрических размеров не превышает 14%. Привлекает внимание также неоднородная кромка вдоль трансформатора, вызванная процессами травления. Максимальное измеренное отклонение ширины возбуждающей МПЛ составило 57 мкм при заданных в модели 550 мкм, т. е. относительное отклонение не превышает 10%.

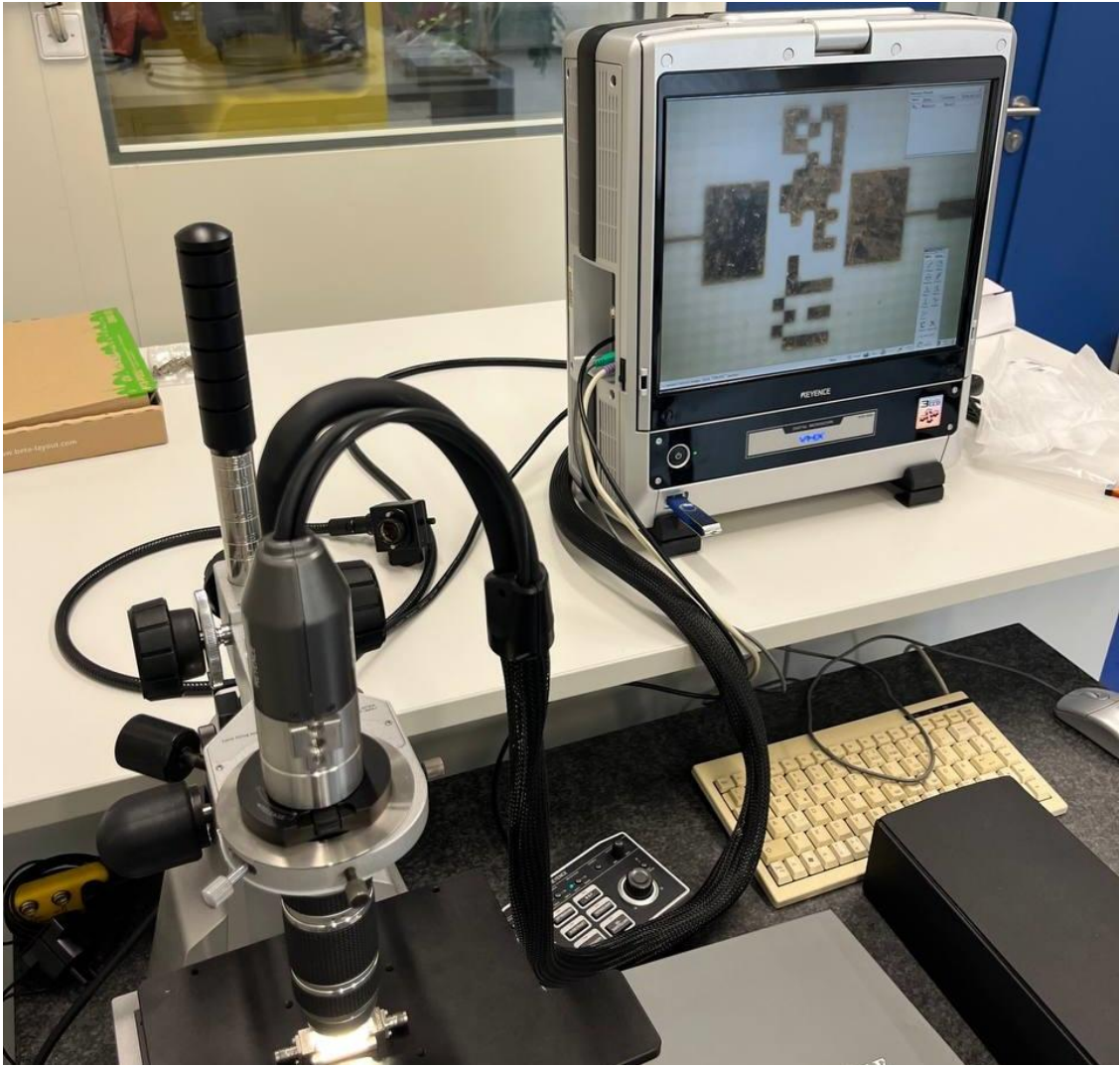


Рисунок 3.21 – Электронный микроскоп Кеуенсе VHX-600DSO

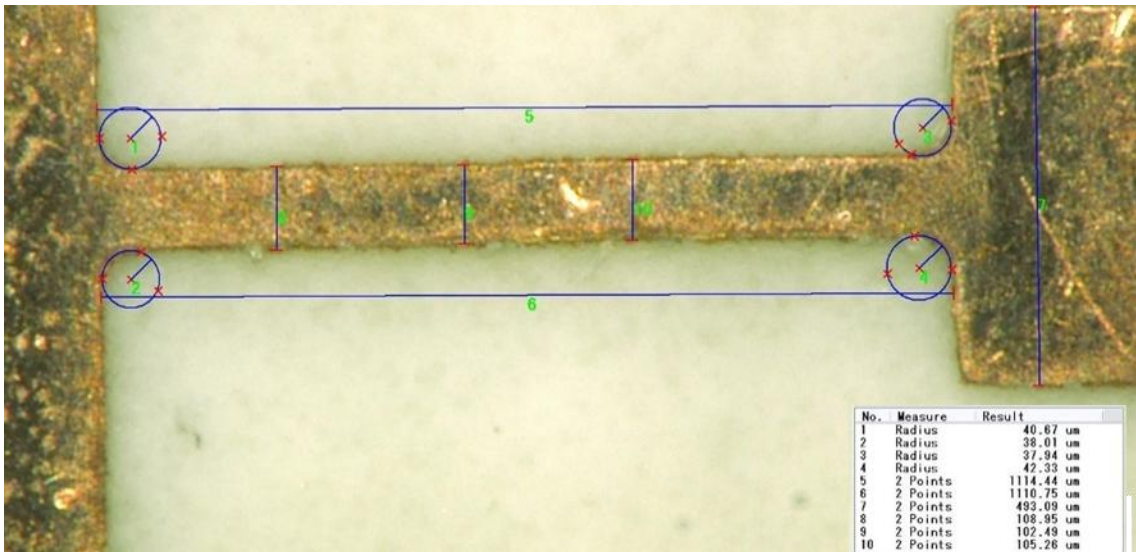


Рисунок 3.22 – Изображение возбуждающего четвертьволнового трансформатора при 200 – кратном увеличении

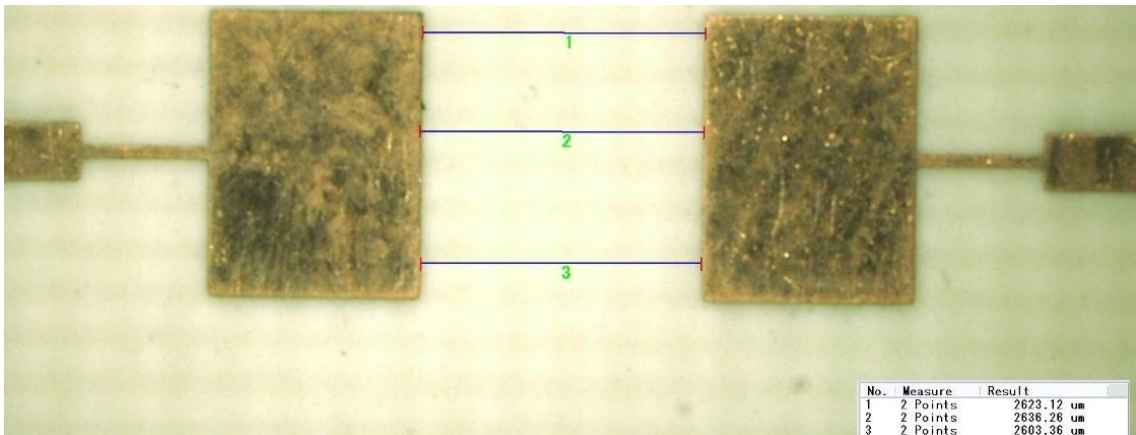


Рисунок 3.23 – Результаты измерения расстояния между патчами при 30 – кратном увеличении

Из рисунка 3.23 видно, что излучающие патчи не повернуты относительно друг друга и расстояние между ними можно принять постоянным. Максимальное измеренное отклонение от номинального расстояния между излучателями составило 121 мкм при заданных 2600 мкм, таким образом относительное отклонение геометрического размера не превышает 4%. На рисунке 3.24 представлен результат измерения геометрических размеров одиночного патча, относительное отклонение которых не превышает 1%. Относительное отклонение длины четвертьволнового трансформатора не превышает 7%.

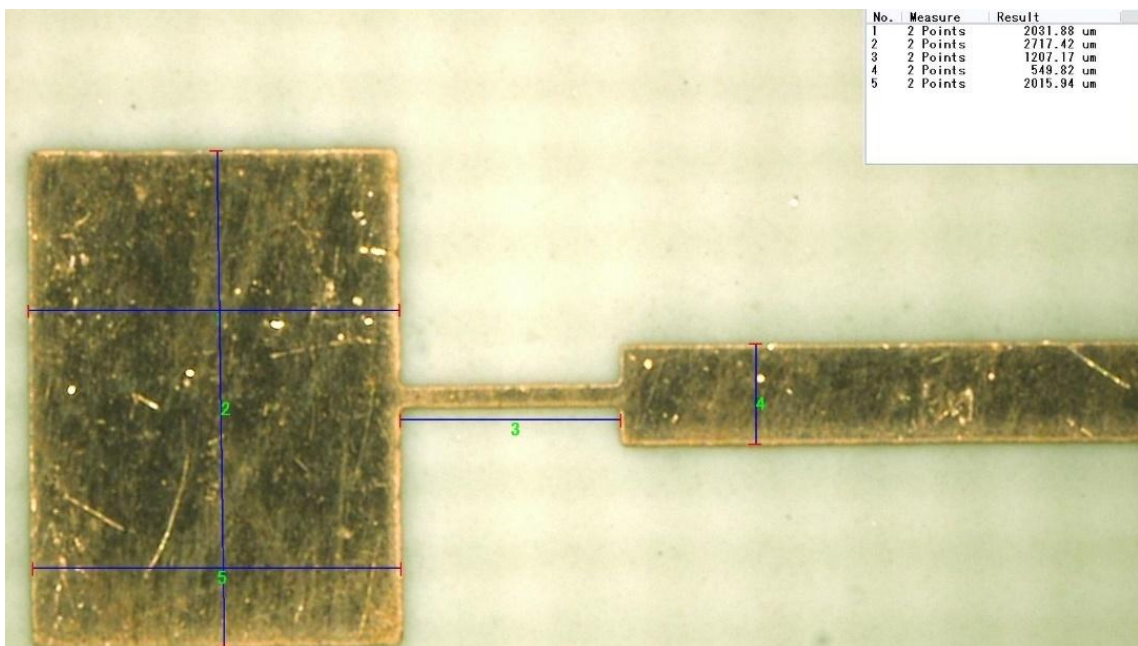


Рисунок 3.24 – Результаты измерения размера излучающего патча при 50 – кратном увеличении

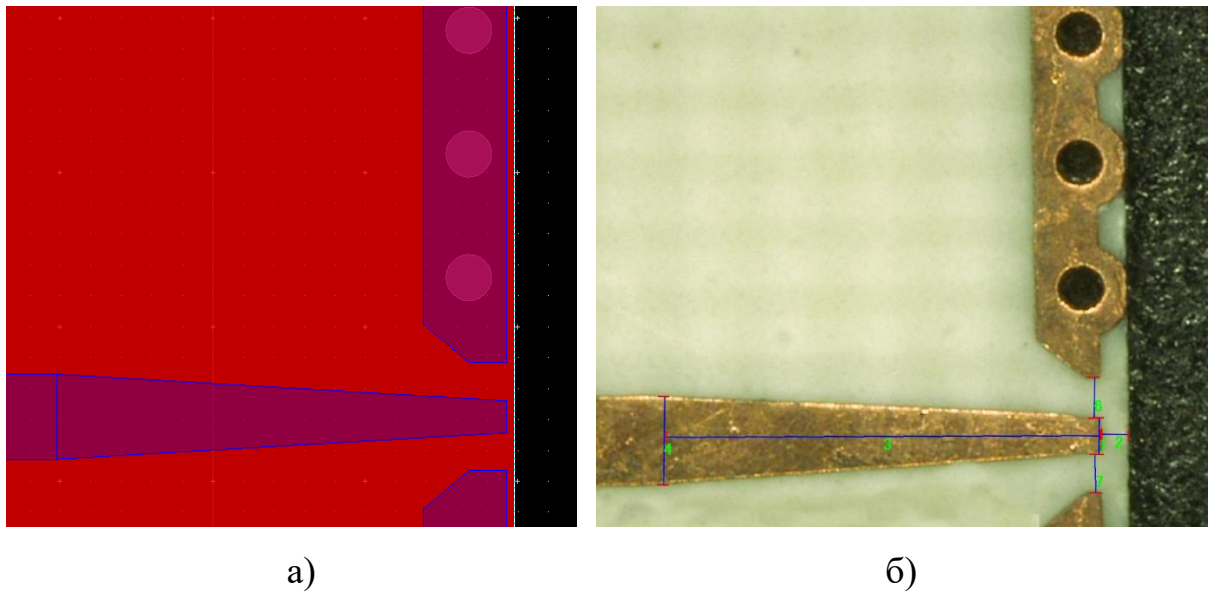


Рисунок 3.25 – Сравнение модели (а) и изготовленного (б) участка возбуждения излучателя

Из-за особенностей процесса создания межслойных отверстий, проводящие полигоны могут изменить свою форму. На рисунке 3.25 показано, что поясok площадки переходного отверстия выступает за пределы проводящего полигона, что для тонких подложек может привести к замыканию земляного полигона и верхних проводников.

3.6.2.2 Анализ чувствительности базовой конструкции AP

Результаты оптических измерений подтвердили предположение о разбросе геометрических параметров AP, достигающих 14% относительно заданного значения. Был проведен анализ чувствительности конструкции AP к варьированию размеров в соответствии с заявленными PCBWay производственными допусками в пределах от -20% до 20% от своего номинального значения. Результаты параметризации размеров ширины четвертьволнового трансформатора, отмеченного на рисунке 3.26, приведены на рисунке 3.27. Видно, что варьирование ширины четвертьволнового трансформатора приводит к изменениям коэффициента передачи в диапазоне 39–45 ГГц.

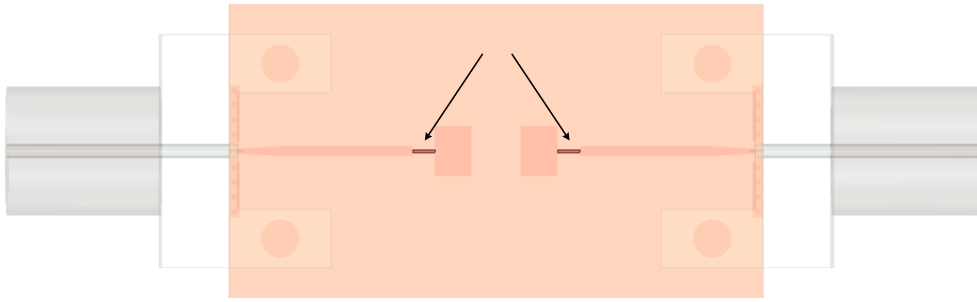


Рисунок 3.26 – Четвертьволновый трансформатор в базовой конструкции АР

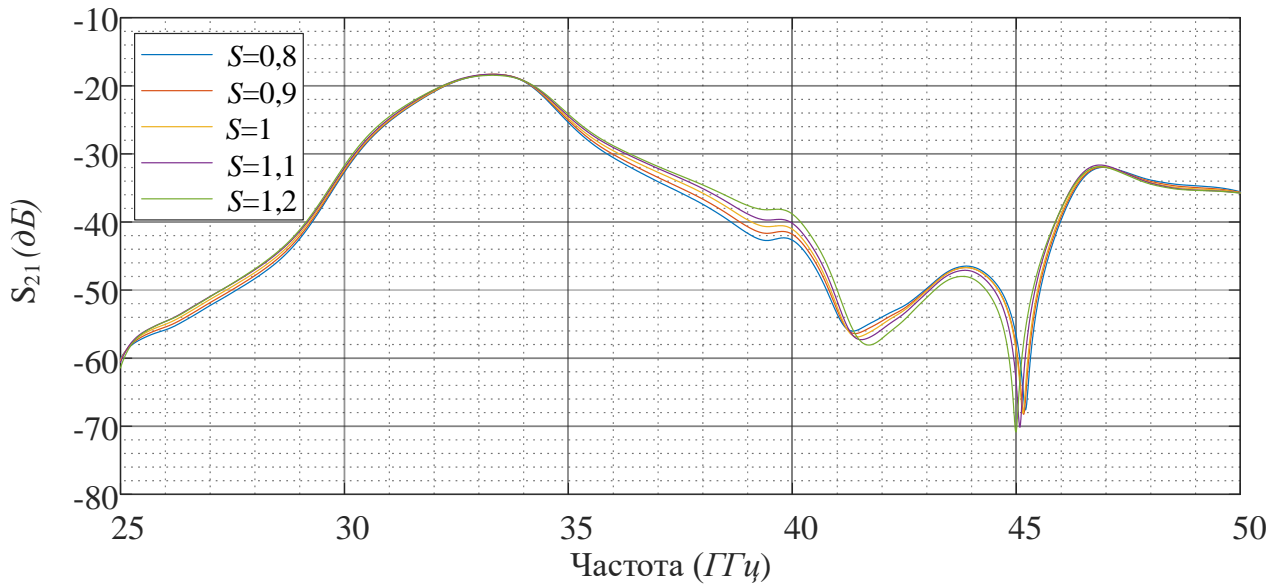


Рисунок 3.27 – Коэффициент передачи S_{21} при варьировании ширины четвертьволнового трансформатора в базовой конструкции АР от 0,8 до 1,2 от номинального значения

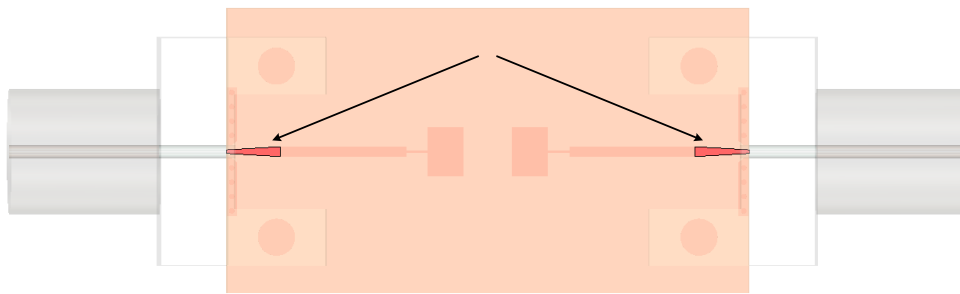


Рисунок 3.28 – Трапецевидный участок МПЛ в базовой конструкции АР

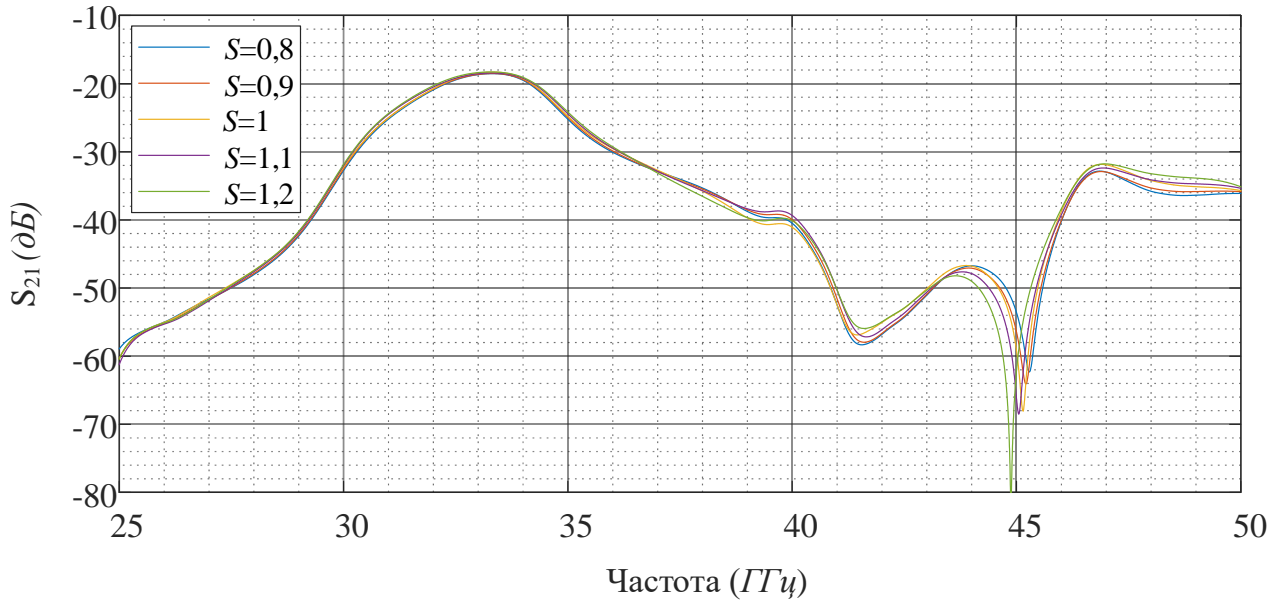


Рисунок 3.29 – Коэффициент передачи S_{21} при варьировании ширины трапецевидного перехода МПЛ в базовой конструкции АР от 0,8 до 1,2 от номинального значения

Было рассмотрено влияние изменений ширины всей возбуждающей МПЛ в диапазоне $\pm 20\%$ на модуль коэффициента передачи. Результаты параметризации размеров этого участка приведены на рисунке 3.30.

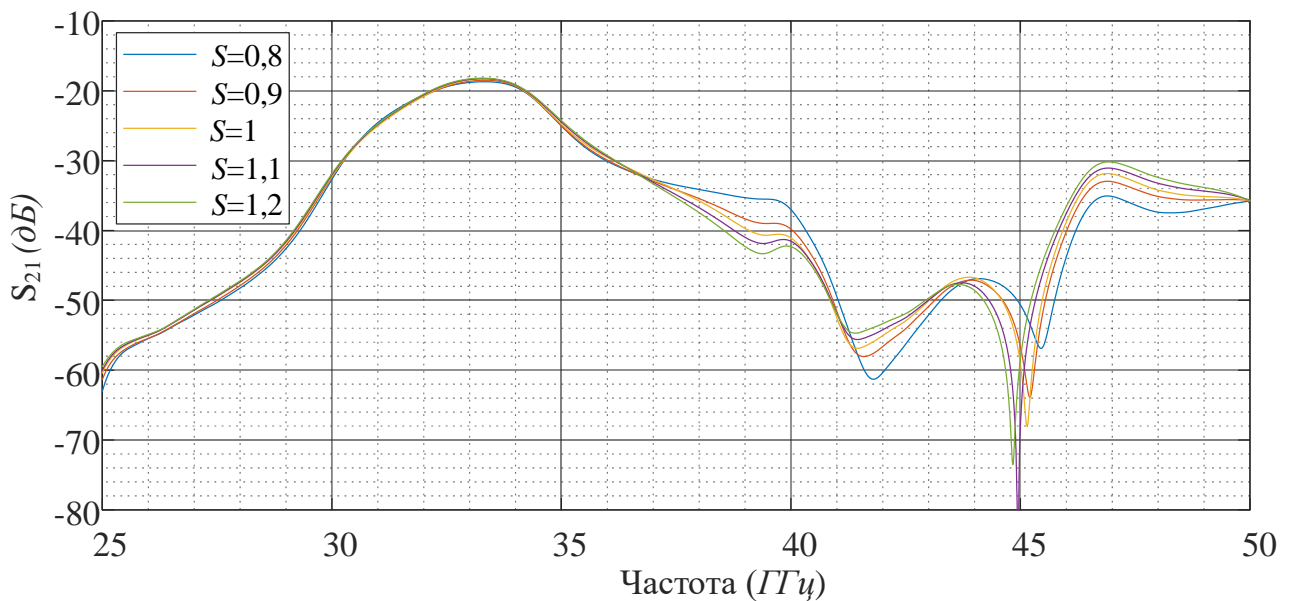


Рисунок 3.30 – Модуль коэффициента передачи S_{21} при варьировании ширины МПЛ в базовой конструкции АР от 0,8 до 1,2 от номинального значения

Варьирование ширины всей возбуждающей линии приводит к изменениям коэффициента передачи в более широком диапазоне, от 39 до 50 ГГц.

При толщине металлизации более 17 мкм, полосковые линии наиболее чувствительны к боковому подтравливанию [97], что также может привести к изменению коэффициента передачи в АР. Модель в САПР была скорректирована в соответствии с данными оптических измерений, а также были скруглены у основания все металлизированные участки, размещенные на верхнем слое подложки, как показано на рисунке 3.31; радиус скругления r пусть находится в диапазоне от 0 до t . По данным рисунка 3.32 видно, что влияние радиуса скругления проводников начинает проявляться на частотах выше 42 ГГц.

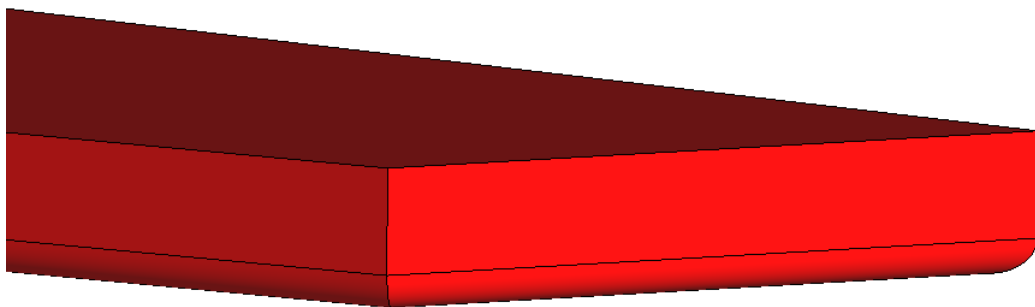


Рисунок 3.31 – Скругление проводников у основания

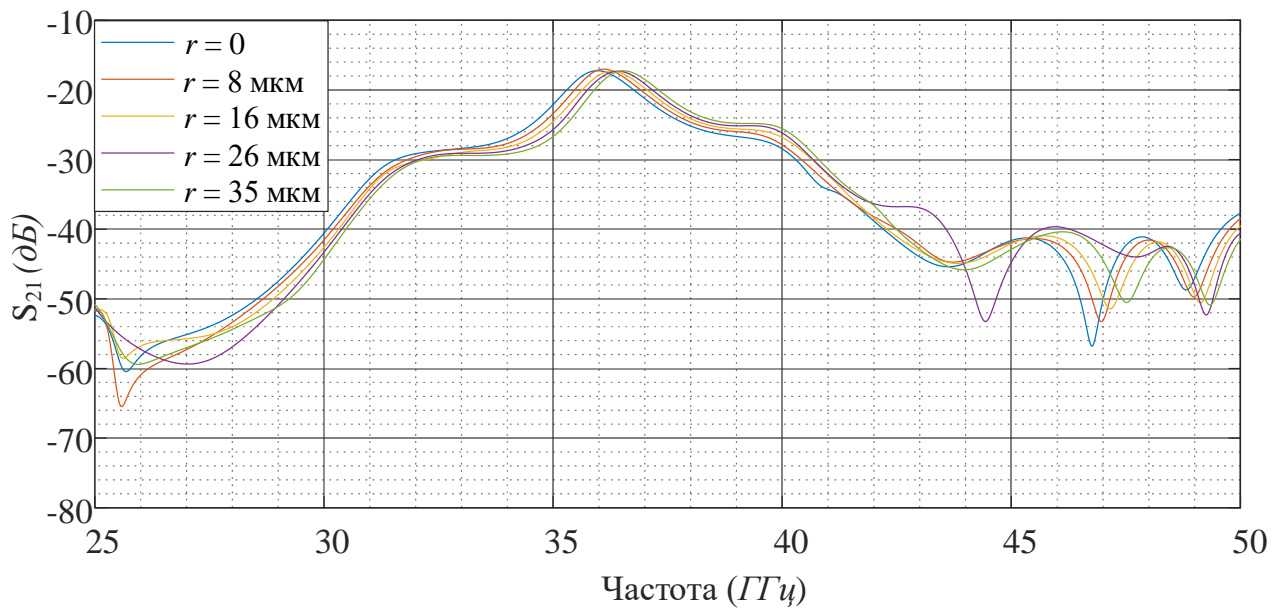


Рисунок 3.32 – Влияние подтравливания проводников у основания на модуль коэффициента передачи S_{21}

3.6.2.3 Выбор модели шероховатостей проводников

При моделировании устройств мм-диапазона важно учесть шероховатости проводников, вносящих потери и определяющие значение конструктивной относительной диэлектрической проницаемости («Design Dk») подложки. Поэтому в CST Studio Suite рассмотрено четыре AP с разными моделями потерь в проводниках:

1. Градиентная модель потерь в шероховатых проводниках [98]
2. Модель Хаммерстэда для потерь в шероховатых проводниках [99]
3. Гладкий проводник с заданной проводимостью и дисперсионной моделью диэлектрика
4. Гладкий проводник с заданной проводимостью и заданными данными о частотной зависимости конструктивной относительной диэлектрической проницаемости диэлектрика по технической спецификации материала [72].

Сравним графики модуля коэффициента передачи, рассчитанные в CST для четырех моделей потерь в проводниках базовой AP, с усредненным, определенным экспериментально, коэффициентом передачи пяти прототипов базовой AP на рисунке 3.33.

Для выбора наилучшей модели потерь в проводниках рассчитаем среднеквадратичную ошибку для каждой из них:

$$MSE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (S_m - S_{\text{exp}})^2, \quad (3.4)$$

где n – число частотных точек, S_m – модуль коэффициента передачи, рассчитанный для заданной модели потерь в проводниках, S_{exp} – усредненный экспериментальный модуль коэффициента передачи.

Для градиентной модели она составила 41,6, модели Хаммерстэда – 49,1, модели с гладкими проводниками – 55,9, а для модели с данными о частотной зависимости конструктивной относительной диэлектрической проницаемости диэлектрика – 34,2.

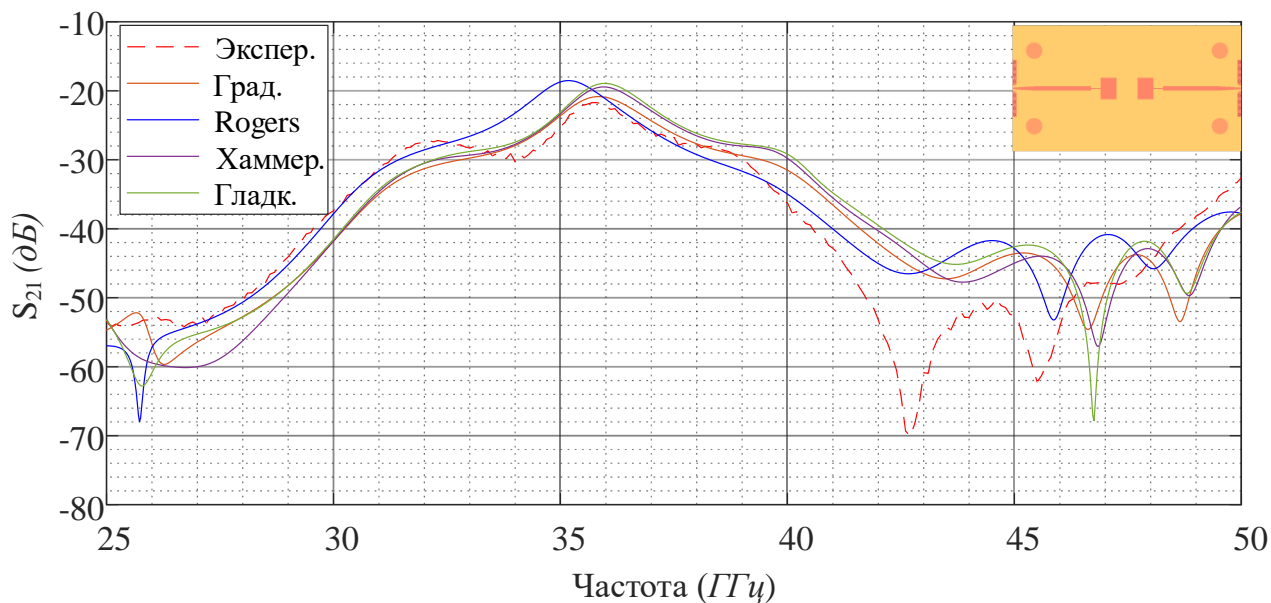


Рисунок 3.33 – Усредненный модуль коэффициента передачи S_{21} для пяти изготовленных образцов («Экспер.») и четырех моделей потерь в проводнике в САПР

Наибольшее расхождение между экспериментальными данными и моделированием наблюдается для модели с гладкой медью и моделью Хаммерстэда на частотах выше 35 ГГц. Использование данных производителя о конструктивной диэлектрической проницаемости, учитывающей шероховатости меди (кривая «Rogers»), приближает результаты моделирования к экспериментальным данным лучше всего. Учет потерь, вносимых диэлектриком СВЧ – соединителей в модели АР, не привел уменьшению расхождения результатов моделирования и эксперимента.

3.6.3 АР с пикселями на верхнем слое диэлектрика

Для предотвращения деформаций при измерениях, исследуемая АР была размещена на стальной оснастке. На рисунке 3.34 приведены экспериментально определенные значения модуля S_{21} в диапазоне 25–50 ГГц для двухэлементной АР с развязывающими устройствами на верхнем слое диэлектрика, а также результат электродинамического моделирования в САПР CST Studio Suite при

использовании данных производителя об эффективной диэлектрической проницаемости, учитывающей шероховатости меди, и результаты оптических измерений, приведенные ниже. Как и в случае АР без развязывающих устройств, основные различия между изготовленными образцами наблюдаются в диапазоне 40–46 ГГц. Между результатами моделирования в САПР CST Studio Suite и экспериментальными данными наблюдаются различия в полосе 30–35 ГГц и в полосе 39–46 ГГц, что может быть обусловлено вариациями размеров МПЛ и пикселей, а также взаимной связью, вносимой измерительными кабелями.

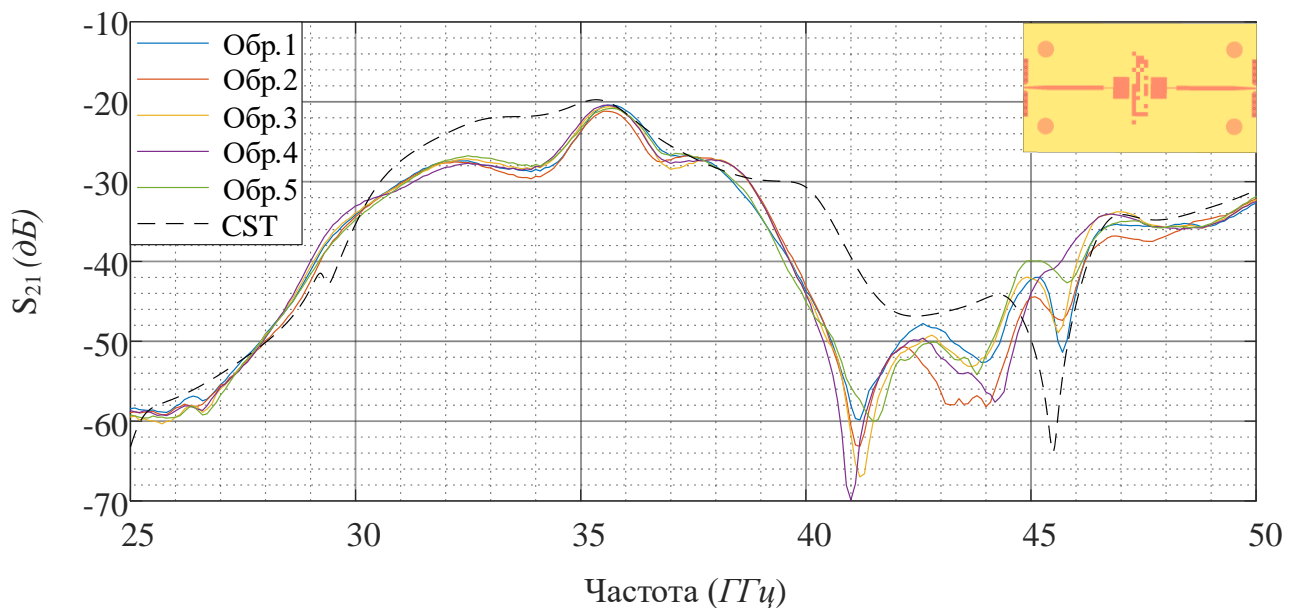


Рисунок 3.34 – Сравнение модуля коэффициента передачи S_{21} пяти изготовленных образцов и результата для модели в САПР CST Studio Suite

На рисунке 3.35 представлено сравнение усредненных значений экспериментальных значений модуля коэффициента передачи для базовой АР и АР с пикселями на верхнем слое. Из рисунка видно улучшение модуля коэффициента передачи в диапазоне 37–42 ГГц. Усредненное значение ЦФ базовой конструкции составило 0,745, а для АР с пикселями на верхнем слое – 0,76, что указывает на улучшение развязки на 2%.

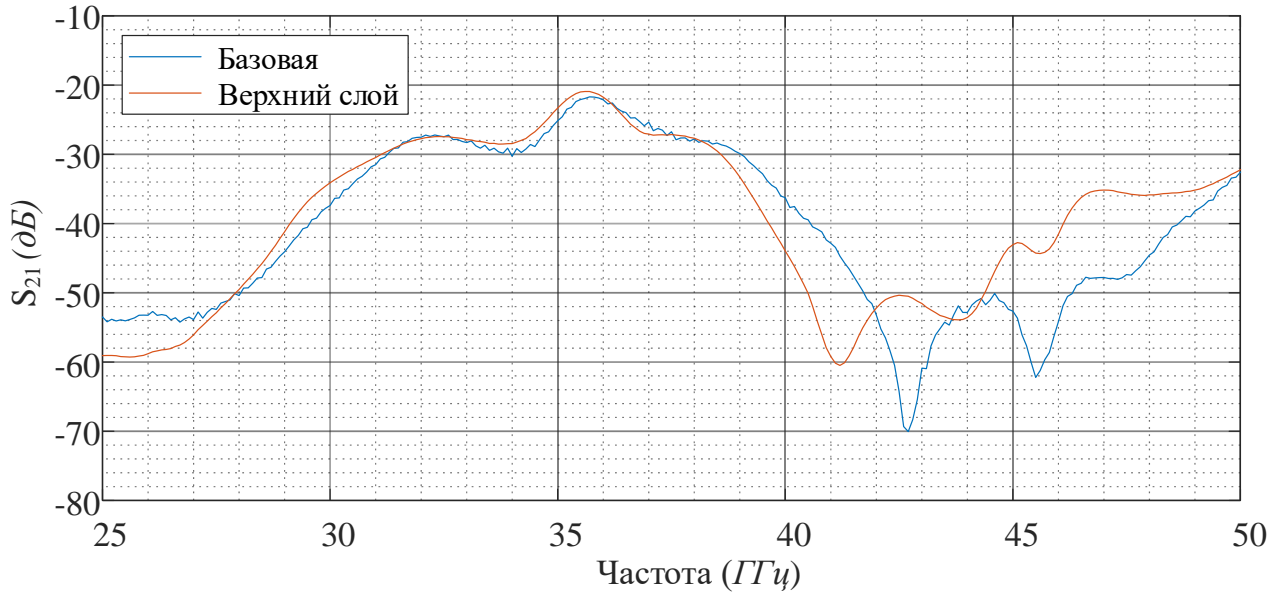


Рисунок 3.35 – Сравнение средних модулей коэффициента передачи S_{21} для пяти изготовленных образцов базовой АР и АР с пикселями на верхнем слое

3.6.3.1 Оптические измерения АР с пикселями на верхнем слое

Результаты измерения геометрических размеров фидерных линий и патчей согласуются с результатами измерений для базовой конструкции АР, как показано на рисунках 3.36 и 3.37.

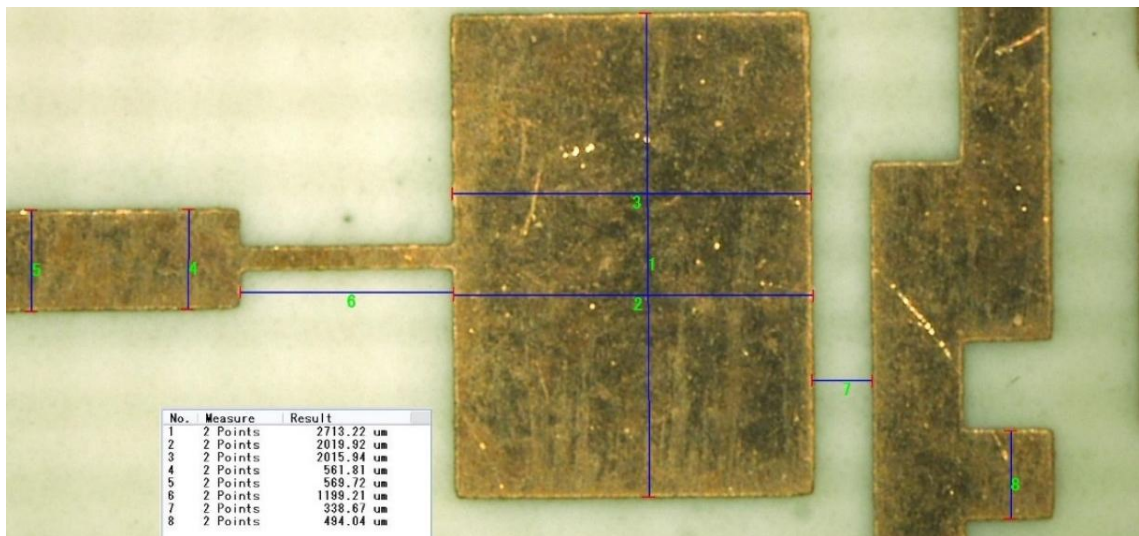


Рисунок 3.36 – Результаты измерения размеров патча и элементов фидерной линии при 50 – кратном увеличении

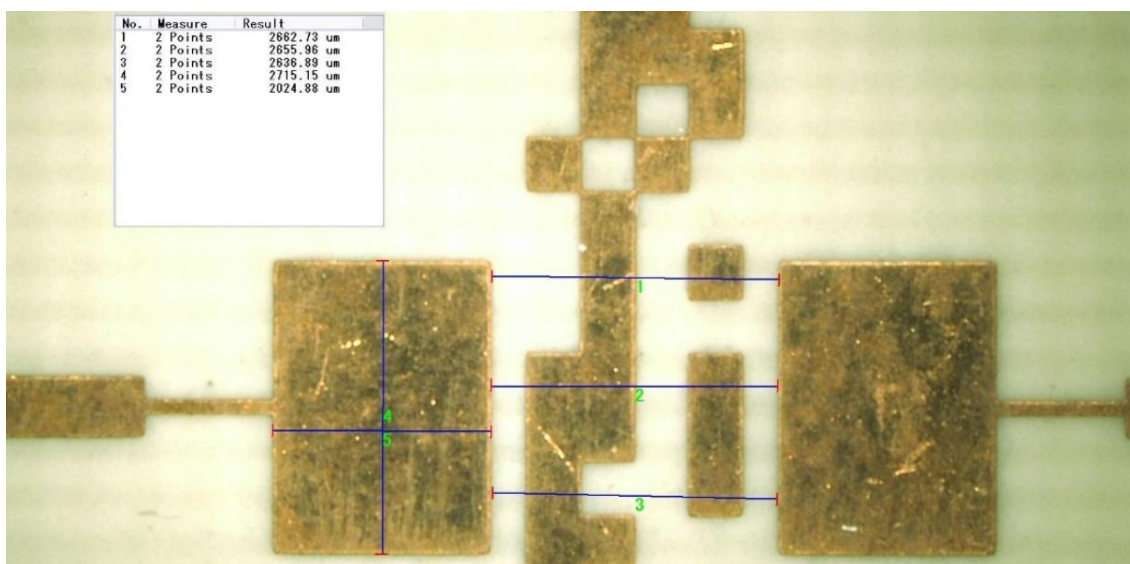


Рисунок 3.37 – Результаты измерения расстояния между патчами при 30 – кратном увеличении

Относительное отклонение измеренных геометрических размеров не превышает 4%.

На рисунках 3.38 – 3.41 приведены результаты оптических измерений развязывающих структур.

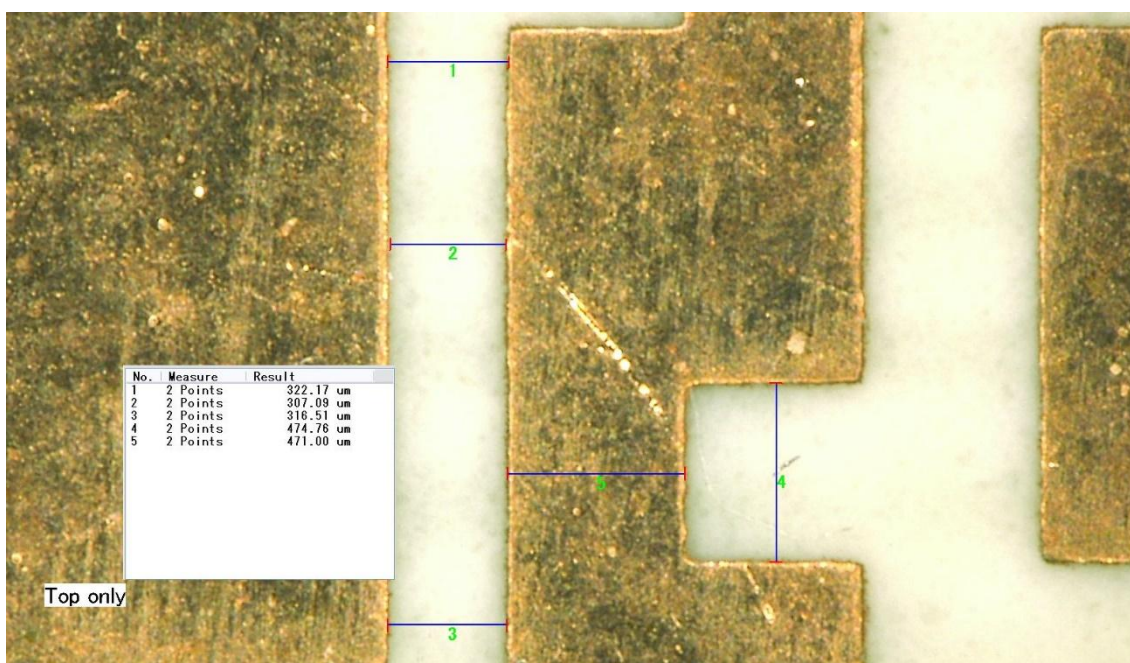


Рисунок 3.38 – Результаты измерения расстояния между патчем и развязывающей структурой при 50 – кратном увеличении

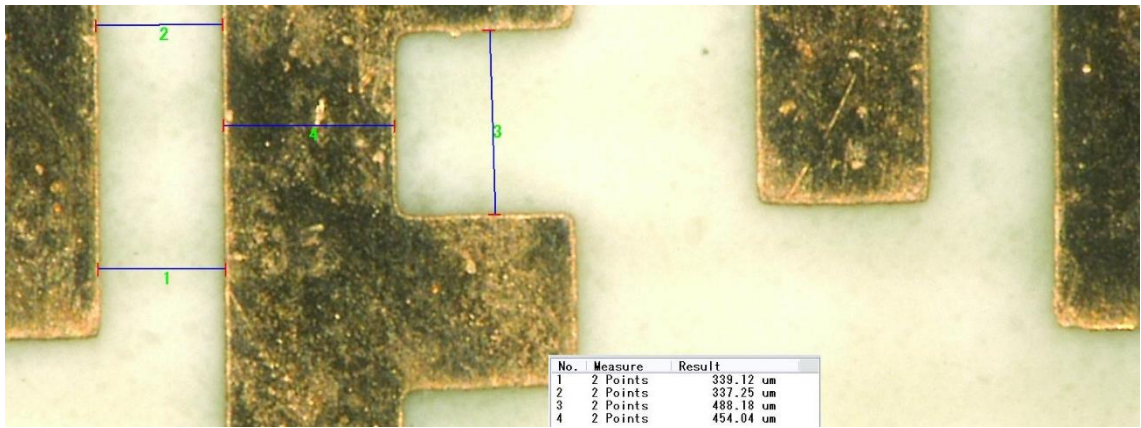


Рисунок 3.39 – Размеры пикселей при 100 – кратном увеличении

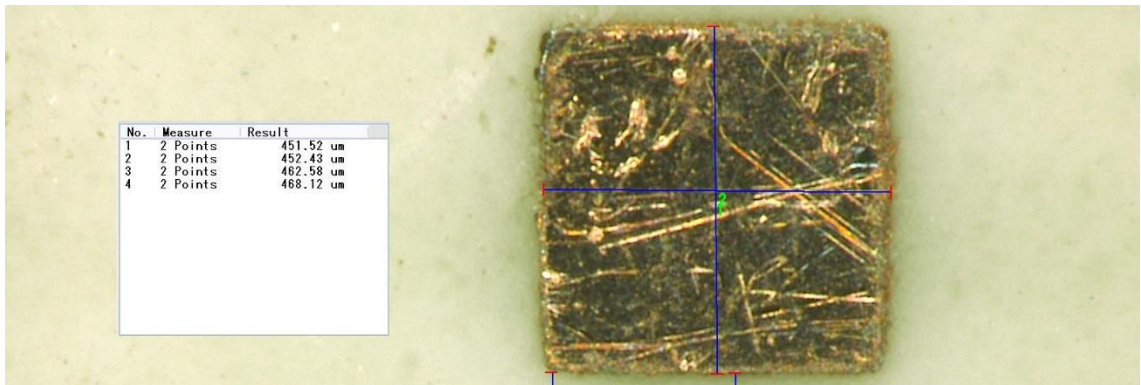


Рисунок 3.40 – Изображение одиночного пикселя при 200 – кратном увеличении

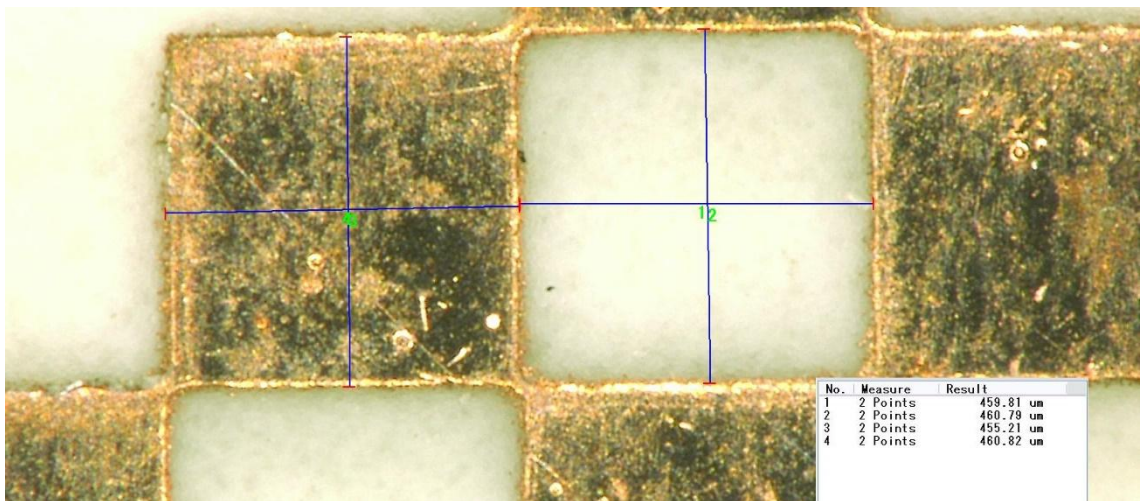


Рисунок 3.41 – Размеры пикселей при 200 – кратном увеличении

Относительное отклонение геометрических размеров от заданных не превышает 10%.

3.6.3.2 Анализ чувствительности АР с пикселями на верхнем слое

Результаты оптических измерений для АР с пикселями на верхнем слое согласуются с результатами для базовой конструкции, поэтому было исследовано только влияние изменений размера пикселя на модуль коэффициента передачи. Размер пикселя был масштабирован в диапазоне $S = 0,8-1,2$. По данным на рисунке 3.42 видно, что изменение длины стороны пикселя влияет на модуль S_{21} вблизи 33 ГГц и на частотах выше 42 ГГц.

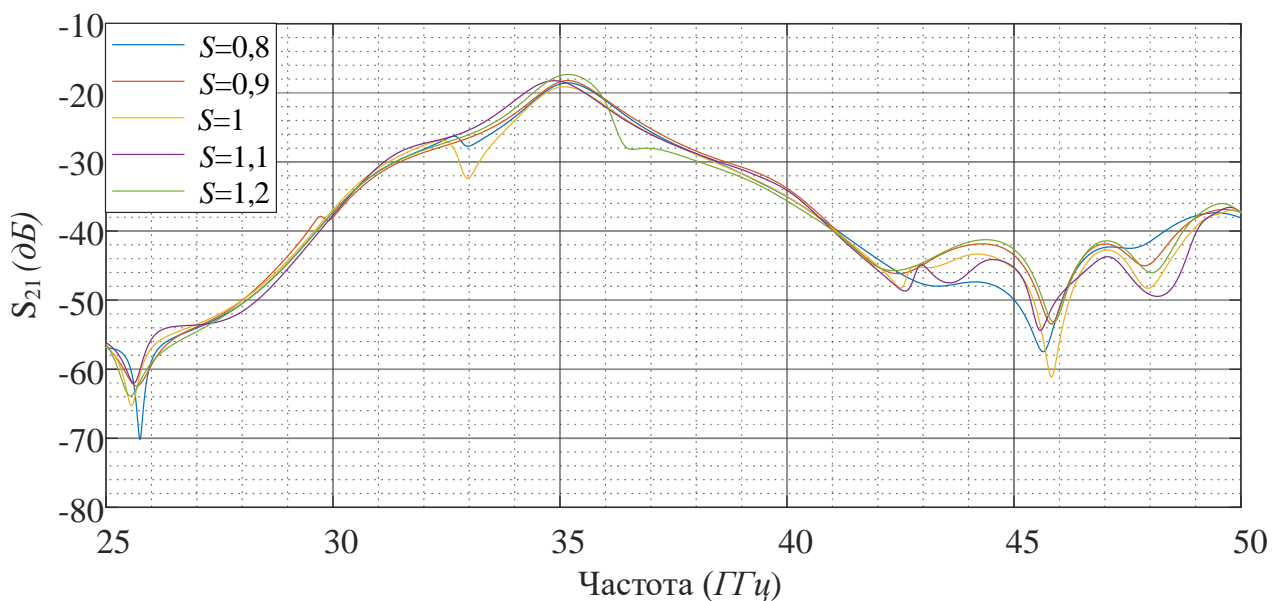


Рисунок 3.42 – Коэффициент передачи S_{21} при варьировании стороны пикселя от 0,8 до 1,2 от номинального значения в конструкции АР с пикселями на верхнем слое

3.6.4 АР с пикселями на верхнем и на нижнем слоях диэлектрика

Из-за пикселей на нижней стороне диэлектрика оснастка не применялась при измерении модуля коэффициента передачи АР с развязывающими структурами на обоих слоях диэлектрика. На рисунке 3.43 приведены измеренные значения модуля S_{21} в диапазоне 25–50 ГГц для двухэлементной АР с развязывающими устройствами на обоих слоях диэлектрика, а также результат электродинамического

моделирования в САПР CST Studio Suite при использовании данных производителя об эффективной диэлектрической проницаемости, учитывающей шероховатости меди. Данные измерений качественно совпадают с результатами моделирования в САПР CST Studio Suite. Как и в случае AP без развязывающих устройств, основные различия между изготовленными образцами наблюдаются в диапазоне 40–46 ГГц, но при добавлении «дефектов» экрана также в диапазоне 31-35 ГГц.

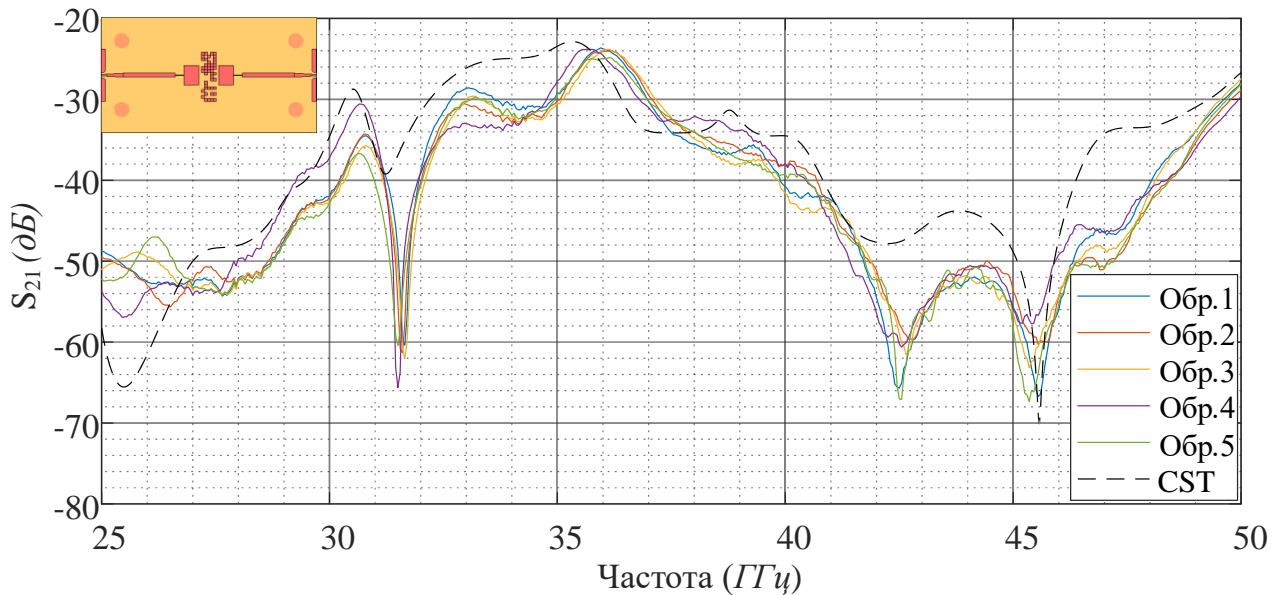


Рисунок 3.43 – Сравнение модуля коэффициента передачи S_{21} пяти изготовленных образцов и результата для модели в САПР CST Studio Suite

Сравнение трех модулей S_{21} , усредненных по пяти измерениям изготовленных образцов каждого вида AP, приведено на рисунке 3.44. Если для базовой конструкции усредненное значение ЦФ составило 0,745, то для AP с пикселями на обоих слоях – 0,889, то есть экспериментально показано улучшение развязки на 19%. Таким образом, комбинирование пикселей на верхнем и нижнем слоях показало свою эффективность при решении задачи конструктивного синтеза развязывающих устройств.

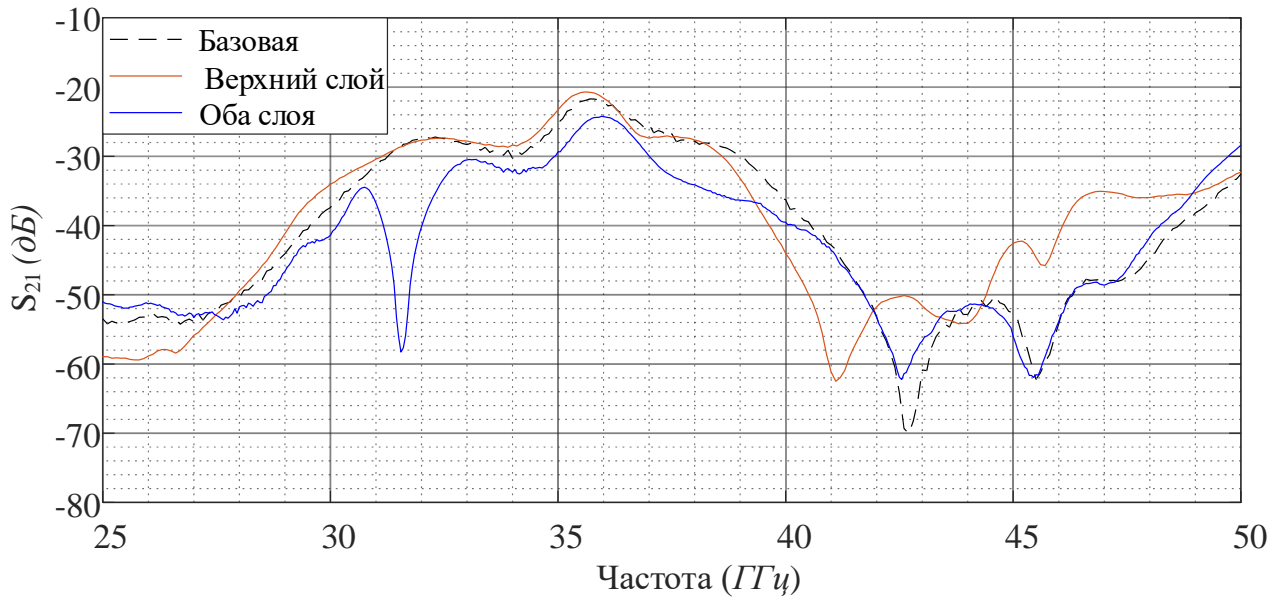


Рисунок 3.44 – Сравнение средних модулей коэффициента передачи S_{21} для пяти изготовленных образцов базовой АР, АР с пикселями на верхнем слое и АР с пикселями на обоих слоях

3.6.4.1 Оптические измерения АР с пикселями на обоих слоях

Результаты измерения геометрических размеров фидерных линий и патчей согласуются с результатами для базовой конструкции АР и АР с пикселями на верхнем слое диэлектрика. При проведении оптических измерений АР с пикселями на обоих слоях диэлектрика было обнаружено, что размеры пикселей варьируются: вырезы в металлизации больше, чем отдельно стоящие пиксели, что связано с особенностями процессов травления меди [92]. Результаты оптических измерений приведены на рисунках 3.45 и 3.46. Радиус скругления углов пикселей сопоставим с толщиной металлизации, что может быть учтено при проектировании излучателей мм-диапазона.

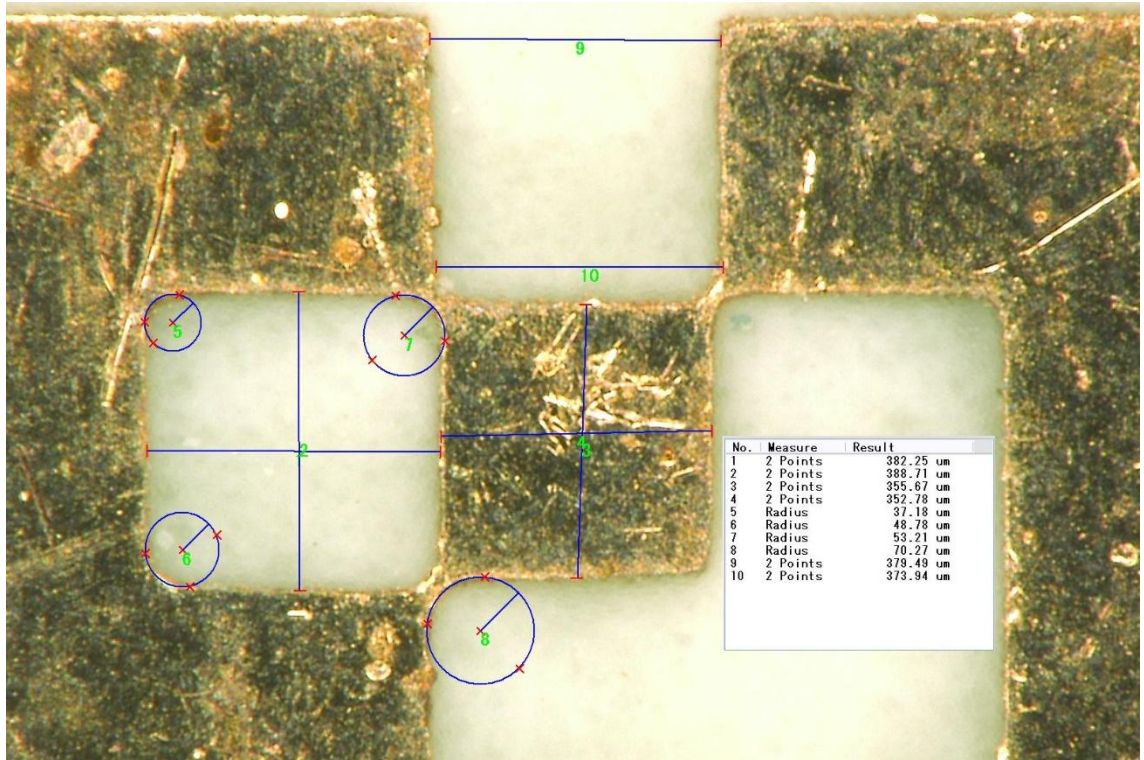


Рисунок 3.45 – Результаты измерения расстояния между пикселями на верхнем слое диэлектрика при 200 – кратном увеличении

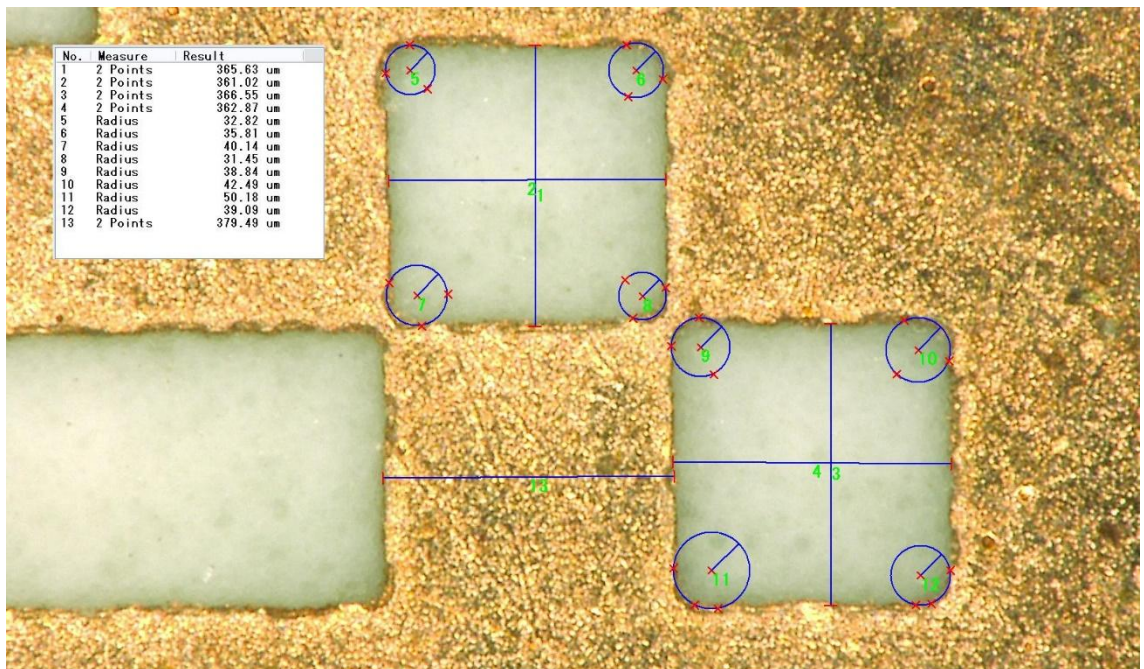


Рисунок 3.46 – Результаты измерения расстояния между пикселями на нижнем слое диэлектрика при 200 – кратном увеличении

3.6.4.2 Анализ чувствительности АР с пикселями на обоих слоях

На основе данных оптических измерений было проведено только исследование влияние изменений размера пикселя на модуль коэффициента передачи; размер пикселя масштабировался в диапазоне $S = 0,8–1,2$ от своего номинального значения. По кривым на рисунке 3.47 видно, что из-за наличия вырезанных пикселей в нижнем слое металлизации, модуль коэффициента передачи АР чувствителен к изменениям длины стороны пикселя во всем исследованном частотном диапазоне, за исключением участка 41 – 45 ГГц.

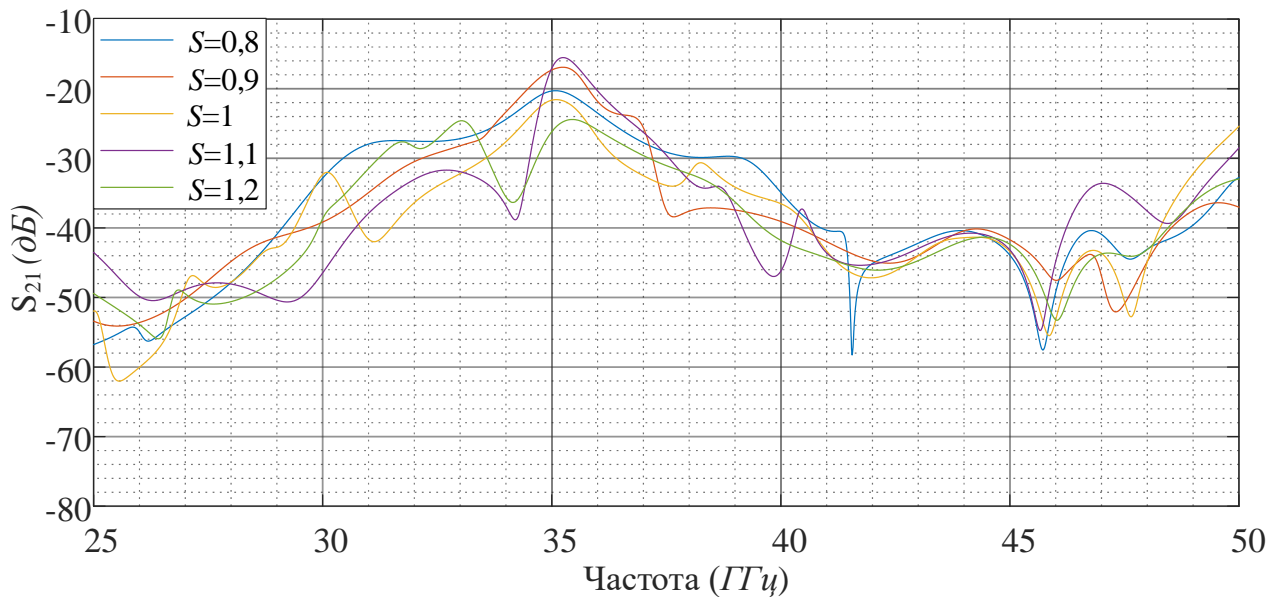


Рисунок 3.47 – Коэффициент передачи S_{21} при варьировании стороны пикселя от 0,8 до 1,2 от номинального значения в конструкции АР с пикселями на обоих слоях

3.7 Анализ эмпирически полученных развязывающих структур

Из-за толщины диэлектрика произведенные развязывающие структуры улучшили развязку в узкой относительно исследуемого диапазона полосе частот. В связи с этим были исследованы различные варианты конструкций кольцевых резонаторов, обеспечивающих улучшение развязки на величину >30 дБ [49].

В предыдущих разделах широко использовался решатель CST Studio Suite во временной области как из-за возможности определения решения за одну итерацию, обеспеченную применением широкополосного импульса, так и из-за аппаратного ускорения. Рассчитанный во временной области результат затем автоматически пересчитывается CST Studio Suite с помощью дискретного преобразования Фурье в частотную область. Переход из временной области в частотную возможен только при достаточно сильном затухании возбуждающего импульса, в данной работе этот уровень задан равным – 80 дБ. В случае узкополосных, высокочастотных систем, к которым можно отнести и кольцевые резонаторы, время затухания сигнала возрастает в разы, что делает применение решателя во временной области нецелесообразным. Поэтому для моделирования S-параметров развязывающих структур на основе кольцевых резонаторов применим решатель CST Studio Suite в частотной области.

3.7.1 Квадратные кольцевые резонаторы на верхнем слое диэлектрика

Резонаторы были размещены между МПА, как показано на рисунке 3.48. Электромагнитное моделирование показало, что квадратные кольцевые резонаторы, размещенные в один или два ряда, незначительно искажают ДН на верхней частоте исследуемого частотного диапазона, вызывая расширение главного лепестка и рост КУ в направлении максимума излучения [93], как показано на рисунке 3.49. При варьировании размера квадратных кольцевых резонаторов, размещенных в один ряд, КУ мало изменяется, в то время как провал КУ в направлении максимального излучения растёт с ростом размеров резонаторов, размещенных в два ряда. Влияние изменения размера квадратных резонаторов, размещенных в один ряд, на коэффициент передачи S_{21} в двухэлементной АР приведено на рисунке 3.50. При внешнем размере квадратного резонатора равного $0,27\lambda$ ($a = 1,2$ мм),

ширине стенок $0,04\lambda$ и отступе между внешним и внутренним кольцом в $0,04\lambda$ наблюдается значительный провал коэффициента передачи на частоте 39 ГГц.

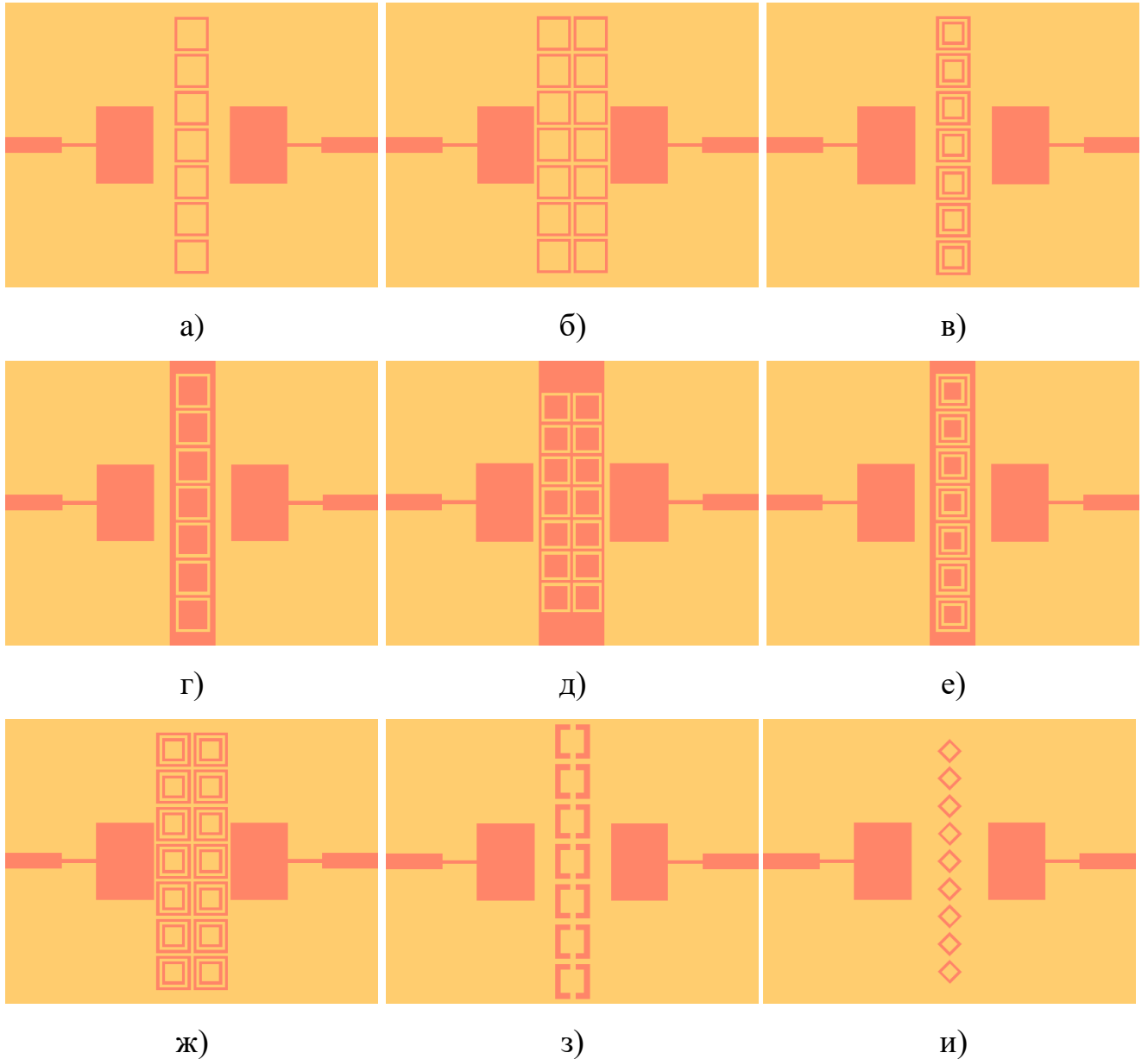


Рисунок 3.48 – Исследованные развязывающие структуры: квадратные кольцевые резонаторы (а), два ряда квадратных кольцевых резонаторов (б), вложенные квадратные кольцевые резонаторы (в), комплементарные квадратные кольцевые резонаторы (г), два ряда комплементарных квадратных кольцевых резонаторов (д), вложенные комплементарные квадратные кольцевые резонаторы (е), два ряда вложенных квадратных кольцевых резонаторов (ж), кольцевые квадратные резонаторы с зазорами (з), ромбовидные кольцевые резонаторы (и)

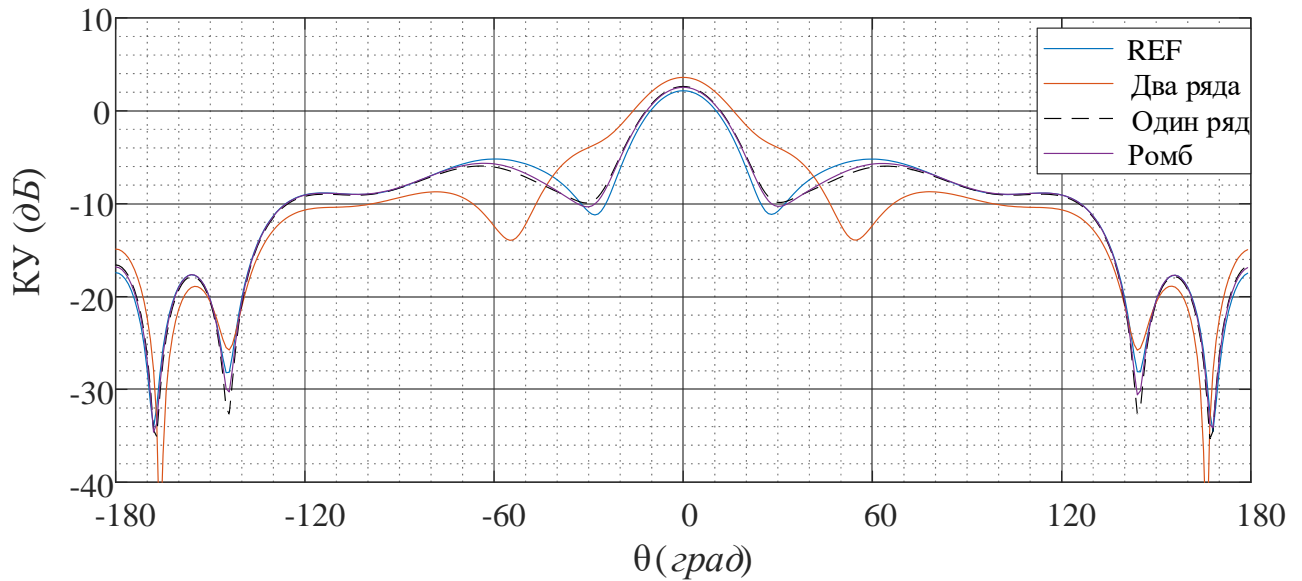


Рисунок 3.49 – КУ двухэлементной АР в азимутальной плоскости при использовании различных развязывающих устройств со стороной резонатора равной 0,8 мм

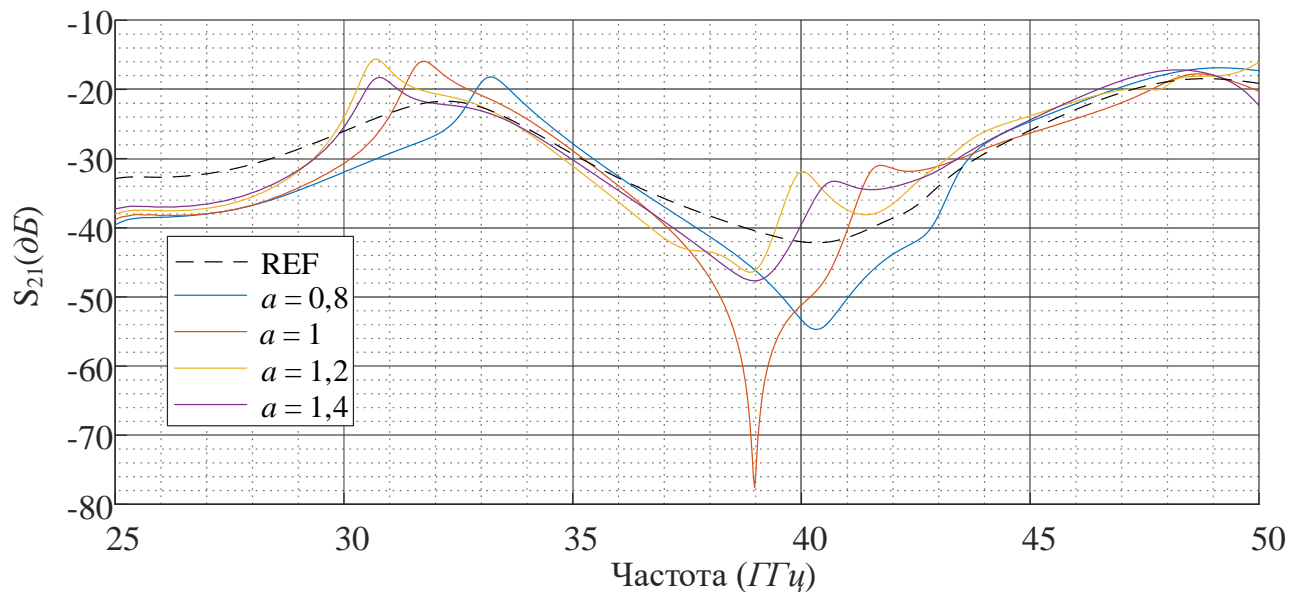


Рисунок 3.50 – Модуль коэффициента передачи S_{21} при однорядном размещении кольцевых резонаторов (рисунок 3.48 (а)) разных размеров; параметр «а» - внешняя сторона квадратного резонатора в миллиметрах

Добавление второго ряда резонаторов расширило полосу развязывающей структуры, как показано на рисунке 3.51, при внешнем размере квадратного резонатора равного $0,18\lambda$ ($a = 0,8$ мм) достигается наибольшее число частот, где модуль коэффициента передачи S_{21} меньше или равен -30 дБ.

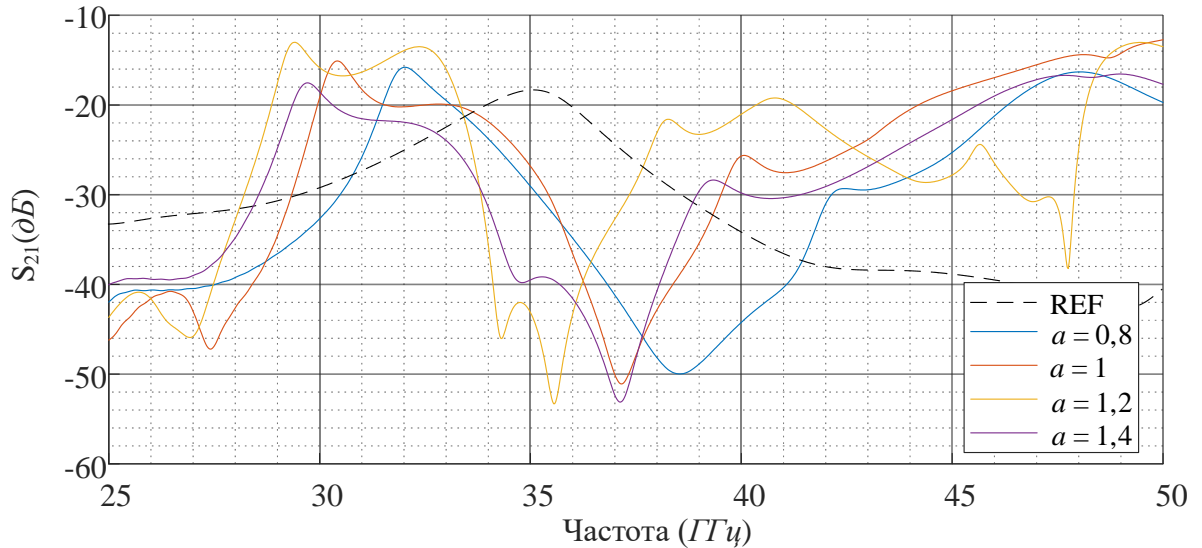


Рисунок 3.51 – Модуль коэффициента передачи S_{21} при двухрядном размещении кольцевых резонаторов (рисунок 3.48 (б)) разных размеров; параметр «а» - внешняя сторона квадратного резонатора в миллиметрах

Применение вложенных (комплиментарных) кольцевых резонаторов на верхнем слое диэлектрика (рисунок 3.48 (г)) расширило рабочую полосу развязывающей структуры в диапазоне от 25 до 40 ГГц, как показано на рисунке 3.52.

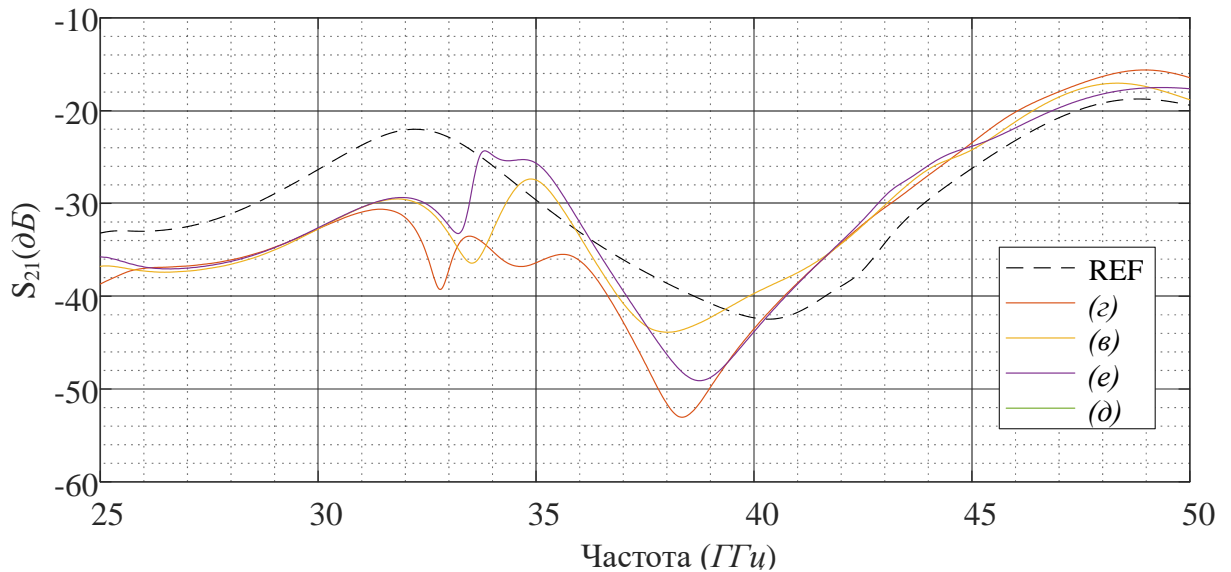


Рисунок 3.52 – Модуль коэффициента передачи S_{21} при использовании резонаторов, показанных на рисунке 3.48 (в – е)

Добавление зазора или использование ромбовидных резонаторов не оказало столь сильного влияния на развязку.

3.7.2 Кольцевые резонаторы в проводящем экране

Для предотвращения искажений ДН в верхней полуплоскости, были рассмотрены аналогичные конструкциям на верхнем слое «дефекты экрана», а также их вариации. Представленные на рисунке 3.53 «дефекты экрана» улучшили развязку в узкой полосе частот, но и увеличили излучение в нижнее полупространство [93].

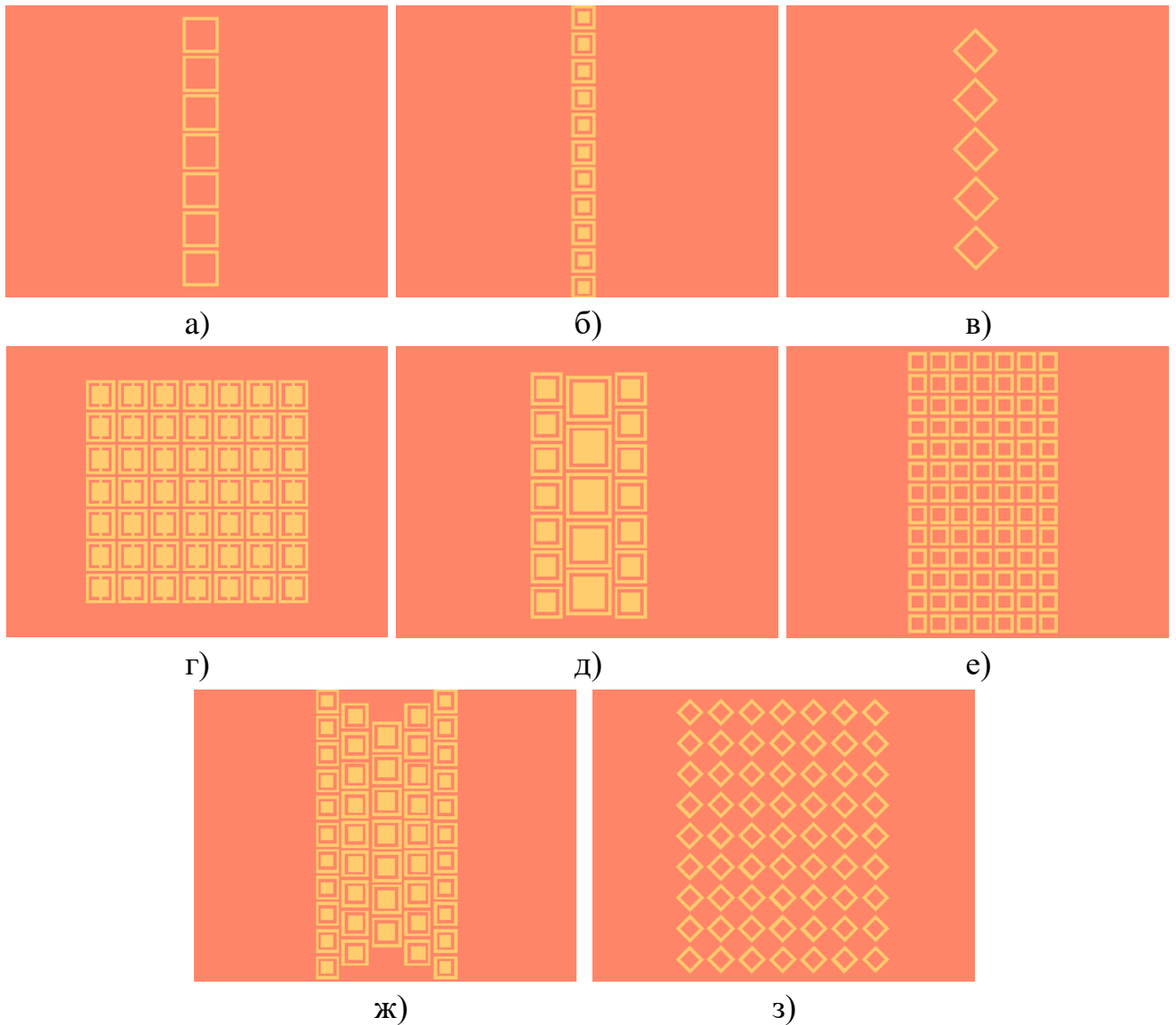


Рисунок 3.53 – Исследованные развязывающие структуры: один ряд квадратных кольцевых резонаторов (а), вложенные квадратные кольцевые резонаторы (б), ромбовидные кольцевые резонаторы (в), квадратные кольцевые резонаторы с зазорами (SRR) (г), три ряда квадратных кольцевых резонаторов с разными размерами (д), семь рядов кольцевых резонаторов (е), пять рядов кольцевых резонаторов с разными размерами (ж), семь рядов ромбовидных кольцевых резонаторов (з)

Варьирование размеров резонаторов приводит к небольшому смещению резонансной частоты, как показано на рисунках 3.54 - 3.56, поэтому было проведено комбинирование нескольких размеров резонаторов.

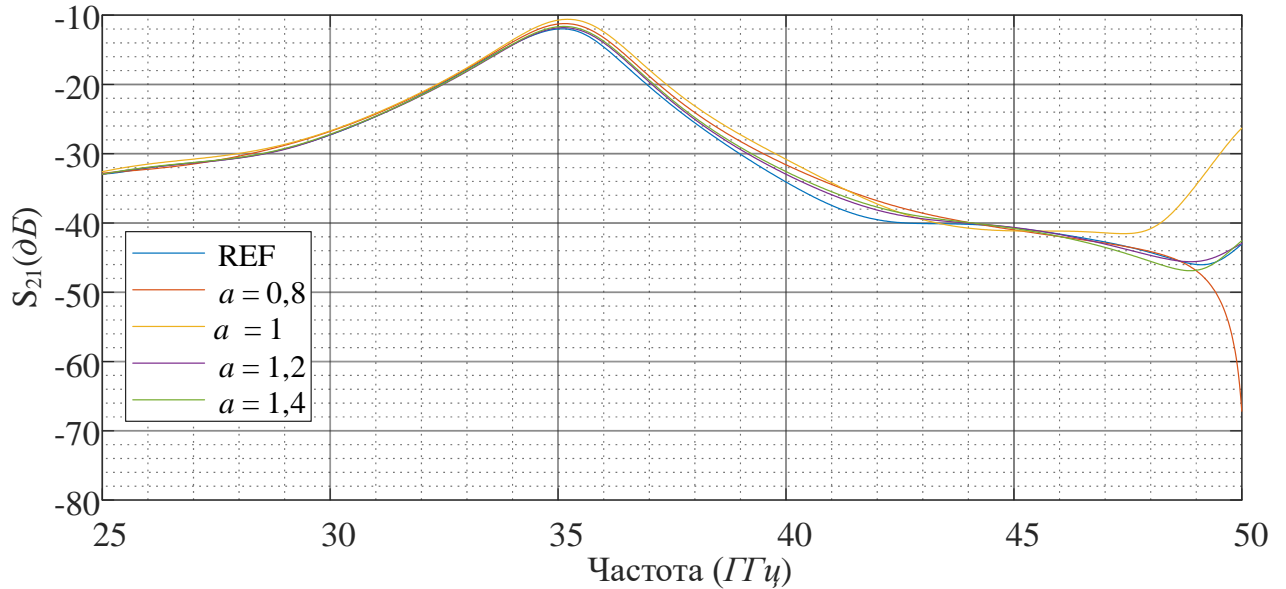


Рисунок 3.54 – Модуль коэффициента передачи S_{21} при однорядном размещении квадратных кольцевых резонаторов в экране (рисунок 3.53 (а)) разных размеров; параметр «а» - внешняя сторона квадратного резонатора в мм

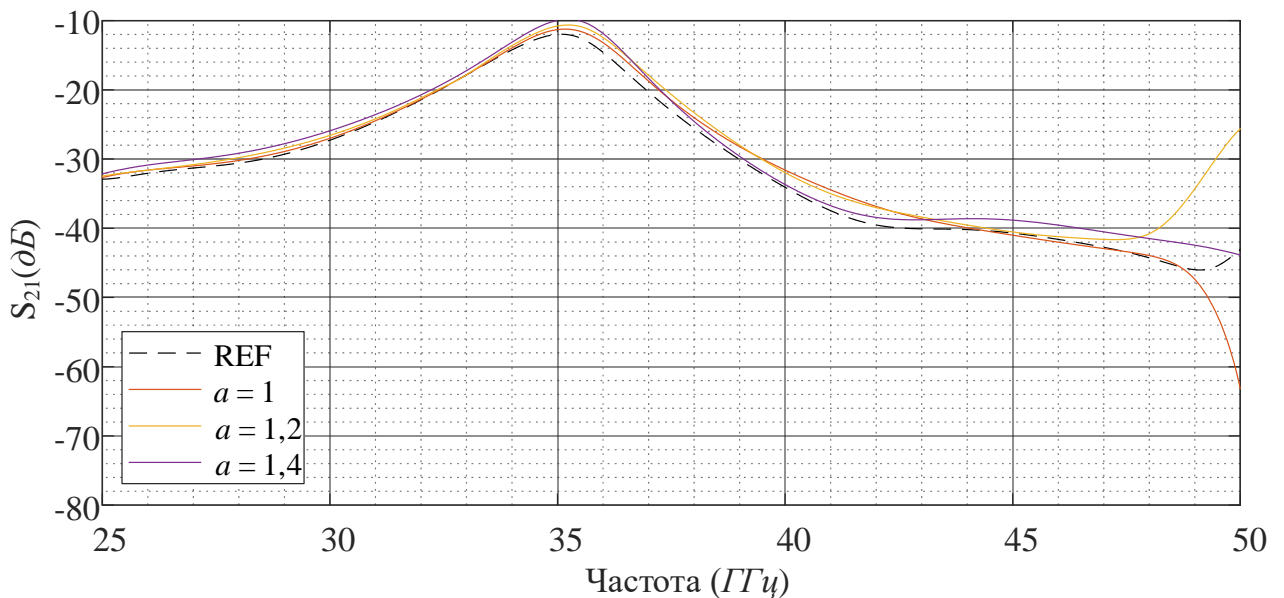


Рисунок 3.55 – Модуль коэффициента передачи S_{21} при однорядном размещении вложенных квадратных кольцевых резонаторов в экране (рисунок 3.53 (б)) разных размеров; параметр «а» - внешняя сторона квадратного резонатора в мм

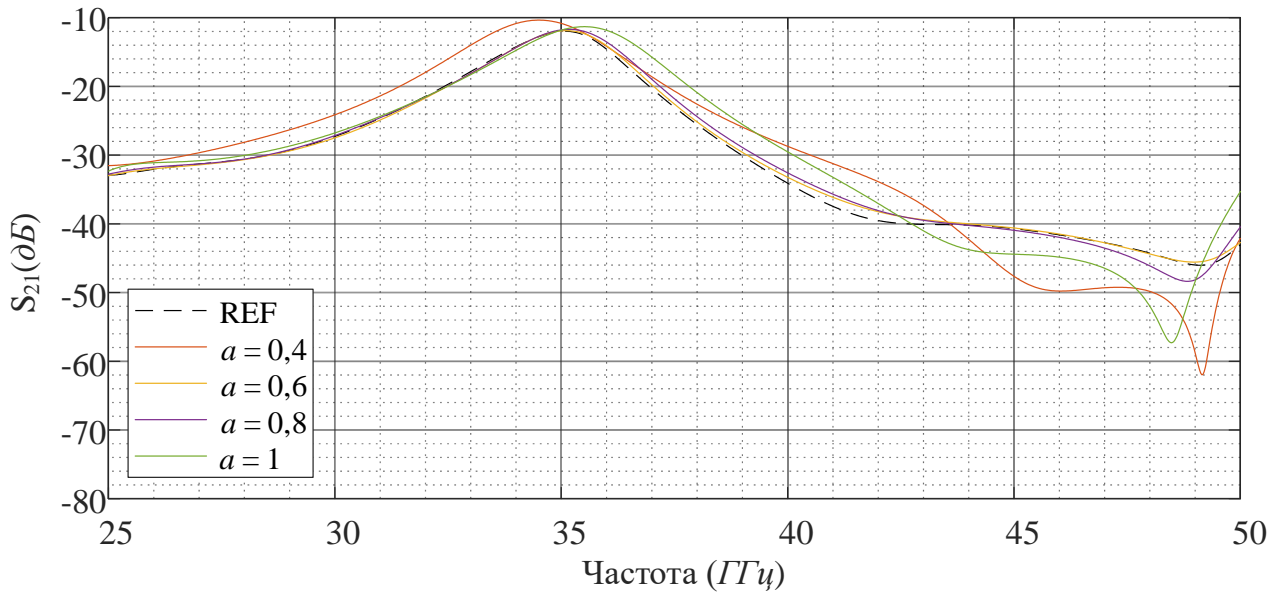


Рисунок 3.56 – Модуль коэффициента передачи S_{21} при однорядном размещении ромбовидных кольцевых резонаторов в экране (рисунок 3.53 (в)) разных размеров; параметр «а» - внешняя сторона квадратного резонатора в мм

Модуль коэффициента передачи конструкций АР с несколькими рядами резонаторов приведен на рисунках 3.57 - 3.61.

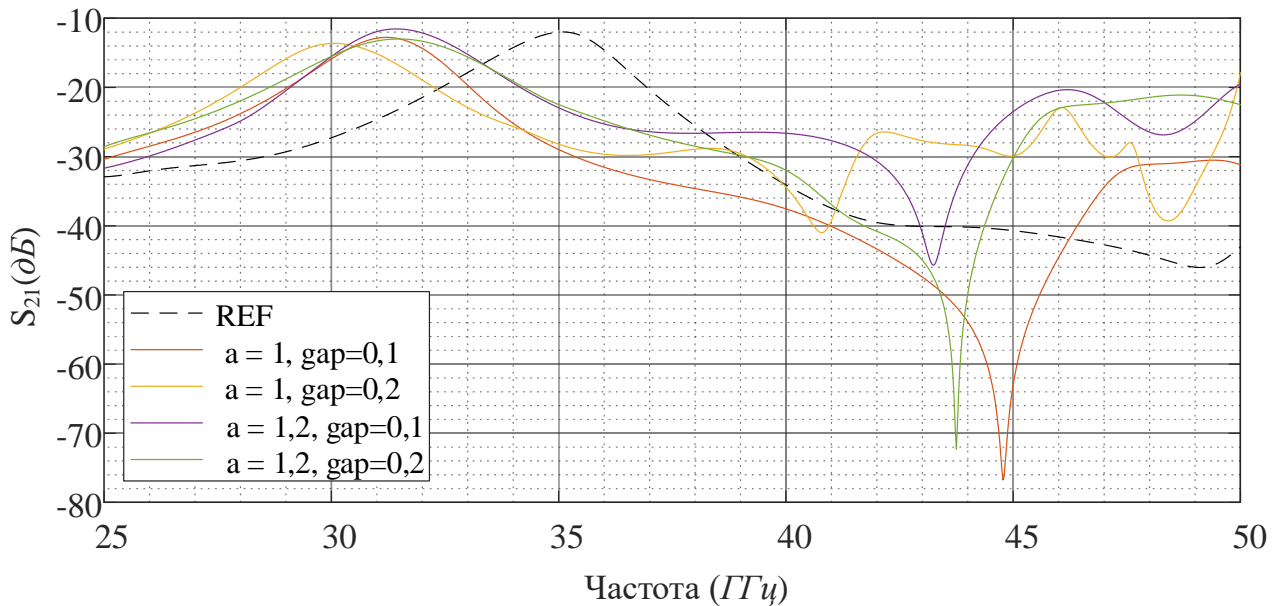


Рисунок 3.57 – Модуль коэффициента передачи S_{21} при шестирядном размещении квадратных кольцевых резонаторов с зазорами (рисунок 3.53 (г)) разных размеров; параметр «а» - внешняя сторона квадратного резонатора в мм, «gap» - величина зазора в мм

Ярко выраженный резонансный характер работы развязывающего устройства наблюдается только для резонаторов с зазорами (SRR), как показано на рисунке 3.57.

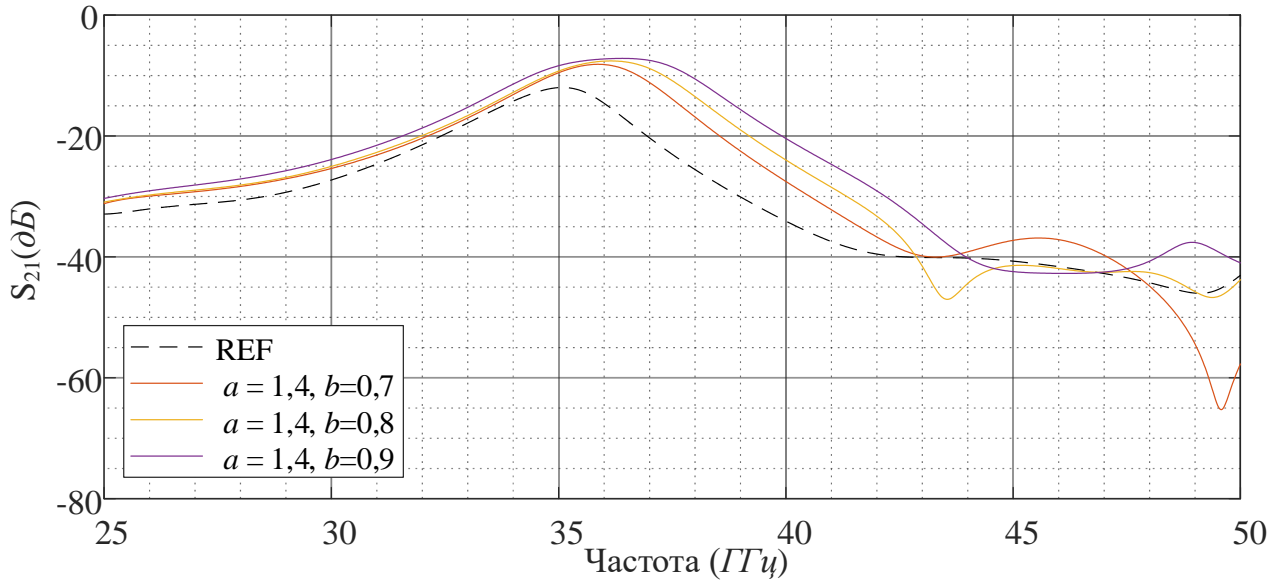


Рисунок 3.58 – Модуль коэффициента передачи S_{21} для трех рядов квадратных кольцевых резонаторов с разными размерами (рисунок 3.53 (д)); параметр «а» - внешняя сторона внешнего квадратного резонатора в мм, «b» - внешняя сторона внутреннего квадратного резонатора в мм

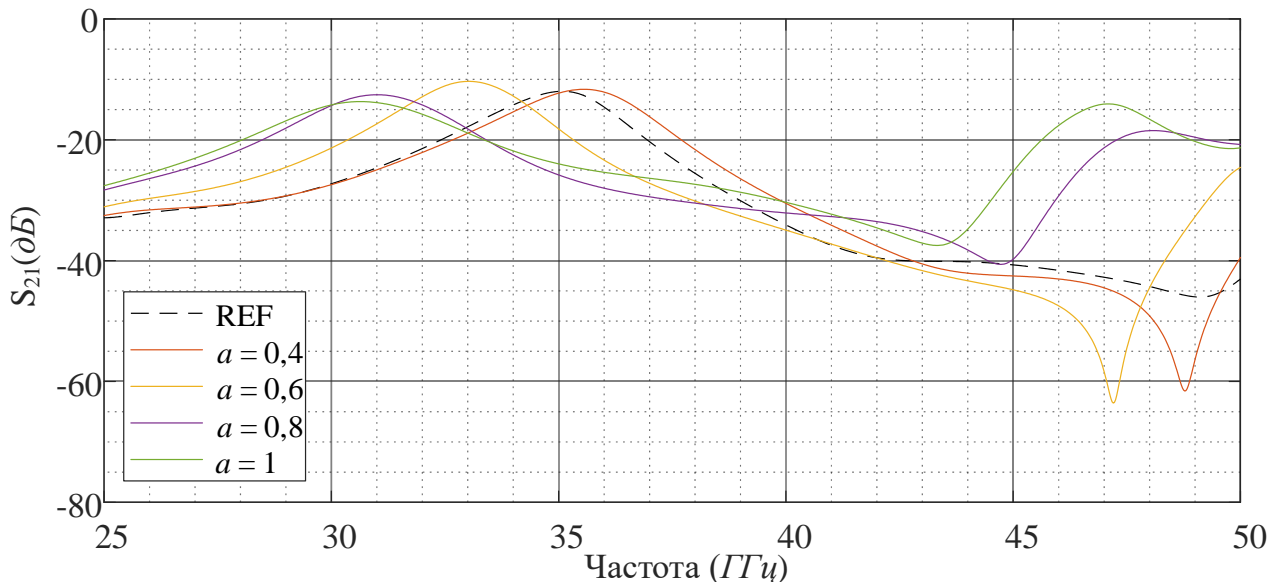


Рисунок 3.59 – Модуль коэффициента передачи S_{21} для семи рядов квадратных кольцевых резонаторов с разными размерами (рисунок 3.53 (е)); параметр «а» - внешняя сторона внешнего квадратного резонатора в мм

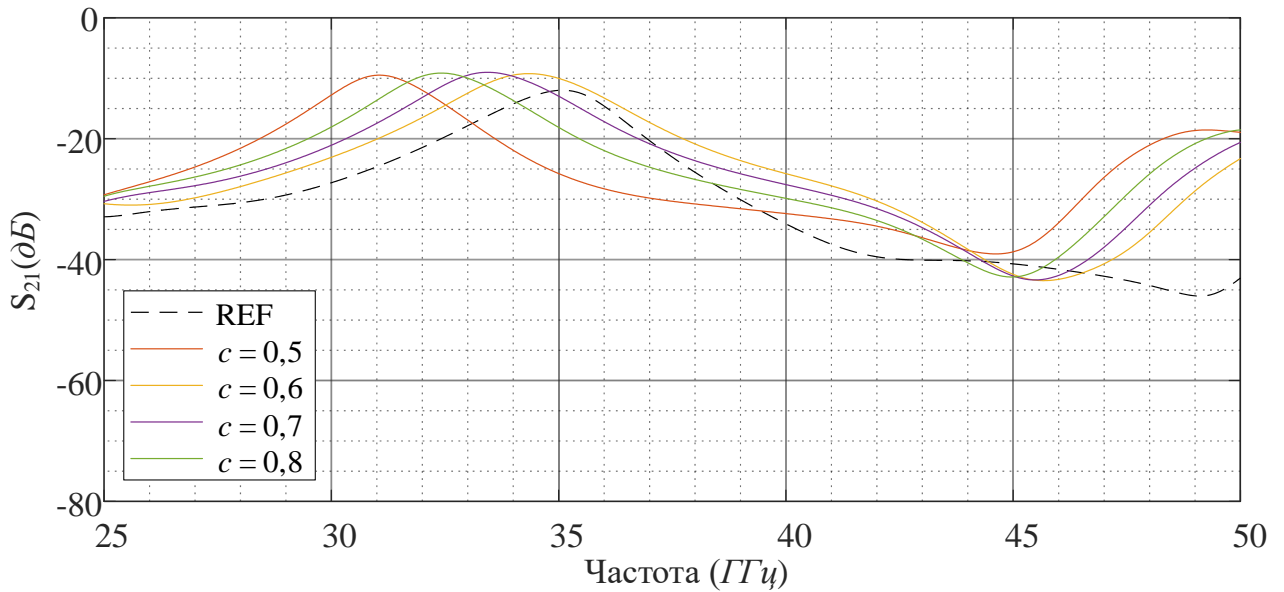


Рисунок 3.60 – Модуль коэффициента передачи S_{21} для пяти рядов квадратных кольцевых резонаторов с разными размерами (рисунок 3.53 (ж)); параметр «с» - внешняя сторона внешнего квадратного резонатора в мм

Улучшение развязки в широкой полосе частот достигнуто с помощью семи рядов ромбовидных резонаторов, что следует из данных о модуле коэффициента передачи, представленном на рисунке 3.61.

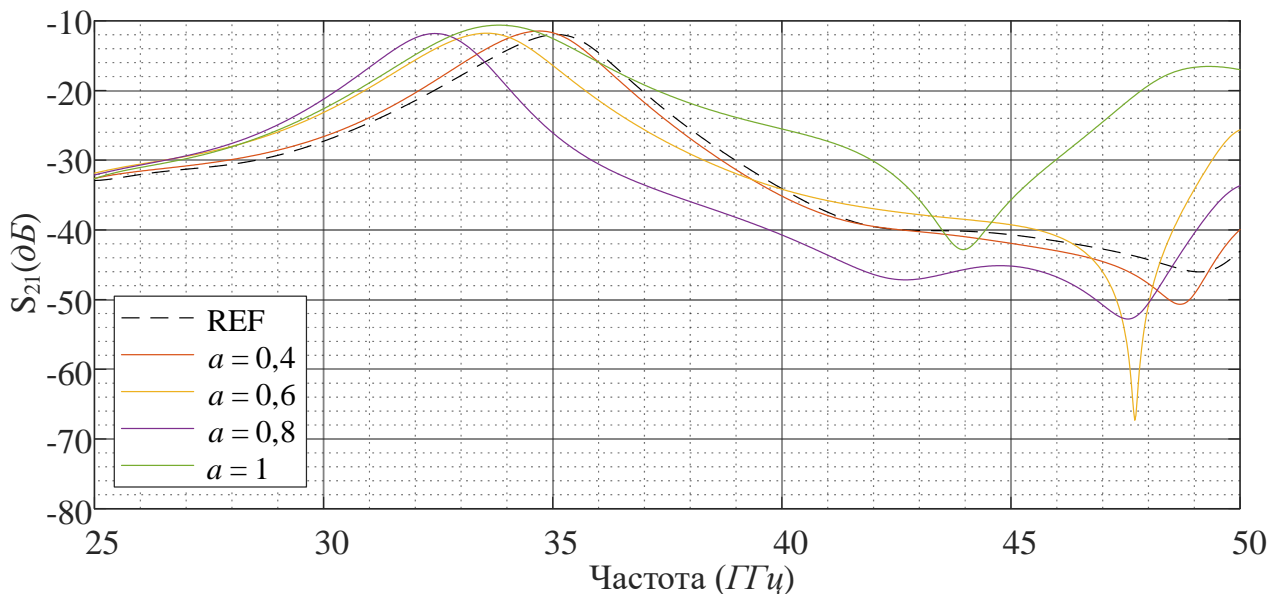


Рисунок 3.61 – Модуль коэффициента передачи S_{21} для семи рядов ромбовидных кольцевых резонаторов с разными размерами (рисунок 3.53 (з)); параметр «а» - внешняя сторона внешнего квадратного резонатора в мм

Сравнение «дефектов экрана», обеспечивающих наилучшую развязку приведено на рисунке 3.62. Применение периодической структуры из SRR – резонаторов (кривая «з») привело к улучшению развязки в диапазоне 33 – 48 ГГц на величину до 17 дБ, а размещение 6 рядов ромбовидных резонаторов улучшило развязку в диапазоне 33 – 46 ГГц на величину до 36 дБ, причем на частоте 44,7 ГГц наблюдается резонанс.

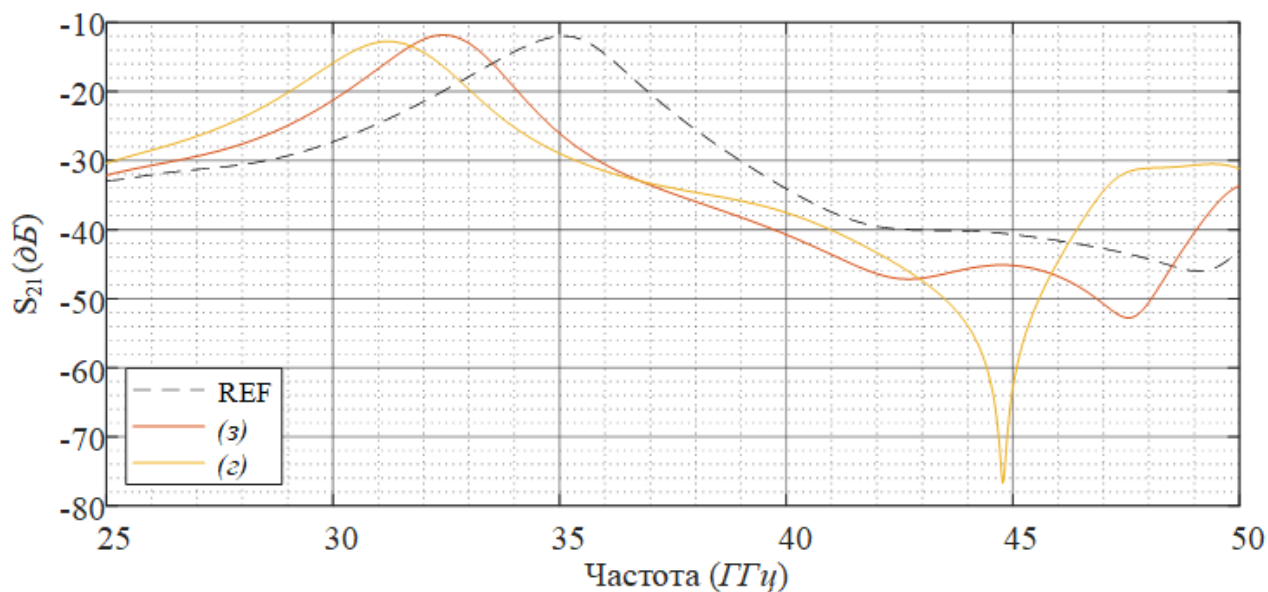


Рисунок 3.62 – Модуль коэффициента передачи S_{21} для конструкций, приведенных на рисунке 3.53 (з) и 3.53 (г)

3.8 Выводы

Изложена методика конструктивного синтеза развязывающих структур путем оптимального размещения квадратных проводящих пластин на поверхности диэлектрической подложки, а также квадратных вырезов в проводящем экране, применяемая как для разработки узкополосных, так широкополосных развязывающих устройств мм-диапазона длин волн. Применение квадратных кольцевых резонаторов различных размеров также позволяет снизить взаимную связь в большом диапазоне, но при этом необходимо учесть их влияние на КУ в главном и обратном

направлениях излучения. Основные результаты, изложенные в этой главе, опубликованы в работах автора [76; 77; 92; 93].

Комбинирование кольцевых резонаторов различных размеров, например, с помощью ГА, может обеспечить развязку по заданному уровню в широкой полосе частот. Требуются дальнейшие исследования возможности применения металлизированных межслойных отверстий, соединяющих пиксели на разных слоях диэлектрика.

Адаптивное изменение объема мутаций в хромосомах и в популяции в зависимости от предыдущих значений усредненной ЦФ по поколению может оказать положительное воздействие на скорость синтеза излучателей. Для решения задачи одновременного широкополосного согласования излучателей и их развязки требуется внедрение многокритериальной ЦФ. Сокращение области поиска решений данной задачи может быть реализовано применением предварительно разработанных широкополосных излучателей [92].

Представлена методика учета влияния технологических погрешностей на результаты синтеза МПА на основе оптических измерений. Из-за высокой чувствительности отдельных металлизированных участков к производственным погрешностям рекомендуется провести предварительную параметризацию размеров модели АР в соответствии с допусками, установленными потенциальными изготовителями АР, а затем определить фактические погрешности производства путем оптических измерений изготовленных образцов. Анализ чувствительности показал, что основное влияние производственных допусков наблюдается на частотах выше 40 ГГц. Выбор модели потерь в проводниках влияет на результаты моделирования на частотах выше 43 ГГц, и наименьшее расхождение между результатами численного и физического экспериментов наблюдается при использовании частотной зависимости эффективной относительной диэлектрической проницаемости.

Так как плоскость калибровки ВАЦ находится на фазке СВЧ – соединителей, вносимое ими затухание является составной частью измеренного модуля

коэффициента передачи, что указывает на необходимость исключения цепи путем проведения дополнительных измерений для МПЛ известной длины с данными СВЧ – соединителями («de-embedding»), либо перехода к использованию зондовой станции.

В ходе физического эксперимента было показано увеличение полосы развязки на 2% при применении пикселей на верхнем слое диэлектрика и на 19% при размещении пикселей на верхнем и нижнем слоях. Использование пикселей только на верхнем слое приводит к меньшему снижению КУ AP. Полученные результаты могут быть использованы при построении систем ММО со сниженной корреляцией каналов связи, что приведет к росту их спектральной эффективности, и, как следствие, скорости приема-передачи данных.

4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОДЛОЖЕК МИКРОПОЛОСКОВЫХ АНТЕНН МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

4.1 Печатные структуры для определения диэлектрической проницаемости

Точные значения диэлектрической проницаемости на разных частотах играют особую роль при проектировании техники СВЧ, в особенности высокоскоростных линий передачи и высокочастотных устройств, таких как диэлектрические резонаторы, фильтры и частотозадающие элементы генераторов. Время разработки СВЧ – устройств в САПР существенно сокращается при использовании точных данных о частотной зависимости параметров используемого диэлектрика. Системы связи 5G и 6G повысили требования к фольгированным диэлектрикам [100], используемых в телекоммуникационном оборудовании, что привело к появлению как новых материалов [78], так и новых подходов к измерению диэлектрической проницаемости СВЧ – материалов [3; 79; 107]. В соответствии с методикой IEC-60384-13 [21], производители предоставляют данные об относительной диэлектрической проницаемости на частотах до 18 ГГц, а для более высоких частот применяются методы определения диэлектрической проницаемости, рассмотренные во введении. Получение данных о частотной зависимости в мм-диапазоне волн от производителя не всегда возможно, в связи с чем разработчики СВЧ – устройств прибегают к применению печатных устройств различных конфигураций для экспериментального определения частотной зависимости диэлектрических параметров используемой подложки.

Кольцевые резонаторы широко используются в мм-диапазоне для определения параметров диэлектрика [23], но их применение сопряжено с использованием зондовых установок, измерения с помощью которых невозможны без микроскопа и хрупких зондов. Применение микрополосковых линий разной длины с

коаксиальным возбуждением возможно в ограниченной полосе частот, верхнюю границу которых можно повысить путем перехода к применению зондовой станции. Размещение образца исследуемого диэлектрика со снятой медной фольгой внутри волновода мм-диапазона затруднительно как из-за размеров внутреннего сечения волновода, так и с получаемой величиной относительной диэлектрической проницаемости, не учитывающей граничный слой между медью и диэлектриком [29].

В настоящее время SIW-резонаторы получили широкое распространение из-за возможности определения конструктивной относительной диэлектрической проницаемости («Design Dk»), которая учитывает толщину платы и шероховатость меди [80]. Важным аспектом разработки SIW-резонаторов для определения диэлектрических свойств является проектирование фидерного тракта, который должен минимально влиять на резонансные свойства структуры. В многомодовом резонаторе не возникнет стоячая волна, если связь фидерной линии с SIW-резонатором велика, в то время как попытка обеспечить малую связь приведет к невозможности определения резонансных частот. В случае использования поперечной возбуждающей щели, выступающей в роли внешней нагрузки для SIW-резонатора, необходимо определить результирующее смещение резонансных частот, которое влияет на определение относительной диэлектрической проницаемости ϵ . Многомодовые SIW-резонаторы позволяют определить относительную диэлектрическую проницаемость в широкой полосе частот, но для их применения требуется точное начальное приближение для величины относительной диэлектрической проницаемости [81], что ограничивает применимость этого метода [107].

Во избежание неопределенности при определении номера продольной моды в многомодовом SIW-резонаторе при отсутствии точного начального приближения ϵ , для экспериментального исследования диэлектриков в данной главе рассмотрено применение одномодовых SIW-резонаторов. Для определения ненагруженной резонансной частоты, которая может быть использована для точного определения ϵ

, предложено варьировать конфигурацию возбуждающей щели для определения зависимости нагруженной резонансной частоты от внешней добротности.

4.2 Модель SIW-резонатора

SIW-резонаторы – неизлучающие структуры, резонансные частоты которых могут быть использованы для прямого определения комплексной диэлектрической проницаемости диэлектрического материала. Внешний вид такого резонатора показан на рисунке 4.1. Резонансные частоты SIW-резонатора могут быть определены как [81]:

$$f_{H_{mnk}} = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{m}{w_{эфф}}\right)^2 + \left(\frac{n}{h_{эфф}}\right)^2 + \left(\frac{k}{l_{эфф}}\right)^2}, \quad (4.1)$$

где m, n, k – число стоячих полуволин поля по осям x, y и z , $w_{эфф}, h_{эфф}, l_{эфф}$ – эффективные значения ширины, высоты и длины.

Эффективные размеры эквивалентного прямоугольного резонатора со сплошными стенками, могут быть определены с помощью эмпирически определенных выражений, показавших высокую точность (<1% относительной погрешности) для основного типа волны в SIW – волноводах и основного типа колебаний в SIW-резонаторах [82]:

$$w_{eff} = w \cdot \left(\xi_1 + \frac{\xi_2}{\frac{s}{d} + \frac{\xi_1 + \xi_2 - \xi_3}{\xi_3 - \xi_1}} \right), \quad (4.2)$$

$$\xi_1 = 1,0198 + \frac{0,3465}{\frac{w}{s} - 1,0684}, \quad \xi_2 = -0,1183 - \frac{1,2729}{\frac{w}{s} - 1,2010}, \quad \xi_3 = 1,0082 - \frac{0,9163}{\frac{w}{s} + 0,2152}.$$

где d – диаметр металлизированного межслойного отверстия, s – расстояние между центрами близлежащих проходных отверстий, w, l, h – физические ширина, длина и высота резонатора.

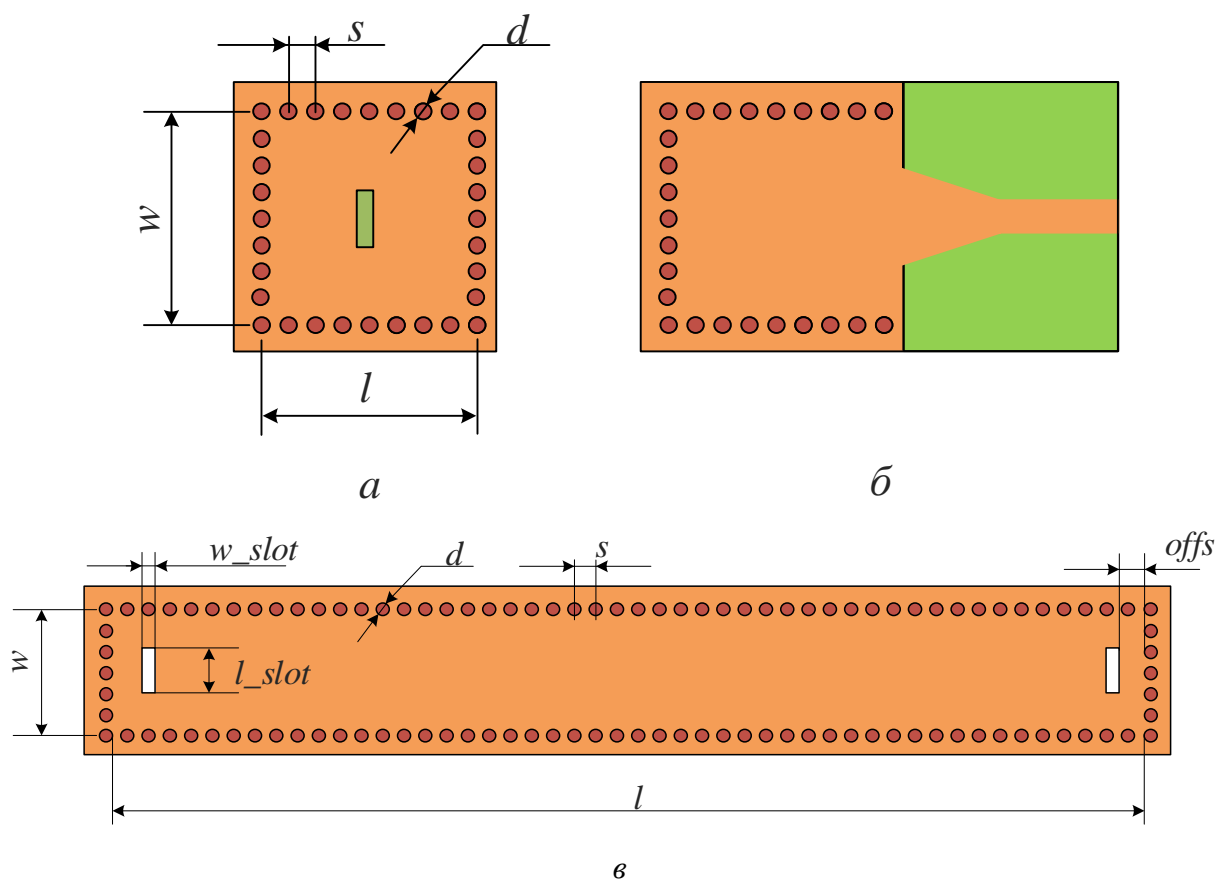


Рисунок 4.1 – SIW-резонаторы: волноводное возбуждение одномодового резонатора (а); микрополосковое возбуждение одномодового резонатора (б); волноводное возбуждение многомодового резонатора (в) [107]

4.3 Методика определения ненагруженной резонансной частоты

Фидерная система SIW-резонатора выступает в роли внешней нагрузки, что приводит к смещению резонансной частоты и снижению добротности резонатора. Согласно [84], нагруженная резонансная частота f_L может быть аппроксимирована как:

$$f_L = f_U \cdot \left(1 + \frac{A}{Q_e^a}\right), \quad (4.3)$$

где f_U – ненагруженная резонансная частота, Q_e – внешняя добротность, a и A – произвольные коэффициенты.

Для определения ненагруженной резонансной частоты необходимо решить систему из трех и более уравнений (4.3) относительно f_U при неизвестных коэффициентах a и A . В качестве базового значения для оценки ненагруженной резонансной частоты f_U использовались результаты f_{eigen} решателя собственных мод (Eigenmode solver) в CST.

Внешняя добротность Q_e может быть определена исходя из диаметра резонансной окружности d (рисунок 4.2) на диаграмме Вольперта – Смита [85], по площади под резонансной кривой [102] или путем аппроксимации резонансного пика [103]. Согласно методике, описанной в [85], основные этапы определения внешней добротности, следующие:

1. Выбирается первое приближение нагруженной резонансной частоты f_L , как точка, расположенная ближе всего к центру диаграммы Вольперта – Смита.
2. Рассчитывается нормированная частота t :

$$t = \frac{f - f_L}{f_U}. \quad (4.4)$$

3. На основе данных о коэффициенте отражения в полосе частот производится определение коэффициентов a_1, a_2, a_3 :

$$\Gamma_i = \frac{a_1 t + a_2}{a_3 t + 1}. \quad (4.5)$$

4. Рассчитывается положение центра резонансной окружности

$$\Gamma_c = \frac{a_3^* a_2 - a_1}{a_3^* - a_3}. \quad (4.6)$$

5. Определяется диаметр резонансной окружности:

$$d = 2 \frac{|a_2 a_3 - a_1|}{|a_3^* - a_3|}. \quad (4.7)$$

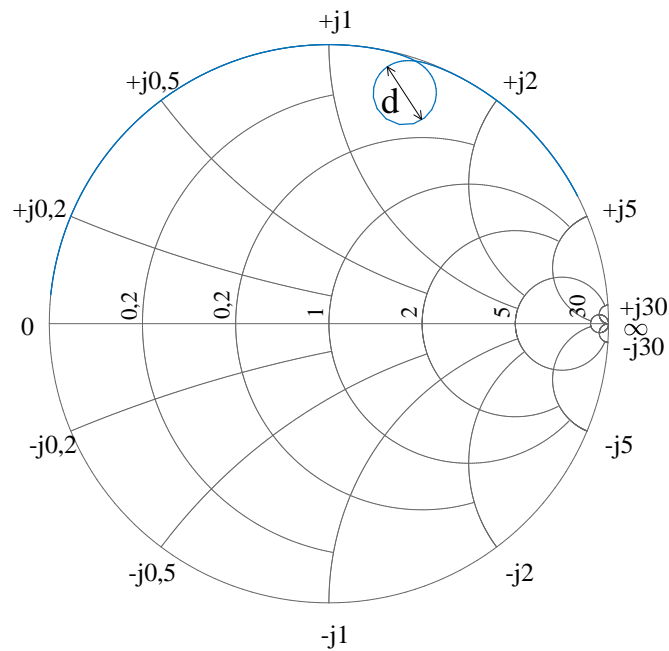


Рисунок 4.2 – Определение диаметра резонансной окружности на диаграмме Вольперта – Смита

6. Рассчитывается коэффициент отражения от расстроенной цепи:

$$\Gamma_d = \frac{a_1}{a_3}. \quad (4.8)$$

7. Производится уточнение величин, полученных на этапах 1–6.

8. Производится определение нагруженной добротности:

$$Q_L = \text{Im}(a_3). \quad (4.9)$$

9. Рассчитывается коэффициент связи с резонатором:

$$\kappa = \frac{1}{\frac{2}{d} - 1}. \quad (4.10)$$

10. Определяется ненагруженная добротность:

$$Q_0 = Q_L(1 + \kappa). \quad (4.11)$$

11. Определяется внешняя добротность:

$$Q_e = \frac{Q_0}{\kappa}. \quad (4.12)$$

Варьирование длины возбуждающей щели приведет к изменению коэффициента связи возбуждающего волновода с SIW-резонатором, а значит таким образом можно определить набор нагруженных частот.

В рамках численного эксперимента рассмотрена модель резонатора на подложке из материала RO3003G2 толщиной $h = 0,127$ мм в САПР CST Studio Suite. Для предотвращения вытекания поля за пределы печатного резонатора шаг межслойных металлизированных отверстий принят равным $s = 0,25$ мм, а их диаметр $d = 0,15$ мм. Пусть ширина резонатора $w = 4,2$ мм и длина $l = 4,3$ мм. Для определения ненагруженной резонансной частоты использован метод собственных мод. Согласно результатам моделирования, резонансная частота f_{Eigen} такой структуры составила 29,56 ГГц. Для определения набора нагруженных резонансных частот f_L в модель резонатора добавлена возбуждающая щель с варьируемой длиной, как показано на рисунке 4.3 [107].

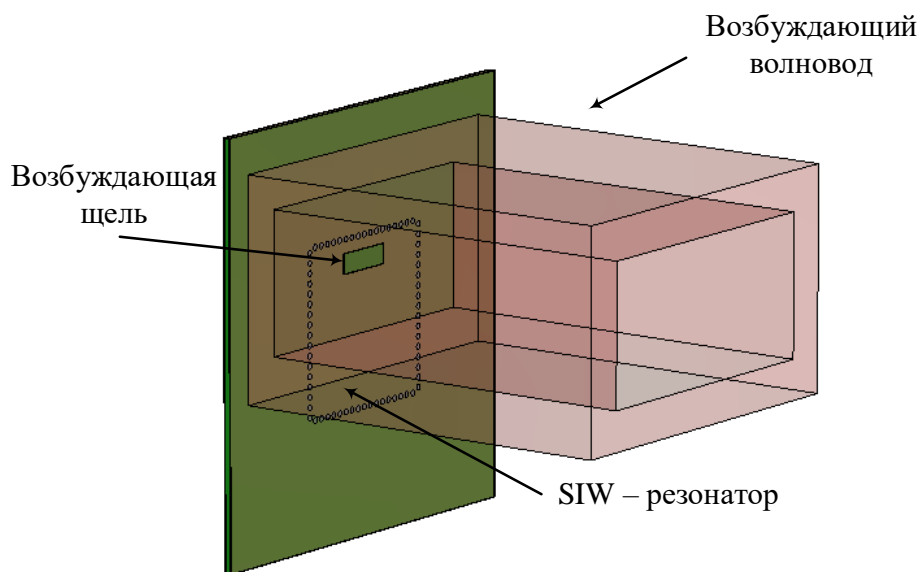


Рисунок 4.3 – Исследуемая модель SIW-резонатора

Результаты параметризации ширины возбуждающей щели представлены на рисунке 4.4. Из рисунка видно, что с ростом апертуры возбуждающей щели возрастает влияние питающего волновода на печатный резонатор и снижается нагруженная резонансная частота.

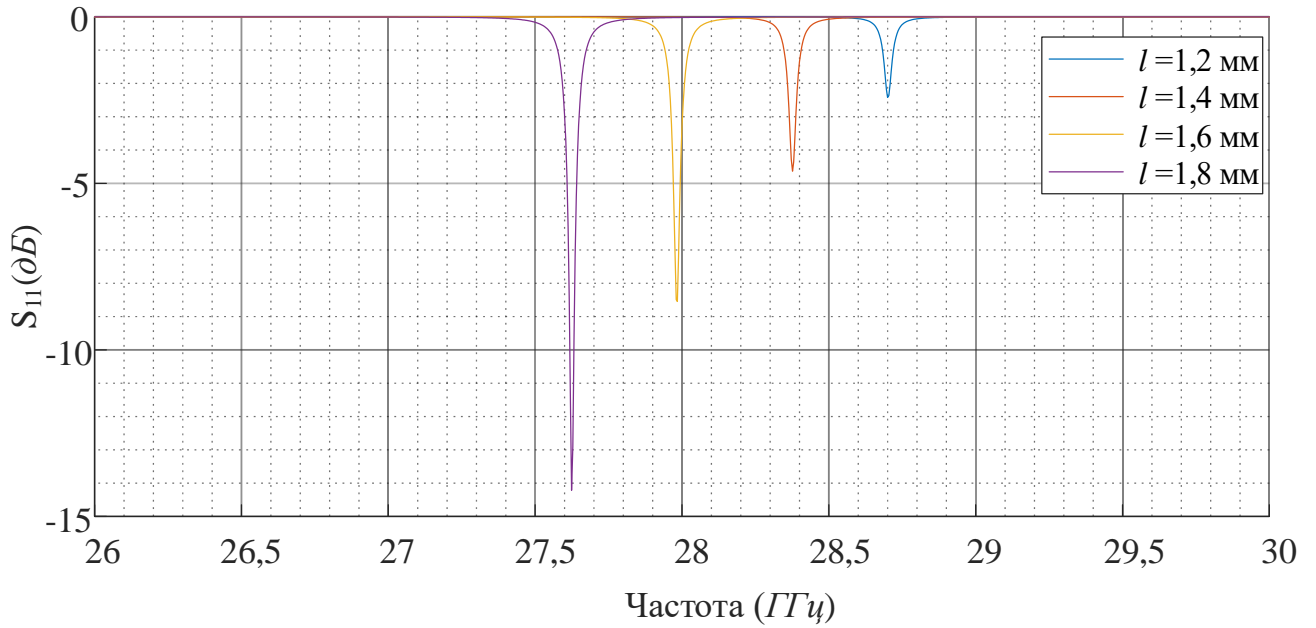


Рисунок 4.4 – Влияние длины возбуждающей щели на модуль коэффициента отражения S_{11}

Используя выражение (4.3) и представленные на рисунке 4.4 нагруженные резонансные частоты f_L , определена внешняя добротность Q_e и ненагруженная резонансная частота f_U . Рассчитанные значения Q_e и f_L приведены на рисунке 4.5.

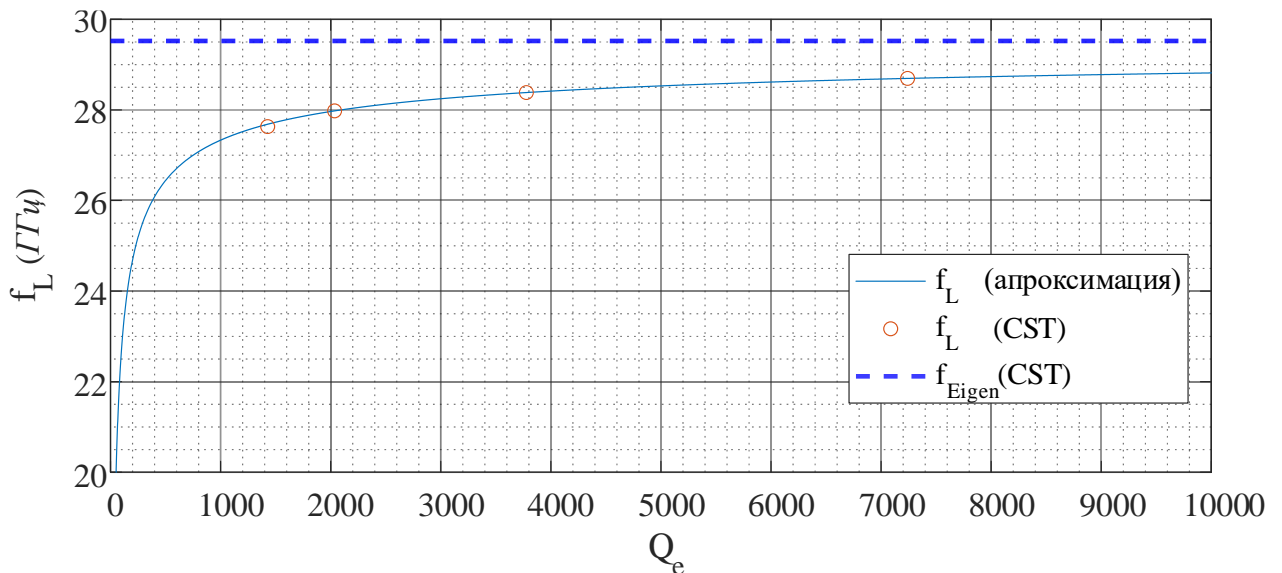


Рисунок 4.5 – Зависимость резонансной частоты от внешней добротности,

$$f_{eigen} = 29,56 \text{ ГГц}$$

4.4 Экспериментальное определение относительной диэлектрической проницаемости с помощью одномодовых резонаторов

Для определения относительной диэлектрической проницаемости были разработаны и изготовлены 52 пары резонаторов: для 13 резонансных частот с 4 разными по длине возбуждающими щелями. Изготовленные резонаторы изображены на рисунке 4.6, а измерительная установка для трех исследуемых диапазонов - на рисунке 4.7.

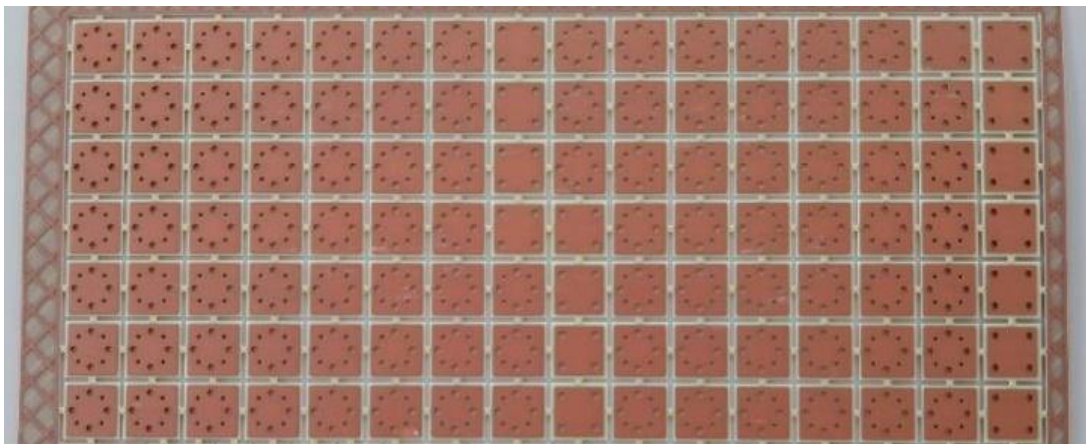
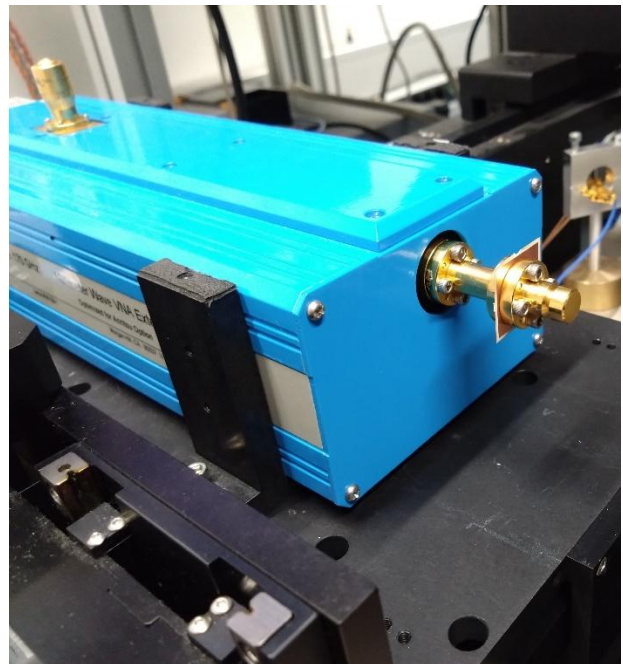


Рисунок 4.6 – Фотография изготовленных SIW-резонаторов



а)



б)



в)

Рисунок 4.7 – Измерительный стенд: ВАЦ с частотным расширителем Anritsu 3742A-EW для измерения S_{11} одномодовых резонаторов в полосе 65 – 110 ГГц (а),

ВАЦ с частотным расширителем OML V06VNA2-T/R-A для измерения S_{11} одномодовых резонаторов в полосе 110–170 ГГц (б), ВАЦ с КВП Flann 22094 для измерения S_{11} одномодовых резонаторов в полосе 26,4 – 40,1 ГГц (в)

Перед проведением измерений с помощью ВАЦ Anritsu MS4647B, поочередно подключенного к частотным расширителям Anritsu 3742A-EW для полосы 65–110 ГГц и OML V06VNA2-T/R-A для полосы 110–170 ГГц, была проведена однопортовая калибровка с помощью пары смещенных короткозамыкателей и согласованной нагрузки, входящих в калибровочные комплекты OML V06CAL и WG22 Flann 26708. Для измерений в диапазоне 26,4–40,1 ГГц использовался коаксиально-волноводный переход (КВП) Flann 22094, подключенный к ВАЦ и калибровочный комплект Flann 22708.

В ходе обработки результатов измерений было обнаружено, что при малой величине связи ВАЦ с резонатором на резонансной частоте, методика определения Q_e , описанная в [85], применима только для отдельных экспериментальных прототипов, список которых приведен в Таблице 1. Для определения внешней добротности в случаях, когда на резонансной частоте $|S_{11}| > -1,5$ дБ, дополнительно были применены методы NLQFIT, рассмотренные в [102].

Таблица 1 – Экспериментальные данные для резонаторов с достаточной для определения Q_e величиной связи с возбуждающим волноводом

f_{Eigen} (ГГц)	l_{slot} (мм)	Образец – 1		Образец – 2		f_U (ГГц)
		f_L (ГГц)	Q_e	f_L (ГГц)	Q_e	
29,565	1,4	28,125	3196,11	28,371	2917,72	29,567
	1,6	27,923	1740,58	27,761	1769,73	
	1,8	27,423	1129,2	27,46	1148,96	
38,49	1,4	36,847	1827,28	36,964	1768,53	38,522
	1,6	36,553	1073,17	36,535	1070,7	
	1,8	36,148	742,74	36,138	736,78	
64,01	0,5	62,886	6359	62,7	6813	64,53
	0,6	62,325	3466,88	62,275	3230,3	
	0,7	61,681	1739,08	61,6	1649,57	
	0,8	60,791	1008,51	60,726	1013,24	
74,41	0,5	73,27013	4361,05	73,204	5827,5	74,32
	0,6	72,73144	1701,4	72,513	1986	
	0,7	72,02321	976,85	71,587	1064,8	
	0,8	71,03528	626,84	70,606	638,99	
86,52	0,5	85,731	5461	85,645	4311,32	87,05
	0,6	84,96	1812,82	84,848	1922,34	
	0,7	83,95	914,31	83,877	855,61	
	0,8	82,95	467,21	83,1089	471,06	
96,53	0,4	95,344	3543,39	95	4599,16	96,43
	0,5	94,63	1687,84	93,8	1543,73	
	0,6	93,066	810,45	92,31	741,26	
	0,7	91,597	433,33	91,026	401,35	
107,44	0,4	105,859	4346,16	105,367	3600,12	106,91
	0,5	104,98	1247,78	104,343	1324,96	
	0,6	103,19	629,58	103,295	674,26	
	0,7	101,85	371,3	101,423	381,1	
116,98	0,3	116,130	5111,54	115,55	5486,68	120,763
	0,4	112,919	1812,29	113,54	965,18	
	0,5	110,876	446,37	110,883	450,03	

Продолжение таблицы 1

129,55	0,3	130,92	2662	130,72	2980	131,61
	0,4	129,99	1063	129,33	1132	
	0,5	128,39	354	127,21	412,9	
	0,6	125,81	161,5	125,08	169	
140,41	0,3	140,89	6300	142,15	1940	141,74
	0,4	140,34	857,1	139,46	995	
	0,5	137,28	305,2	138,04	344,7	
149,96	0,3	150,46	1988	150,59	1616	151,78
	0,4	148,58	516	148,49	547	
	0,5	147	255	146,22	280	
159,87	0,3	160,54	2787	-	-	161,53
	0,35	160,02	1025	160,71	1026	
	0,4	158,92	734	158,99	896	
167,98	0,3	168,59	2629	167,89	2342	171,38
	0,35	166,26	1341,45	166,89	1255	
	0,4	165,1	848	165,96	619	

На рисунках 4.8 - 4.33 представлены модули коэффициента отражения для произведенных резонаторов и кривые зависимости резонансной частоты от внешней добротности. Производственные погрешности оказывают влияние на результаты измерений даже для резонаторов, работающих в начале мм-диапазона, как показано на рисунке 4.8 для резонатора с длиной возбуждающей щели l равной 1,4 мм. Влияние несовершенств производственных процессов растет с уменьшением размеров SIW-резонаторов и ростом частоты.

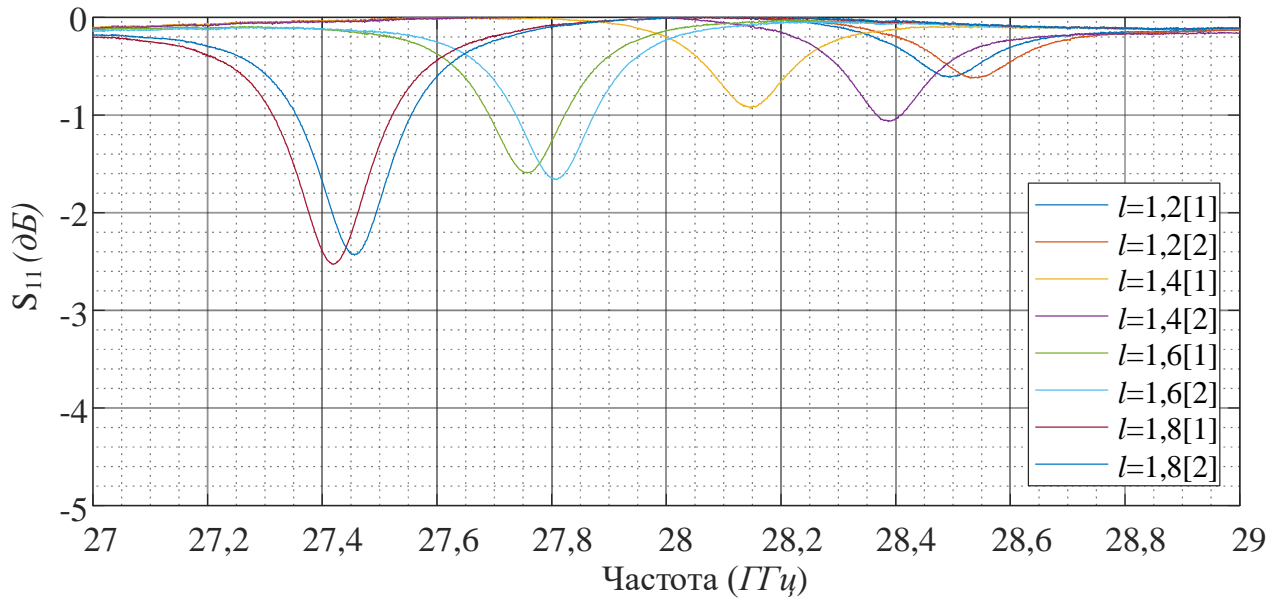


Рисунок 4.8 – Коэффициент отражения от входа резонатора, $f_{eigen} = 29,56$ ГГц

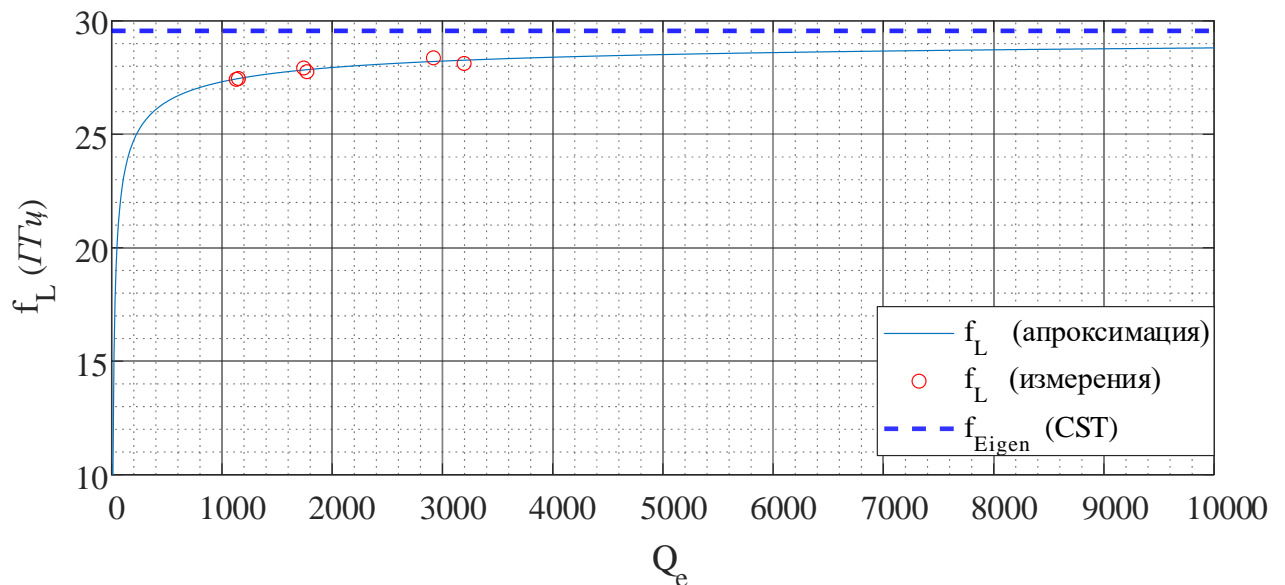


Рисунок 4.9 – Зависимость резонансной частоты от внешней добротности,

$$f_{eigen} = 29,56 \text{ ГГц}$$

На рисунке 4.34 представлено изображение изготовленного резонатора при 100–кратном увеличении. Видно, что при изготовлении резонатора для частоты 140,41 ГГц межслойные отверстия были сдвинуты относительно друг друга и относительно возбуждающей щели, что привело к более чем трехкратному отличию рассчитанных внешних добротностей, поэтому рекомендуются производство не менее 5 прототипов для каждого вида резонатора.

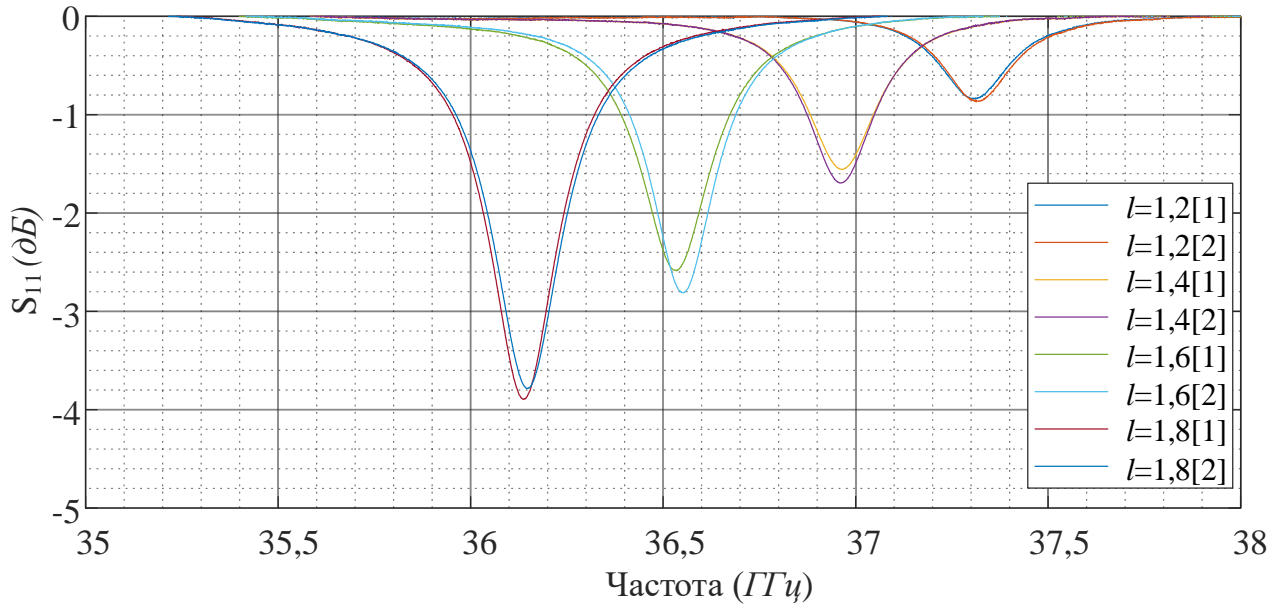


Рисунок 4.10 – Коэффициент отражения от входа резонатора, $f_{eigen} = 38,49$ ГГц

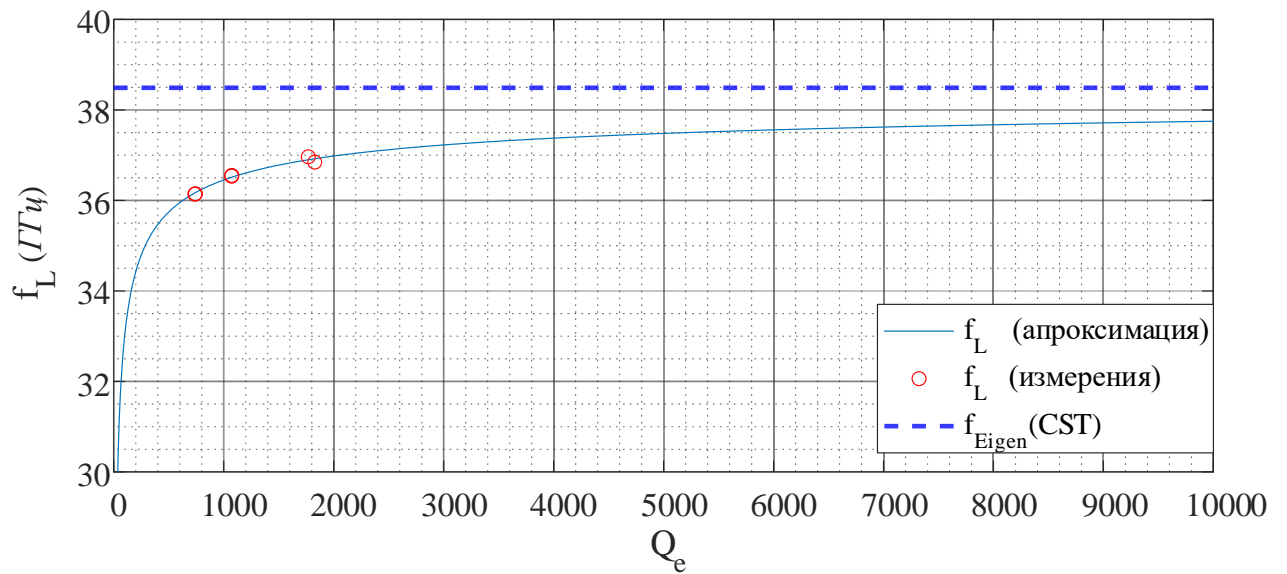


Рисунок 4.11 – Зависимость резонансной частоты от внешней добротности,

$$f_{eigen} = 38,49 \text{ ГГц}$$

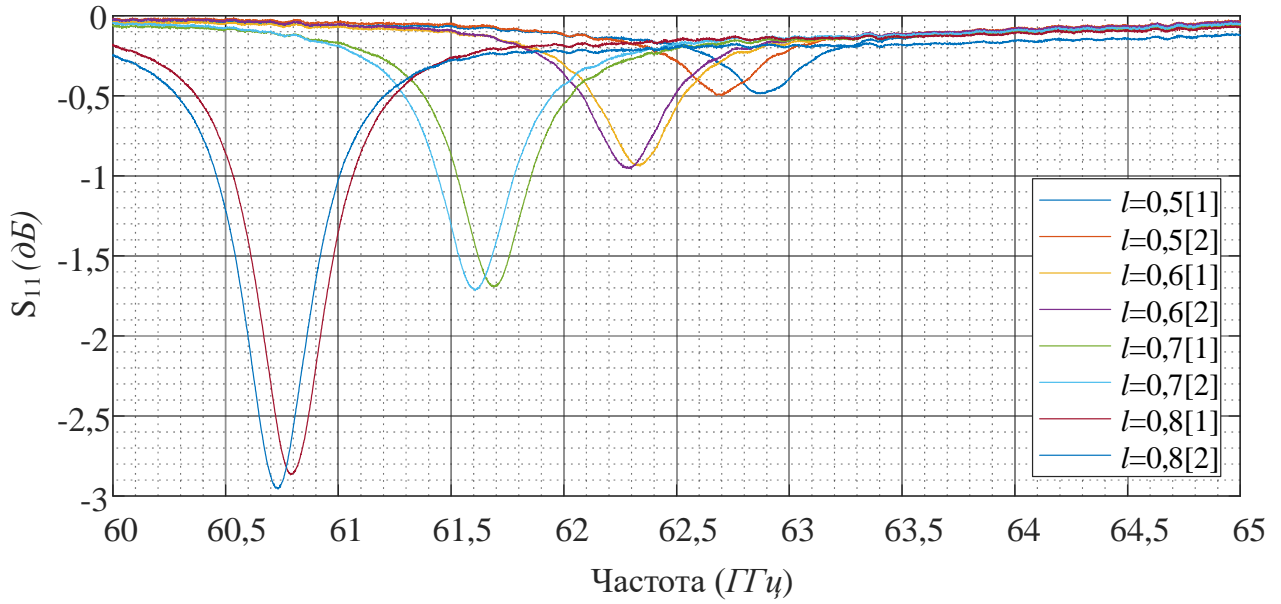


Рисунок 4.12 – Коэффициент отражения от входа резонатора, $f_{eigen} = 64,53$ ГГц

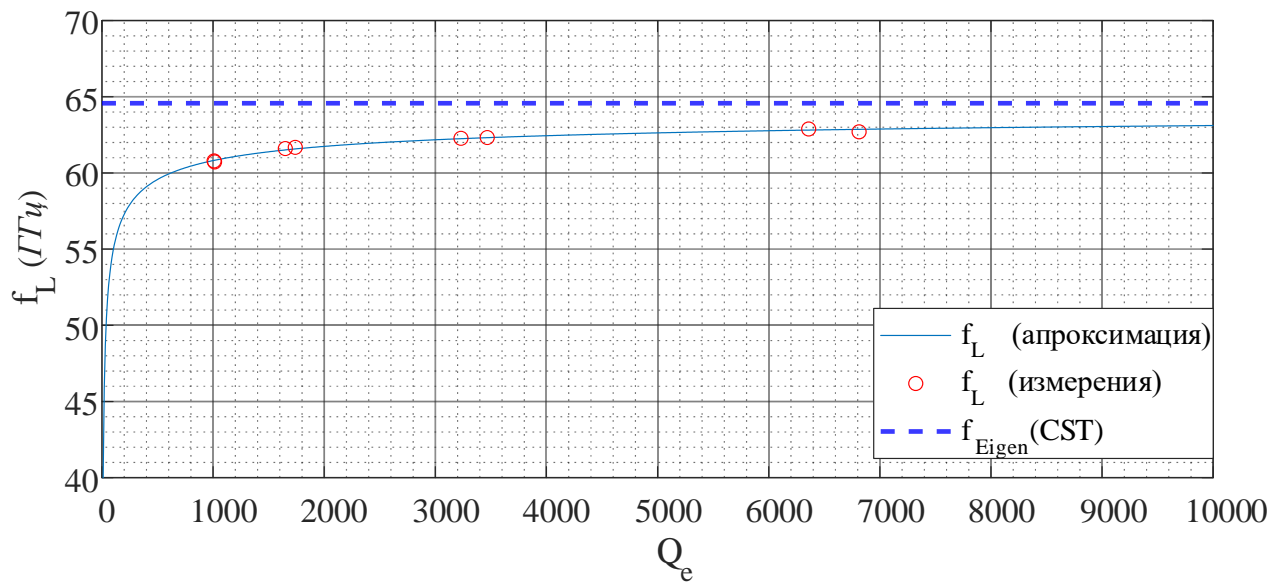


Рисунок 4.13 – Зависимость резонансной частоты от внешней добротности,

$$f_{eigen} = 64,53 \text{ ГГц}$$

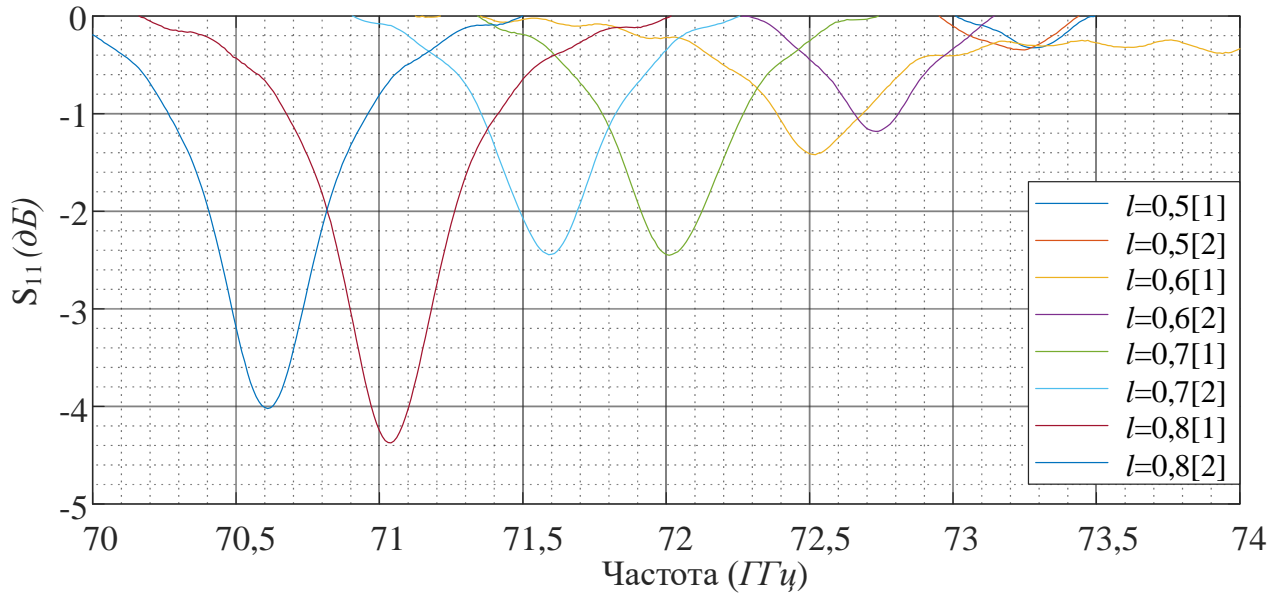


Рисунок 4.14 – Коэффициент отражения от входа резонатора, $f_{eigen} = 74,41$ ГГц

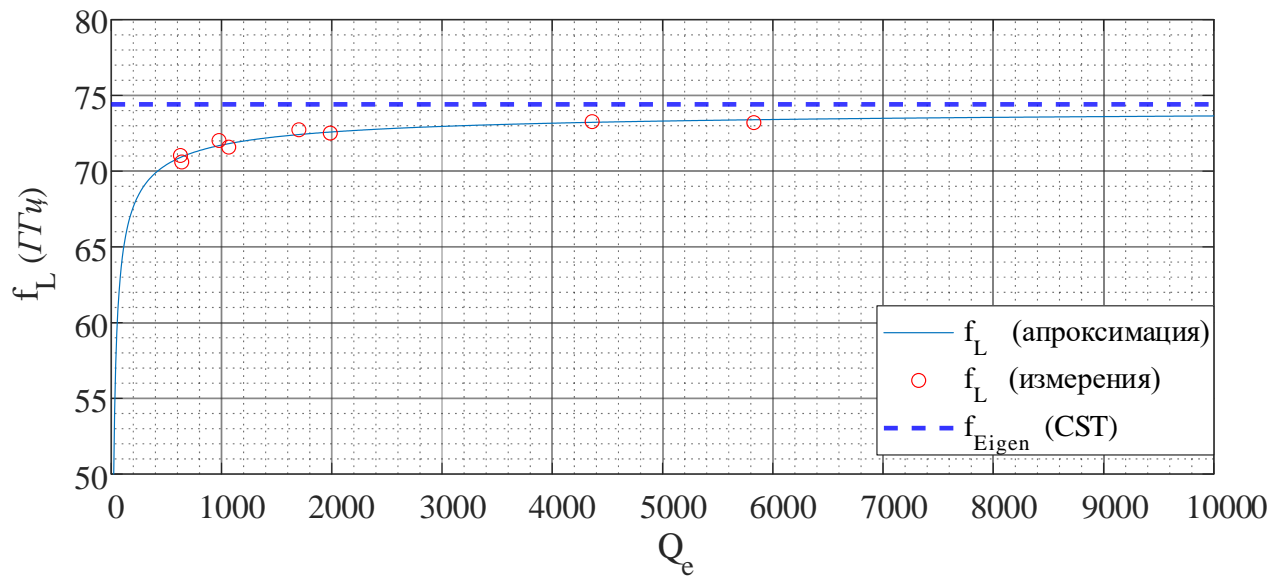


Рисунок 4.15 – Зависимость резонансной частоты от внешней добротности,

$$f_{eigen} = 74,41 \text{ ГГц}$$

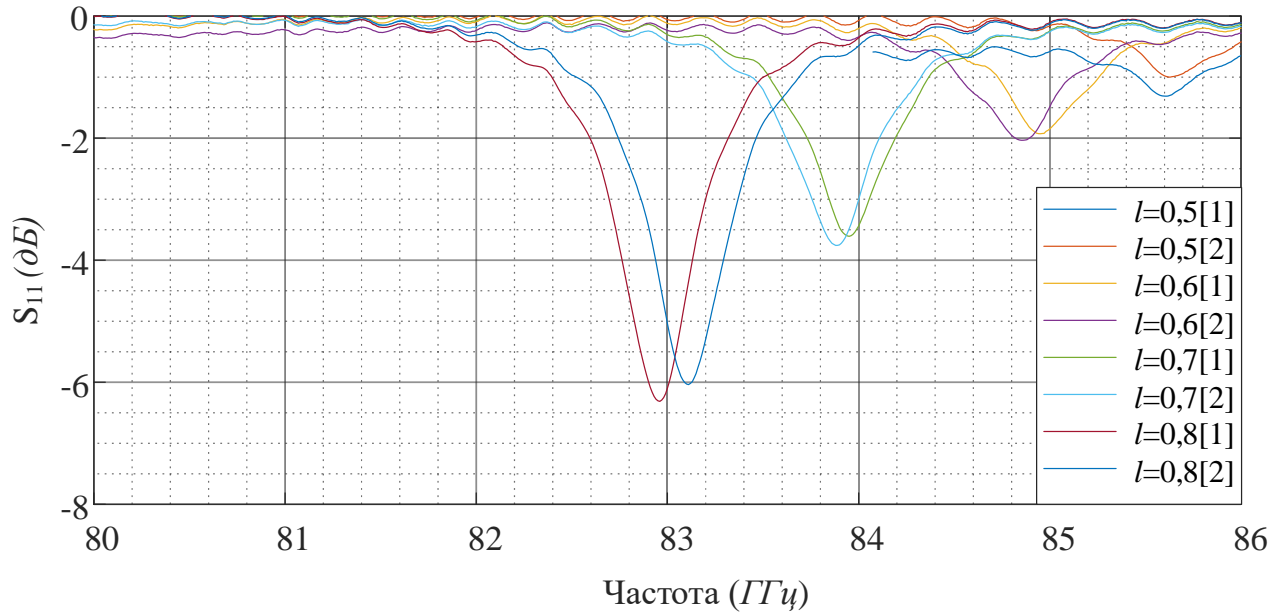


Рисунок 4.16 – Коэффициент отражения от входа резонатора, $f_{eigen} = 86,52$ ГГц

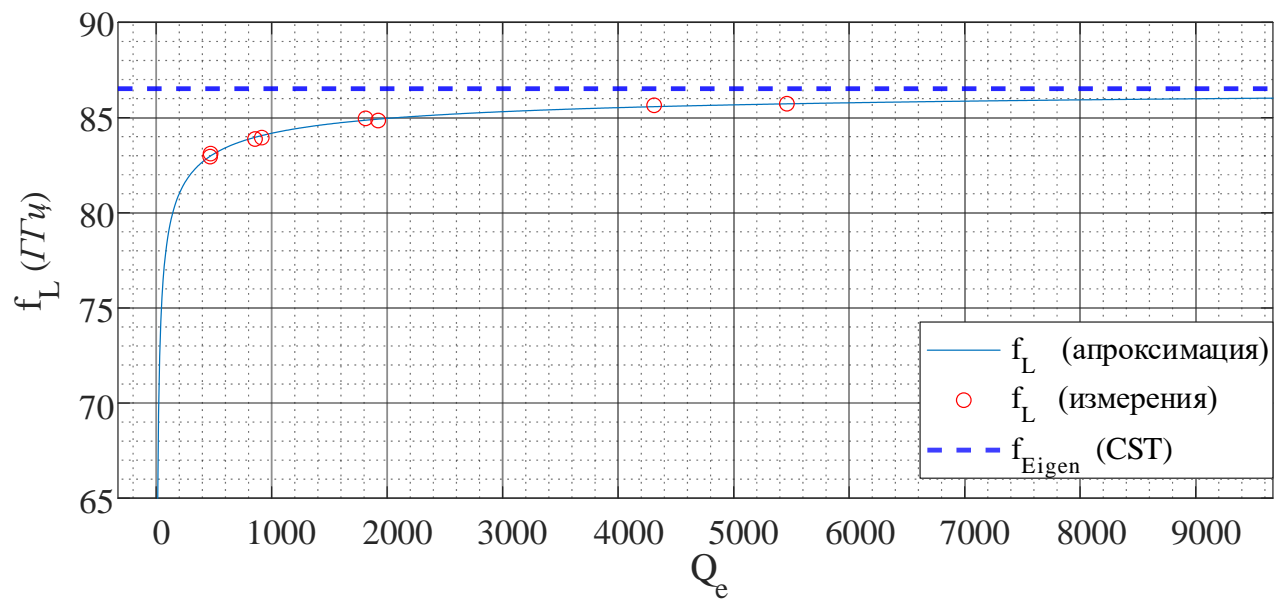


Рисунок 4.17 – Зависимость резонансной частоты от внешней добротности,

$$f_{eigen} = 86,52 \text{ ГГц}$$

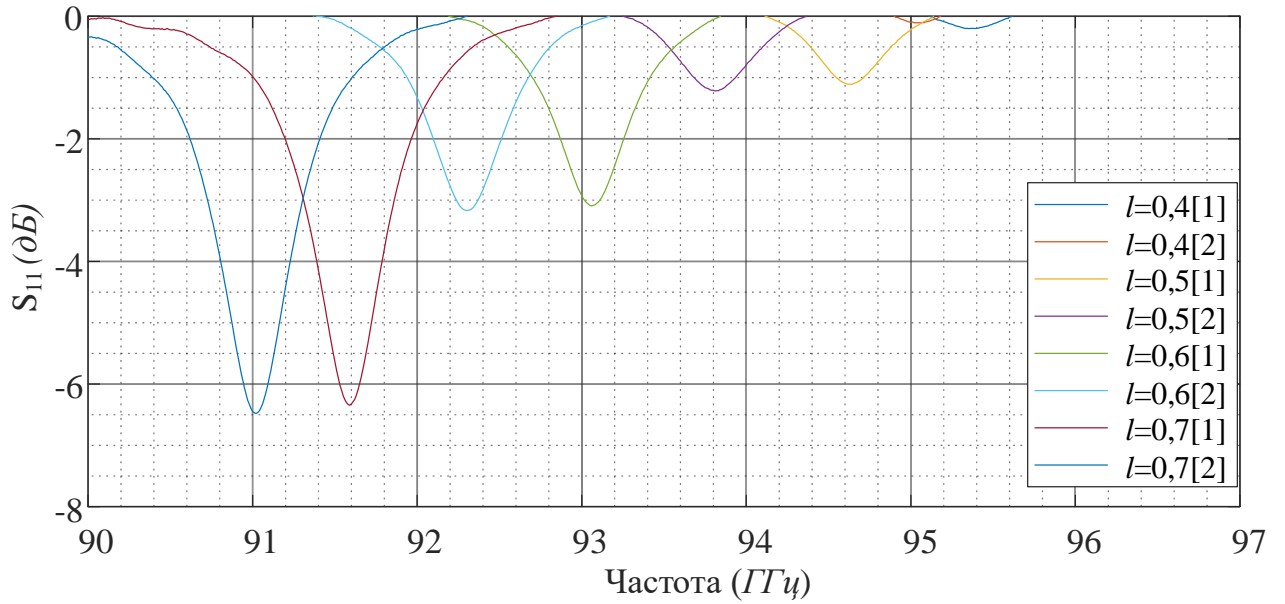


Рисунок 4.18 – Коэффициент отражения от входа резонатора, $f_{eigen} = 96,53$ ГГц

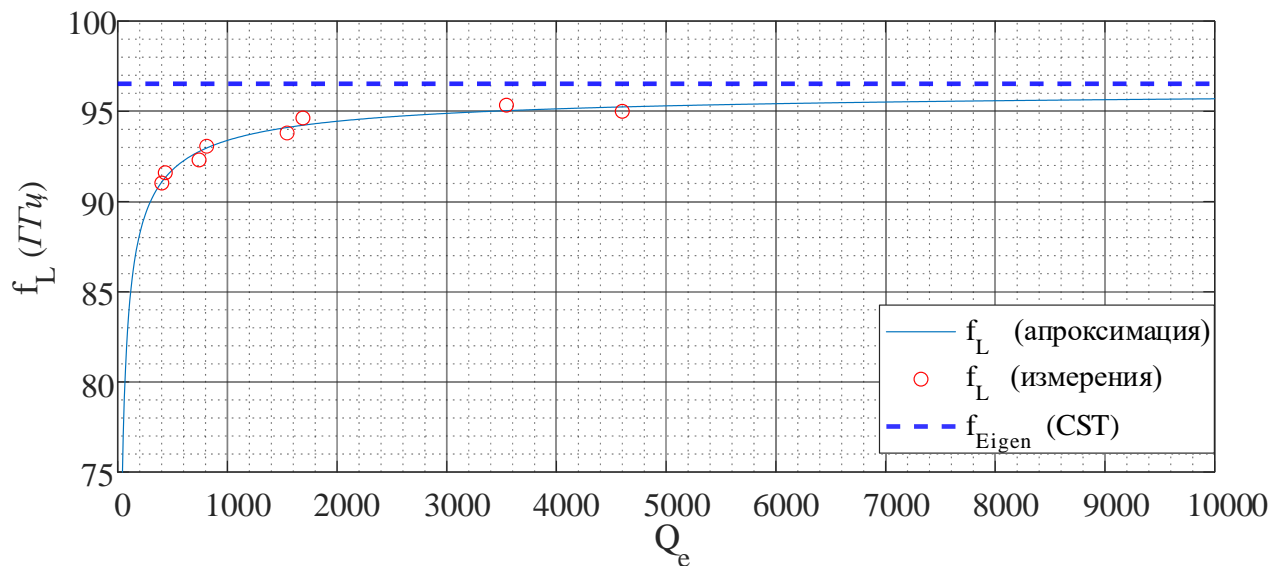


Рисунок 4.19 – Зависимость резонансной частоты от внешней добротности,

$$f_{eigen} = 96,53 \text{ ГГц}$$

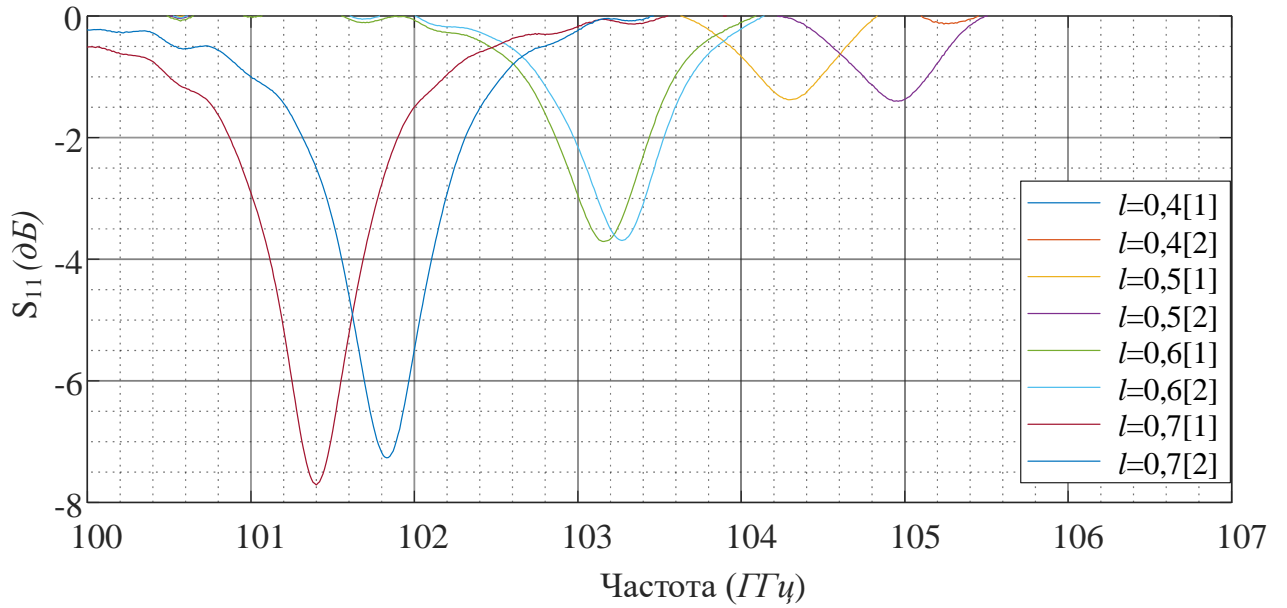


Рисунок 4.20 – Коэффициент отражения от входа резонатора, $f_{eigen} = 107,44$ ГГц

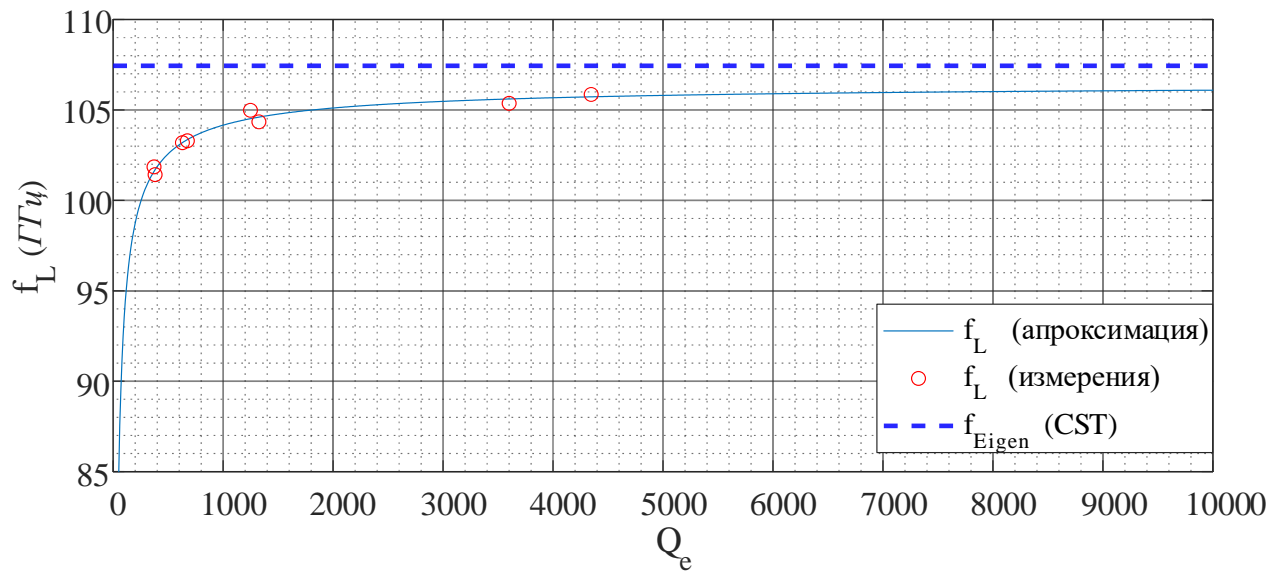


Рисунок 4.21 – Зависимость резонансной частоты от внешней добротности,

$$f_{eigen} = 107,44 \text{ ГГц}$$

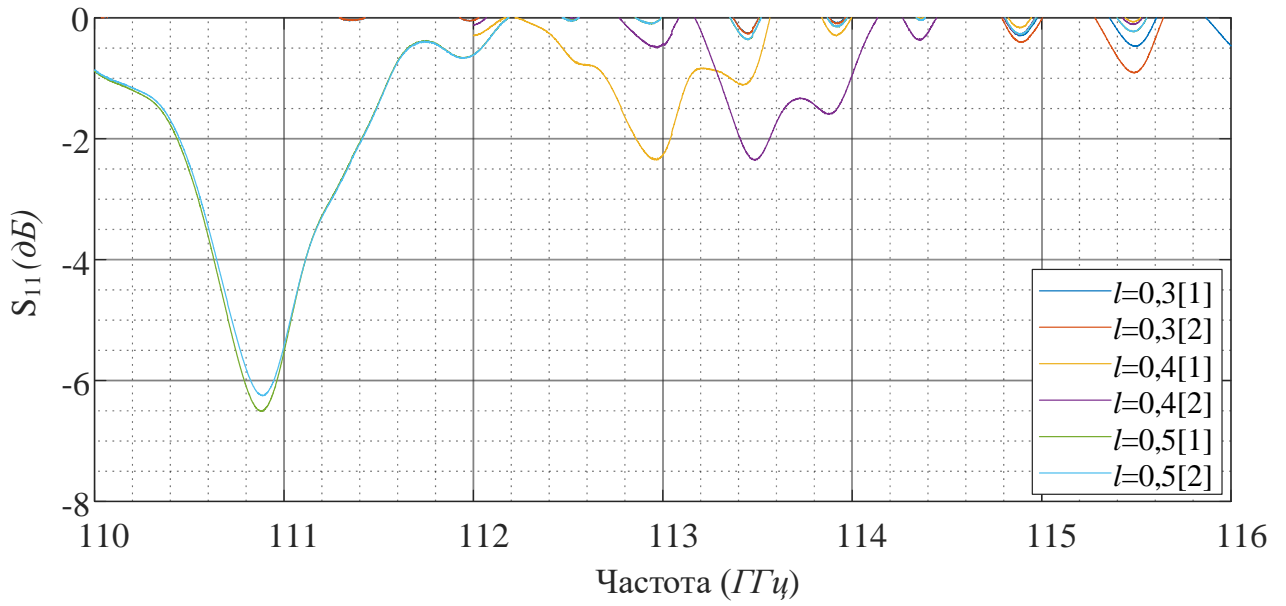


Рисунок 4.22 – Коэффициент отражения от входа резонатора, $f_{eigen} = 116,98$ ГГц

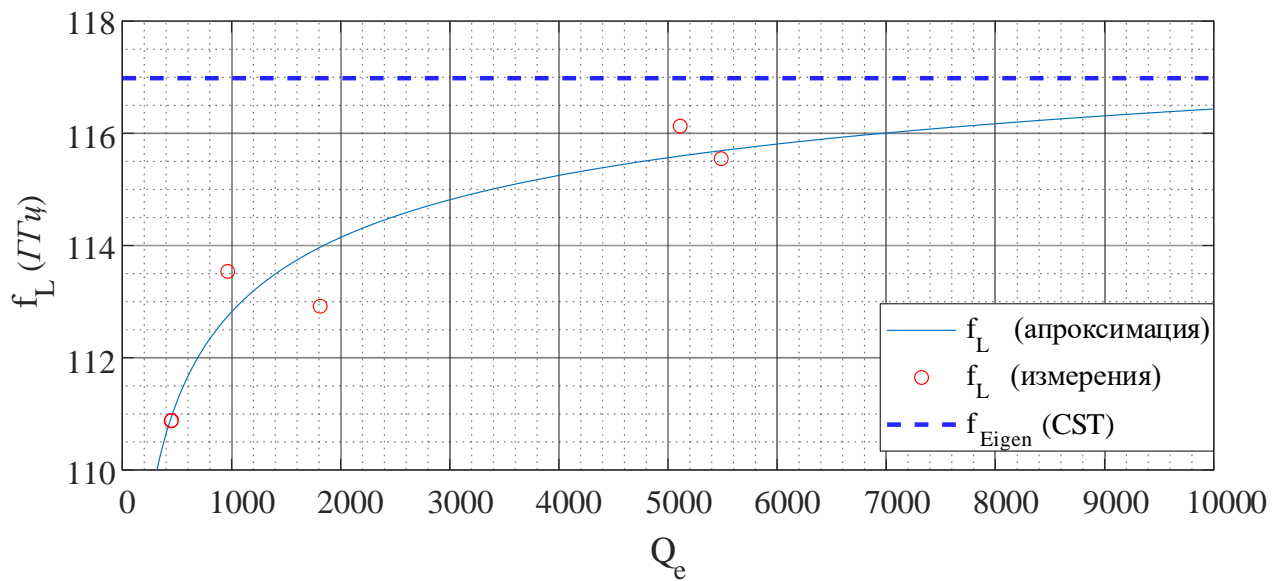


Рисунок 4.23 – Зависимость резонансной частоты от внешней добротности,

$$f_{eigen} = 116,98 \text{ ГГц}$$

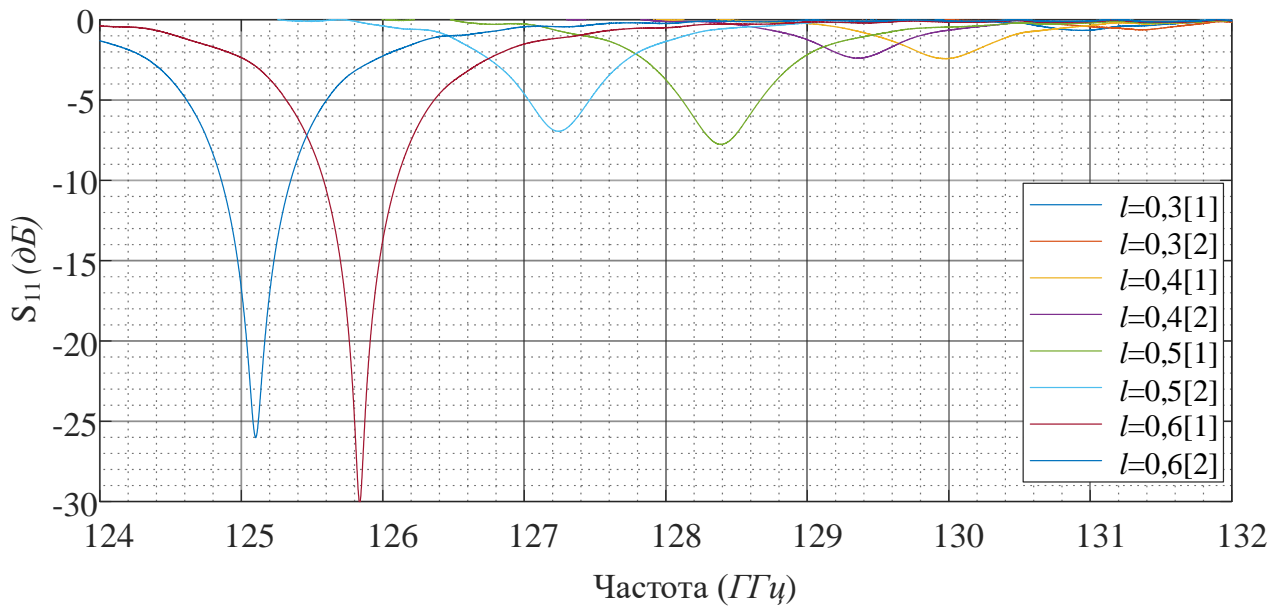


Рисунок 4.24 – Коэффициент отражения от входа резонатора, $f_{eigen} = 129,55$ ГГц

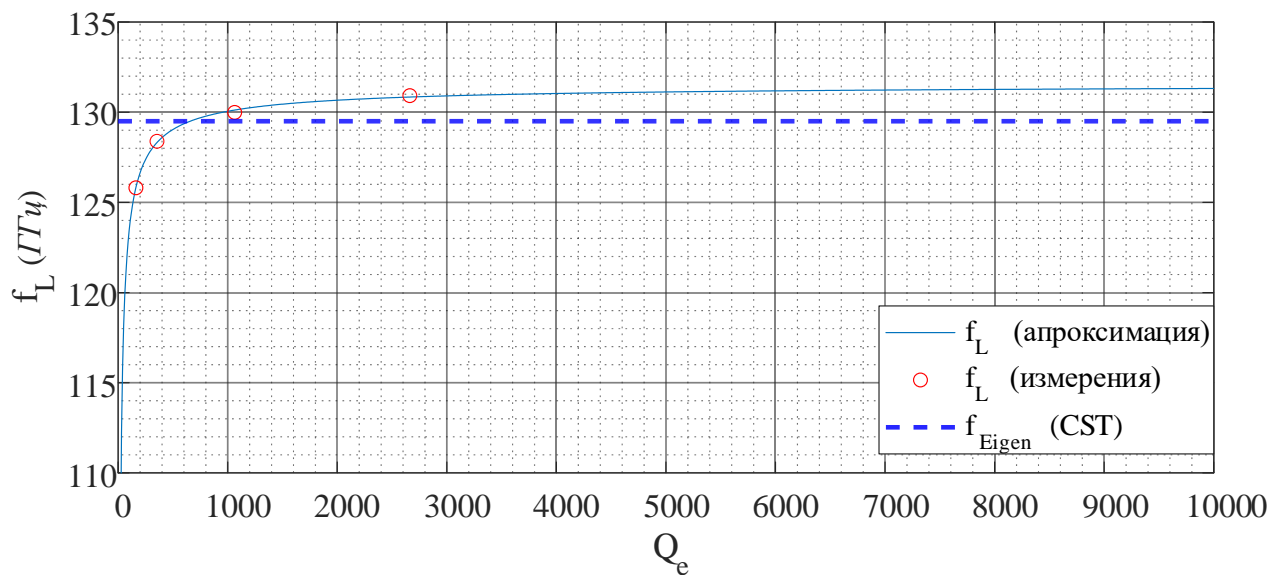


Рисунок 4.25 – Зависимость резонансной частоты от внешней добротности,

$$f_{eigen} = 129,55 \text{ ГГц}$$

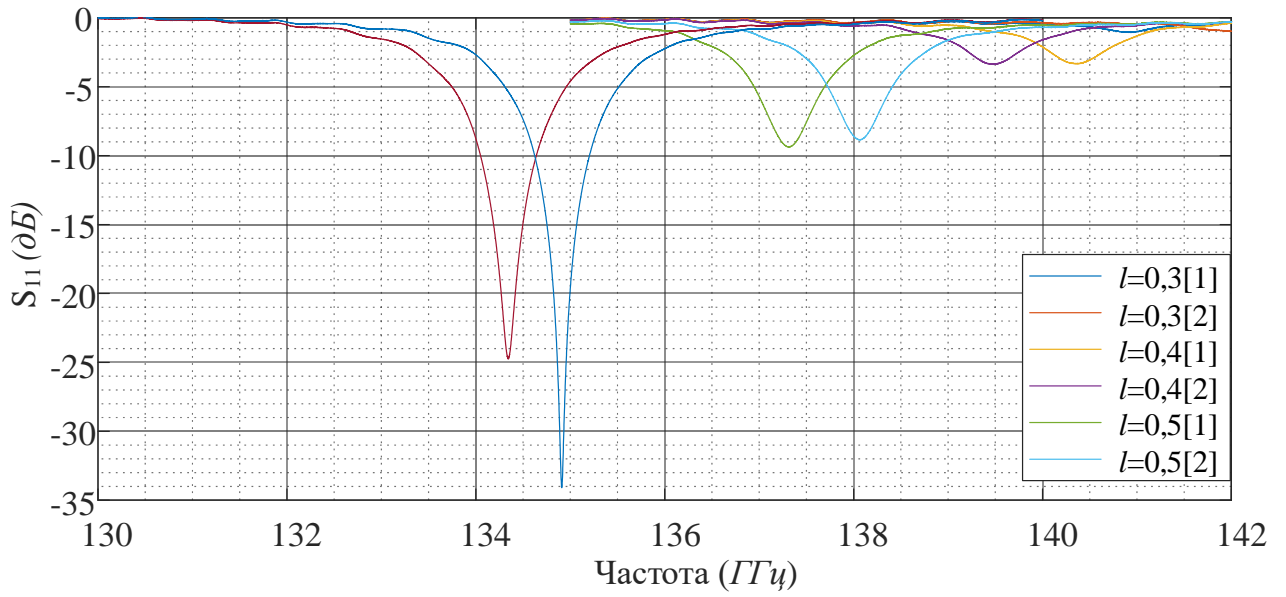


Рисунок 4.26 – Коэффициент отражения от входа резонатора, $f_{eigen} = 140,41$ ГГц

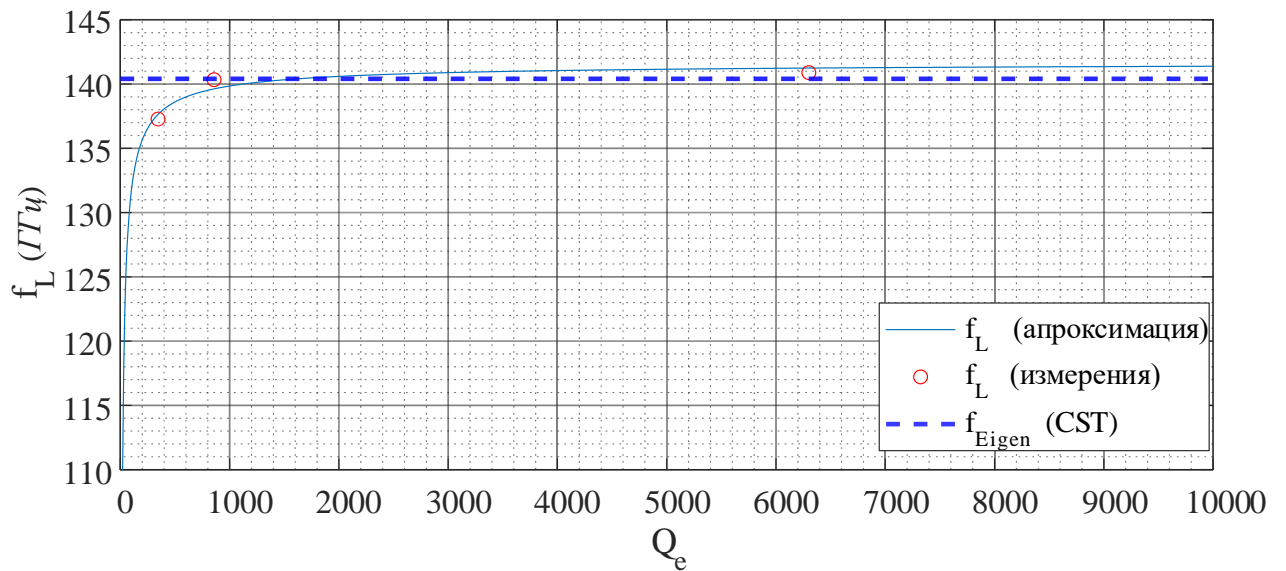


Рисунок 4.27 – Зависимость резонансной частоты от внешней добротности,

$$f_{eigen} = 140,41 \text{ ГГц}$$

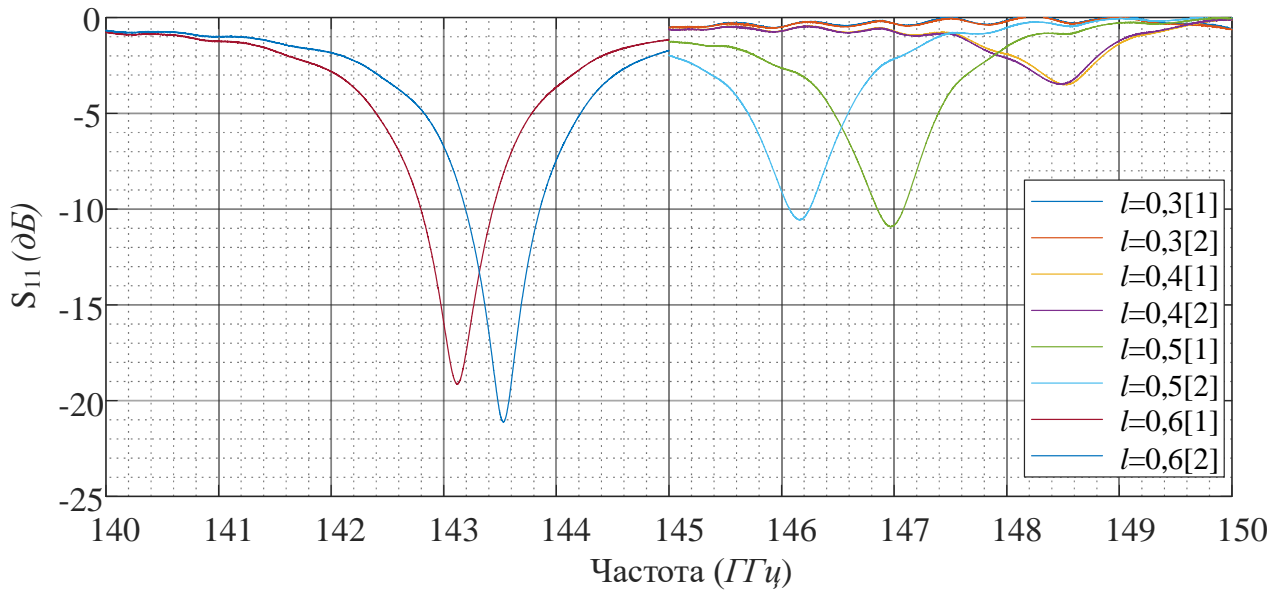


Рисунок 4.28 – Коэффициент отражения от входа резонатора, $f_{eigen} = 149,96$ ГГц

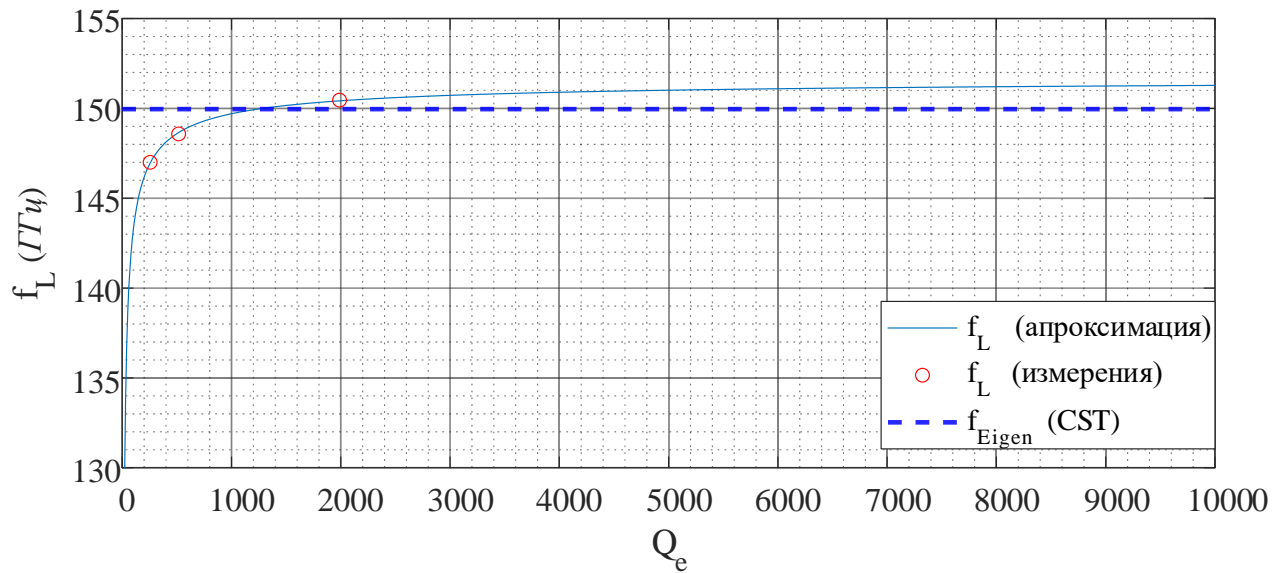


Рисунок 4.29 – Зависимость резонансной частоты от внешней добротности,

$$f_{eigen} = 149,96 \text{ ГГц}$$

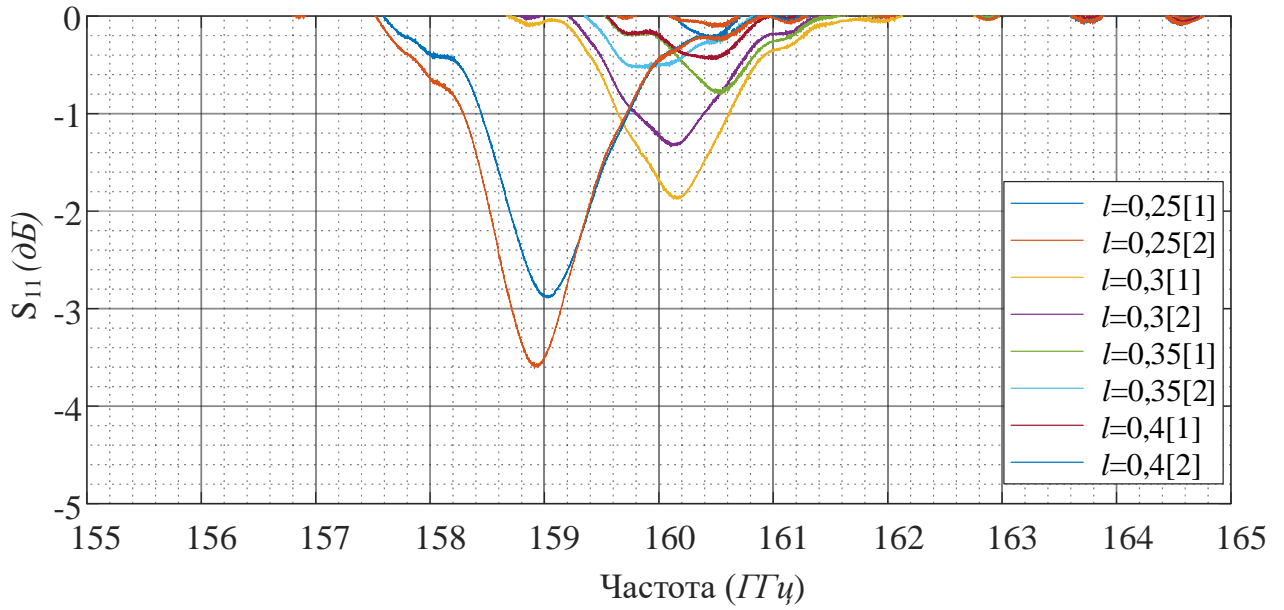


Рисунок 4.30 – Коэффициент отражения от входа резонатора, $f_{eigen} = 159,87$ ГГц

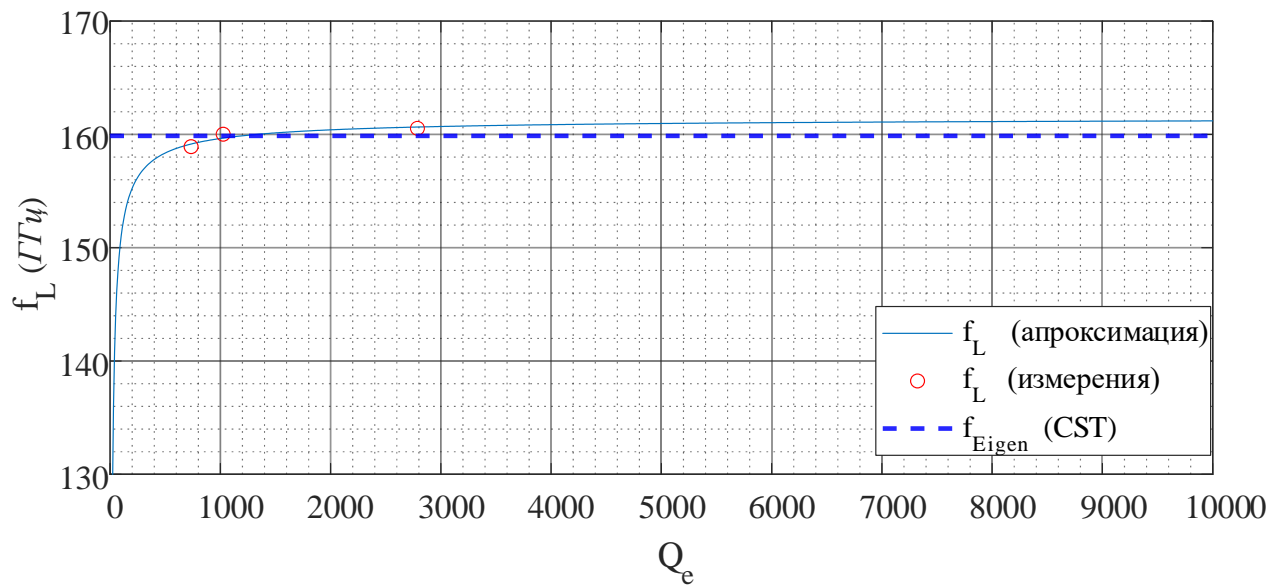


Рисунок 4.31 – Зависимость резонансной частоты от внешней добротности,

$$f_{eigen} = 159,87 \text{ ГГц}$$

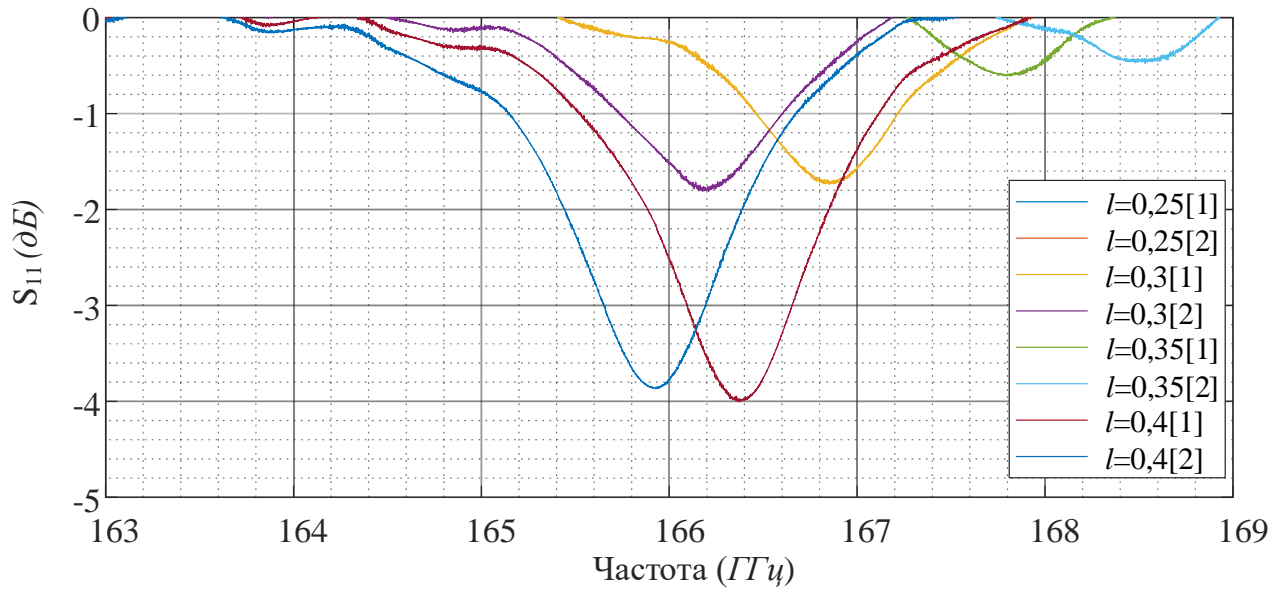


Рисунок 4.32 – Коэффициент отражения от входа резонатора, $f_{eigen} = 167,98$ ГГц

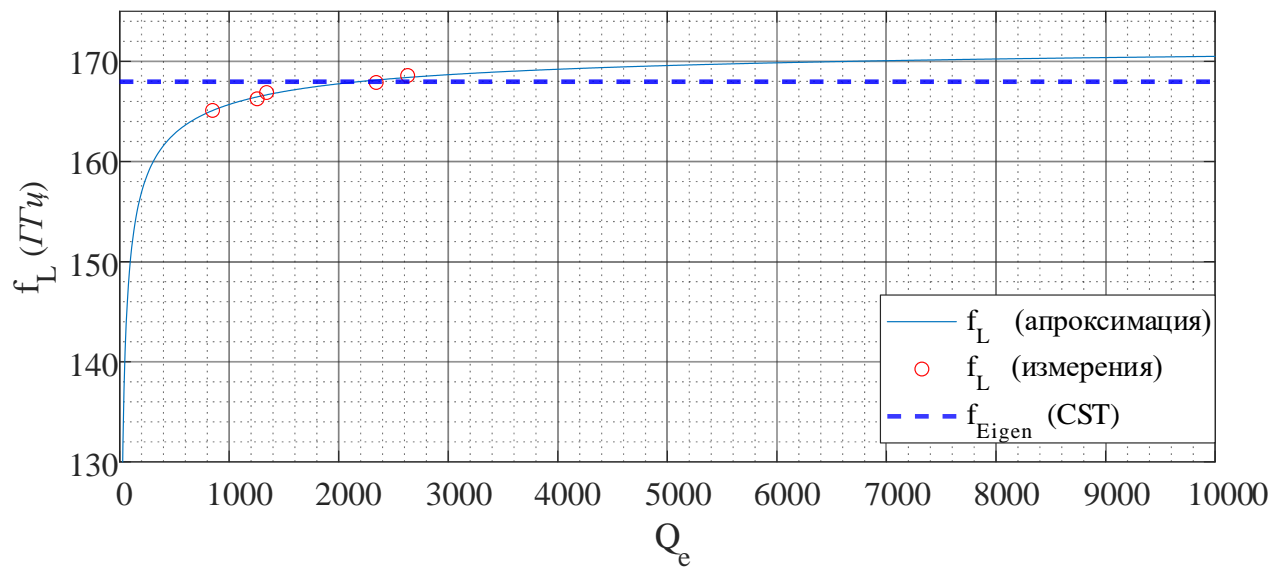


Рисунок 4.33 – Зависимость резонансной частоты от внешней добротности,

$$f_{eigen} = 167,98 \text{ ГГц}$$

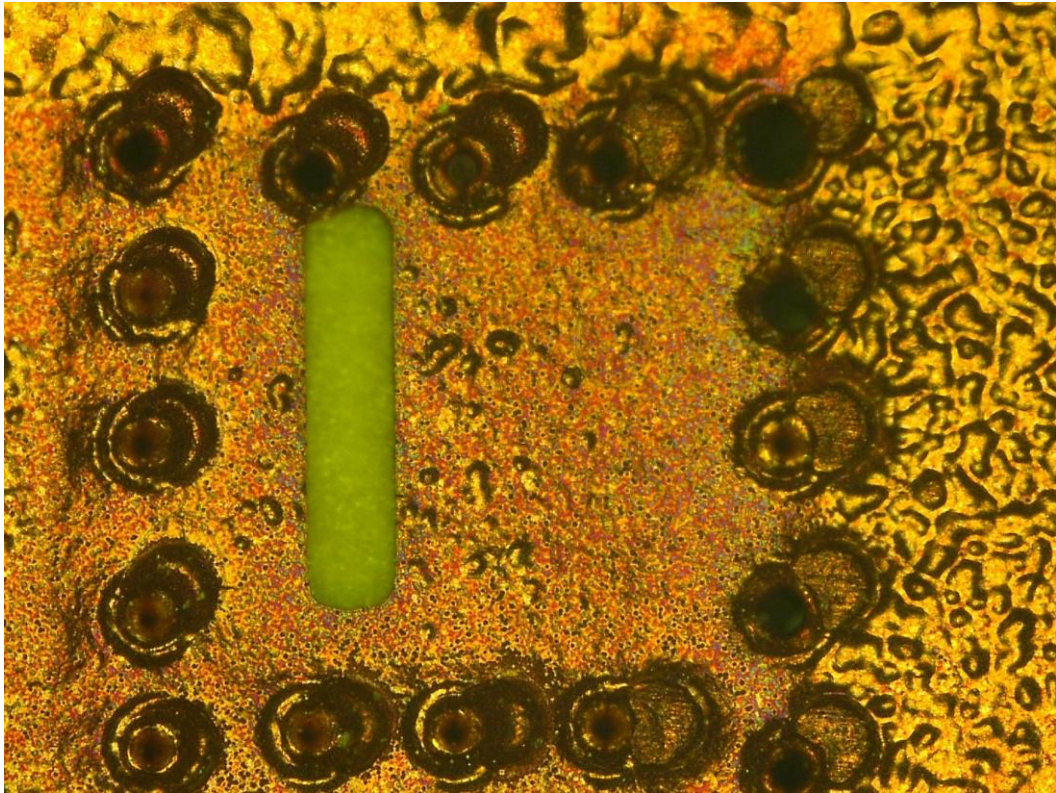


Рисунок 4.34 – Дефекты производства резонатора $f_{eigen} = 140,41$ ГГц

Используя приведенные в таблице 1 значения f_U , была определена частотная зависимость относительной диэлектрической проницаемости с помощью преобразованного выражения (4.1), а также выражений для эффективных размеров (4.2); результат вычислений представлен на рисунке 4.35:

$$\varepsilon = \left(\frac{c}{2f_{H_{mnk}}} \right)^2 \left(\left(\frac{m}{w_{эфф}} \right)^2 + \left(\frac{n}{h_{эфф}} \right)^2 + \left(\frac{k}{l_{эфф}} \right)^2 \right). \quad (4.13)$$

Разброс геометрических размеров резонаторов, а также производственные дефекты привели к росту относительной диэлектрической проницаемости в диапазоне частот 65–110 ГГц, что указывает на необходимость увеличения числа производимых экспериментальных образцов в мм-диапазоне.

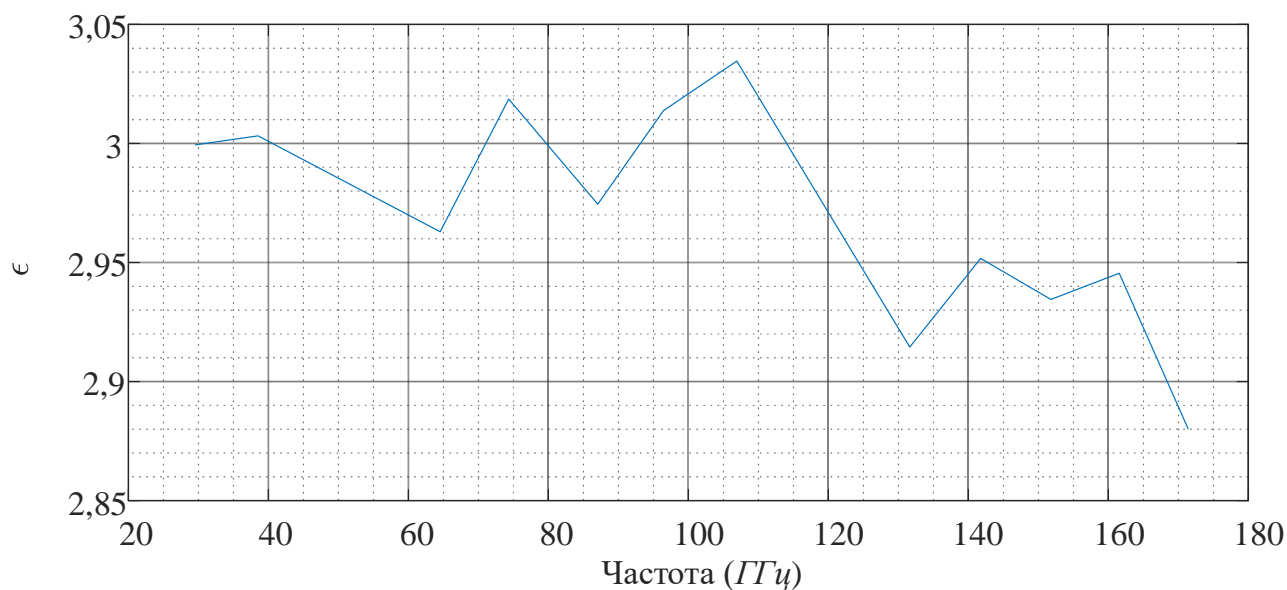


Рисунок 4.35 – Экспериментально определенная относительная диэлектрическая проницаемость материала Rogers 3003G2 с помощью одномодовых резонаторов в диапазоне 30–170 ГГц

4.5 Верификация экспериментально определенных значений относительной диэлектрической проницаемости

Для проверки экспериментально

полученных результатов были использованы данные производителя об относительной диэлектрической проницаемости («Design Dk») материала Rogers 3003G2 до 110 ГГц, а также экспериментально определенными значениями, полученными с помощью метода разности фаз и многомодовых SIW-резонаторов.

4.5.1 Определение относительной диэлектрической проницаемости методом разности фаз

Суть метода разности фаз заключается в измерении фазового набега в МПЛ разной длины, который пересчитывается в эффективную относительную

диэлектрическую проницаемость [30]. Пусть на диэлектрической подложке толщиной h , расположены две МПЛ шириной w с длинами l_1 и l_2 . Фазовый набег для каждой МПЛ может быть определен как [107]:

$$\Phi_1 = \frac{2\pi}{c} fl_1 \sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}}}, \quad \Phi_2 = \frac{2\pi}{c} fl_2 \sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}}}, \quad (4.14)$$

где f – частота, $\varepsilon_{\text{эфф}}$ – относительная эффективная диэлектрическая проницаемость, c – скорость света в вакууме. По заданным длинам l_1 и l_2 , эффективная относительная диэлектрическая проницаемость может быть определена как:

$$\varepsilon_{\text{эфф}}(f) = \left(\frac{c(\Phi_1 - \Phi_2)}{2\pi f(l_1 - l_2)} \right)^2. \quad (4.15)$$

Рассчитанное значение эффективной относительной диэлектрической проницаемости может быть пересчитано с помощью дисперсионной $\varepsilon_{\text{эфф}}(f)$ и квазистатической $\varepsilon_{\text{эфф}}(0)$ моделей [105]:

$$\varepsilon_{\text{эфф}}(0) = \frac{\varepsilon_{\text{эфф}} + 1}{2} + \frac{\varepsilon_{\text{эфф}} - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u'}\right)^{-ab}, \quad (4.16)$$

$$u' = u + \frac{u_0 - u}{2} \left(1 + \frac{1}{\cosh \sqrt{\varepsilon - 1}}\right), \quad (4.17)$$

$$u_0 = u + \frac{t}{\pi h} \ln \left(1 + \frac{4 \exp(1)}{\frac{t}{h} \coth^2 \sqrt{6,517u}}\right), \quad (4.18)$$

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left(\frac{u^4 + \left(\frac{u}{52}\right)^2}{u^4 + 0,432} \right) + \frac{1}{18,7} \ln \left(1 + \left(\frac{u}{18,1}\right)^3\right), \quad (4.19)$$

$$b = 0,564 \left(\frac{\varepsilon - 0,9}{\varepsilon + 0,3} \right)^{0,053}, \quad (4.20)$$

$$\varepsilon_{\text{эфф}}(f) = \varepsilon(f) - \frac{\varepsilon(f) - \varepsilon_{\text{эфф}}(0)}{1 + P(f)}, \quad (4.21)$$

$$P(f) = P_1 P_2 [(0,1844 + P_3 P_4) f 10^{-6} h]^{1,5763}, \quad (4.22)$$

$$P_1 = 0,27488 + [0,6315 + \frac{0,525}{(1 + 0,0157 f 10^{-7} h)^{20}}] \frac{w}{h} - 0,065683 e^{-8,7513 \frac{w}{h}}, \quad (4.23)$$

$$P_2 = 0,33622 [1 - e^{-0,03442 \varepsilon(f)}], \quad (4.24)$$

$$P_3 = 0,0363 e^{-4,6 \frac{w}{h}} [1 - e^{-\left(\frac{f 10^{-7} h}{38,7}\right)^{4,97}}], \quad (4.25)$$

$$P_4 = 1 + 2,75 [1 - e^{-\left(\frac{\varepsilon(f)}{15,916}\right)^8}], \quad (4.26)$$

где $\eta_0 = 120\pi$, $u = w/h$, w – ширина МПЛ, h – толщина подложки.

Для определения характеристик фольгированного диэлектрика RO3003G2 сначала были изготовлены две МПЛ шириной $W = 0,28$ мм с разницей длин 28,9 мм. Для увеличения жесткости МПЛ, размещенных на диэлектрике толщиной $h = 0,127$ мм, был добавлен слой материала FR-4. В качестве перехода между СВЧ-соединителем Southwest 1892-04А и МПЛ была разработана структура, представленная на рисунке 4.36. Итоговая конструкция печатной платы приведена на рисунке 4.37.

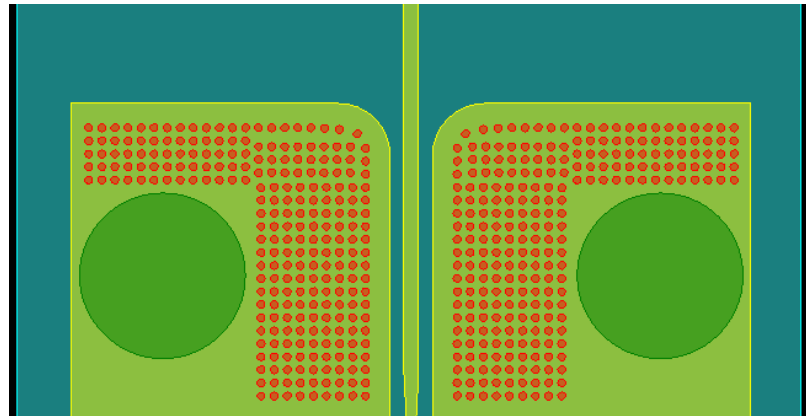


Рисунок 4.36 – Переход от СВЧ соединителя к МПЛ

Коэффициент передачи S_{21} изготовленных МПЛ был измерен с помощью ВАЦ Anritsu MS4647В с подключенными полужесткими коаксиальными кабелями Anritsu 3670. ВАЦ был откалиброван методом SOLT (Short-Open-Load-Thru) с помощью калибровочного комплекта Anritsu 3654В.



Рисунок 4.37 – Схема размещения слоев СВЧ – платы

Модуль коэффициента передачи S_{21} МПЛ представлен на рисунке 4.38, а рассчитанное с помощью выражений (4.14) – (4.26) значение относительной диэлектрической проницаемости на рисунке 4.39.

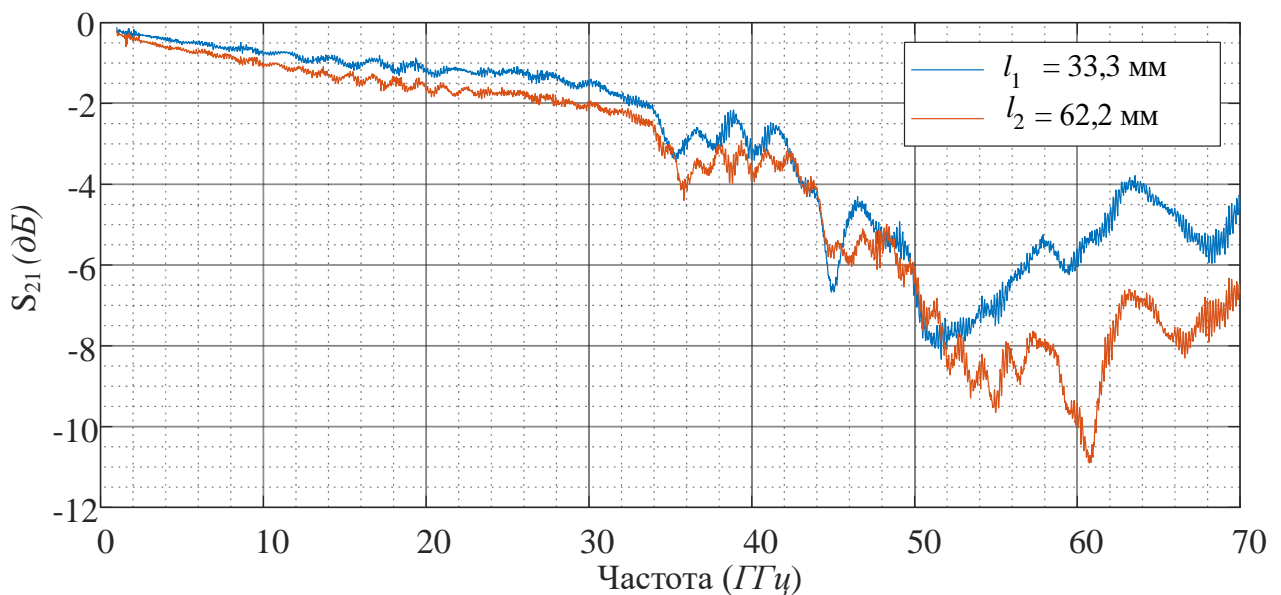


Рисунок 4.38 – Измеренный модуль коэффициента передачи МПЛ

На рисунке 4.38 отчетливо виден всплеск модуля коэффициента передачи на частотах выше 50 ГГц, что привело к соответствующему всплеску относительной диэлектрической проницаемости на рисунке 4.39. Природа данного всплеска была установлена путем электромагнитного моделирования области возбуждения МПЛ совместно с СВЧ - соединителем. Наличие диэлектрического материала под

межслойным переходным отверстием, показанном на рисунке 4.37 («7») привело к появлению паразитного резонанса на частотах выше 50 ГГц. В связи с этим были изготовлены МПЛ с альтернативной схемой возбуждения, представленной на рисунке 4.40, и измененной конструкцией СВЧ платы, изображенной на рисунке 4.41.

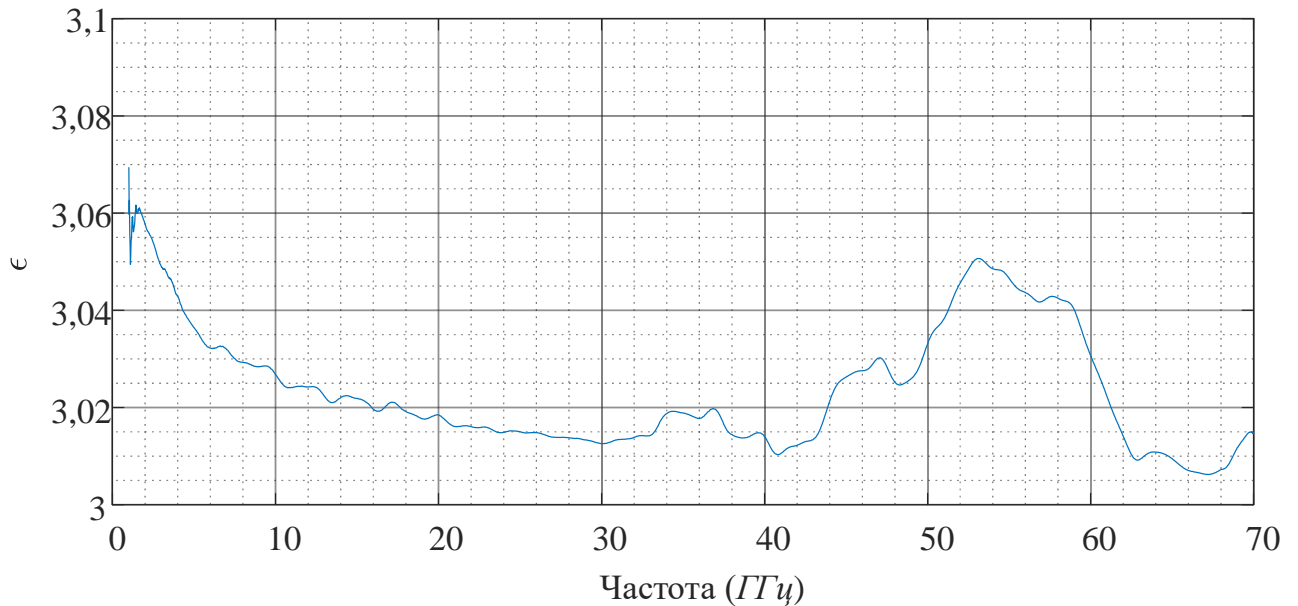


Рисунок 4.39 – Экспериментально определенная относительная диэлектрическая проницаемость материала Rogers 3003G2 с помощью МПЛ в диапазоне 1–70 ГГц

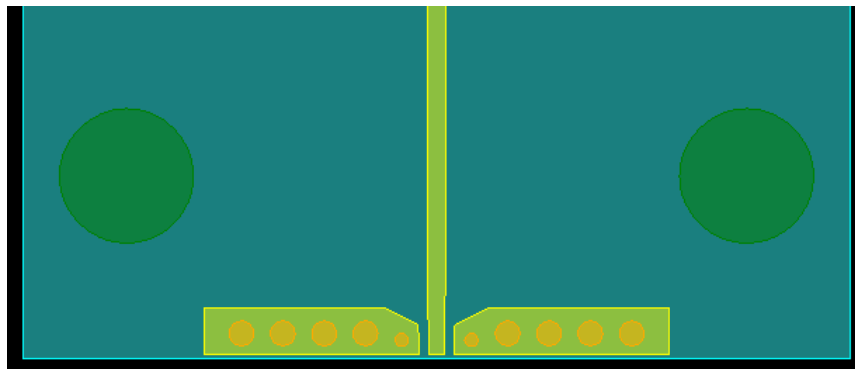


Рисунок 4.40 – Обновленный переход от СВЧ соединителя к МПЛ

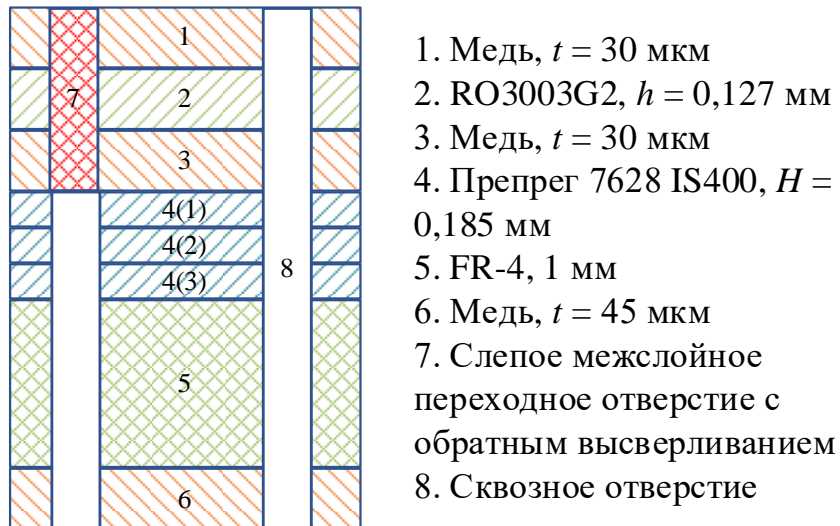


Рисунок 4.41 – Обновленная схема размещения слоев СВЧ – платы

Для повышения точности фазового метода была увеличена разность длин МПЛ [30], длины новых МПЛ $l_1 = 11,9$ мм и $l_2 = 94,9$ мм. Модуль коэффициента передачи S_{21} МПЛ с измененной конфигурацией представлен на рисунке 4.42, а сравнение рассчитанных значений относительной диэлектрической проницаемости с предыдущими результатами и данными производителя на рисунке 4.43.

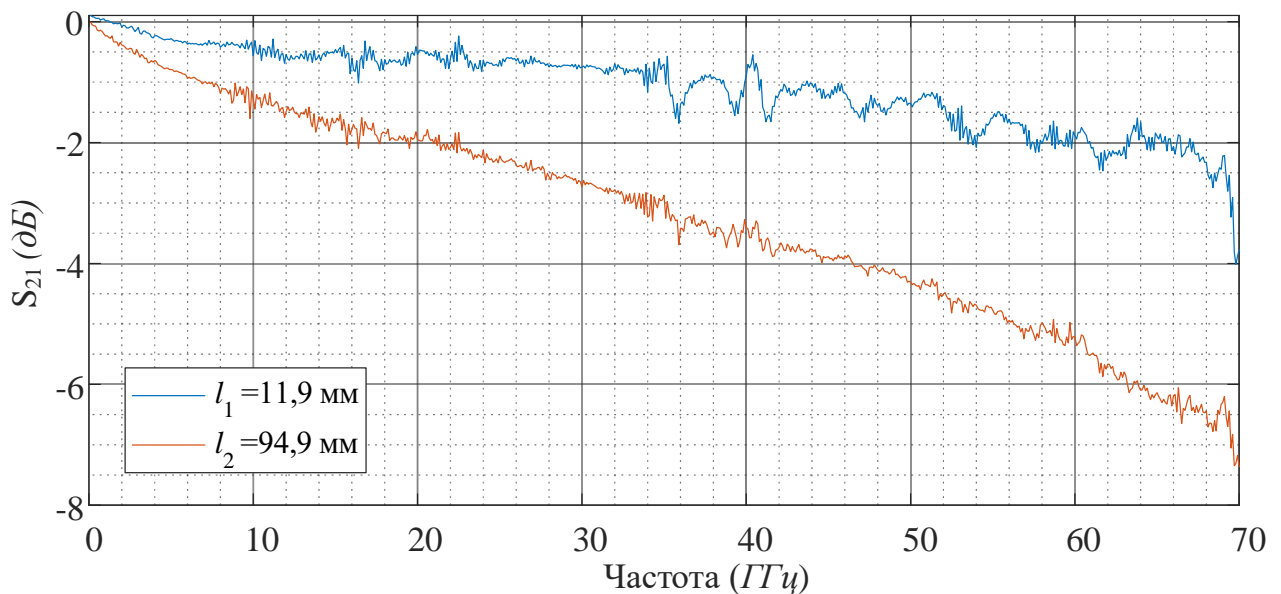


Рисунок 4.42 – Измеренный модуль коэффициента передачи обновленных МПЛ

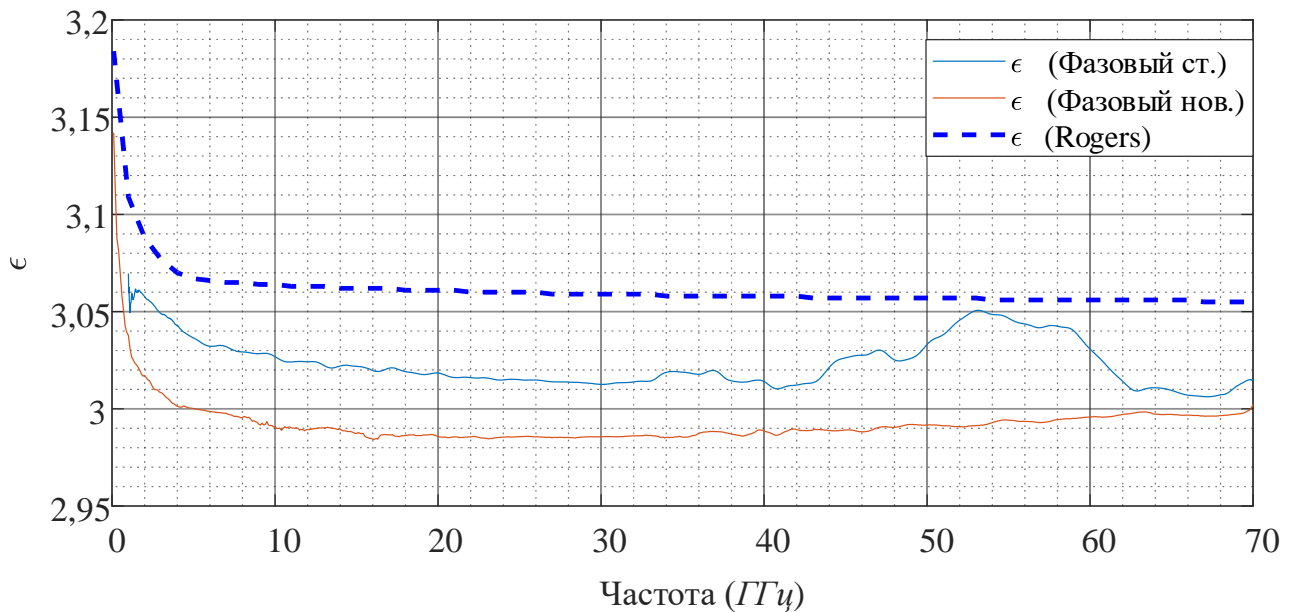


Рисунок 4.43 – Сравнение экспериментально определенных значений относительной диэлектрической проницаемости материала Rogers 3003G2 в диапазоне 1–70 ГГц

По частотным зависимостям на рисунке 4.43 видно хорошее совпадение полученных данных с данными производителя, а также отсутствие всплесков ϵ на частотах выше 50 ГГц.

4.5.2 Определение относительной диэлектрической проницаемости с помощью многомодовых SIW-резонаторов

Методика применения многомодовых SIW-резонаторов для определения ϵ описана в [82] и ранее была детально рассмотрена в магистерской диссертации автора [108].

Используя рассчитанные методом разности фаз значения ϵ , были разработаны и изготовлены три многомодовых SIW-резонатора из материала Rogers 3003G2, резонансные частоты которых находятся в диапазоне 65–170 ГГц. Расстояние между межслойными переходными отверстиями s равно 0,25 мм, диаметр переходных отверстий $d = 0,15$ мм, высота резонаторов $h = 0,127$ мм [107; 108].

Коэффициент передачи каждого резонатора был измерен с помощью откалиброванного ВАЦ Anritsu MS4647B, поочередно подключенного к частотным расширителям Anritsu 3742A-EW для полосы 65–110 ГГц и OML V06VNA2-T/R-A для полосы 110–170 ГГц. Для обработки данных измерений был разработан скрипт в среде MATLAB, который автоматически определяет резонансные частоты SIW-резонаторов, а по ним вычисляет значения ϵ . Результаты обработки данных измерений в сравнении с ранее полученными результатами и данными производителя подложки до 110 ГГц представлены на рисунке 4.44. По данным рисунка 4.44 можно сделать вывод, что частотная зависимость ϵ , определенная с помощью набора одномодовых SIW-резонаторов, согласуются с данными производителя и результатами, полученными другими методами.

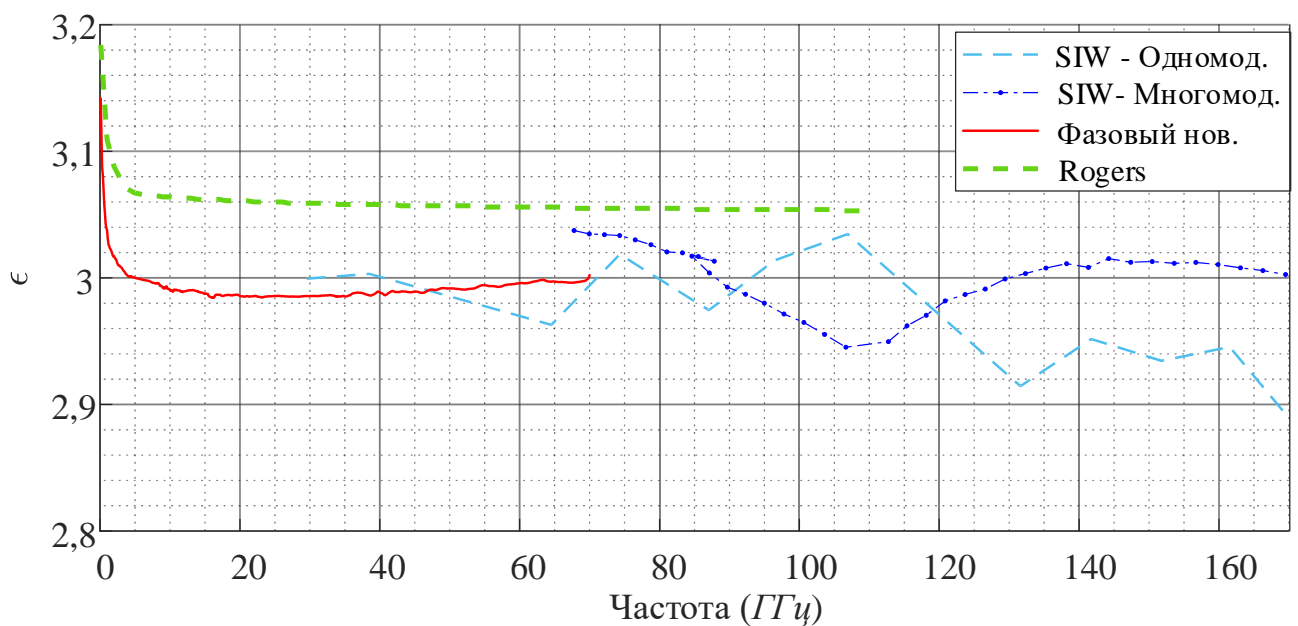


Рисунок 4.44 – Сравнение экспериментально определенных значений относительной диэлектрической проницаемости материала Rogers 3003G2 в диапазоне 1–170 ГГц

4.6 Оценка влияния производственных погрешностей на рассчитанные с помощью одноמודовых резонаторов значения относительной диэлектрической проницаемости

В случае отсутствия данных оптических измерений изготовленных SIW-резонаторов возникает необходимость оценки чувствительности рассчитанной относительной диэлектрической проницаемости к производственным погрешностям. Из-за сложности выражений (4.1) – (4.2), связывающих реальные размеры SIW-резонатора и величину ε , обработка данных косвенных измерений методом линеаризации нелинейной зависимости [109] затруднительна, в связи с чем был применен метод Монте-Карло [110]. Суть данного метода заключается в использовании случайных величин на входе некоторой модели и дальнейшей оценки значений на выходе этой модели.

Положим, что относительное изменение ширины SIW-резонатора w , длины SIW-резонатора l и расстояния между межслойными отверстиями s , вызванные несовершенствами производства, не превышает 10%, а погрешностью измерения резонансной частоты пренебречь. Пусть случайно сгенерированные значения w , l , s подчиняются нормальному распределению, но из-за процессов травления корреляция между w и l составляет 0,9, а из-за отдельной операции сверления между w и s , а также l и s корреляция одинакова и составляет 0,1. Используя функцию MATLAB *mvnrnd* сгенерируем 10 000 коррелированных, случайных значений w , l и s и представим результаты определения доверительного интервала $\varepsilon \pm \Delta$ ($P = 0,95$) с помощью выражения (4.13) на рисунке 4.45. По данным рисунка видно, что предельная ошибка выборки Δ мало изменяется в зависимости от частоты, и находится в пределах $\Delta < 0,05$, т. е. относительная погрешность определения ε не превышает 1,6% во всем исследованном диапазоне частот.

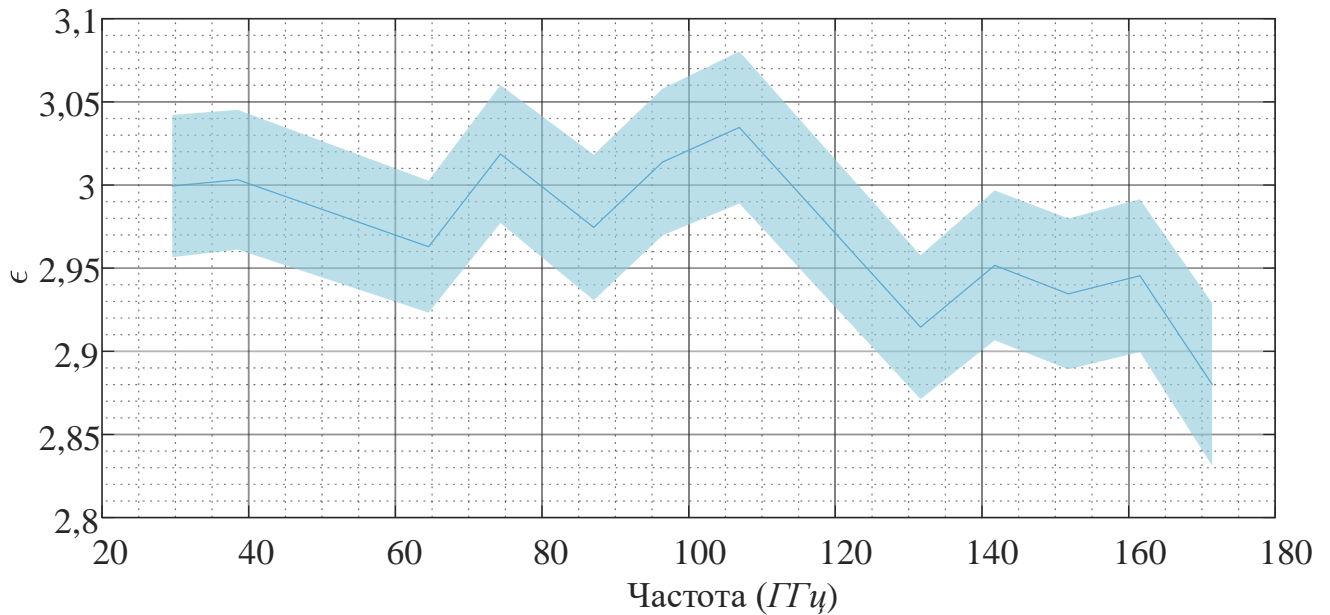


Рисунок 4.45 – Доверительный интервал значений относительной диэлектрической проницаемости материала Rogers 3003G2 в диапазоне 1–170 ГГц при 10% – производственных допусках

4.7 Выводы

Было проведено исследование различных методов определения частотной зависимости относительной диэлектрической проницаемости подложки Rogers 3003G2 в диапазоне 1–170 ГГц. Показана необходимость моделирования СВЧ – соединителя совместно с исследуемой МПЛ во избежание появления паразитных резонансов, негативно влияющих на результаты определения относительной диэлектрической проницаемости методом разности фаз.

Представлена модифицированная резонаторная методика определения свойств фольгированных диэлектриков в мм-диапазоне длин волн. Неоднозначность номера продольной моды при определении относительной диэлектрической проницаемости с помощью многомодовых SIW-резонаторов была преодолена применением одномодовых SIW-резонаторов. Преимущество данного подхода состоит в отсутствии необходимости использовать зондовую станцию для определения S-параметров резонаторов. Использование набора резонаторов с различной шириной

возбуждающей щели позволяет определить ненагруженную резонансную частоту, с помощью которой возможно определение относительной диэлектрической проницаемости. Однако, при малых величинах связи резонатора с волноводом невозможно установление добротности, а следовательно, и определение f_U [107]. Рассчитанные значения относительной диэлектрической проницаемости с помощью одномодовых резонаторов согласуются с результатами, полученными с помощью метода разности фаз и многомодовых резонаторов, ранее примененных в собственной работе [94] для оценки комплексной диэлектрической проницаемости полимера, используемого в 3D печати.

С переходом в мм-диапазон требуется больше опытных образцов резонансных устройств из-за разброса геометрических параметров прототипов и возможных производственных дефектов. В работе автора [106] показано, что отклонение формы щели от прямоугольной, изменение толщины металлизации или сдвиг возбуждающей щели от стенок SIW-резонатора незначительно влияют на вычисленное значение ϵ , однако из-за несовершенства производственных процессов требуются дополнительные оптические измерения для оценки влияния изменения размеров резонатора на ϵ .

Основные результаты, изложенные в этой главе, опубликованы в работах автора [94; 106; 107].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе представлены методики автоматического конструктивного синтеза как широкополосных излучателей с заданным отклонением главного максимума ДН, так и синтеза широкополосных развязывающих устройств, обеспечивающих заданный уровень развязки. Предложен подход к определению относительной диэлектрической проницаемости с помощью SIW-резонаторов с учетом влияния фидерного тракта на результаты измерений коэффициента отражения в мм-диапазоне длин волн.

Для достижения цели диссертации, в данной работе представлено решение следующих задач:

- решение задачи конструктивного синтеза одиночного элемента АР мм-диапазона путем замены сплошной металлизированной поверхности патча на перфорированную, представляющую собой набор элементарных квадратных металлических участков, называемых пикселями. Аналогичным образом был перфорирован проводящий экран МПА с целью расширения полосы рабочих частот. Разработана программа, объединяющая САПР CST Studio Suite для электромагнитного моделирования МПА и платформу математического программирования MATLAB для генерации топологии МПА. Было показано, что предварительная селекция особей в ГА положительно влияет на скорость сходимости алгоритма, а решатель во временной области с аппаратным ускорением сокращает время синтеза. В работе проведены численный и натурный эксперименты, показавшие расширение полосы частот базовой МПА. В ходе численного эксперимента была синтезирована МПА, чья полоса согласования в 5,2 раза больше, чем у базовой конструкции МПА. Для проведения натурального эксперимента были синтезированы и изготовлены несколько образцов МПА, один из которых показал расширение полосы рабочих частот МПА в 13 раз. Показано, что особенностью конструктивного синтеза МПА в мм-диапазоне является влияние СВЧ – соединителя на параметры излучения МПА.

- решение задачи конструктивного синтеза узкополосных и широкополосных развязывающих устройств мм-диапазона длин волн с помощью эволюционного алгоритма и эмпирического подхода. ГА позволил решить задачу синтеза топологии развязывающего устройства путем размещения на диэлектрической подложке перфорированной проводящей структуры, представляющей собой набор элементарных квадратных металлических участков. Из-за высокой чувствительности отдельных металлизированных участков к производственным погрешностям, необходима предварительная параметризация размеров модели АР в соответствии с допусками, установленными потенциальными изготовителями АР. Представленный анализ чувствительности показал, что основное влияние производственных отклонений на модуль коэффициента передачи для рассмотренных АР наблюдается на частотах выше 40 ГГц, что является особенностью построения АР в этом диапазоне. Рекомендуется проведение оптических измерений изготовленных опытных образцов для определения границ проводимого анализа чувствительности. Проведены численный и натурный эксперименты, показавшие снижение взаимной связи между элементами АР у синтезированных структур. В ходе физического эксперимента показано увеличение полосы развязки на 2% при применении пикселей на верхнем слое диэлектрика и на 19% при размещении пикселей на верхнем и нижнем слоях. Численный эксперимент по размещению резонаторов с зазорами (SRR) в проводящем экране показал возможность снижения взаимной связи по уровню -30 дБ в 72% исследованных частотных точек диапазона 25–50 ГГц.

- решение задачи определения относительной диэлектрической проницаемости фольгированного диэлектрика в мм-диапазоне длин волн. Отсутствие данных от производителей фольгированных диэлектриков о частотной зависимости относительной диэлектрической проницаемости материала в мм-диапазоне требует разработки методик определения недостающих данных о материалах. В диссертационном исследовании описана и экспериментально апробирована методика определения относительной диэлектрической проницаемости в мм-диапазоне с помощью одномодовых SIW-резонаторов, не требующих применения зондовой станции для

определения S -параметров резонаторов. Показано влияние возбуждающей щели на резонансную частоту одномодового резонатора. В среде MATLAB реализован алгоритм определения ненагруженных резонансных частот с целью дальнейшего определения ε . Разработаны и изготовлены 52 пары одномодовых резонаторов, с резонансными частотами в диапазоне 30–170 ГГц. На основе данных о коэффициенте отражения изготовленных резонаторов определена частотная зависимость ε . Показана необходимость обеспечения достаточного модуля коэффициента отражения от входа резонатора для определения внешней добротности. Несовершенства производственных процессов приводят к дефектам СВЧ – структур, которые влияют на резонансные свойства SIW-резонаторов и на результаты вычисления ε , поэтому предложено производство не менее 5 прототипов для каждого вида резонаторов в мм-диапазоне. Для верификации данных были применены метод разности фаз и многомодовых резонаторов, которые показали качественное и количественное совпадение результатов. В ходе применения метода разности фаз были разработаны два комплекта МПЛ из-за появления паразитного резонанса на частотах выше 50 ГГц. Для предотвращения паразитных резонансных явлений в мм-диапазоне рекомендовано моделирование МПЛ совместно с СВЧ – соединителем.

Таким образом, цель диссертационного исследования достигнута, а все поставленные задачи выполнены. Дальнейшие исследования по теме диссертации могут выполняться в следующих направлениях:

- синтез МПА и АР с многокритериальной ЦФ;
- измерение S -параметров МПА с учетом стандарта IEEE P370;
- определение ненагруженных резонансных частот многомодовых SIW-резонаторов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Hong W. [и др.] The role of millimeter-wave technologies in 5G/6G wireless communications // *IEEE Journal of Microwaves*. – 2021. – Т. 1, № 1. – С. 101–122.
2. Воскресенский Д. И. [и др.] Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток : учебное пособие для вузов. – 4-е изд., перераб. и доп. – М. : Радиотехника, 2012. – 744 с.
3. Krupka J. [и др.] Measurements of the complex permittivity of low loss ferrites at millimeter wave frequencies // *Materials Research Bulletin*. – 2024. – Т. 179. – С. 112994.
4. Лебедев П. Н. О двойном преломлении лучей электрической силы. – Санкт-Петербург : тип. В. Демакова, 1895. – 8 с.
5. Glagolewa-Arkadiewa A. A. Short electromagnetic waves of wavelength up to 82 μm // *Nature*. – 1924. – Т. 113.
6. Wiltse J. C. History of Millimeter and Submillimeter Waves // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1984. – Т. 32, № 9. – С. 1118–1127. DOI: 10.1109/TMTT.1984.1132823.
7. Dyer F. B., Reedy E. K. Millimeter RADAR at Georgia Tech // *S-MTT International Microwave Symposium Digest*. – Atlanta, GA, USA, 1974. – С. 152. DOI: 10.1109/MWSYM.1974.1123517.
8. King H., Jacobs E., Stacey J. A 2.8 arc-min beamwidth antenna: Lunar eclipse observations at 3.2 mm // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 1966. – Т. 14, № 1. – С. 82–91.
9. Dybdal R. Millimeter Wave Antenna Technology // *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. – 1983. – Т. 1, № 4. – С. 633–644.
10. Lee R. W., Waterman A. T. A large antenna array for millimeter wave propagation studies // *Proceedings of the IEEE*. – 1966. – Т. 54, № 4. – С. 454–458.

11. Camilleri N. A Quasi-Optical Multiplying Slot Array // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1985. – Т. 33, № 11. – С. 1189–1195.
12. Farrar F. G. Millimeter-wave W-band slotted waveguide antennas // 1981 IEEE AP-S Intl. Symp. Dig. – Los Angeles, 1981. – С. 436–439.
13. Hilburn J., Prestwood F. K band frequency-scanned waveguide array // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1974. – Т. 22, № 2. – С. 340–342.
14. Weiss M. Microstrip antennas for millimeter waves // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1981. – Т. 29, № 1. – С. 171–174.
15. Long S. A., McAllister M. W., Shen L. C. The Resonant Cylindrical Dielectric Cavity Antenna // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1983. – Т. AP-31, № 3. – С. 406–412.
16. Svedin L. G. [и др.] A Micromachined 94 GHz Dielectric Resonator Antenna for Focal Plane Array Applications // IEEE International Microwave Symposium. – 2007. – С. 1375–1378.
17. Naqvi A. H., Lim S. Review of recent phased arrays for millimeter-wave wireless communication // Sensors. – 2018. – Т. 18, № 10. – С. 3194.
18. Yang B. [и др.] Compact tapered slot antenna array for 5G millimeter-wave massive MIMO systems // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2017. – Т. 65, № 12. – С. 6721–6727.
19. Hong W., Baek K. H., Ko S. Millimeter-wave 5G antennas for smartphones: Overview and experimental demonstration // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2017. – Т. 65, № 12. – С. 6250–6261.
20. Shamim A., Zhang H. On-chip antenna: challenges and design considerations // Antennas and Propagation for 5G and Beyond. – 2020. – С. 123–155.
21. IPC-TM-650 [Электронный ресурс] : Test Methods Manual. – Bannockburn, 2024. – 4 с. – URL: https://www.ipc.org/sites/default/files/test_methods_docs/2-5-5-10.pdf (дата обращения: 20.05.2024).

22. Chen L. F. Microwave electronics. Measurements and materials characterization / Chen L. F., Ong C. K., Neo C. P., Varadan V. V., Varadan V. K. – John Wiley & Sons, 2004. – 552 с.
23. Vargas-Millalongo F. [и др.] Cryogenic Characterization of LTCC Material in Millimeter-Wave Frequencies // IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology. – 2024. – Т. 14, № 6. – С. 1007–1014. DOI: 10.1109/TCPMT.2024.3400028.
24. Wang H. B., Cheng Y. J. Broadband Printed-Circuit-Board Characterization Using Multimode Substrate-Integrated-Waveguide Resonator // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2017. – Т. 65, № 6. – С. 2145–2152.
25. Salski B. [и др.] Complex permittivity of common dielectrics in 20–110 GHz frequency range measured with a Fabry–Pérot open resonator // Appl. Phys. Lett. – 2021. – Т. 119, № 5. – С. 052902. DOI: 10.1063/5.0054904.
26. Krupka J., Derzakowski K. [и др.] Whispering gallery modes in rutile resonators at millimeter wave frequencies // 13th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, MIKON. – 2000. – С. 41–44.
27. Krupka J. Microwave measurements of electromagnetic properties of materials // Materials. – 2021. – Т. 14, № 17. – С. 5097.
28. Hajisaeid E., Dericiglu A. F., Akyurtlu A. All 3-D Printed Free-Space Setup for Microwave Dielectric Characterization of Materials // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2018. – Т. 67, № 8. – С. 1877–1886.
29. Olk A. E., Dave P., Diewald A. R. A Reliable Attenuation Characterization of EMI Absorber Material at V-band Frequencies // 2024 25th International Microwave and Radar Conference (MIKON). – Wroclaw, Poland, 2024. – С. 75–79. DOI: 10.23919/MIKON60251.2024.10633946.
30. Das N. K., Voda S. M., Pozar D. M. Two methods for the measurement of substrate dielectric constant // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 1987. – Т. MTT-35, № 7. – С. 636–642.

31. Huray P. G., Oluwafemi F., Loyer J., Bogatin E., Ye X. Impact of Copper Surface Texture on Loss: A Model That Works // DesignCon 2010 Proceedings. – 2010. – С. 462–483.
32. Bracken J. E. A Causal Huray Model for Surface Roughness // DesignCon 2012. – 2012. – С. 1–17.
33. Morgan S. P. Effects of surface roughness on eddy current losses at microwave frequencies // J. Appl. Phys. – 1949. – Т. 20. – С. 352–362.
34. Takahashi K. [и др.] Packaging using microelectromechanical technologies and planar components // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2001. – Т. 49, № 11. – С. 2099–2104. DOI: 10.1109/22.963143.
35. Svacina J. Special types of coplanar transmission lines suitable up to MM-wave bands // Electrical Performance of Electronic Packaging. – 1997. – С. 99–102.
36. Hamidian A., Subramanian V., Shu A., Malignaggi A., Boeck G. Coplanar transmission lines on silicon substrates for the mm-wave applications // 2012 19th International Conference on Microwaves, Radar & Wireless Communications. – 2012. – С. 27–30.
37. Cheung T. S. D. [и др.] On-chip interconnect for mm-wave applications using an all-copper technology and wavelength reduction // 2003 IEEE International Solid-State Circuits Conference, Digest of Technical Papers. ISSCC. – 2003. – Т. 1. – С. 396–501.
38. Xu F., Wu K. Guided wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2005. – Т. 53, № 1. – С. 66–73.
39. Per-Simon K., Alos A., E. Nogueira, Rajo-Iglesias A. Local Metamaterial-Based Waveguides in Gaps Between Parallel Metal Plates // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2009. – Т. 8. – С. 84–87. DOI: 10.1109/LAWP.2008.2011147.
40. Банков, С. Е. Численное исследование СВЧ волноводных элементов на основе ЕВГ-структуры / С. Е. Банков, М. Д. Дупленкова // Журнал радиоэлектроники. – 2009. – № 4. – С. 5.

41. Pucci E., Rajo-Iglesias E., Kildal P.-S. New microstrip gap waveguide on mushroom-type EBG for packaging of microwave components // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – 2012. – Т. 2, № 3. – С. 129–131.
42. Usta E., Türker Tokan E. Effects of Surface Finish Material on Millimeter-Wave Antenna Performance // *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*. – 2019. – Т. 9, № 5. – С. 815–821.
43. Coonrod J. The effects of PCB fabrication on high-frequency electrical performance // *IPC APEX EXPO Conference Proceedings*. – 2016. – С. 10.
44. Chen Z. N. [и др.] *Handbook of Antenna Technologies*. – Singapore : Springer Science+Business Media Singapore, 2016. – 3470 с.
45. Röhl F. X. [и др.] Cost-effective SIW band-pass filters for millimeter wave applications a method to combine low tolerances and low prices on standard pcb substrates // *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*. – Nuremberg, Germany, 2017. – С. 416–419. DOI: 10.23919/EuMC.2017.8230878.
46. Nadeem I., Choi D. Y. Study on mutual coupling reduction technique for MIMO antennas // *IEEE Access*. – 2018. – Т. 7. – С. 563–586.
47. Zhang Q. L. [и др.] Mutual coupling reduction of microstrip antenna array using metamaterial absorber // *2015 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*. – Suzhou, China, 2015. – С. 1–3. DOI: 10.1109/IMWS-AMP.2015.7324947.
48. Shen X. [и др.] A Miniaturized Microstrip Antenna Array at 5G Millimeter-Wave Band // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. – 2019. – Т. 18, № 8. – С. 1671–1675. DOI: 10.1109/LAWP.2019.2927460.
49. Sokunbi O., Attia H., Sheikh S. I. Microstrip Antenna Array with Reduced Mutual Coupling Using Slotted-Ring EBG Structure for 5G Applications // *2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*. – 2019. – С. 1185–1186.

50. Thi Thanh Tu D., Gia Thang N., Tuan Ngoc N., Thi Bich Phuong N., Van Yem V. 28/38 GHz dual-band MIMO antenna with low mutual coupling using novel round patch EBG cell for 5G applications // 2017 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC). – 2017. – С. 64–69.
51. Farahani M., Pourahmadazar J., Akbari M., Nedil M., Sebak A. R., Denidni T. A. Mutual Coupling Reduction in Millimeter-Wave MIMO Antenna Array Using a Metamaterial Polarization-Rotator Wall // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2017. – Т. 16. – С. 2324–2327.
52. Khalid M. [и др.] 4-Port MIMO Antenna with Defected Ground Structure for 5G Millimeter Wave Applications // Electronics. – 2020. – Т. 9. – С. 71.
53. Juárez E., Panduro M. A., Covarrubias D. H., Reyna A. Coherently Radiating Periodic Structures to Reduce the Number of Phase Shifters in a 2-D Phased Array // Sensors. – 2021. – Т. 21, № 19. – С. 6592.
54. Обуховец В. А. Отражательные антенные решетки. – Таганрог : Изд-во ЮФУ, 2016. – 292 с.
55. Myers R. H., André I. K., Walter H. C. Response surface methodology: 1966-1988 // Technometrics. – 1989. – Т. 31. – С. 137–157.
56. Duarte M. J., Silva V. P. D., D'Assunção A. G. Synthesis and mechanical reconfiguration of ground plane tilted microstrip antennas based on tetra-circle fractals // Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications. – 2020. – Т. 19. – С. 228–241.
57. Garbacz R. J., Pozar D. M. Antenna Shape Synthesis Using Characteristic Modes // IEEE Trans. Antennas Propagat. – 1982. – Т. 30, № 3. – С. 340–350.
58. Adams J. J., Genovesi S., Yang B., Antonino-Daviu E. Antenna Element Design Using Characteristic Mode Analysis: Insights and research directions // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 2022. – Т. 64, № 2. – С. 32–40. DOI: 10.1109/MAP.2022.3145718.

59. Koziel S., Pietrenko-Dabrowska A. Accelerated Gradient-Based Optimization of Antenna Structures Using Multifidelity Simulations and Convergence-Based Model Management Scheme // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 2021. – T. 69, № 12. – С. 8778–8789. DOI: 10.1109/TAP.2021.3083742.
60. Goudos S. K., Kalialakis C., Mitra R. Evolutionary algorithms applied to antennas and propagation: A review of state of the art // *International Journal of Antennas and Propagation*. – 2016. – T. 2016, № 1. – С. 1010459.
61. Richie J. E., Ababei C. Optimization of patch antennas via multithreaded simulated annealing based design exploration // *Journal of Computational Design and Engineering*. – 2017. – T. 4, № 4. – С. 249–255.
62. Sarker N. [и др.] Applications of Machine Learning and Deep Learning in Antenna Design, Optimization, and Selection: A Review // *IEEE Access*. – 2023. – T. 11. – С. 103890–103915. DOI: 10.1109/ACCESS.2023.3317371.
63. Haupt R. L., Werner D. H. Genetic algorithms in electromagnetics. – John Wiley & Sons, 2007. – 318 с.
64. Ha B. V., Mussetta M., Pirinoli P., Zich R. E. Modified Compact Genetic Algorithm for Thinned Array Synthesis // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. – 2016. – T. 15. – С. 1105–1108. DOI: 10.1109/LAWP.2015.2494839.
65. Jayasinghe J. W. Application of Genetic Algorithm for Binary Optimization of Microstrip Antennas: A Review // *AIMS Electronics and Electrical Engineering*. – 2021. – T. 5, № 4. – С. 315–333. DOI: 10.3934/electreng.2021016.
66. Dejen A., Jayasinghe J., Ridwan M., Anguera J. Optimization of dualband microstrip mm-wave antenna with improved directivity for mobile application using genetic algorithm // *Advances of Science and Technology: 9th EAI International Conference, ICAST 2021, Hybrid Event, Bahir Dar, Ethiopia, August 27–29, 2021, Proceedings, Part I*. – 2022. – С. 331–340.
67. Dejen A., Jayasinghe J., Ridwan M., Anguera J. Synthesis of Quadband mm-Wave Microstrip Antenna Using Genetic Algorithm for Wireless Application // *Technologies*. – 2023. – T. 11, № 1. – С. 14. DOI: 10.3390/technologies11010014.

68. Shirmohamadi R., Bod M., Dadashzadeh G. Mutual Coupling Reduction in MIMO Microstrip Antenna by Designing a Novel EBG with a Genetic Algorithm // Journal of Electrical and Computer Engineering Innovations (JECEI). – 2023. – Т. 11, № 2. – С. 327–334.
69. Farahbakhsh A., Moradi G., Mohanna S. Reduction of mutual coupling in microstrip array antenna using polygonal defected ground structure // The Applied Computational Electromagnetics Society Journal (ACES). – 2011. – С. 334–339.
70. Liu Y., Chen P., Tian J., Xiao J., Noghianian S., Ye Q. Hybrid ANN-GA optimization method for minimizing the coupling in MIMO antennas // AEU-International Journal of Electronics and Communications. – 2024. – Т. 175. – С. 155068.
71. Cheng Y. F. et al. A novel wideband decoupling method based on even-odd-mode analysis and genetic algorithm optimization //IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2023. – Т. 22. – №. 10. – С. 2507-2511. Balanis C. A. Antenna theory: analysis and design. John Wiley & Sons, 2016. – 1104 с.
72. RO4003C Laminates [Электронный ресурс]: RO4003C Laminates Data Sheet. – URL: <https://www.rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/ro4000-series-laminates/ro4003c-laminates> (дата обращения: 30.09.2024).
73. Гладков, Л. А. Генетические алгоритмы : учебник / Л. А. Гладков, В. В. Курейчик, В. М. Курейчик. – 2-е издание, исправленное и дополненное. – М: Физматлит, 2010. – 366 с.
74. Back T. Optimal mutation rates in genetic search //Proceedings of the 5th international conference on genetic algorithms. – 1993. – С. 2-8.
75. CST_App [Электронный ресурс]: Github. - URL: https://github.com/hgiddenss/CST_App (дата обращения: 11.10.2024).
76. Обуховец, В. А. Повышение спектральной эффективности систем МИМО за счет снижения взаимной корреляции антенных элементов / В. А. Обуховец, М. М. Мигалин // Антенны. – 2018. – № 8(252). – С. 38-45. – DOI 10.18127/j03209601-201808-05.

77. Обуховец, В. А. Исследование методов развязки антенных элементов систем ММО в устройствах мобильной связи / В. А. Обуховец, М. М. Мигалин // Антенны и распространение радиоволн: сборник докладов Всероссийской научно-технической конференции, Санкт-Петербург, 17–19 октября 2018 года. – Санкт-Петербург: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), 2018. – С. 117-121.

78. Takenori K. [и др.] Material design and high frequency characterization of novel ultra-low loss dielectric material for 5G and 6G applications // 2021 IEEE 71st Electronic Components and Technology Conference (ECTC). – IEEE, 2021. – С. 538–543.

79. Mosavirik T., Hashemi M., Soleimani M. [и др.] Accuracy-Improved and Low-Cost Material Characterization Using Power Measurement and Artificial Neural Network // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2021. – Т. 70. – С. 1–9. DOI: 10.1109/TIM.2021.3126011.

80. Dmitriev-Zdorov V., Simonovich B., Kochikov I. A causal conductor roughness model and its effect on transmission line characteristics // Proc. DesignCon. – 2018. – С. 1–31.

81. Wang H. B., Cheng Y. J. Broadband Printed-Circuit-Board Characterization Using Multimode Substrate-Integrated-Waveguide Resonator // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2017. – Т. 65, № 6. – С. 2145–2152.

82. Yan Li [и др.] Simulation and experiment on SIW slot array antennas // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2004. – Т. 14, № 9. – С. 446–448. DOI: 10.1109/LMWC.2004.832081.

83. Canos A. J. [и др.] A novel technique for deembedding the unloaded resonance frequency from measurements of microwave cavities // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2006. – Т. 54, № 8. – С. 3407–3416. DOI: 10.1109/TMTT.2006.877833.

84. Kajfez D. Q Factor Measurements Using MATLAB. – Norwood : Artech House, 2011. – 189 с.

85. Кошкидько, В. Г. Исследование частотной зависимости диаграммы направленности резонансной волноводно-щелевой антенной решетки, состоящей из подрешеток, в САПР Ansys HFSS / В. Г. Кошкидько, М. М. Мигалин // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2020. – Т. 23, № 4. – С. 15-24. – DOI 10.32603/1993-8985-2020-23-4-15-24.

86. Кошкидько, В. Г. Применение макросов языка VBScript при моделировании волноводно-щелевых антенн в САПР Ansys HFSS / В. Г. Кошкидько, М. М. Мигалин // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2020. – Т. 23, № 1. – С. 6-17. – DOI 10.32603/1993-8985-2020-23-1-6-17.

87. Koshkid'ko, V. G. Frequency Performance Analysis of a Linear Equidistant Slotted Waveguide Antenna Consisting of Subarrays / V. G. Koshkid'ko, M. M. Migalin // 2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW): Conference Proceedings, Divnomorskoe, 24–28 июня 2019 года. – Divnomorskoe: IEEE, 2019. – P. 480-483. – DOI 10.1109/RSEMW.2019.8792768.

88. Migalin, M. M. Automated SIW Slotted Waveguide Antenna Design Using ANSYS HFSS Scripts / M. M. Migalin, V. G. Koshkidko, V. V. Demshevsky // Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW): Conference Proceedings, Divnomorskoe, 26–30 июня 2019 года. – Divnomorskoe: IEEE, 2019. – P. 188-191. – DOI 10.1109/RSEMW58451.2023.10202036.

89. Мигалин, М. М. Применение макросов для автоматизированного выполнения однотипных операций при моделировании в САПР Ansys HFSS волноводно-щелевых антенн, построенных по SIW-технологии / М. М. Мигалин, В. Г. Кошкидько, В. В. Демшевский // Антенны. – 2023. – № 1(281). – С. 63-77. – DOI 10.18127/j03209601-202301-04.

90. Мигалин, М. М. Особенности применения генетического алгоритма для синтеза печатных антенн / М. М. Мигалин, В. А. Обуховец // Радиотехника. – 2024. – Т. 88, № 5. – С. 129-135. – DOI 10.18127/j00338486-202405-15.

91. Migalin M. M. MM-Wave Patch Antenna Synthesis Using Genetic Algorithm / M. M. Migalin, Obukhovets V. A. // Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), Divnomorskoe Krasnodar Region, 26–30 июня 2023 года. – Divnomorskoe Krasnodar Region: IEEE, 2023. – P. 212-215. – DOI 10.1109/RSEMW58451.2023.10202070.
92. Мигалин, М. М. Снижение взаимной связи печатных антенных элементов с помощью генетического алгоритма / М. М. Мигалин, В. А. Обуховец // Антенны. – 2024. – № 3(289). – С. 65-74. – DOI 10.18127/j03209601-202403-08.
93. Мигалин, М. М. Улучшение развязки печатных излучателей систем ММО мм-диапазона длин волн / М. М. Мигалин, В. А. Обуховец // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. – 2024. – № 6. – С. 38-39.
94. Migalin, M. M. Complex Dielectric Permittivity Measurement of 3D Printing Resin FTD Nano Clear in the 1–10 GHz Band / M. M. Migalin et al. // 2023 Seminar on Microelectronics, Dielectrics and Plasmas (MDP). — IEEE, 2023. — P. 82–85.
95. Дансмор Дж. П. Измерения параметров СВЧ – устройств с использованием передовых методик векторного анализа цепей: настольная книга инженера / Дансмор Дж. П., Харитонов Е.Ю., Андронов Е.В., Бондаренко А.С. (пер. с англ. и науч. ред.) – М.: Техносфера, 2018. – 735 с.
96. Exact Uncertainty Calculator [Электронный ресурс]: Anritsu. - URL: <https://www.anritsu.com/en-us/test-measurement/support/downloads> (дата обращения: 11.10.2024).
97. Khandpur R. S. Printed Circuit Boards: Design, Fabrication, Assembly and Testing. – NY. : McGraw-Hill, 2006. – 691 с.
98. Gold G., Helmreich K. A Physical Model for Skin Effect in Rough Surfaces // Proc. 42 European Microwave Conference. – 2012.
99. Hammerstad E., Jensen O. Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design // IEEE MTT-S International. – 1980.

100. Tong C. *Advanced Materials and Components for 5G and Beyond*. – Zurich : Springer Nature Switzerland, 2022. – 276 с.
101. Земляной, К. Г. *Метрология, стандартизация и сертификация: учебное пособие* / К. Г. Земляной, А. Э. Глызина. – Екатеринбург: Изд-во Урал. Ун-та, 2022. – 235 с.
102. Kato Y., Horibe M. Comparison of calculation techniques for Q-factor determination of resonant structures based on influence of VNA measurement uncertainty // *IEICE Transactions on Electronics*. – 2014. – Т. 97. – №. 6. – С. 575-582.
103. Robinson M. P., Clegg J. Improved determination of Q-factor and resonant frequency by a quadratic curve-fitting method // *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. – 2005. – Т. 47. – №. 2. – С. 399-402.
104. Gregory A. P., Woolliams P. D., Hanham S. M. Robust Algorithms for Fitting Q-Factor in the Complex Domain // *IEEE Access*, vol. 12, pp. 188336-188348, 2024, doi: 10.1109/ACCESS.2024.3514707.
105. Garg, R. *Microstrip antenna design handbook*. Boston, MA: Artech House, 2001.
106. Migalin, M. M. Manufacturing process influence on SIW resonator permittivity extraction technique at millimeter waves / M. M. Migalin, V. G. Koshkid'ko // *Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves*, 28 июня – 02 июля 2021 года. – Divnomorskoe: IEEE, 2021. – P. 155-158. – DOI 10.1109/RSEMW52378.2021.9494090.
107. Мигалин, М. Мс / М. М. Мигалин, В. А. Обуховец // *Известия ЮФУ. Технические науки*. – 2024. – № 6(242). – С. 257-266. – DOI 10.18522/2311-3103-2024-6-257-266.
108. Мигалин М.М. *Измерение комплексной диэлектрической проницаемости в миллиметровом диапазоне длин волн: выпускная квалификационная работа* / Южный федеральный университет, Ростов-на-Дону, 2020.

109. Фридман, А. Э. Основы метрологии : современный курс / А. Э. Фридман ; А. Э. Фридман. – Санкт-Петербург : Професионал, 2008. – ISBN 978-5-91259-018-4.

110. Баранов, В. А. Оценивание погрешностей измерений параметров комплексного сопротивления методом Монте-Карло / В. А. Баранов, А. А. Данилов, С. А. Шумарова // Современные проблемы науки и образования. – 2013. – № 5. – С. 52.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

УТВЕРЖДАЮ

И.о. директора Института
радиотехнических систем и управления
Южного федерального университета



Федотов А. А.

« 02 » _____ 2025 г.

СПРАВКА

О внедрении результатов диссертационной работы Мигалина Михаила Михайловича «Исследование особенностей построения антенных решеток миллиметрового диапазона длин волн» в систему микроволнового усиления для микрофлюидной технологии ускоренного синтеза новых фундаментальных наноматериалов, разработанной в рамках проекта № СП-111-22-02

При выполнении проекта № СП-111-22-02 в ходе реализации Программы стратегического академического лидерства университета «Приоритет 2030» (в период с 21.06.2022 г. по 30.12.2022 г.) была использована методика определения диэлектрической проницаемости диэлектрика, разработанная в рамках диссертационной работы Мигалина Михаила Михайловича «Исследование особенностей построения антенных решеток миллиметрового диапазона длин волн».

С помощью описанной в диссертационной работе методики, основанной на применении печатных резонансных структур, была экспериментально определена комплексная диэлектрическая проницаемость пластины из отвердевшего фотополимера FTD Nano Clear. Применение данной методики позволило сократить время разработки системы микроволнового усиления для микрофлюидной технологии ускоренного синтеза новых фундаментальных наноматериалов и повысить эффективность нагрева фотополимера с микроканалами, заполненными синтезируемыми наноматериалами.

Руководитель проекта
Руководитель Инжинирингового
центра приборостроения радио и
микроэлектроники, д. т. н.

Ковалев А. В.

Директор НКБ «МИУС» ЮФУ, к.т.н.

Спиридонов О. Б.

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

УТВЕРЖДАЮ

И.о. директора Института
радиотехнических систем и управления
Южного федерального университета



Федотов А. А.

» 02 2025 г.

СПРАВКА

О внедрении результатов диссертационной работы Мигалина Михаила Михайловича «Исследование особенностей построения антенных решеток миллиметрового диапазона длин волн» в проект по созданию высокотехнологичного производства аппаратно-программных комплексов обработки сельхозсырья на основе СВЧ-излучения

При выполнении хоздоговорной работы № ХД-19-25-РТ была использована методика автоматизации построения антенных систем в САПР, разработанная в рамках диссертационной работы Мигалина Михаила Михайловича «Исследование особенностей построения антенных решеток миллиметрового диапазона длин волн».

С помощью описанной в диссертационной работе методики, основанной на применении пакетов математического моделирования и САПР CST Studio Suite, в 5–6 этапы работы (период с 01.01.2021 г. по 28.12.2021 г.) была спроектирована и изготовлена антенная решетка, обеспечивающая заданное амплитудно-фазовое распределение поля в раскрыве. Автоматизация процесса построения модели антенной решетки в САПР позволила значительно сократить время разработки антенной системы для аппаратно-программного комплекса обработки сельхозсырья.

Руководитель проекта
Руководитель Инжинирингового
центра приборостроения радио и
микроэлектроники, д. т. н.

Ковалев А. В.

Директор НКБ «МИУС» ЮФУ, к.т.н.

Спиридонов О. Б.