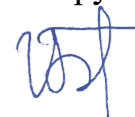


ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ВОРОНЕЖСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи



Баранников Илья Андреевич

**СИНТЕЗ ПЛАНАРНЫХ АНТЕННО-ФИДЕРНЫХ УСТРОЙСТВ НА
ОСНОВЕ ПРЕДНАМЕРЕННЫХ ДЕФЕКТОВ СЛОЯ ЗАЗЕМЛЕНИЯ**

Специальность 2.2.14. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

Диссертация

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
Фёдоров Сергей Михайлович,
доктор технических наук, доцент

Воронеж – 2026

СОДЕРЖАНИЕ

Введение.....	4
1 Анализ современного состояния методологии и технологий планарных антенно-фидерных устройств	12
1.1 Подходы к проектированию антенно-фидерных устройств	12
1.2 Основная область применения структур преднамеренных дефектов слоя заземления печатных плат	14
1.3 Свойства электромагнитных запрещенных зон	16
1.4 Определение и описание структур преднамеренных дефектов слоя заземления	18
1.5 Существующие методики расчета ПДСЗ.....	22
1.5.1 Моделирование на основе эквивалентных LC и RLC цепей.....	22
1.5.2 Моделирование спирального ПДСЗ с периодическим резонансом	27
1.5.3 Квазистатическое моделирование ПДСЗ	33
1.6 Выводы по первой главе	41
2 Исследование зависимостей между геометрией структур преднамеренных дефектов и их характеристиками.....	42
2.1 Применяемые методы исследования	42
2.1.1 Метод наименьших квадратов.....	42
2.1.2 Обобщенный метод наименьших квадратов.....	44
2.1.3 Метод Левенберга-Марквардта.....	45
2.1.4 Кросс-валидация	46
2.2 Описание модели для расчета ПДСЗ в форме гантели.....	48
2.2.1 Описание модели для расчета резонансной частоты ПДСЗ в форме гантели	48
2.2.2 Описание модели для расчета частоты среза ПДСЗ в форме гантели	59
2.2.3 Исследование связи между полученными зависимостями для ПДСЗ “простая гантель” и ее эквивалентной схемой	70
2.2.4 Описание методики расчета ПДСЗ на основе “простой гантели”.....	76
2.3 Описание модели для ПДСЗ в форме заполненной гантели.....	78

2.3.1	Описание модели для расчета резонансной частоты ПДСЗ в виде заполненной гантели	78
2.3.2	Описание методики расчета первого приближения ПДСЗ на основе “заполненной гантели”	93
2.4	Выводы по второй главе	95
3	Практические приложения предлагаемых методик и ПДСЗ.....	96
3.1	Построение согласующей цепи на основе ПДСЗ типа “простая гантель”..	96
3.2	Подавление побочных гармоник с помощью ПДСЗ.....	105
3.3	Делитель мощности на основе ПДСЗ “простая гантель”	119
3.4	Делитель мощности на основе ПДСЗ “заполненная гантель”	131
3.5	Описание методики проектирования делителя мощности на основе ПДСЗ.....	137
	Заключение	139
	Список литературы	142
	Приложение А	155

Введение

Актуальность темы исследования. Современные приемо-передающие радиосистемы предъявляют все растущие требования к габаритам и характеристикам антенно-фидерных устройств. При этом диапазоны рабочих частот этих систем все увеличиваются, что делает планарные антенно-фидерные устройства все более привлекательными из-за их компактности и относительной простоты процесса изготовления печатных плат. Одним из способов упрощения конструкций печатных антенн, а также улучшения их характеристик является использование различных типов структур преднамеренных дефектов слоя земли (или же структур дефектов земли, ПДСЗ) печатной платы.

Модификации антенн, использующих ПДСЗ, обладают рядом преимуществ перед традиционными вариантами:

- возможность формирования более простых линий согласования;
- подавление побочных гармоник;
- расширение диапазона рабочих частот;
- снижение взаимного влияния элементов антенных решеток между собой;
- подавление нежелательных поляризаций.

Однако, несмотря на достоинства, использование ПДСЗ в антенно-фидерном тракте также сопряжено и с некоторыми недостатками:

- нарушение целостности слоя земли печатной платы, которое может отразиться на параметрах передающих линиях;
- наличие излучения со стороны слоя земли, так как структуры дефектов будут выступать в качестве резонаторных щелей и формировать свое собственное излучение на некоторых частотах;
- низкая скорость проектирования из-за отсутствия четкой методологии, позволяющей определить характеристики ПДСЗ в зависимости от их размеров и параметров подложки.

Все это ограничивает широкое распространение и применение ПДСЗ при проектировании современных антенно-фидерных систем. Основным

ограничивающим фактором при этом является отсутствие методик их проектирования, использующих прямые расчетные зависимости для получения характеристик структур, а не сложные обобщенные методы электродинамического моделирования в сочетании с итерационным перебором параметров. Следовательно, разработка быстрого и надежного способа проектирования ПДСЗ является одной из наиболее актуальных.

Степень разработанности темы. Наиболее значительный вклад в тему был внесен зарубежными исследователями: E. Yablonovitch, S. John, J. D. Joannopoulos, E. Ozbay, D. Ahn, K. M. Ho, C. T. Chan, A. S. Barlevy, C. S. Kim, J. S. Park, D. J. Woo, T. K. Lee, J. W. Lee, M. K. Mandal, X. Wang, B. Wang, S. Y. Huang, H. J. Chen, T. H. Huang, C. S. Chang, L. S. Chen, D. Guha, A. K. Arya, A. Patnaik, and M. V. Kartikeyan, S. N. Burokur, Z. Z. Hou, H. W. Liu. Среди отечественных ученых можно выделить В.А. Калошина, С.Е. Банкова, И.Б. Вендик, А.С. Русакова, В.Е. Кутепова, И.В. Пешкова, В.Н. Ященко.

Было дано общее определение ПДСЗ, а также рассмотрены различные геометрии: гантелеобразные, спиралевидные, U-образные, V-образные, H-образные, T-образные, E-образные, крестовые, концентрические кольца, искаженные F. Были изучены характеристики сложных ПДСЗ в форме разделенных круговых резонаторов и фракталов. Для оценки добротности и характеристик ПДСЗ авторами работ приводились их эквивалентные схемы, а также предлагались возможные способы их проектирования и моделирования. Были рассмотрены практические приложения структур ПДСЗ для формирования согласующих цепей, подавления побочных гармоник высшего порядка антенн и снижение связи между элементами антенных решеток.

В то же время многие вопросы, касающиеся процесса разработки и проектирования самих ПДСЗ и конструкций с их применением остаются недостаточно проработанными:

- методология проектирования ПДСЗ для формирования фильтров;
- физические связи между размерами ПДСЗ и эквивалентными параметрами фильтра;

- разработка малогабаритных фильтров, использующих ПДСЗ;
- разработка делителей мощности, реализованных на основе ПДСЗ;
- разработка антенн, использующих согласующие линии на основе ПДСЗ.

Объектом исследования являются структуры преднамеренных дефектов слоя заземления печатной платы.

Предметом исследования являются методики и способы расчета, проектирования различных антенно-фидерных устройств СВЧ-диапазона, использующих структуры преднамеренных дефектов слоя заземления печатной платы, а также их электродинамические характеристики.

Целью работы является разработка методик проектирования геометрии структур преднамеренных дефектов слоя заземления печатной платы, исследование способов их применения в различных конструкциях антенно-фидерных устройств СВЧ-диапазона с целью повышения их рабочих характеристик.

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

- анализа современного состояния и перспективных тенденций развития радиоэлектронных устройств, использующих ПДСЗ, а также существующих методик их проектирования;
- разработки методики сбора данных о гантелеобразных ПДСЗ и выбор методов проведения дальнейшего регрессионного анализа;
- исследования и разработки методик проектирования гантелеобразных структур преднамеренных дефектов слоя заземления, а также проведения проверки их работоспособности в приложении ПДСЗ для формирования согласования антенн и подавления их побочных гармоник высшего порядка;
- проведения натуральных экспериментальных исследований антенно-фидерных устройств, использующих в своей конструкции ПДСЗ с целью верификации, полученных с помощью электродинамического моделирования характеристик конструкций.

Научная новизна работы состоит в следующем:

– методика расчета гантелеобразного ПДСЗ в форме простой гантели на основе явных эмпирических зависимостей между частотой полюса затухания, частотой среза, геометрическими размерами и параметрами подложки, отличающаяся возможностью прямого синтеза геометрических параметров ПДСЗ без итерационного электродинамического моделирования и сокращающая время проектирования в 2.8 и 4.37 раза по сравнению с методом роя частиц и эволюционной стратегии адаптации матрицы ковариации соответственно;

– модель в форме явной расчетной зависимости для определения параметров эквивалентной цепи простой гантелеобразной структуры по ее геометрическим размерам и характеристикам подложки, отличающаяся учетом влияния конструктивных параметров ПДСЗ на параметры эквивалентной схемы и позволяющая оценить влияние отдельных параметров ПДСЗ на характер вносимого им сопротивление;

– модель, устанавливающая связь между геометрическими параметрами ПДСЗ в виде заполненной гантели, характеристиками подложки и частотой первого резонанса, отличающаяся возможностью прямого определения геометрических параметров по требуемой резонансной частоте и служащая основой для методики расчета геометрии ПДСЗ, сокращающей время проектирования в 4.77 и 2.67 раза по сравнению с методом роя частиц и эволюционной стратегией адаптации матрицы ковариации соответственно;

– методика построения делителя Уилкинсона с использованием гантелеобразных ПДСЗ для обеспечения изоляции выходных портов, отличающаяся отказом от балансного резистора и реализацией устройства в виде полностью печатной двусторонней структуры и обеспечивающая упрощение технологии изготовления при сохранении характеристик, сопоставимых с традиционной конструкцией.

Теоретическая значимость работы заключается в нахождении явных расчетных зависимостей, связывающих размеры простого гантелеобразного ПДСЗ, параметры подложки с частотами полюса затухания и среза. Установлена взаимосвязь предложенных формул прямого расчета и параметров эквивалентной цепи простого гантелеобразного ПДСЗ. Найдена явная расчетная зависимость между

размерами заполненного гантелеобразного ПДСЗ, параметрами подложки и его частотой первого резонанса. Исследовано влияние ПДСЗ на микрополосковый фидерный тракт.

Практическая значимость работы заключается в разработке методики проектирования простой гантелеобразной ПДСЗ, позволяющей уменьшить время проектирования за счет перехода от итеративного подбора к прямым расчетам, и обладающей высокой точностью. Для ПДСЗ в форме заполненной гантелеобразной структуры была получена формула прямого расчета, позволяющая получить первое приближение размеров дефекта на основании требования к его первой резонансной частоте. Также было получено практическое приложение ПДСЗ в делителе Уилкинсона, упрощающее процесс изготовления и повышающее надежность конструкции.

Методология и методы исследования. При выполнении исследований использовались методы регрессионного анализа, в частности, метод наименьших квадратов, а также численный метод Левенберга-Марквардта. При обработке данных использовалась кросс-валидация, а для их получения – математического моделирования в электродинамике (метод конечного интегрирования и метод матриц передачи).

Основные положения и результаты, выносимые на защиту:

– методика проектирования гантелеобразных ПДСЗ на основе явных расчетных зависимостей, связывающих геометрические размеры структуры и параметры подложки с частотами полюса затухания и среза, отличающаяся переходом от оптимизационного поиска к непосредственному расчету параметров структуры и обеспечивающая сокращение времени проектирования в 2.8 и 4.37 раза по сравнению с методом роя частиц и эволюционной стратегией адаптации матрицы ковариации соответственно;

– модель, связывающая характеристики конструкции простого гантелеобразного ПДСЗ с параметрами его эквивалентной цепи, отличающаяся представлением параметров эквивалентной схемы через геометрические размеры структуры и

характеристики подложки и позволяющая оценивать влияние размеров ПДСЗ на его реактивное сопротивление;

– модель, устанавливающая связь между геометрическими параметрами ПДСЗ в форме заполненной гантели, характеристиками подложки и частотой первого резонанса, отличающаяся возможностью прямого определения резонансной частоты по параметрам конструкции и обеспечивающая сокращение времени проектирования в 4.77 и 2.67 раза по сравнению с методом роя частиц и эволюционной стратегией адаптации матрицы ковариации соответственно;

– способ построения делителей мощности Уилкинсона с использованием частотно-избирательных свойств гантелеобразных ПДСЗ для реализации балансных элементов, отличающийся отказом от сосредоточенных элементов и обеспечивающий создание полностью планарных конструкций делителей мощности.

Степень достоверности полученных в работе результатов обусловлена применением известных методов электродинамического моделирования, регрессионного анализа, а также экспериментальной верификацией расчетных результатов. Для получения наборов данных проводилось электродинамическое моделирование в CST Studio Suite 2025, регрессионный анализ проводился на основании реализации метода наименьших квадратов в MATLAB. Полученные результаты соответствуют ранее полученным результатам исследований других авторов и не противоречат фундаментальным законам физики, теории и техники антенно-фидерных устройств. Теоретическое обоснование полученных результатов проводилось с использованием фундаментальных законов электродинамики, теории и техники антенн. При проведении натурных измерений использовалось поверенное измерительное оборудование компании Rohde&Schwarz. Результаты измерений подтвердили достоверность электродинамического моделирования.

Апробация работы. Основные результаты работы, полученные в ходе исследований, докладывались и обсуждались на следующих конференциях: международной научной конференции «Актуальные проблемы прикладной математики, информатики и механики» (г. Воронеж, 2024); Международная научная конференция ведущих научных школ в области радиолокации, радионавигации и

радиоэлектронных систем передачи информации «Шарыгинские чтения» (г. Томск, 2024); 65 научно-техническая конференция профессорско-преподавательского состава, сотрудников, аспирантов и студентов ВГТУ (г. Воронеж, 2025); XXXII международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (г. Воронеж, 2026).

Реализация и внедрение результатов работы.

Основные теоретические и практические результаты диссертационной работы внедрены в АО НВП «ПРОТЕК», АО «НКТБ «Феррит». Также, результаты работы внедрены в образовательный процесс ФГБОУ ВО «ВГТУ», дисциплина «Электродинамика и распространение радиоволн».

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

– государственное задание № FZGM-2024-0003 по созданию молодежной лаборатории «Помехоустойчивых систем связи и управления наземными и воздушными беспилотными роботизированными аппаратами»;

– государственное задание № FZGM-2023-0011 «Разработка и исследование аппаратно-программного комплекса, обеспечивающего функциональность беспилотных летательных аппаратов малого радиуса действия»;

– государственное задание № FZGM-2024-0006 «Разработка и исследование принципов создания системы обнаружения беспилотных летательных аппаратов с использованием аэромобильных антенных систем»;

– государственное задание № FZGM-2025-0002 «Разработка и исследование принципов создания технического комплекса защиты объектов от беспилотных летательных аппаратов на основе мультисенсорных систем обнаружения».

Публикации. Основные результаты диссертационного исследования опубликованы в 13 работах, из них 6 – в изданиях, рекомендованных ВАК, 6 работ опубликовано в сборниках трудов научных конференций, получено 1 свидетельство на государственную регистрацию программы для ЭВМ.

Личный вклад автора состоит в получении основных результатов, изложенных в диссертационном исследовании. Существующие методы анализа в электродинамике, применяемые при моделировании структур, рассматривались в [1]. В работах [12-14] были предложены методики проектирования и расчета отдельных классов радиоэлектронных устройств. Необходимость улучшения характеристик планарных антенн была отмечена в работах [82, 83], что подчеркивает необходимость их улучшения посредством структур преднамеренных дефектов. Работы [88, 90-94] посвящены рассмотрению различных структур являющихся частями многолучевых антенн, в частности их фидерной части, которая определяет направление луча диаграммы направленности, где также могут применяться ПДСЗ для упрощения процесса изготовления и снижения себестоимости устройств. Модификации делителя мощности Уилкинсона на основе ПДСЗ были исследована в работах [107, 108], где было показано, что характеристики при применении ПДСЗ не изменились, однако сама конструкция значительно упростилась за счет исключения монтажа балансного резистора.

Соответствие паспорту специальности. Содержание диссертации соответствует:

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

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

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

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, трех глав, заключения и списка литературы из 108 наименований и 1 приложения. Основная часть работы изложена на 160 страницах, содержит 138 рисунков и 9 таблиц.

1 Анализ современного состояния методологии и технологий планарных антенно-фидерных устройств

1.1 Подходы к проектированию антенно-фидерных устройств

На данный момент наиболее распространены следующие методы электродинамического моделирования [1]:

Метод конечных элементов [1, 2], применяемый для нахождения примерных численных решений для неполных дифференциальных уравнений и для интегральных уравнений. Метод конечных элементов разделяет пространство решений задачи на несколько конечных подпространств или элементов, получая выражения для обычного элемента, затем собирает все элементы в пространство решений и решает полученную систему уравнений для заданных граничных условий. Основной сложностью при использовании данного метода является разбиение на элементы, хотя сам метод способен обрабатывать сложные геометрические структуры.

Метод моментов [3] представляет собой численную методику, используемую для получения приближенных решений уравнений с линейным оператором, например дифференциальных или интегральных. Уравнения, решенные методом моментов, обычно имеют форму интегральных уравнений электрического поля или интегральных уравнений магнитного поля. Неизвестная функция приближается конечным числом известных расширенных функций с неизвестными коэффициентами расширения. Эта приближенная функция подставляется в изначальное уравнение и получаемое приближенное выражение проверяется таким образом, чтобы весовые остатки были равны нулю. Это приводит к системе нескольких алгебраических уравнений для неизвестных коэффициентов. Данные уравнения решаются с помощью матричных методов. Метод моментов может также применяться во временной области, но основная часть приложений находится в частотной.

Метод параболических уравнений [4, 5], также известный, как метод лучевого распространения в оптике, широко применяется в случаях, когда требуется рассмотреть распространение электромагнитных волн в пространстве. Он использует решение одностороннего параболического волнового уравнения с помощью

быстрого преобразования Фурье или с помощью метода конечных элементов. Соответственно методики можно разделить на отдельно-шаговые параболические уравнения и параболические уравнения метода конечных элементов [5] соответственно. Модель параболических уравнений не учитывает эффекты обратного рассеяния и пригодна только в условиях, когда рассматриваются случаи распространения близко к осям (двусторонние модели параболических уравнений были также представлены в [6-8]). Такой метод может применяться для расчета влияния неоднородных рельефов поверхности земли или атмосферных неоднородностей, но требует удовлетворения граничным условиям.

Метод временной разности [9] разбивает уравнения Максвелла, заменяя производные их конечно-разностными приближениями напрямую во временной области. Он прост в реализации, но дает решение в открытой форме, соответственно, условно-стабильный и требует задания условия стабильности. Объем метода временной разности ограничен, соответственно моделировать с его помощью можно только закрытые пространства. Использование данного подхода в задачах с открытым пространством осуществляется только посредством задания граничных условий. Также возможно моделирование широкополосных излучений, но метод сталкивается с проблемой численной дисперсии. Также следует отметить, что возможен расчет только поля в ближней зоне, а излучение в дальней зоне может быть экстраполировано с использованием принципа эквивалентности [10].

Метод матриц передачи [11] использует принцип Гюйгенса-Френеля и разбивает трехмерные поля на массив трехмерных сосредоточенных элементов. Он основан на аналогии между электромагнитными полями и сеткой линий передач, соответственно разбивает вычислительную область на сетку передающих линий, соединяющихся на узлах. Метод матриц передачи состоит из двух шагов:

1. Замена задачи поля на эквивалентную систему и установление связей между полем и параметрами системы;
2. Решение эквивалентной системы итеративными методами.

Метод матриц передачи наследует почти все проблемы метода временной разности, такие как стабильность, численный разброс, невозможность расчета поля в дальней зоне и т.д.

Данные методы являются общими относительно задач проектирования различных антенно-фидерных устройств и обычно являются затратными по вычислительным мощностям и времени решения задач. Существуют также методики более ограниченные по области применимости и направленные на моделирование конкретных классов устройств и структур [12-14]. Их преимуществом является высокая скорость проектирования и расчета задач, что особенно важно для резонансных структур и конструкций, имеющих сложную геометрию. Именно для такого случая далее и будет рассматриваться методика проектирования.

1.2 Основная область применения структур преднамеренных дефектов слоя заземления печатных плат

Одним из основных узлов большинства современных радиосистем являются фильтры различных диапазонов частот [15-18]. Наиболее часто используемыми являются конструкции на основе сосредоточенных элементов [19-22]. Процесс их проектирования является достаточно простым и позволяет быстро получить требуемые характеристики. Однако следует отметить, что по мере роста рабочих частот системы возрастают требования к применяемым в них элементам, что также ухудшает повторяемость конечных устройств. Другим подходом к формированию радиочастотных фильтров является проектирование структур с распределенными элементами [21, 22], которые обычно выполняются в виде связанных микрополосковых линий на печатной плате (Рисунок 1.1).

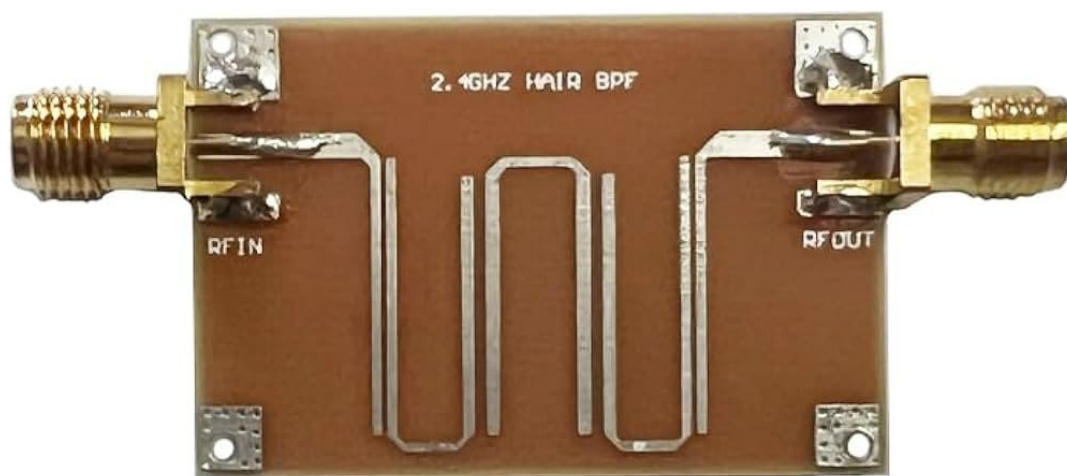


Рисунок 1.1 – Пример микрополоскового фильтра

К недостаткам такого подхода можно отнести значительные в сравнении с фильтрами на сосредоточенных элементах габариты таких структур, а также их большую сложность проектирования. К достоинствам можно отнести высокую повторяемость получаемых фильтров и их низкие стоимость изготовления и требования к оборудованию. Помимо этого, применяются также фильтры на основе микроволновых монолитных интегральных схемах [23] (Рисунок 1.2).

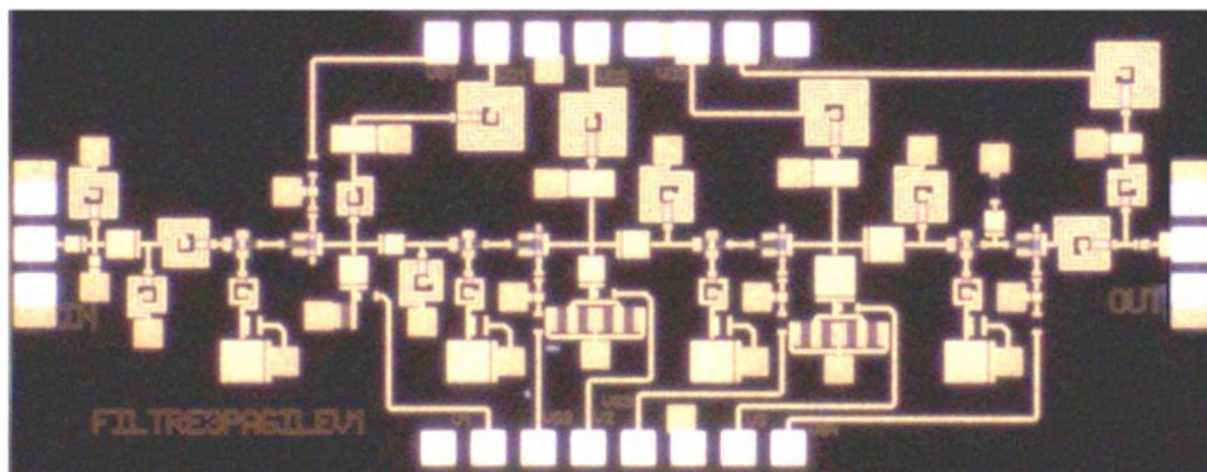


Рисунок 1.2 – Пример фильтра на основе микроволновой монолитной интегральной схемы

Такие фильтры сложны в проектировании и предъявляют высокие требования к оборудованию, но представляют собой готовое устройство, которое может быть интегрировано в любую систему без особых трудностей.

Относительно новым направлением при проектировании планарных конструкций фильтров является использование структур преднамеренных дефектов слоя заземления печатной платы. Они имеют меньшие габариты по сравнению с классическими планарными конструкциями, но не имеют четких методик проектирования и приводят к формированию излучения, ввиду своей структуры.

Впервые данная концепция была рассмотрена в кристаллических структурах, предназначенных для работы в оптическом диапазоне. А именно, запрещенная зона в фотонных кристаллах, которые работают как оптические фильтры. Большое развитие они получили благодаря работам [24-27].

Данные структуры легли в основу аналогичных исследований неоднородностей материалов в более низких диапазонах частот электромагнитного излучения, целью которых было получение таких же фильтрационных свойств. Полученные материалы получили название “электромагнитных запрещенных зон” (electromagnetic band-gap, EBG).

1.3 Свойства электромагнитных запрещенных зон

В данном разделе подробнее рассматриваются характеристики и возможные реализации структур EBG. На Рисунке 1.3 приводятся возможные конфигурации данных периодических структур.

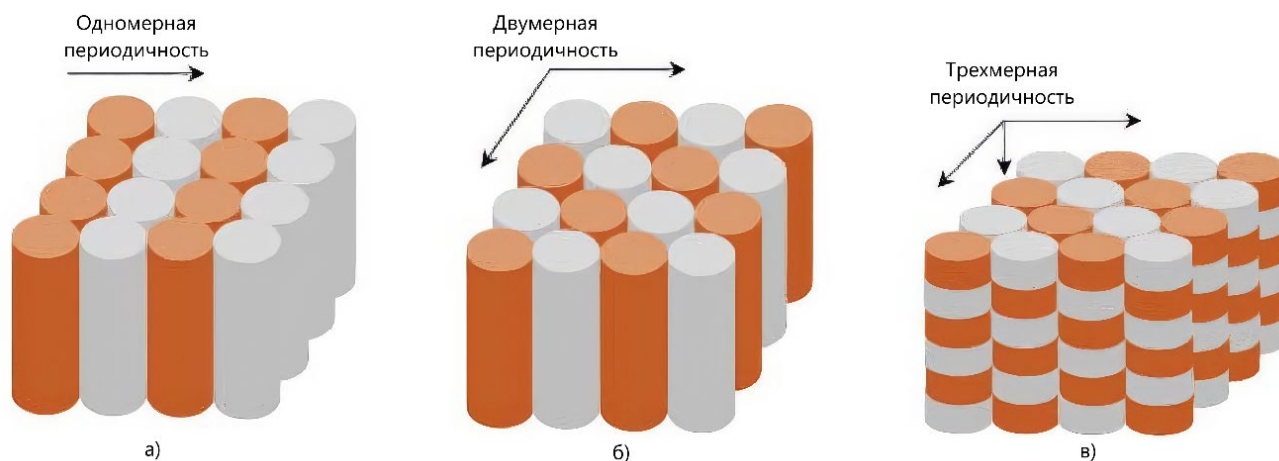


Рисунок 1.3 – Представление различной периодичности в структурах ЕВГ: а) одномерная периодичность; б) двумерная периодичность; в) трехмерная периодичность

Данные структуры могут быть реализованы посредством использования простых диэлектрических единиц [28, 29], композитных металло-диэлектрических единиц [30], а также с помощью металлических проводников [31] с шагом решетки $p = n \lambda_g / 2$, где λ_g – рабочая длина волны излучения.

Исходя из представленных на Рисунке 1.3 геометрий, можно заключить, что структуры ЕВГ могут быть трехмерными, но наиболее простыми их реализациями будут двумерные. Также лучше всего для их размещения подходит слой земли на печатной плате с их реализацией в виде печатных закономерностей различного вида, что упрощает их изготовление. Пример такой реализации [32] приводится на Рисунке 1.4.

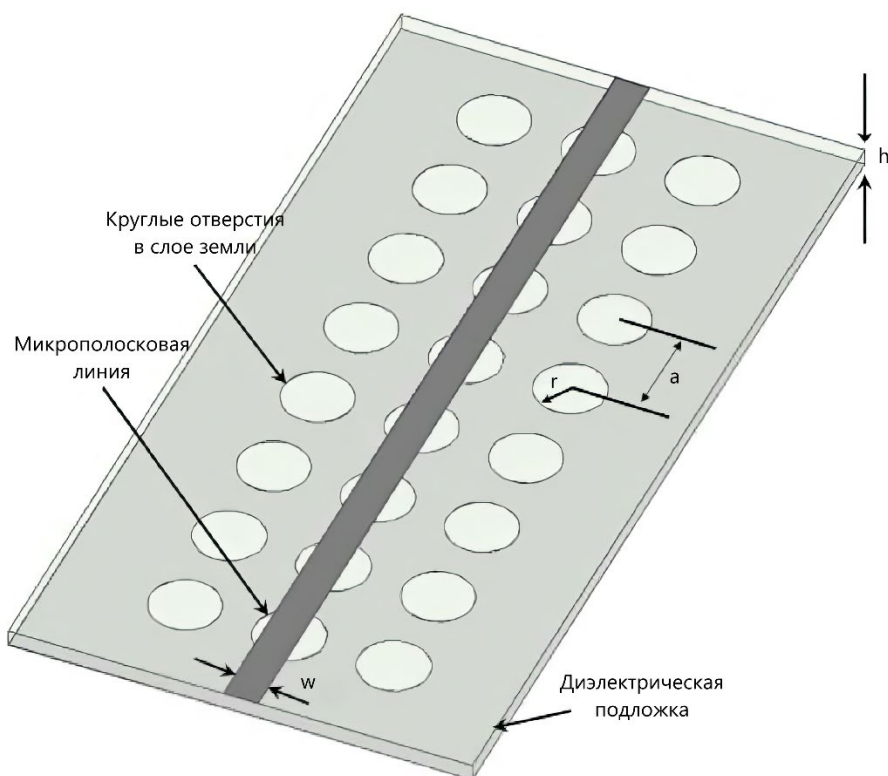


Рисунок 1.4 – Периодическая двухмерная структура круговых дефектов на слое земли печатной платы, расположенная под микрополосковой линией

В работе [33] было представлено дальнейшее упрощение геометрии и вместо приведенной периодической структуры предлагается единичная геометрия, которая дала значительные полосы режективирования в диапазонах С и Х. В следующей работе [34] такая структура получила название “структуры дефектов земли” (defected ground structure, DGS). В дальнейшем, соответственно, DGS можно принимать за упрощенный вариант печатной EBG на слое земли печатной платы.

1.4 Определение и описание структур преднамеренных дефектов слоя заземления

Преднамеренные дефекты слоя заземления (ПДСЗ) обычно представлены единичным или набором специально расположенных щелей определенной формы на слое земли печатной платы и предназначены для режективирования распространения излучения в определенном диапазоне частот. Щель является достаточно компактной геометрией и обычно называется “единичной ячейкой”. Таким образом,

ПДСЗ могут быть описаны как печатная ЕВГ с единичной ячейкой или периодическим расположением ограниченного числа ячеек. Форма и размеры ячеек определяют их резонансные характеристики, и большая их часть разрабатывается для приложения в цепях. Для их анализа обычно применяются эквивалентные модели цепей. Принцип работы ПДСЗ может быть наиболее наглядно увиден в случае расположения ПДСЗ под микрополосковой линией. При таком расположении будут нарушаться поля, распространяемые вдоль дефекта, и поверхностные токи вокруг него.

Наибольшее распространение получили ПДСЗ на основе единичных щелей. Так как их основным преимуществом являются компактные размеры. Они могут иметь различные формы, многообразие которых было исследовано за два последних десятилетия в различных работах. Наиболее известные геометрии включают простые формы, такие как квадратные гантели [34], круглые гантели [35], спирали [36], U-образные [37], V-образные [37], H-образные [38], T-образные [39], E-образные [40], крестовые [41], концентрические кольца [42], искаженные F [43]. Сложные формы ПДСЗ имеют геометрии разделенных круговых резонаторов (Split Ring Resonators) [44, 45], фракталов [46], и т.д. Внешний вид структур на простых геометриях представлен на Рисунке 1.5.

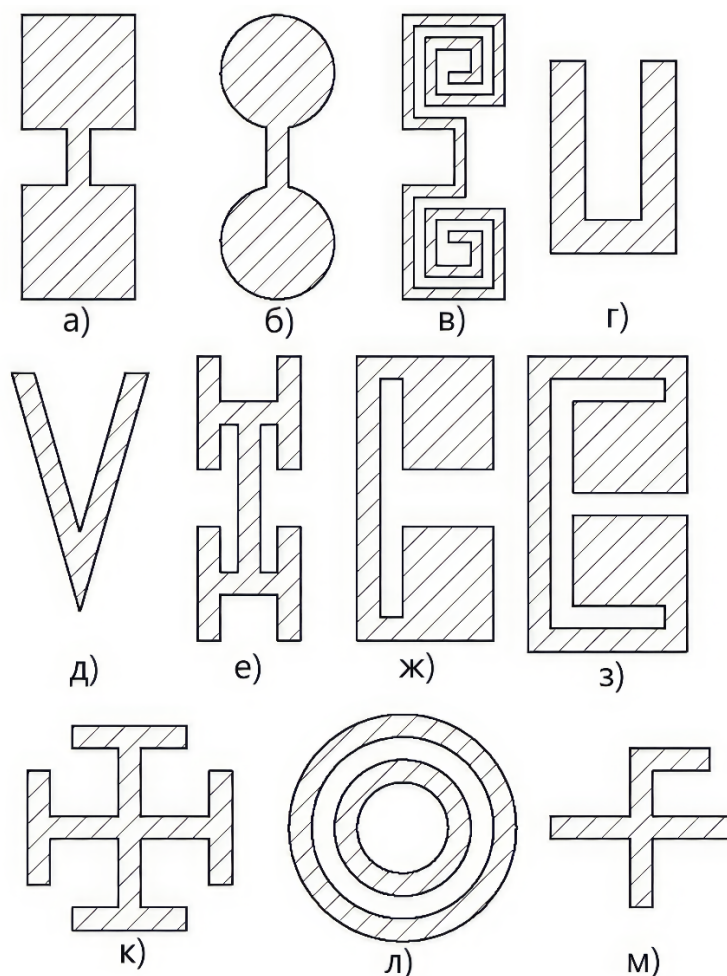


Рисунок 1.5 – Внешний вид простых единичных ПДСЗ: а) квадратные гантели; б) круглые гантели; в) спирали; г) U-образные; д) V-образные; е) H-образные; ж) T-образные; з) E-образные; к) крестовые; л) концентрические кольца; м) искаженные F

Приведенные единичные структуры рассматривались с точки зрения создания на их основе режектирующих фильтров, подавления поверхностных волн, фильтрации гармоник, уменьшения габаритов микроволновых схем, согласования сопротивления.

Наиболее простой и распространенной единичного ПДСЗ является квадратная гантель. Впервые она была рассмотрена в работах [33] и [34]. Она состоит из двух квадратных щелей, соединенных одной узкой, которая расположена под микрополосковой линией. Общий вид данной структуры приводится на Рисунке 1.6.

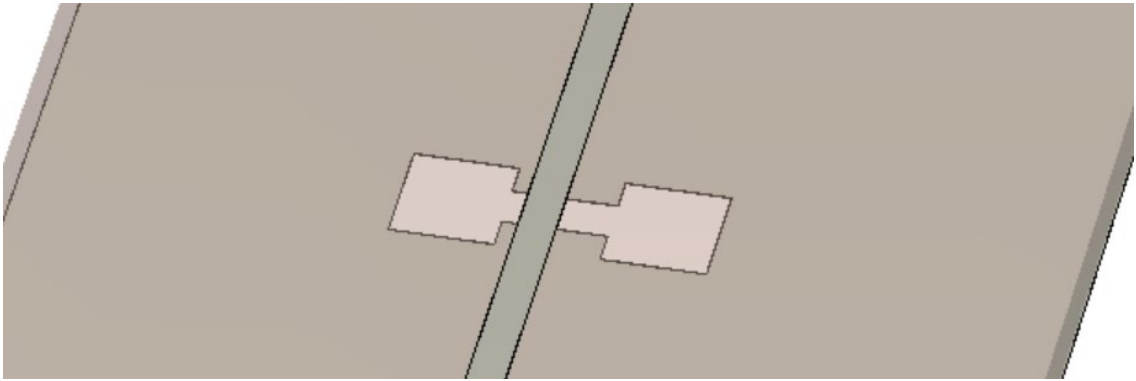


Рисунок 1.6 – Внешний вид ПДСЗ квадратной гантели

Далее на Рисунке 1.7 приводятся характеристики для конструкции ПДСЗ на квадратной гантели при ее различных размерах. В качестве материала подложки выбран ФАФ-4Д толщиной 1 мм, на котором выполнена микрополосковая линия с характеристическим сопротивлением 50 Ом. Параметры соединительной щели – длина 3 мм, ширина – 0.5 мм.

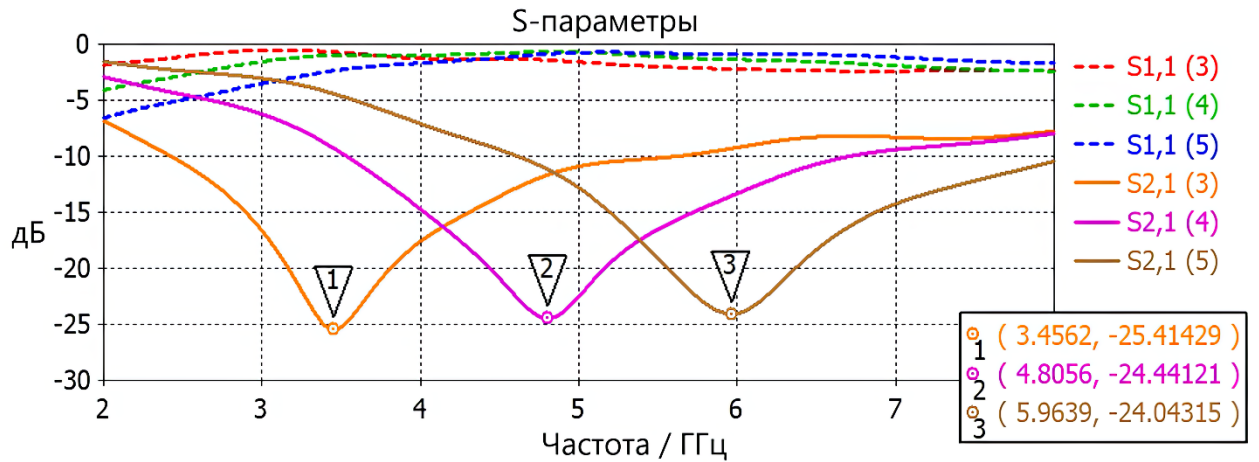


Рисунок 1.7 – Характеристики ПДСЗ на квадратной гантели: 1) сторона квадрата 12 мм; 2) сторона квадрата 8 мм; 3) сторона квадрата 6 мм

У приведенной структуры формируются эквиваленты индуктивности и емкости. Индуктивность создается при обтекании границы щели поверхностными токами, а емкость при пересечении соединительной щели электрическими полями. То есть в результате такого распределения формируется резонансная ловушка вдоль всей щели ПДСЗ, что проявляется в виде режектурируемой полосы на ее

характеристиках. Также за счет добавления индуктивности и емкости меняется характеристическое сопротивление линии, что может быть использовано для реализации более высоких сопротивлений линии и согласования. Исходя из всего этого ПДСЗ может быть использована в двух случаях: режектирующий фильтр; повышение характеристического сопротивления; замедления распространения волны, так как путь прохождения тока вокруг ПДСЗ больше, чем обычный. Далее будут рассмотрены основные методики расчета ПДСЗ, которые существуют на данный момент.

1.5 Существующие методики расчета ПДСЗ

1.5.1 Моделирование на основе эквивалентных LC и RLC цепей

Впервые попытки анализа поведения структур преднамеренных дефектов были предприняты авторами работы [47]. Предлагаемый метод основан на построении эквивалентной LC цепи для простейшего ПДСЗ типа “простая гантель”. Подробное рассмотрение данного метода будет пропущено, так как он не является достаточно совершенным и не учитывает потери в ПДСЗ, которые вызваны излучением щели, а также нагревом проводника и диэлектрика в СВЧ-цепи. Более реалистичная модель будет включать в себя эквивалент сопротивления R , подключенного параллельно к L и C . Такая модель была предложена в работе [48]. Общий вид схемы представлен на Рисунке 1.8. А сравнение характеристик эквивалентной цепи и результатов электродинамического моделирования представлено на Рисунке 1.9.

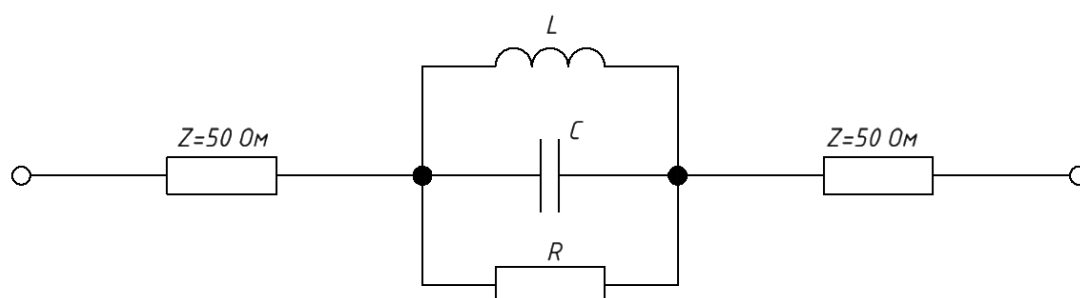


Рисунок 1.8 – Эквивалентная RLC схема для ПДСЗ (адаптировано из [48])

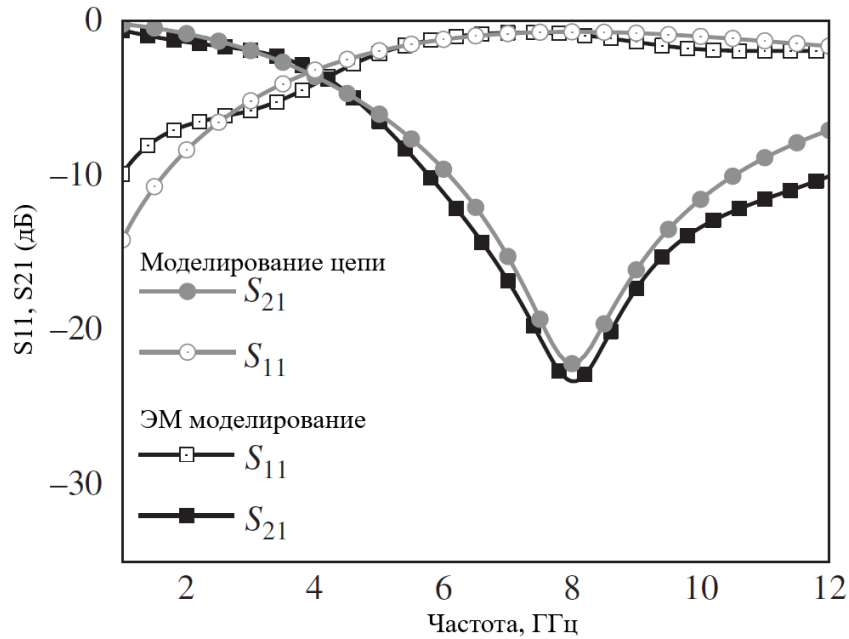


Рисунок 1.9 – Сравнение характеристик RLC цепи и результатов электромагнитного моделирования ПДСЗ (адаптировано из [48])

Выражения для расчета емкости и индуктивности соответствуют тем, что были предложены в [47]. Они были получены из предположение об эквивалентности характеристик ПДСЗ “простая гантель” и фильтра нижних частота Баттерворта [49] первого порядка:

$$C = \frac{5f_c}{\pi(f_0^2 - f_c^2)} \text{ пФ} \quad (1.1)$$

$$L = \frac{250}{(\pi f_0)^2 C} \text{ нГн} \quad (1.2)$$

где f_0 – частота полюса затухания, а f_c – частота среза.

Выражение же для эквивалентного сопротивления потерь было получено из телеграфных уравнений:

$$R = \frac{2Z_0}{\sqrt{\frac{1}{|S_{11}(\omega)|^2} - \left(2Z_0 \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)\right)^2} - 1} \quad (1.3)$$

При этом также

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (1.4)$$

В дальнейшем был проведен анализ других геометрий ПДСЗ и различными исследователями были предложены модификации, обладающие улучшенной точностью и предлагающие лучшее объяснение поведения определенных геометрий ПДСЗ. Дальнейшее развитие модель на основе RLC цепи дало добавление дополнительных цепей, предлагаемое в работе [50]. Пример такой модификации представлен на Рисунке 1.10, где была добавлена дополнительная пара RC-цепей, объясняющих поведение краевых полей на переходах различных толщинах. Также были учтены электрические длины, за счет добавления секций передающих линий.

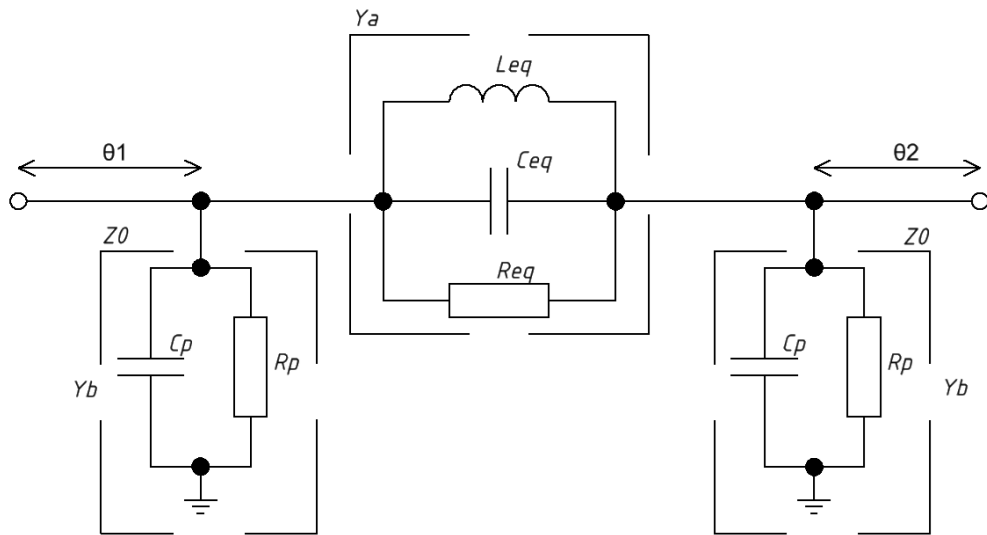


Рисунок 1.10 – Эквивалентная Pi-цепь для одиночной гантелеобразного ПДСЗ
(адаптировано из [50])

Параметры цепи были получены приравниванием параметров ABCD к S-параметрам характеристик ПДСЗ [50]. Полученные соотношения имеют следующий вид:

$$A = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad (1.5)$$

$$B = \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad (1.6)$$

$$C = \frac{1}{Z_0} \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad (1.7)$$

$$D = \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad (1.8)$$

ABCD параметры обычно выражаются через значения проводимости Y_a и Y_b , как показано на Рисунке 1.10 для Pi-цепей

$$A = 1 + \frac{Y_b}{Y_a} \quad (1.9)$$

$$B = \frac{1}{Y_a} \quad (1.10)$$

$$C = 2Y_b + \frac{Y_b^2}{Y_a} \quad (1.11)$$

$$D = 1 + \frac{Y_b}{Y_a} \quad (1.12)$$

Эти два набора уравнений дают следующие

$$Y_a = \frac{1}{B} = \frac{1}{R_{eq}} + jB_a \quad (1.13)$$

$$Y_b = \frac{A-1}{B} = \frac{D-1}{B} = \frac{1}{R_p} + jB_p \quad (1.14)$$

где B_a – реактивная проводимость RLC эквивалентной цепи, соответствующая Y_a , а B_p – реактивная проводимость CR цепи, соответствующая Y_b .

С учетом, что

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.15)$$

выражение (1.13) дает эквивалентную емкость

$$C_{eq} = \frac{B_a}{\omega_0 \left(\frac{\omega_c}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_c} \right)} \quad (1.16)$$

Эквивалентная индуктивность получается из условия резонанса

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C}, \quad (1.17)$$

$$L_{eq} = \frac{1}{\omega_0^2 C_{eq}} \quad (1.18)$$

Сопротивления R_{eq} и R_p рассчитываются из вещественных значений Y_a и Y_b , тогда емкость C_p получается из

$$C_p = \frac{B_p}{\omega_c} \quad (1.19)$$

Параметры такой эквивалентной цепи при той же конструкции фильтра приводятся на Рисунке 1.11.

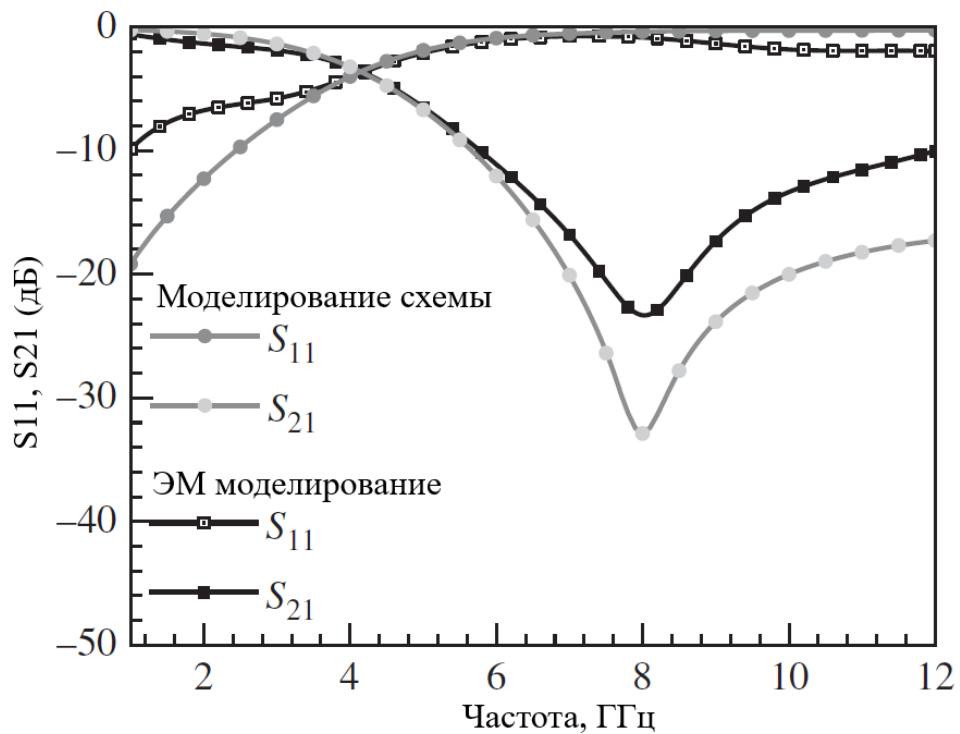


Рисунок 1.11 – Сравнение характеристик RLC-цепи и результатов электромагнитного моделирования ПДСЗ (адаптировано из [50])

Как видно из приведенных графиков, модифицированная схема дает лучшее совпадение на частоте среза, а также лучше повторяет внешний вид характеристик ПДСЗ за частотой полюса затухания, чем простая RLC цепь.

1.5.2 Моделирование спирального ПДСЗ с периодическим резонансом

Спиралевидные ПДСЗ были изучены после гантелеобразных в работе [51]. Типовая геометрия такой структуры приведена на Рисунке 1.12.

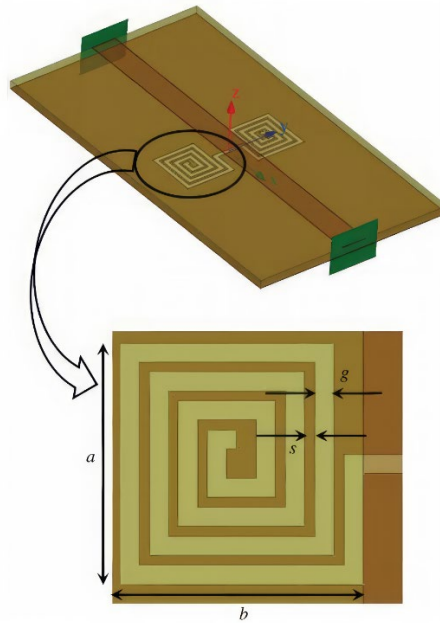


Рисунок 1.12 – Внешний вид спиралевидного ПДСЗ (адаптировано из [51])

Основная идея данной геометрии состоит в увеличении эквивалентной индуктивности и емкости структуры. В результате полюс затухания смещается к гораздо меньшей частоте и характеристики режектирования становятся более резкими по сравнению с гантелеобразного ПДСЗ того же размера. Электромагнитное моделирование показывает, что приведенная структура обладает несколькими периодическими резонансами, ее характеристика приводится на Рисунке 1.13.

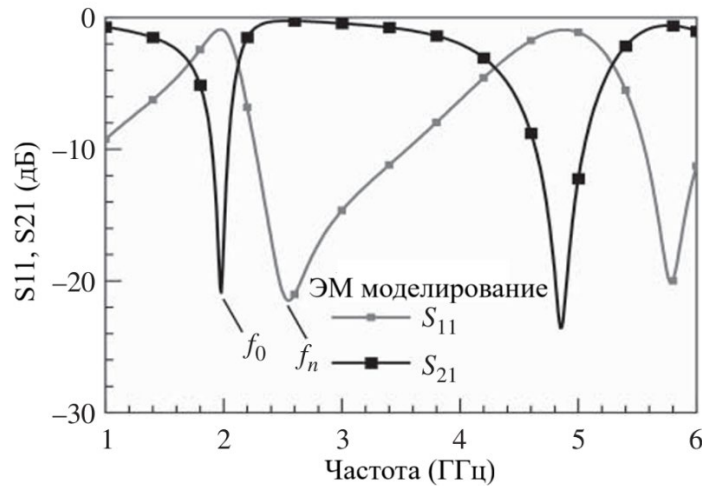


Рисунок 1.13 – Характеристики спиралевидного ПДСЗ (диэлектрик RT Duroid 5880, толщина 0.7874 мм, $a = b = 5$ мм, $g = 0.4$ мм, $S = 0.2$ мм; адаптировано из [51])

Эта особенность спиралевидных ПДСЗ может быть представлена в виде короткозамкнутого шлейфа с характеристическим сопротивлением Z_s , как показано на Рисунке 1.14.

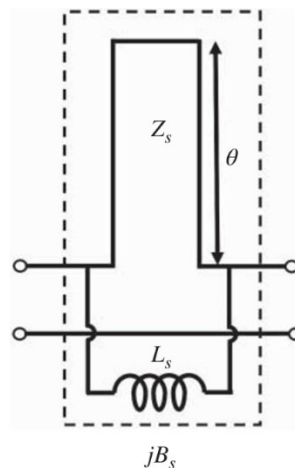


Рисунок 1.14 – Эквивалентная цепь для моделирования спирального ПДСЗ (адаптировано из [51])

Общая индуктивность спиральной структуры представлена L_s . Эти эквивалентные параметры могут быть легко получены по той же методике, что и в [47].

Для этого используется фильтр нижних частот Баттерворта первого порядка с соответствующей индуктивностью L_B

$$B_B = \frac{-1}{\omega L_B}, \quad (1.20)$$

с $L_B = \frac{g_1 Z_0}{\omega_c}$, g_1 – нормализованное значение элемента, Z_0 – сопротивление порта для масштабирования.

Стандартное уравнение для линий передач помогает определить проводимость эквивалентной цепи как

$$B_S = -\left(Y_S \cot \theta + \frac{1}{\omega L_S} \right). \quad (1.21)$$

Приведенные на Рисунке 1.12 характеристики показывают частоты среза $f_{cl} = 1.75$ ГГц и $f_{cu} = 2.14$ ГГц, а полюс ослабления $f_0 = 2$ ГГц и ноль передачи $f_n = 2.55$ ГГц. Исходя из условий при резонансе, проводимость и реактивное сопротивление эквивалентной цепи должны быть равны нулю в полюсе затухания и нуле передачи, соответственно. На частоте среза (1.20) должно равняться (1.21) и тогда решения будут следующими: $L_S = 4.5$ нГн, $Z_S = 69.7$ Ом. Электрическая длина короткозамкнутого шлейфа равна 180° на частоте 2.55 ГГц. Сравнение результатов моделирования цепи с электромагнитным моделированием приведено на Рисунке 1.15.

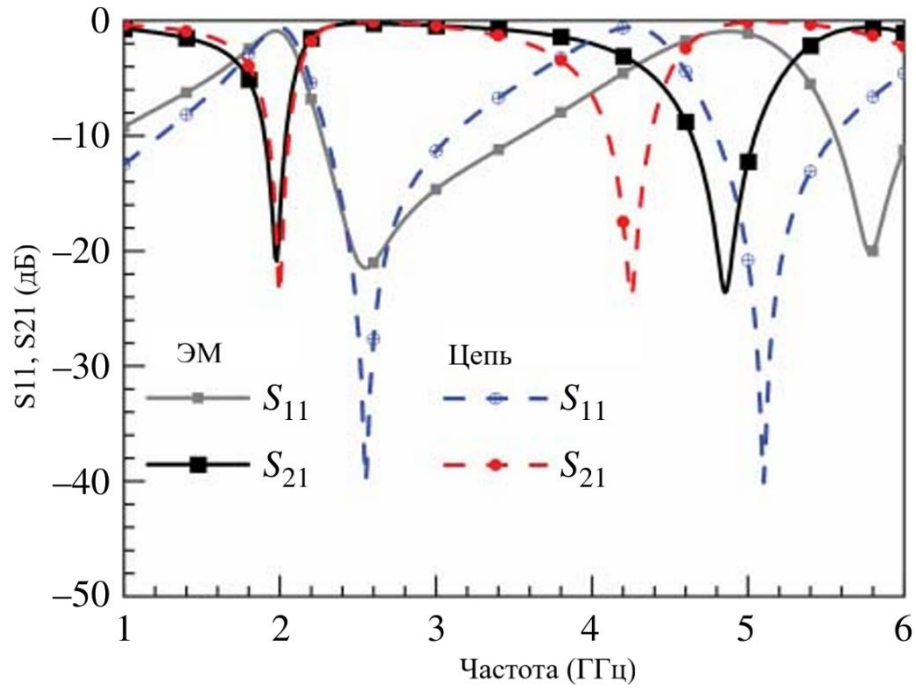


Рисунок 1.15 – Сравнения результатов моделирования эквивалентной схемы и спирального ПДСЗ (адаптировано из [51])

Видно, что достигается хорошее совпадение около первого полюса ослабления с некоторым отклонением за его пределами. Улучшенная модель была представлена авторами работы [52] (Рисунок 1.16).

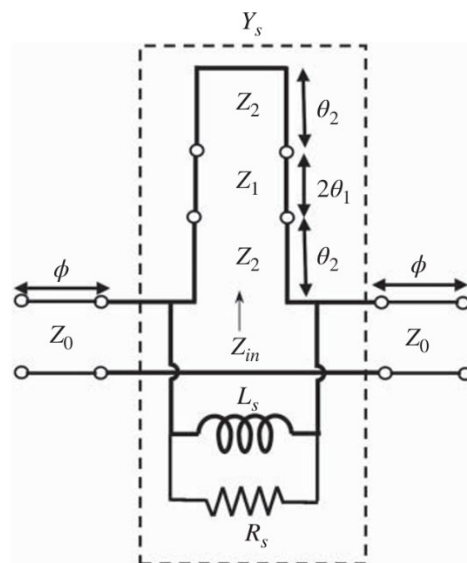


Рисунок 1.16 – Улучшенная эквивалентная схема спирального ПДСЗ (адаптировано из [52])

Она использует ступенчатое сопротивление Z_2, Z_1, Z_2 с электрическими сопротивлениями $\theta_2, 2\theta_1, \theta_2$. Для учета короткозамкнутого шлейфа она также включает эквивалентное сопротивление потерь R_s . Упрощенное условие $\theta_1 = \theta_2 = \theta$ [53] приводит к

$$Z_{in} = jZ_2 \frac{2(1+K)(1-K \tan^2 \theta) \tan \theta}{K - 2(1+K+K^2) \tan^2 \theta + K \tan^4 \theta} = jZ_2 F(\omega), \quad (1.22)$$

где K – соотношение сопротивлений Z_2 / Z_1 . Проводимость Y_s эквивалентной цепи спирального ПДСЗ

$$Y_s = G_s + jB_s(\omega), \quad (1.23)$$

$$\text{с } G_s = 1/R_s \text{ и } B_s(\omega) = Y_{in} - \frac{j}{\omega L_s} = -jY_2 \frac{1}{F(\omega)} - \frac{j}{\omega L_s}.$$

Эта проводимость Y_{in} должна быть бесконечной ($Z_{in} = 0$) для нуля передачи на частоте f_n . Устанавливая нумератор (1.22) равным нулю для удовлетворения условию $Z_{in} = 0$, дает

$$\theta_{f_n} = \tan^{-1} \frac{1}{\sqrt{K}} \quad (1.24)$$

На $f = f_s$, условие $Z_{in} = 0$ также достигается посредством выбора $\theta_{f_s} = \pi / 2$, что приводит к

$$\tan \theta_s = \infty. \quad (1.25)$$

Совмещение (1.24) с (1.25) дает

$$\frac{\theta_s}{\theta_n} = \frac{f_s}{f_n} = \frac{\pi}{2 \tan^{-1} \left(\frac{1}{\sqrt{K}} \right)}, \quad (1.26)$$

и тогда

$$K = \left(\tan \frac{\pi f_n}{2 f_s} \right)^{-2} \quad (1.27)$$

Параметр K помогает достигнуть точности в отклике цепи за частотами выше $f = f_n$.

На $f = f_0$ $B(\omega) = 0$, что приводит к

$$\frac{Y_2}{F(\omega_0)} + \frac{1}{\omega_0 L_s} = 0 \quad (1.28)$$

Также $B_s(\omega)$ на частоте $f = f_c$ равно проводимости простой LC цепи из [47], что дает

$$\frac{Y_2}{F(\omega_c)} + \frac{1}{\omega_c L_s} = \frac{-1}{g_1 Z_0} \quad (1.29)$$

Выражения (1.28) и (1.29) могут быть решены для определения следующих параметров

$$Z_2 = -g_1 Z_0 \left[\frac{1}{F(\omega_c)} - \frac{1}{F(\omega_0)} \frac{\omega_0}{\omega_c} \right] \quad (1.30)$$

$$L_s = -Z_2 \frac{F(\omega_n)}{\omega_n} \quad (1.31)$$

$$Z_1 = \frac{Z_2}{K} \quad (1.32)$$

Сопротивление потерь R_s рассчитывается из моделирования S-параметров аналогично расчету RLC цепи.

Эквивалентные параметры цепи могут быть получены для набора соответствующих частот, таких как $f_{cl} = 1.75$ ГГц, $f_{cu} = 2.14$ ГГц, $f_0 = 2$ ГГц, $f_n = 2.55$ ГГц, $f_s = 5.8$ ГГц с использованием приведенных ранее формул. Соответственно $Z_1 = 48.63$ Ом, $Z_2 = 71$ Ом, электрическая длина $\theta = 39.568^\circ$ на $f = f_n$, $L_s = 4.72$ нГн, $R_s = 1330$ Ом. Сравнение результатов моделирования полученной схемы и моделирования ПДСЗ приводится на Рисунке 1.17.

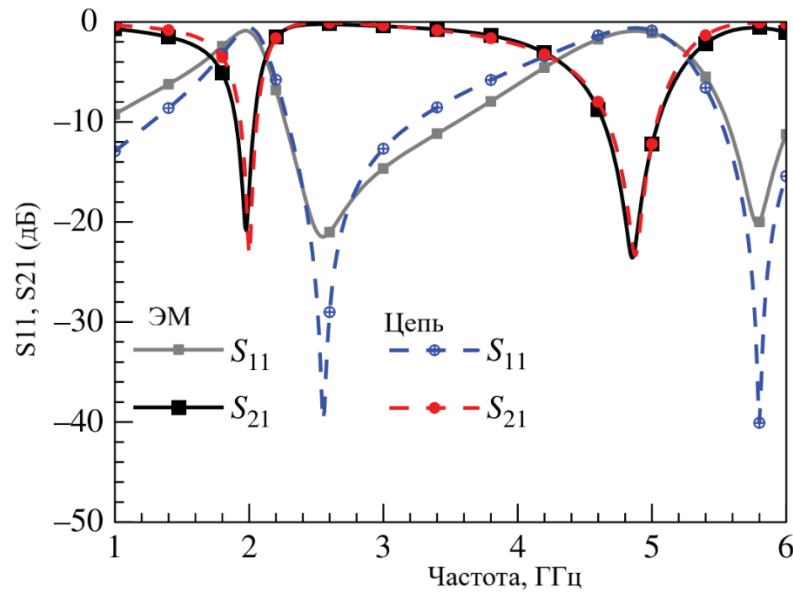


Рисунок 1.17 – Сравнение результатов моделирования ПДСЗ и эквивалентной модифицированной схемы (адаптировано из [52])

Как видно из графиков Рисунка 1.17, согласованность результатов была значительно улучшена на всем диапазоне частот по сравнению с теми, что приведены на Рисунке 1.15. При этом было принято, что $\theta_1 = \theta_2 = \theta = \pi / 2$ на частоте $f = f_s$. Но в реальности существуют различные комбинации длин θ_1 и θ_2 с соответствующими решениями [53].

1.5.3 Квазистатическое моделирование ПДСЗ

Рассмотренные ранее модели ПДСЗ опираются на следующие шаги при расчете:

1. Выбор требуемых характеристик (рабочие частоты, полоса пропускания, полоса режектирования, добротность);
2. Выбор геометрии ПДСЗ и грубая прикидка ее размеров;
3. Выбор подходящего диэлектрика для реализации;
4. Проведение электромагнитного моделирования для получения характеристик ПДСЗ;
5. Проверка достигнутых рабочих параметров;

6. Если параметры не достигнуты, внесение изменений в размеры ПДСЗ и повторение моделирования. Если целевые значения достигнуты, то завершение проектирования.

Такой подход проб и ошибок является весьма затратным по времени, хотя и единственным, т.к. связь между физическими размерами ПДСЗ и ее рабочими параметрами не установлена.

После завершения процесса проектирования ПДСЗ может быть представлена эквивалентной схемой, которая может быть представлена одним из видов, рассмотренных ранее. Однако такой подход требует априорных знаний о характеристиках ПДСЗ.

Однако в работе [54] был предложен новый подход к моделированию ПДСЗ, который основан на квазистатическом моделировании. Как известно, квази-ТЕМ волны распространяются через обычную микрополосковую линию с током, проходящим через слой заземления печатной платы. Когда на слой земли нанесен дефект, распределение тока нарушается. Изучение эффективного пути протекания тока вокруг дефекта являлось важной частью работы [54] и может быть получено с помощью электромагнитного моделирования, как на Рисунке 1.18.

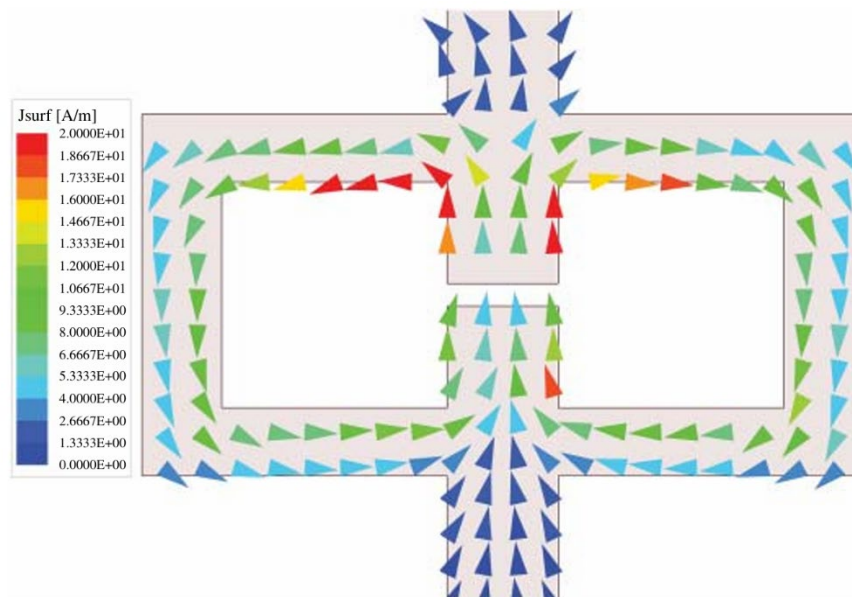


Рисунок 1.18 – Распределение поверхностных токов вокруг структуры

Далее авторы работы [54] анализируют трехмерную структуру связанных микрополосковых линий, показанную на Рисунке 1.19.

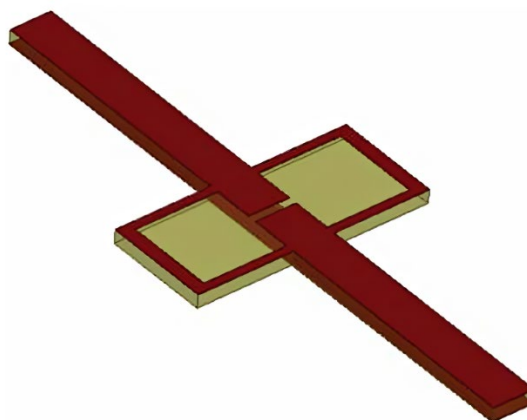


Рисунок 1.19 – Трехмерная структура

Она обладает неоднородностью в виде щели и может быть рассмотрена, как эквивалентная двумерная структура на Рисунке 1.20.

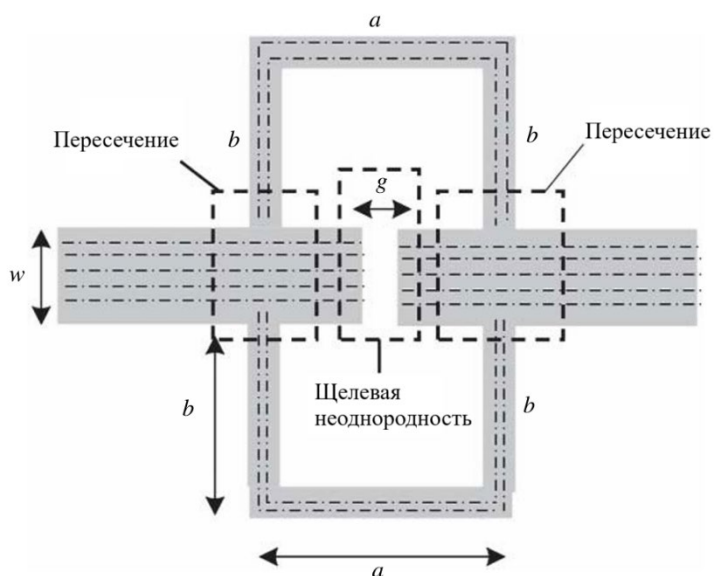


Рисунок 1.20 – Двумерная эквивалентная структура

Исследуемая неоднородность может быть представлена в виде эквивалентной цепи (Рисунок 1.21), которая состоит из емкостей C_p , связанных с емкостью щели C_{gap} .

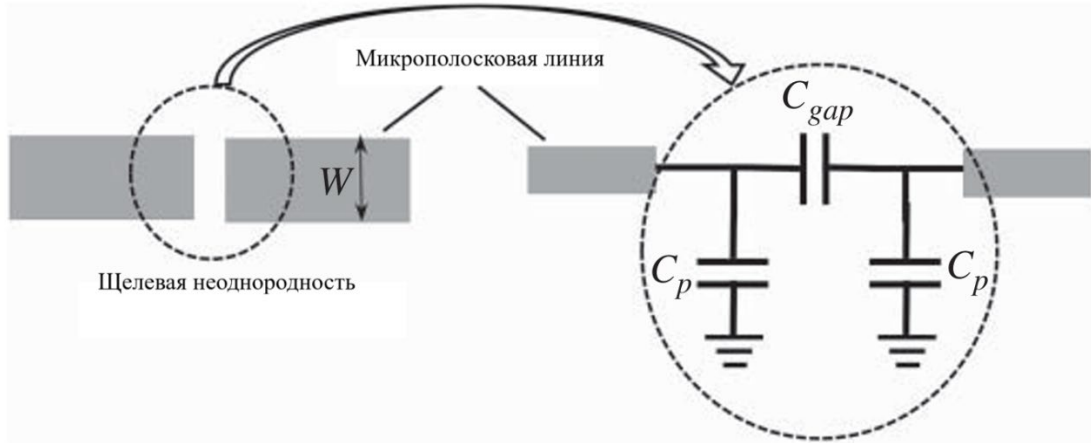


Рисунок 1.21 – Эквивалентная схема неоднородности микрополосковой линии

Их значения могут быть извлечены из анализа четного и нечетного режима [54], [55]

$$\begin{cases} C_p = \frac{1}{2} C_{even} \\ C_{gap} = \frac{1}{2} \left(C_{odd} - \frac{1}{2} C_{even} \right) \end{cases} \quad (1.33)$$

$$\begin{cases} C_{odd}(n\Phi) = Wx \left(\frac{S}{W} \right)^{m_0} e^{K_0} \\ C_{even}(n\Phi) = Wx \left(\frac{S}{W} \right)^{m_e} e^{K_e} \end{cases} \quad (1.34)$$

$$\begin{cases} m_0 = \frac{W}{h} \left(0.619 \log \frac{W}{h} - 0.3853 \right) \\ K_0 = 4.26 - 1.453 \log \frac{W}{h} \end{cases} \quad \text{для } 0.1 \leq \frac{S}{W} \leq 0.3 \quad (1.35)$$

$$\begin{cases} m_e = 0.8675 \\ K_e = 2.043 \left(\frac{W}{h} \right)^{0.12} \end{cases} \quad \text{для } 0.1 \leq \frac{S}{W} \leq 0.3 \quad (1.36)$$

$$\begin{cases} m_e = \frac{1.565}{\left(\frac{W}{h}\right)^{0.16}} - 1 \\ K_e = 1.97 - \frac{0.03}{W/h} \end{cases} \quad \text{для } 0.3 \leq \frac{S}{W} \leq 1 \quad (1.37)$$

$$\begin{cases} C_{odd}(n\Phi) = C_{odd}(9.6) \left(\frac{\epsilon_r}{9.6}\right)^{0.8} \\ C_{even}(n\Phi) = C_{even}(9.6) \left(\frac{\epsilon_r}{9.6}\right)^{0.9} \end{cases} \quad (1.38)$$

где S – ширина щели, W – ширина микрополосковой линии, $\epsilon_r = 9.6$.

Далее следует рассмотреть эквивалентную схему для пересечений в предложенной структуре. Они представлены в виде комбинаций LC цепей (Рисунок 1.22).

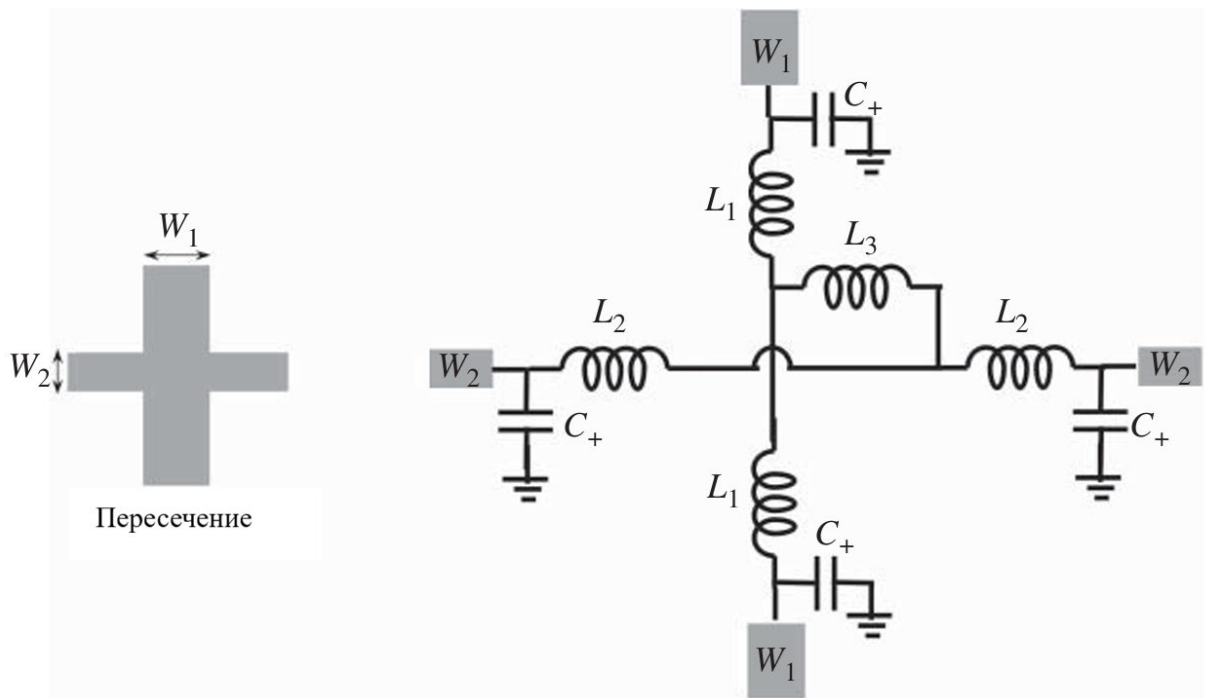


Рисунок 1.22 – Эквивалентная цепь для пересечений в модели

Значения индуктивностей и емкостей могут быть рассчитаны с использованием набора выражений, полученных в [55-58]

$$C_+(n\Phi) = W_1 \left\{ \left(\frac{W_1}{h}\right)^{\frac{1}{3}} \left[\left(86.6 \frac{W_2}{h} - 30.9 \sqrt{\frac{W_2}{h}} + 367\right) \log\left(\frac{W_1}{h}\right) + \left(\frac{W_2}{h}\right)^3 + 74 \frac{W_2}{h} + 130 \right] - \right.$$

$$\left. -1.5 \frac{W_1}{h} \left(1 - \frac{W_2}{h} \right) + \frac{2h}{W_2} - 240 \right\} \quad (1.39)$$

$$L_1 = L_2 = h \left(\frac{W_1}{h} \right)^{-\frac{3}{2}} \times \left[\frac{W_1}{h} \left(165.6 \frac{W_2}{h} + 31.2 \sqrt{\frac{W_2}{h}} - \right. \right. \\ \left. \left. - 11.8 \left(\frac{W_2}{h} \right)^2 \right) - 32 \frac{W_2}{h} + 3 \right] \quad (1.40)$$

$$L_3 = h \left[337.5 + \frac{h}{W_2} \left(1 + \frac{7h}{W_1} \right) - 5 \frac{W_2}{h} \cos \left(\frac{\pi}{2} \left(1.5 - \frac{W_1}{h} \right) \right) \right] \quad (1.41)$$

где W_1 и W_2 – ширины микрополосковых линий, h – толщина.

Пути тока a и b , обозначенные на Рисунке 1.23, формируют U-образную структуру, которая может быть представлена в виде линий, включающих в себя индуктивности. Они рассчитываются в соответствии с [55-61]. Полная эквивалентная цепь для гантелеобразного ПДСЗ теперь приведена на Рисунке 1.23.

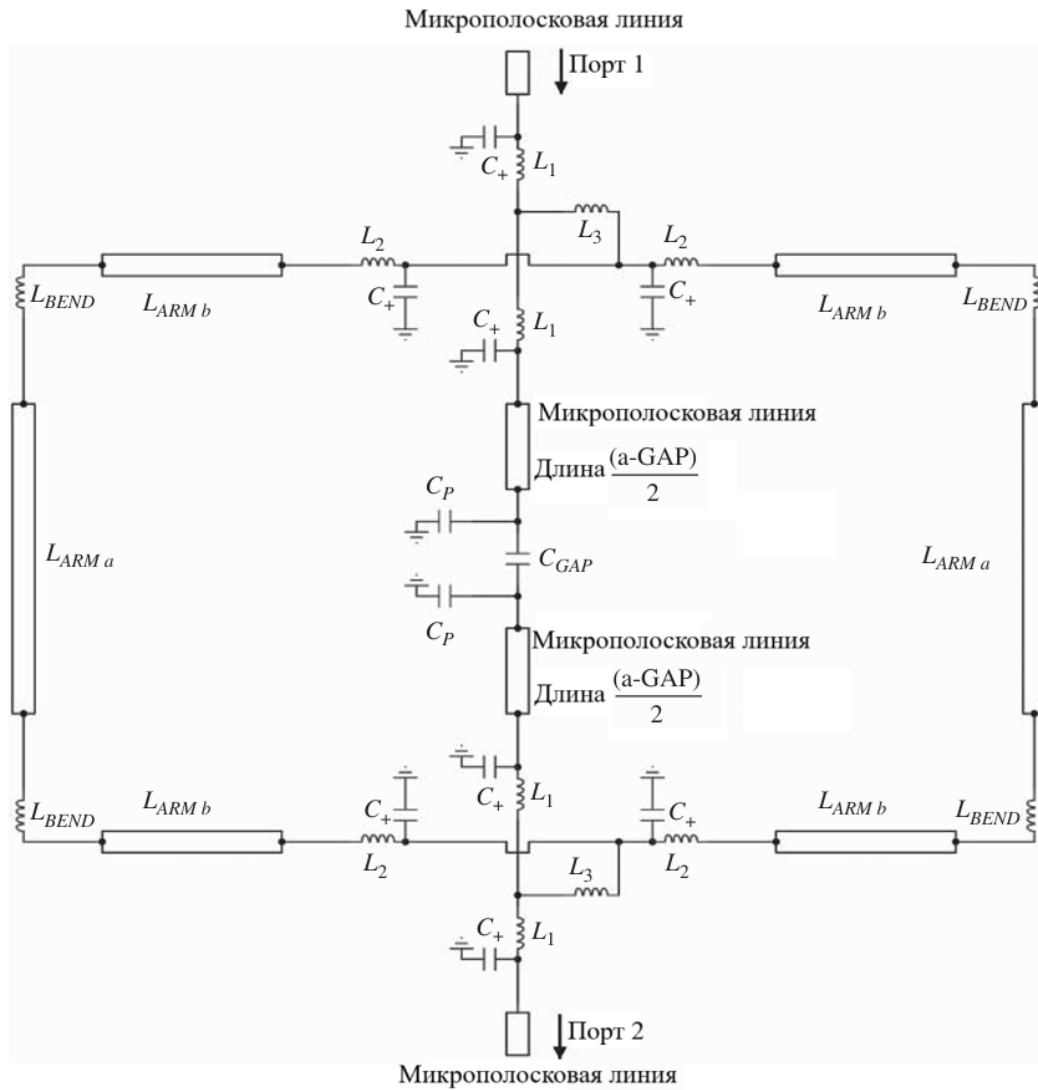
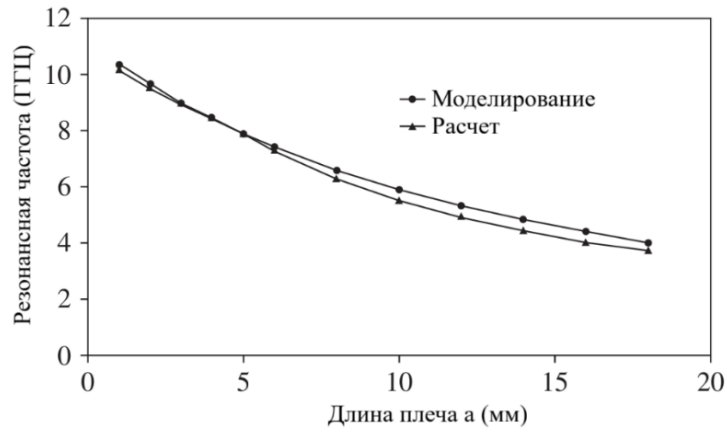
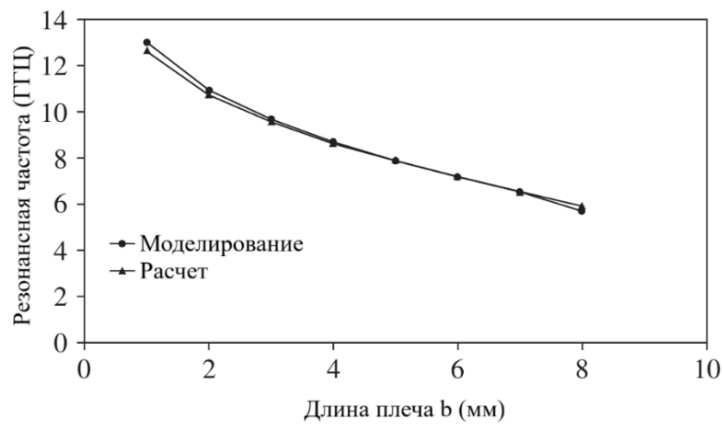


Рисунок 1.23 – Полная эквивалентная цепь для ПДСЗ

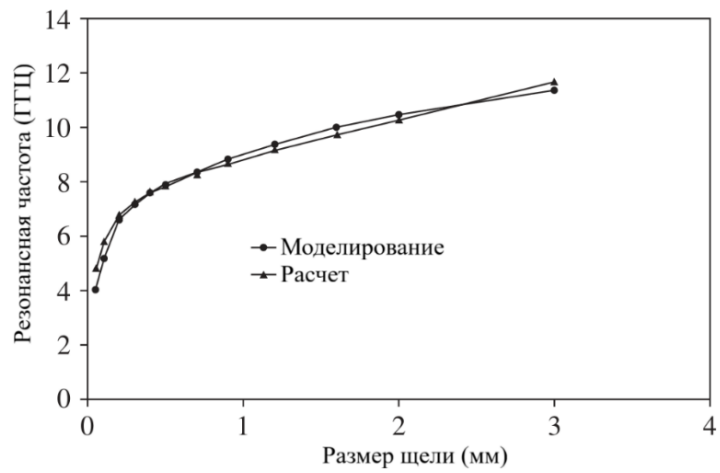
Параметры эквивалентной цепи напрямую связаны с параметрами ПДСЗ и материала подложки. Точность данной эквивалентной цепи была исследована, как зависимости от размеров ПДСЗ. Они приведены далее на Рисунке 1.24.



а)



б)



в)

Рисунок 1.24 – Зависимости резонансных частот гантелеобразного ПДСЗ от ее размеров: а) зависимость от длины плеча a; б) зависимость от длины плеча b; в) зависимость от размера щели

Данные, представленные при сравнении, были получены из электромагнитного моделирования. Приведенные графики показывают хорошую согласуемость

между моделированием и расчетами эквивалентной цепи. Некоторые расхождения наблюдались при предсказании полосы рабочих частот, причиной чего является пригодность расчета режимов только для узкополосных приближений.

При этом рассмотренные модели не дают четкую связь между размерами проектируемых структур или же показанная связь задана сложным образом и ограничена по набору параметров проектирования.

1.6 Выводы по первой главе

В первой главе был проведен анализ современного состояния и перспектив развития радиоэлектронных устройств на основе ПДСЗ. Несмотря на большую развитость данного направления, некоторые важные аспекты, затрагивающие вопросы проектирования и применения ПДСЗ остаются недостаточно исследованы:

- разработка прямых зависимостей в открытом виде, связывающих геометрию ПДСЗ с его характеристиками, а также учитывающих материал применяемой подложки;
- исследование величины влияния параметров ПДСЗ на его характеристики и параметры эквивалентной цепи;
- исследование возможности применения частотно-избирательных характеристик ПДСЗ для формирования новых радиоэлектронных узлов различного назначения.

2 Исследование зависимостей между геометрией структур преднамеренных дефектов и их характеристиками

2.1 Применяемые методы исследования

Как было обозначено ранее, на данный момент не представлено простых зависимостей, связывающих параметры подложки и геометрические размеры ПДСЗ.

Для дальнейшего получения зависимостей, описывающих связь геометрии ПДСЗ с его характеристиками, применялся регрессионный анализ, в частности метод наименьших квадратов в сочетании с кросс-валидацией [62, 63].

Выбор нелинейных наименьших квадратов обусловлен необходимостью получить четкий закон, связывающий параметры ПДСЗ с его резонансной частотой, что невозможно при использовании методов статистического моделирования [62]. Численный метод обусловлен хорошими свойствами сходимости и стабильностью при обработке больших наборов экспериментальных данных.

Необходимость использования кросс-валидации же обусловлена необходимостью оценки обобщающей способности модели и предотвращения ее переобучения.

2.1.1 Метод наименьших квадратов

Рассмотрим метод наименьших квадратов [62] подробнее. Общий вид функции аппроксимации имеет следующий вид:

$$y_i = f(x_i; \theta) + \varepsilon_i, \quad (i = 1, 2, \dots, n), \quad (2.1)$$

где $f(x_i; \theta)$ - нелинейная функция, связывающая значение $E(Y)$ с независимыми переменными (предикторами), x_i - вектор наблюдаемых значений предикторов матрицы, ряды которой соответствуют числу наблюдений, а столбцы – числу предикторов, θ – вектор параметров.

Для нахождения коэффициентов аппроксимирующей функции применяется метод наименьших квадратов. Полученная им, оценка θ обозначается как $\hat{\theta}$ и минимизирует сумму ошибок квадратов

$$S(\theta) = \sum_{i=1}^n [y_i - f(x_i, \theta)]^2 \quad (2.2)$$

в промежутке $\theta \in \Theta$. При этом Θ является подмножеством \mathbb{R}^p . Следует отметить, что, в отличие от варианта метода наименьших квадратов для случая линейной регрессии, $S(\theta)$ может иметь несколько локальных минимумов в дополнение к абсолютному минимуму $\hat{\theta}$. Предполагая, что ε_i независимо и идентично распределено с дисперсией σ^2 , можно принять, что оценками θ и σ^2 будут являться $s^2 = S(\hat{\theta}) / (n - p)$. С дальнейшими условиями регулярности можно принять $\hat{\theta}$ имеет нормальное асимптотическое нормальное распределение при $n \rightarrow \infty$. В дополнение можно предположить, что ε_i имеет нормальное распределение, тогда $\hat{\theta}$ также будет являться оценкой максимального правдоподобия.

Когда каждое $f(x_i, \theta)$ является переменным по отношению к θ , и $\hat{\theta}$ является частью Θ , $\hat{\theta}$ будет удовлетворять равенству

$$\left. \frac{\partial S(\theta)}{\partial \theta_r} \right|_{\hat{\theta}} = 0 \quad (r = 1, 2, \dots, p) \quad (2.3)$$

Далее будет использоваться обозначение $f_i(\theta) = f(x_i; \theta)$,

$$f(\theta) = (f_1(\theta), f_2(\theta), \dots, f_n(\theta))', \quad (2.4)$$

и

$$F.(\theta) = \frac{\partial f(\theta)}{\partial \theta'} = \left[\left[\frac{\partial f_i(\theta)}{\partial \theta_j} \right] \right]. \quad (2.5)$$

Так же, для краткости записей примем

$$F. = F.(\theta) \text{ и } \hat{F}. = F.(\hat{\theta}). \quad (2.6)$$

Таким образом точка в индексе будет обозначать первую производную, а две точки – вторую производную. Применяя принятые выше обозначения, можно записать

$$S(\theta) = [y - f(\theta)]' [y - f(\theta)] = \|y - f(\theta)\|^2. \quad (2.7)$$

Выражение (2.3) тогда дает

$$\sum_i \{y_i - f_i(\theta)\} \left. \frac{\partial f_i(\theta)}{\partial \theta_r} \right|_{\theta=\hat{\theta}} = 0 \quad (r = 1, 2, \dots, p), \quad (2.8)$$

или

$$0 = \hat{F}' \{y - f(\hat{\theta})\} = \hat{F}' \hat{\varepsilon}. \quad (2.9)$$

Если $\hat{P}_F = \hat{F}'(\hat{F}'\hat{F})^{-1}\hat{F}'$, идемпотентная матрица, проецирующая \mathbb{R}^n ортогонально на $\mathfrak{R}[\hat{F}]$, тогда (2.9) может быть записано как

$$\hat{P}_F \hat{\varepsilon} = 0. \quad (2.10)$$

Выражения (2.9) и (2.10) для большинства нелинейных моделей не могут быть решены аналитически [62], вместо этого применяются итерационные методы.

2.1.2 Обобщенный метод наименьших квадратов

В обобщенном методе наименьших квадратов [64] функция, которая подвергается минимизации определяется, как

$$S(\theta) = [y - f(\theta)]' V^{-1} [y - f(\theta)], \quad (2.11)$$

где V – известная положительно определенная матрица. Критерий минимизации обычно определяется из модели наименьших квадратов $y = f(\theta) + \varepsilon$, где $E[\varepsilon] = 0$ и $D[\varepsilon] = \sigma^2 V$. Таким образом обычный метод наименьших квадратов, который обсуждался ранее, является особым случаем, при котором $V = I_n$. Оценку в обобщенном методе наименьших квадратов, которая минимизирует $S(\theta)$, обозначим $\hat{\theta}_G$.

Предположим, что $V = U'U$ является разложением Холецкого матрицы V , где U – верхняя треугольная матрица. Умножая нелинейную модель на $R = (U')^{-1}$, можно получить

$$z = k(\theta) + \eta, \quad (2.12)$$

где $z = Ry$, $k(\theta) = Rf(\theta)$ и $\eta = R\varepsilon$. Тогда $E[\eta] = 0$ и $D[\eta] = \sigma^2 RVR' = \sigma^2 I_n$. Таким образом изначальная общая модель наименьших квадратов переводится в обычную. Более того

$$\begin{aligned} S(\theta) &= [y - f(\theta)]' V^{-1} [y - f(\theta)] = [y - f(\theta)]' R' R [y - f(\theta)] = \\ &= [z - k(\theta)]' [z - k(\theta)]. \end{aligned} \quad (2.13)$$

Следовательно сумма квадратов обобщенной модели и обычной будет одинакова для трансформированной модели и $\hat{\theta}_G$ является оценкой обычной модели из трансформированной модели. Далее перейдем к рассмотрению численных методов для практического расчета.

2.1.3 Метод Левенберга-Марквардта

Для реализации метода наименьших квадратов применялся численный алгоритм Левенберга-Марквардта [65], принцип работы которого основан на модификации шага Гаусса-Ньютона для плохо обусловленных матриц $J^{(a)'} J^{(a)}$

$$\delta^{(a)} = -\left(J^{(a)'} J^{(a)} + \eta^{(a)} D^{(a)}\right)^{-1} J^{(a)'} r^{(a)}, \quad (2.14)$$

где $D^{(a)}$ – диагональная матрица с положительными диагональными элементами. Часто, для простоты, $D^{(a)} = I_p$. Наиболее часто диагональные элементы $D^{(a)}$ выбирают равными $J^{(a)'} J^{(a)}$, так что метод приблизительно инвариантен относительно масштабирования θ . Хорошие современные реализации не рассчитывают $J^{(a)'} J^{(a)}$, а вычисляют значение $\delta^{(a)}$ как решение задачи линейных наименьших квадратов

$$\underset{\delta}{\text{Minimize}} \left\| \begin{pmatrix} r^{(a)} \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} J^{(a)} \\ (\eta^{(a)} D^{(a)})^{1/2} \end{pmatrix} \delta \right\|^2 \quad (2.15)$$

с помощью численно стабильных методов. Тем не менее, эта проблема менее критична в случае метода Левенберга-Марквардта, чем в случае метода Хартли, так как $J'J + \eta D$ лучше обусловлена, чем $J'J$.

Когда $D^{(a)} = I_p$, направление Левенберга-Марквардта (т.е. направление $\delta^{(a)}$ в (2.14) интерполируется между направлением Гаусса-Ньютона ($\eta^{(a)} \rightarrow 0$) и наиболее крутым направлением ($\eta^{(a)} \rightarrow \infty$). Также, когда направление тяготеет в сторону крутизны, длина шага $\|\delta^{(a)}\|$ тяготеет к нулю. Для $\eta^{(a)} > 0$, $J^{(a)'} J^{(a)} + \eta^{(a)} D^{(a)}$ является положительно определенным, так как $D^{(a)}$ положительно определен. Тогда, $\delta^{(a)}$ стремится к нулю. Как было отмечено, при $\eta^{(a)} \rightarrow \infty$ длина $\delta^{(a)}$ стремится к нулю. Следовательно, выбирая $\eta^{(a)}$ достаточно большим можно уменьшить

$S(\theta) = \sum_i r_i^2$. Но, если $\eta^{(a)}$ достаточно большая для слишком многих итераций, алгоритм займет слишком много маленьких шагов и почти не продвинется в расчетах.

Алгоритмы Левенберга-Маркварда различны в подходе к выбору и обновлению $\eta^{(a)}$. Изначально Левенберг выбирал $\eta^{(a)}$ для минимизации $S(\theta)$ для θ формы $\theta^{(a)} + \delta^{(a)}$, где $\delta^{(a)}$ дается выражением (2.14). Этот подход не используется, так как каждое пробное значение $\eta^{(a)}$ требует решения другой задачи наименьших квадратов (2.15), что затратно по потребляемым вычислительным мощностям. Марквард предложил гораздо более эффективную стратегию. Изначально берется малая положительная величина, например $\eta^{(1)} = 0.01$. Если, на a -ой итерации шаг $\delta^{(a)}$ (2.14) уменьшает $S(\theta)$, то он задает $\theta^{(a+1)} = \theta^{(a)} + \delta^{(a)}$ и делит η на a , например $\eta^{(a+1)} = \eta^{(a)} / 10$, приближая алгоритм к Гаусс-Ньютону. Если внутри итерации a шаг $\delta^{(a)}$ не уменьшает $S(\theta)$, то он постепенно увеличивает $\eta^{(a)}$ на a , например $\eta^{(a)} \rightarrow 10\eta^{(a)}$, каждый раз пересчитывая $\delta^{(a)}$ пока не будет достигнуто уменьшение $S(\theta)$. В отличие от рассмотренного ранее подхода Левенберга, можно заметить, что (2.15) должно быть решено несколько раз для разных η внутри нескольких итераций.

На практике алгоритмы Левенберга-Маркварда показали себя, как подходящие для большинства задач наименьших квадратов. В общем, они являются надежными и хорошо работают во многих случаях. Однако, в задачах с большими остатками они могут очень медленно сходиться и даже вообще не работать.

2.1.4 Кросс-валидация

Основной проблемой регрессионного анализа является излишняя переопределенность получаемой модели при большом числе точек исходных данных. Это приводит к хорошему совпадению модели с точками измерений из набора данных обучения и большим отклонений в других точках, которые лежат вне набора обучающих данных.

Для проверки модели на переобученность наиболее простым способом будет использование двух наборов данных – набора обучения и набора проверки. Обозначим их соответственно z_n и z'_m . Модель обучается на наборе данных z_n и получается набор предсказаний $\hat{\theta}_n$. Ошибки для модели на данных проверки

$$E\left[L(Z, \hat{\theta}_n)\right] + \eta'_m(\hat{\theta}_n) \quad (2.16)$$

где случайные отклонения измерений в проверочном наборе данных – η'_m , независим от $\hat{\theta}_n$. Таким образом можно получить беспристрастную оценку ошибки и, в случае большого m , точную. Следовательно, если требуется выбрать одну модель из многих, то можно выбрать ту, что наиболее хорошо себя показывает на наборе проверочных данных. Но проблема при таком подходе состоит в том, что нельзя использовать данные проверки для обучения, а так как сбор данных требует времени и, в большинстве случаев значительного, то следует использовать другой подход к использованию данных.

Следующим шагом будет не строгое разделение данных, а разделение их на две части случайно, так чтобы они имели одинаковое распределение, тогда они будут независимы друг от друга. Тогда их можно использовать, как отдельные два набора и получить такую же оценку ошибки.

Проблема подхода с разделением данных заключается в том, что оценка по разделенным данным часто имеет большие случайные отклонения. Наиболее распространенным методом для преодоления проблемы переобучения является k -кратная кросс-валидация [63]. Выбирается маленькое целое число k , обычно 5 или 10, и данные случайно делятся на k наборов одинаковой величины. Затем первый набор выбирается в качестве тестового, а обучение проводится на остальных, затем процесс повторяется, но тестовым берется второй набор, и так до k -го набора. В конце получается усредненная оценка работы всех моделей. Среди обученных моделей выбирается та, которая имеет наименьший уровень ошибок.

Кросс-валидация использует существующие данные для симуляции процесса оценки по новым данным. Если полный набор достаточно большой, то даже

малая часть его в наборе обучения, с большой вероятностью, хорошо представляет процесс генерации данных. Случайное же разделение данных не позволяет оценке склоняться в сторону какой-либо определенной модели. В целом, такое представление данных дает хорошее приближение к реальному.

2.2 Описание модели для расчета ПДСЗ в форме гантели

2.2.1 Описание модели для расчета резонансной частоты ПДСЗ в форме гантели

Для дальнейшего регрессионного анализа используется реализация данных методов в MATLAB. Набор данных для дальнейшего регрессионного анализа был получен с помощью проведения электродинамического моделирования параметризованной модели. Ее внешний вид приводится на Рисунке 2.1.

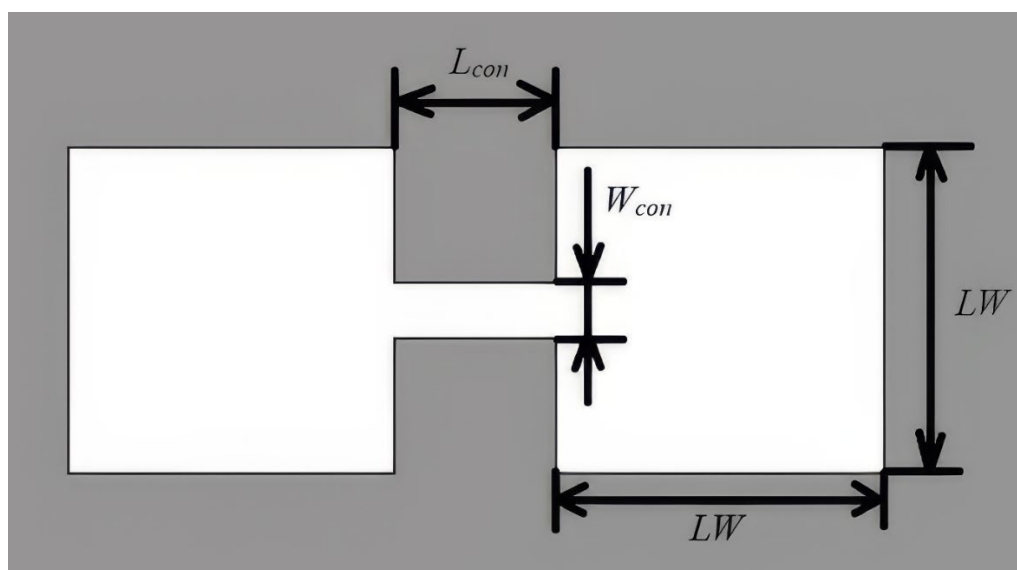


Рисунок 2.1 – Внешний вид гантелеобразного ПДСЗ

На представленном рисунке LW – длина стороны квадрата гантели (мм), L_{con} – длина соединяющей части между квадратами, W_{con} – ширина соединяющей части между квадратами. Помимо этого, также влиять на характеристики фильтра будут T_{sub} – толщина подложки и E_r – диэлектрическая проницаемость подложки. Для рассмотрения и получения конечной формульной зависимости был получен набор данных из 3150 измерений посредством электромагнитного моделирования в CST

Studio 2025. Для расчетов использовалась ЭВМ со следующими характеристиками: процессор AMD Ryzen 9 5900X (12 ядер, базовая частота 3.7 ГГц), оперативная память 32 Гб DDR4-3200, видеокарта NVIDIA RTX 5060 Ti (16 Гб GDDR7) с поддержкой GPU Computing.

Диэлектрическая проницаемость подложки E_r , сторона квадрата LW и длина соединительной щели L_{con} менялись от 2 до 12 с шагом 2. Ширина щели W_{con} от 1 мм до 4 мм с шагом 0.5 мм и толщина подложки изменялась от 1 мм до 3 мм с шагом 1.

Таким образом сразу можно выделить пределы валидности и применимости для получаемой регрессионной зависимости. По геометрии структуры и материалу подложки они будут: LW, L_{con} от 2 до 12 мм; W_{con} от 1 мм до 4 мм; толщина подложки от 1 до 3 мм, а ее диэлектрическая проницаемость от 2 до 12.

Далее следует перейти к анализу зависимостей резонансной частоты F_{min} ПДСЗ в форме простой гантели от каждого из параметров в отдельности для определения общего вида зависимости.

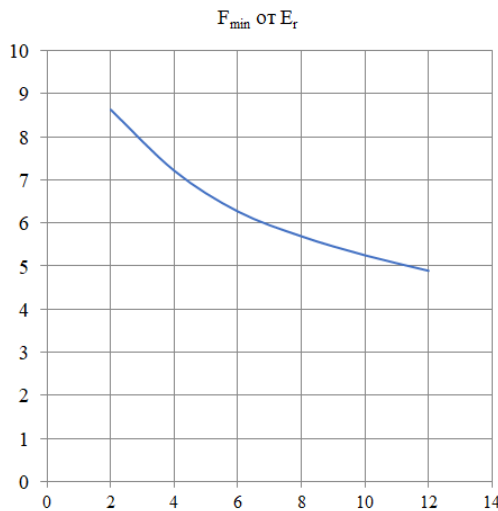


Рисунок 2.2 – Зависимость F_{min} от E_r при фиксированных остальных параметрах

По данным Рисунок 2.2 следует принять, что зависимость для F_{min} от E_r будет иметь вид $1/x$ с определенным коэффициентом, выражающим кривизну изгиба. Далее следует оценить влияние толщины подложки, для чего на Рисунке 2.3 приводится соответствующий график.

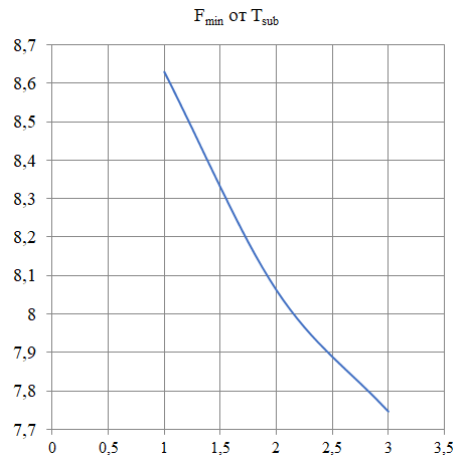


Рисунок 2.3 – Зависимость F_{min} от T_{sub} при фиксированных остальных параметрах

Полученный график демонстрирует схожую зависимость в виде дробной функции, но имеющую большую кривизну, что отчасти может быть вызвано ограниченностью проверяемого диапазона величины по сравнению с предыдущей. Остается рассмотреть переменные величины, связанные непосредственно с размерами структуры. На Рисунке 2.4 представлен график зависимости от размера стороны квадрата, а на 2.5 и 2.6 зависимости от размеров соединительной щели.

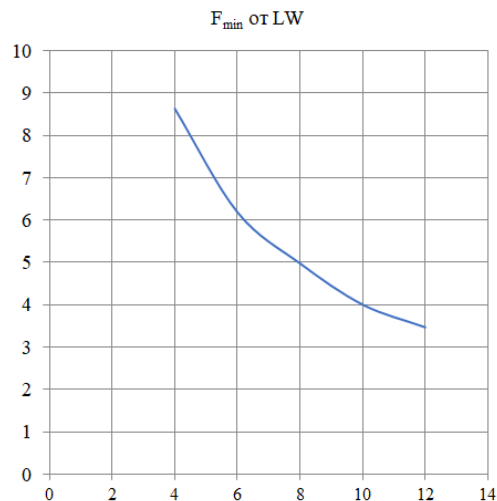


Рисунок 2.4 – Зависимость F_{min} от LW при фиксированных параметрах

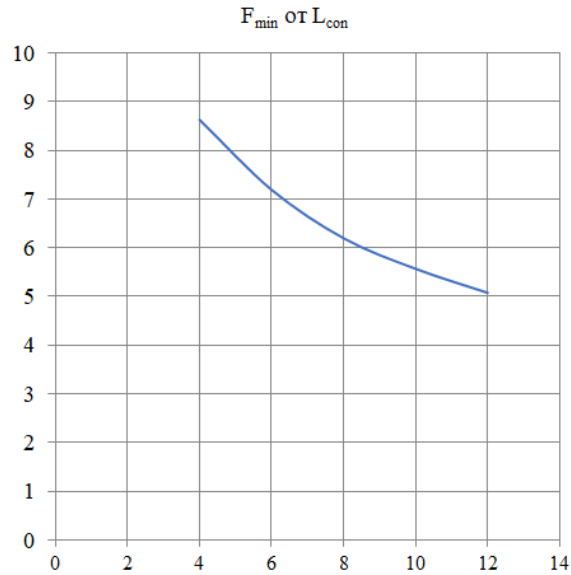


Рисунок 2.5 – Зависимость F_{\min} от L_{con} при фиксированных параметрах

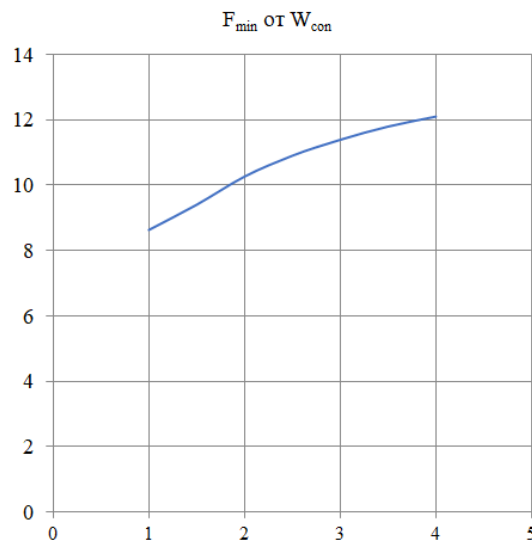


Рисунок 2.6 – Зависимость F_{\min} от W_{con} при фиксированных параметрах

Анализ графических зависимостей на Рисунке 2.4 – 2.6 показывает, что связь размеров ПДСЗ с частотой так же имеет вид простой обратной зависимости, за исключением ширины щели, для которой характерна степенная зависимость, что, однако может быть неточным ввиду малой выборки для построенного графика и ограниченности диапазона изменения величины.

Исходя из проведенного анализа, было сделано предположение, что функция, описывающая полную связь между частотой и всеми переменными, будет иметь общий вид:

$$F_{\min} = \frac{1}{a_1 \cdot E_r} + \frac{1}{a_2 \cdot LW} + \frac{1}{a_3 \cdot L_{con}} + \frac{1}{a_4 \cdot T_{sub}} + W_{con}^{a_5} \quad (2.17)$$

Далее для нахождения значений коэффициентов был проведен регрессионный анализ с 10-кратной кросс-валидацией. В результате было получено 10 моделей и их статистические характеристики, а именно среднее квадратическое отклонение (СКО) для расчетных значений по сравнению со значениями измерений, а также коэффициент детерминации. Данная форма оказалась недостаточно эффективной ввиду того, что обобщенное среднее квадратическое отклонение по всем 10 моделям составило 0.877, что для фильтра является значительным, т.к. соответствует отклонению в ~1 ГГц. Коэффициент детерминации же составил 0.646, что весьма мало и указывает на то, что формула объясняет только половину значений. Далее была получена гистограмма для остатков модели, являющейся лучшей на основании ее значения среднего квадратического отклонения, которое составило 0.710. Она представлена на Рисунке 2.7.



Рисунок 2.7 – Гистограмма остатков первоначальной модели

Как видно из гистограммы, полученная модель также обладает небольшой постоянной ошибкой, так как диаграмма, хоть и имеет колоколообразную форму, но вершина колокола не лежит рядом с нулевым значением.

Также были получены расстояния Кука для точек измерения. Они представлены на Рисунке 2.8.

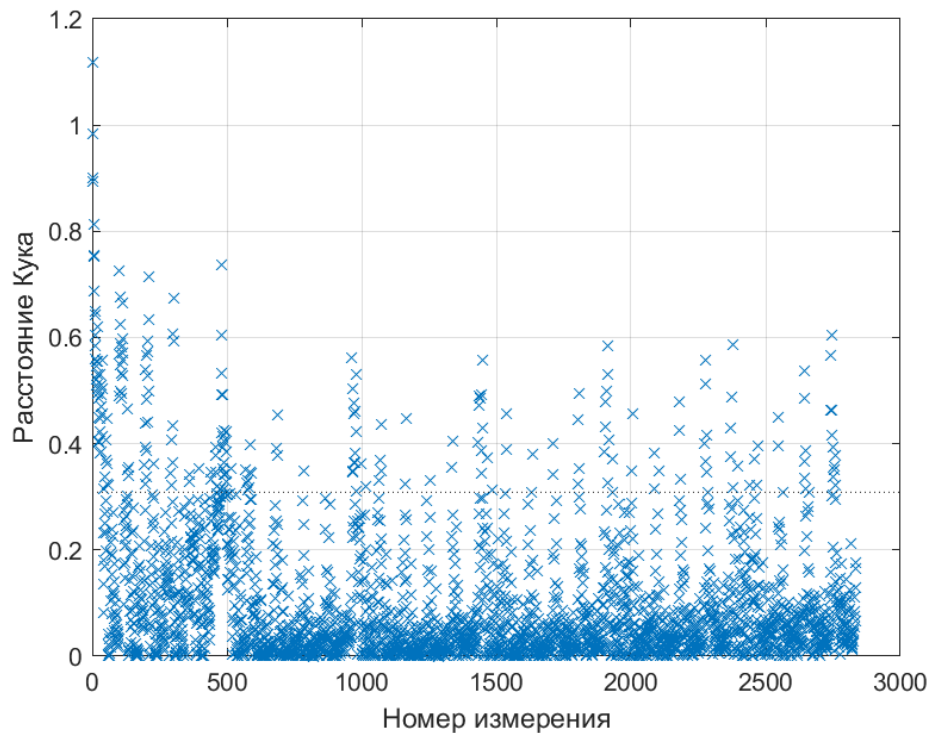


Рисунок 2.8 – Расстояния Кука для первой итерации

Представленные данные показывают большое число значений, оказывающих влияние на всю зависимость и необъясненных моделью.

Далее первоначально предложенная формула была модифицирована с учетом полученных данных. Она приняла следующий вид:

$$F_{\min} = \frac{W_{con}^{a_5}}{a_1 \cdot E_r + a_2 \cdot LW + a_3 \cdot L_{con} + a_4 \cdot T_{sub}} \quad (2.18)$$

Далее также был проведен регрессионный анализ с 10-кратной кросс-валидацией. Обобщенное значение среднего квадратического отклонения значительно уменьшилось до 0.371. При этом так же вырос коэффициент детерминации. Он оказался равен 0.850. Это указывает на большую применимость модели с такой формой, однако все еще недостаточно для полноценного ее практического приложения

в реальной методике. На Рисунке 2.9 приводится гистограмма остатков для лучшей модели (среднее квадратическое отклонение равно 0.299), как и в прошлом случае.

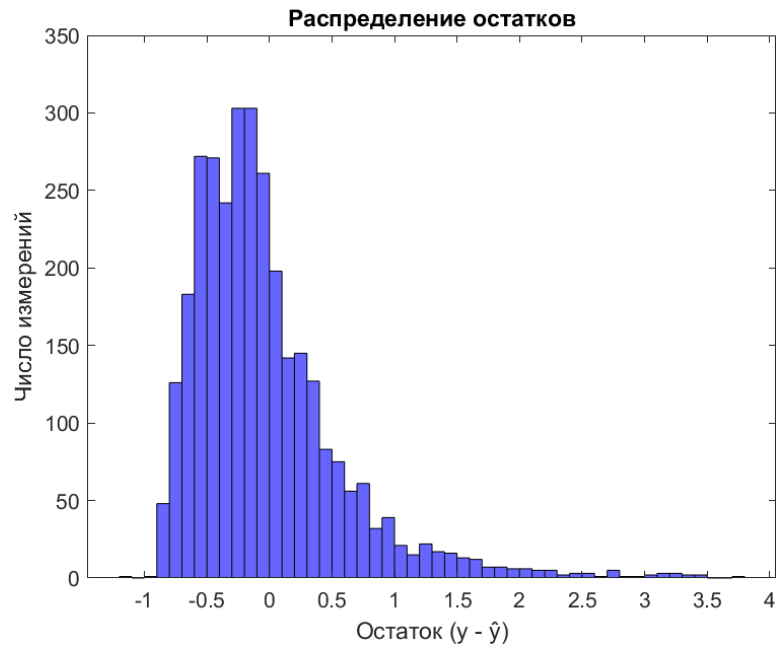


Рисунок 2.9 – Гистограмма остатков второй итерации модели

Полученная гистограмма демонстрирует меньшую постоянную ошибку. При этом значения остатков имеют нормальное распределение, что также указывает на возросшую применимость полученной модели.

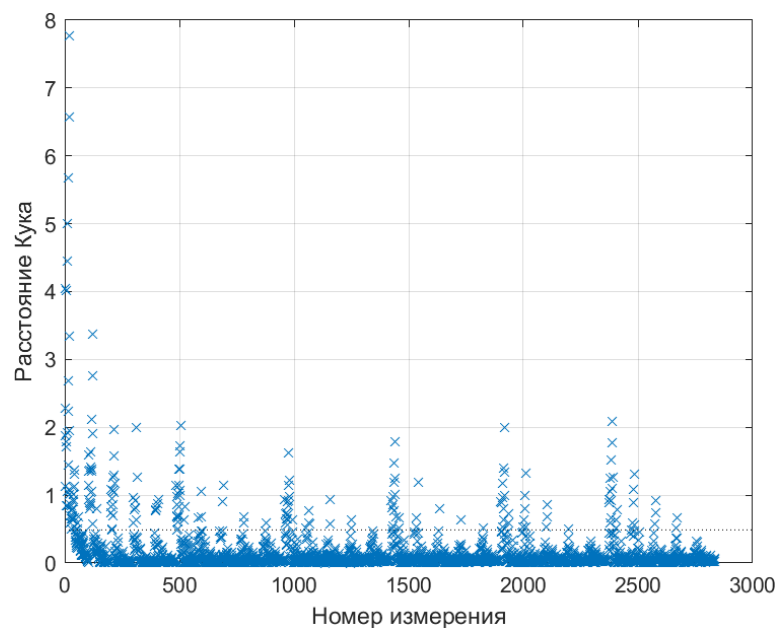


Рисунок 2.10 – Расстояния Кука для второй итерации

Как видно из данных о расстояниях Кука для второй итерации модели, большая часть значений стала лучше объясняться формулой, но появились значительные пики у других, т.е. следует провести ее дальнейшую модификацию.

Для большего уточнения модели, а также на основании ее конечной применимости, была добавлена постоянная в виде постоянного коэффициента. Формула приняла следующую форму:

$$F_{\min} = \frac{W_{con}^{as}}{a_1 \cdot E_r + a_2 \cdot LW + a_3 \cdot L_{con} + a_4 \cdot T_{sub}} - 1.4 \quad (2.19)$$

Проведение регрессионного анализа показало еще один качественный рост статистических характеристик модели. Обобщенное среднее квадратическое отклонение уменьшилось до 0.137, а коэффициент детерминации возрос до 0.944. Эти значения указывают на достаточную применимость предлагаемой формулы. При этом гистограмма остатков для лучшей модели (СКО = 0.110, $R^2 = 0.949$) (Рисунок 2.11) показала отсутствие постоянной ошибки и хорошее соответствие распределения величин остатков в соответствии с нормальным законом.

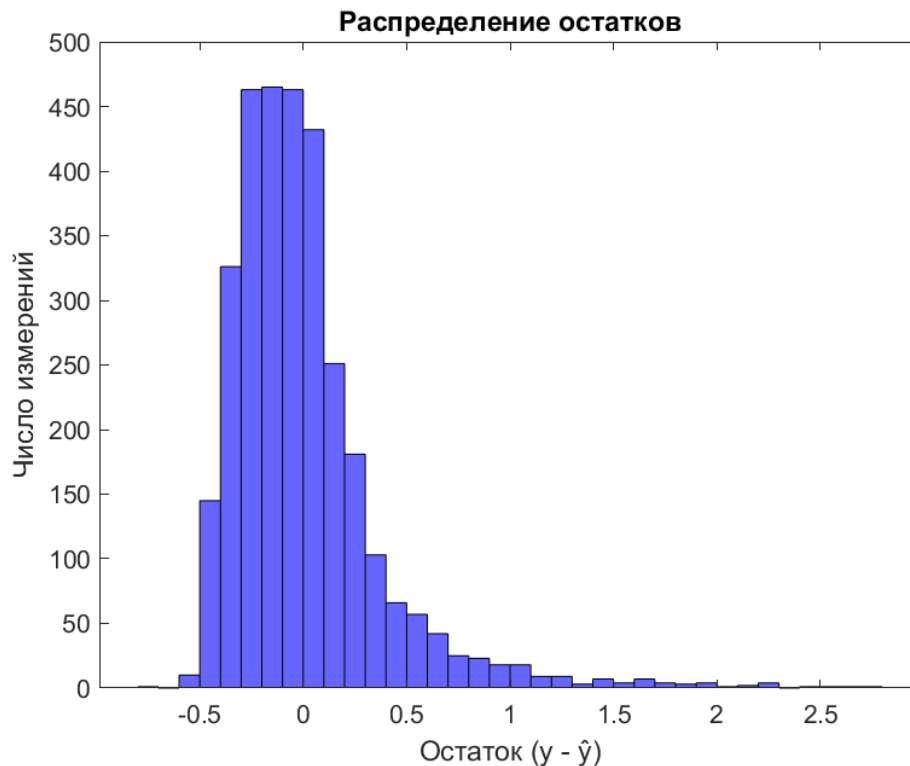


Рисунок 2.11 – Гистограмма остатков третьей итерации модели

Дальнейший перебор вариантов и попыток улучшить достигнутый результат привел к окончательной форме, выражающей зависимость частоты резонанса от проектировочных характеристик структуры:

$$F_{\min} = \frac{1}{a_1 \cdot LW + a_2 \cdot L_{con} + a_3 \cdot W_{con} + a_4 \cdot T_{sub} + a_5 \cdot E_r} - 1.4 \quad (2.20)$$

После проведения регрессионного анализа были получены значения среднего квадратического отклонения и коэффициента детерминации в 0.0686 и 0.972 соответственно. Все значения для каждой из 10 моделей, сформированных после кросс-валидации, приводятся в Таблице 2.1.

Таблица 2.1 – Статистические характеристики моделей.

Номер модели	Среднее квадратическое отклонение	R ²
1	0.0488	0.975
2	0.0706	0.971
3	0.0944	0.961
4	0.0841	0.970
5	0.0529	0.976
6	0.0685	0.973
7	0.055	0.979
8	0.0774	0.971
9	0.0734	0.971
10	0.0615	0.973
Обобщенные параметры	0.0686	0.972

Исходя из значений среднего отклонения, можно заметить, что наилучшей будет модель под номером 1. Далее проведем отдельно ее анализ. Для чего приведем гистограмму остатков модели.

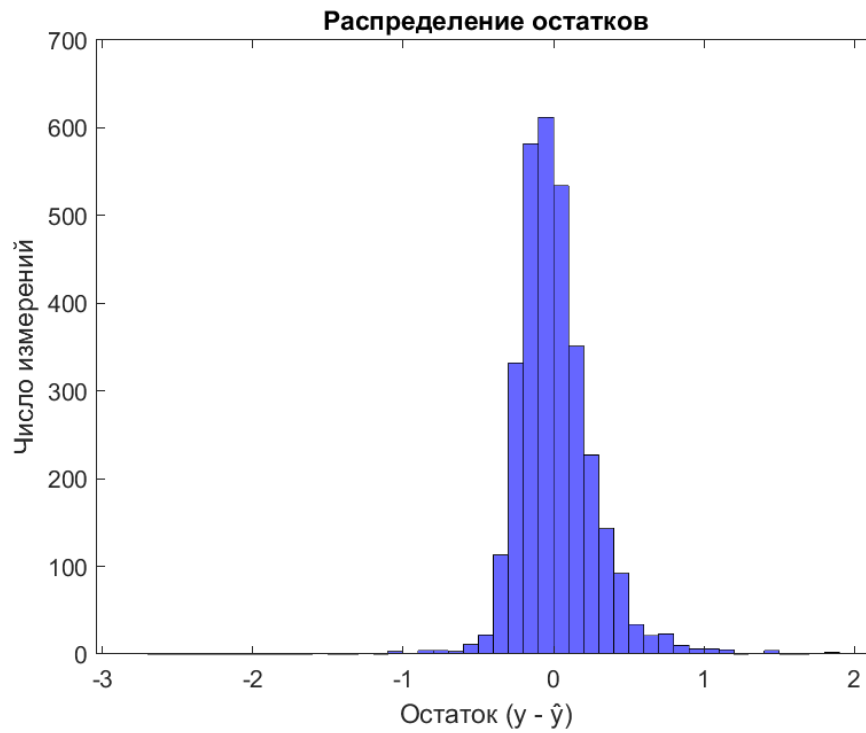


Рисунок 2.12 – Гистограмма остатков модели

По приведенной гистограмме для всего набора данных можно заметить, что основная часть остатков не превышает по модулю 0.5, что говорит о хороших предсказательных способностях модели. Так же у модели полностью отсутствует постоянная ошибка, а колоколообразная форма гистограммы с острым пиком демонстрирует ее высокую точность на рассматриваемом наборе данных.

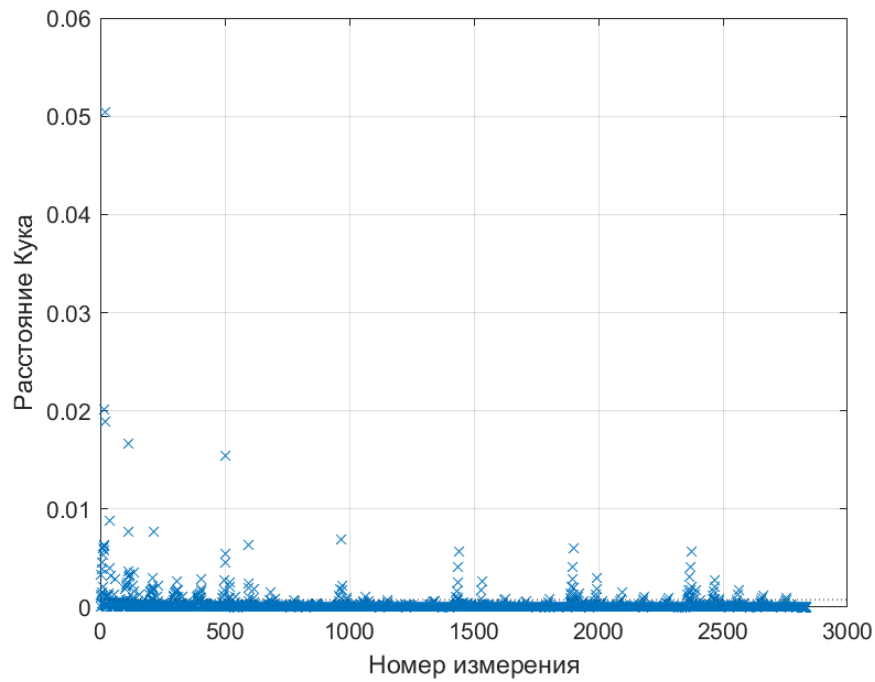


Рисунок 2.13 – Расстояние Кука

Представленное распределение расстояний Кука же показывает, что полученная модель является устойчивой и ее результаты надежны, так как нет ни одного значения более 1, а также нет резких выбросов.

Остается привести статистическую оценку для самих коэффициентов. Она представлена в Таблице 2.2.

Таблица 2.2 – Значения коэффициентов и их статистические оценки.

Коэффициент	Значение	Стандартная ошибка	t-статистика	p-значение
a_1	0.014795	5.2279e-05	283.003	0
a_2	0.007251	4.3427e-05	166.97	0
a_3	-0.012839	9.8473e-05	-130.38	0
a_4	0.010822	0.00014	76.095	0
a_5	0.006949	3.9412e-05	176.322	0

Данные таблицы показывают, что значения коэффициентов почти не будут меняться от итерации к итерации (исходя из значений стандартных ошибок), при этом, почти все коэффициенты увеличивают значение резонансной частоты, кроме того, который связан с шириной соединительной щели. Нулевое же р-значение показывает, что все переменные статистически значимы.

Далее приводится окончательная формула, включающая полученные коэффициенты:

$$F_{\min} = 1 / (0.01478 \cdot LW + 0.0072574 \cdot L_{con} - 0.012881 \cdot W_{con} + 0.01109 \cdot T_{sub} + 0.0069014 \cdot E_r) - 1.4 \quad (2.21)$$

2.2.2 Описание модели для расчета частоты среза ПДСЗ в форме гантели

Как было обозначено авторами работы [47], структура типа “простая гантель” представляет собой фильтр нижних частот при ее расположении под микрополосковой линией. Соответственно, следует углубить представленную ранее модель и дополнить ее. Для чего будет проведен еще один регрессионный анализ, направленный на установление связи между частотой среза и размерами структуры. Условия выбора данных остались теми же, что и ранее за исключением того, что из выборки были исключены значения частоты при E_r равной 12 и толщине подложки, равной 2 и 3 мм. Такое решение было принято ввиду нестабильности параметров конструкции, которые были сильно искажены и не давали четкой частоты среза из-за побочных резонансов (пример внешнего вида S2,1 приведен на Рисунке 2.14).

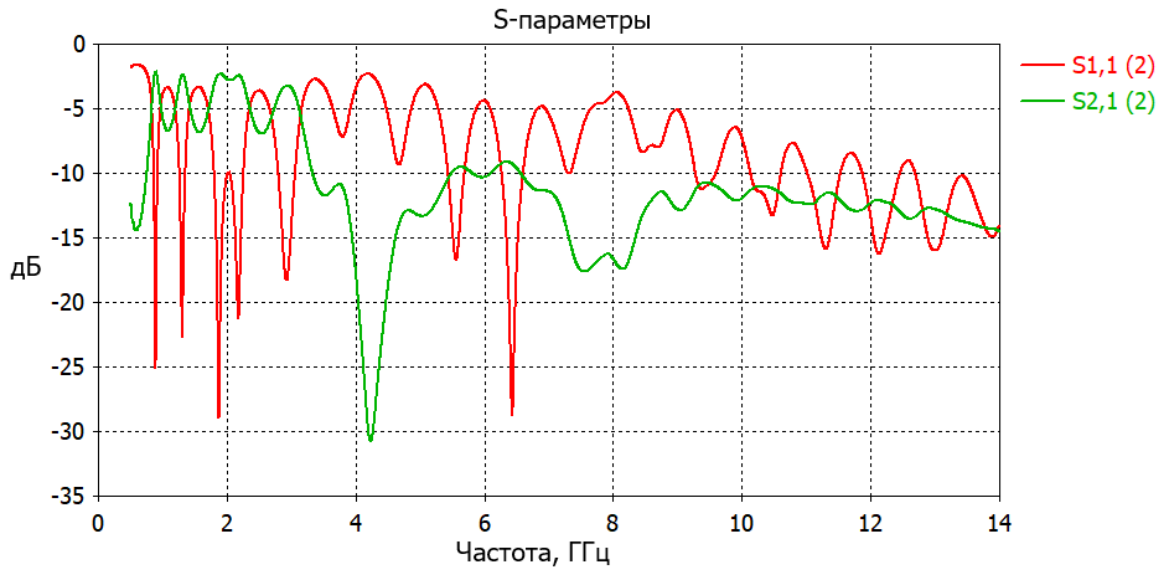


Рисунок 2.14 – Искажения параметров фильтра при увеличенной толщине подложки при ее диэлектрической проницаемости 12

Таким образом регрессионный анализ будет проводиться на наборе из 2800 точек, при этом кросс-валидация остается той же, то есть десятикратной. Далее следует провести анализ зависимости частоты среза от каждого из параметров в отдельности. В первую очередь приводятся графики для зависимостей от размеров квадратов LW .

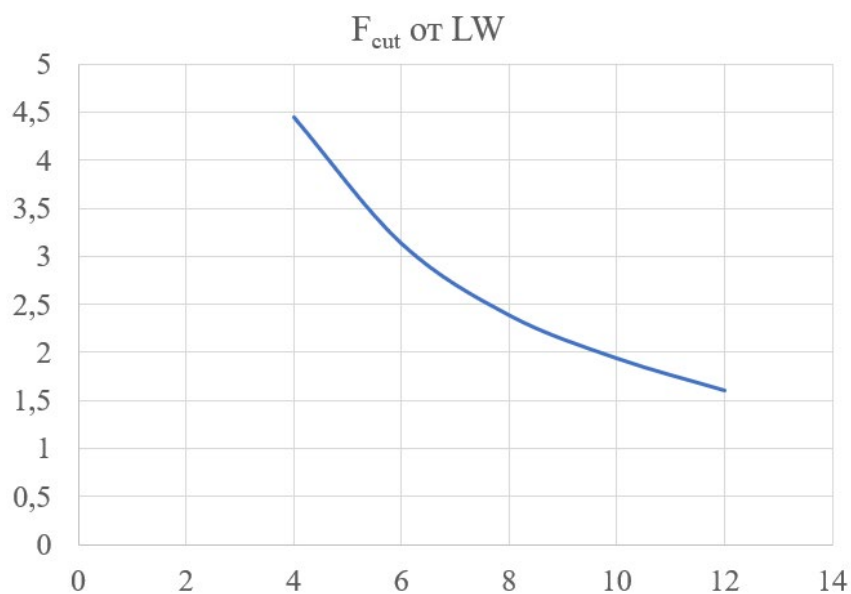


Рисунок 2.15 – Зависимость частоты среза F_{cut} от LW

Как видно из графика, приведенная зависимость имеет дробный вид, что схоже с приведенной в предыдущем подпункте главы зависимостью, однако является менее ярко выраженной по сравнению с зависимостью на Рисунке 2.4. Далее рассматриваются зависимости для параметров подложки: от диэлектрической проницаемости E_r и толщины T_{sub} ; которые приведены на Рисунке 2.16 и 2.17.

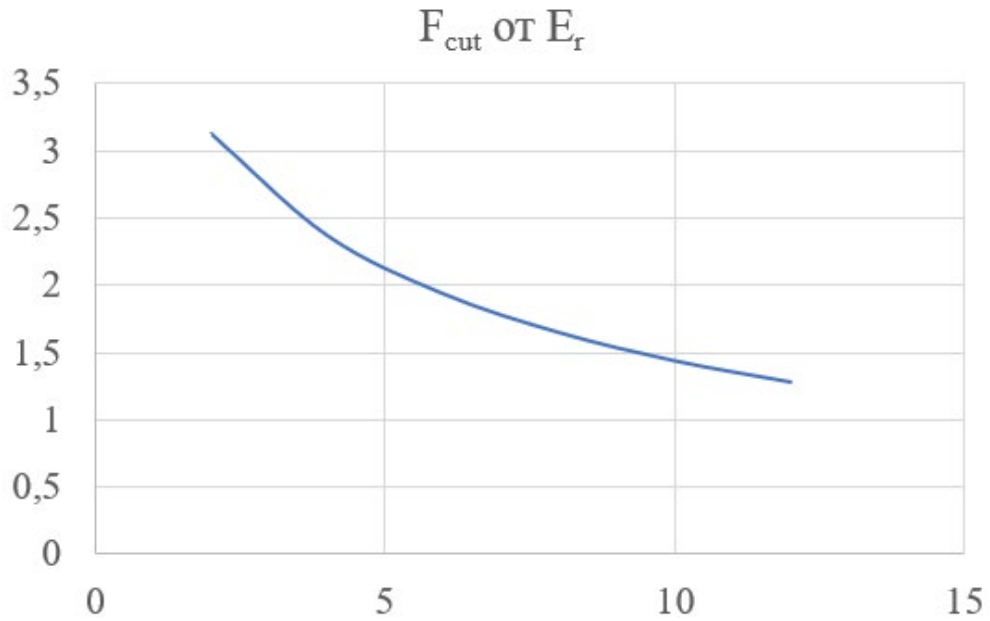


Рисунок 2.16 – Зависимость частоты среза F_{cut} от E_r

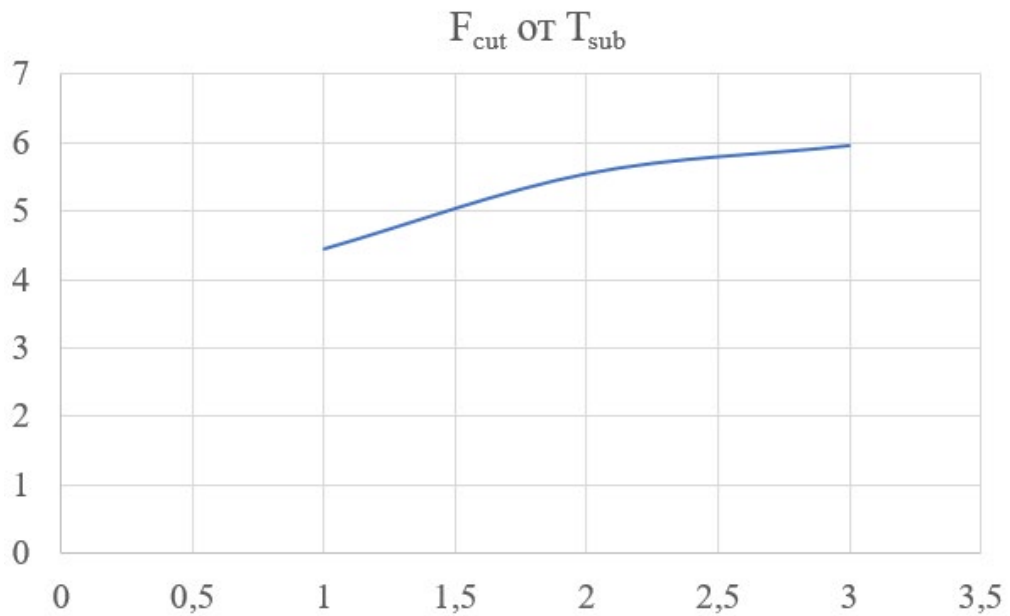


Рисунок 2.17 – Зависимость частоты среза F_{cut} от T_{sub}

Представленная на Рисунке 2.16 зависимость имеет вид, схожий с той, что была показана ранее, однако так же не столь сильно выражена, хотя и сохраняет форму дробной зависимости. Для толщины подложки же наблюдается ее изменение к форме степенной функции от замеченной ранее дробной.

Следующим шагом остается провести анализ зависимости частоты среза от размеров щели. Соответствующие графики приведены на Рисунке 2.18 и 2.19.

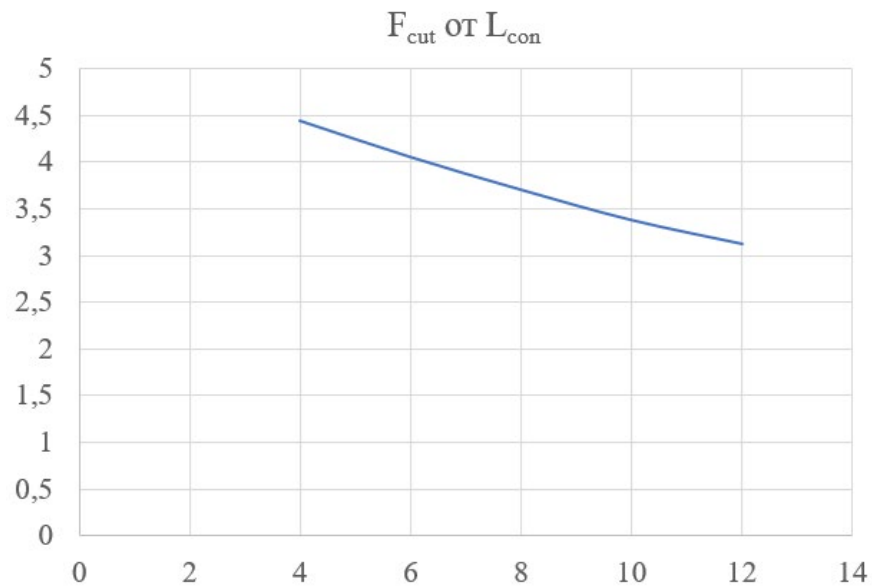


Рисунок 2.18 – Зависимость частоты среза F_{cut} от L_{con}

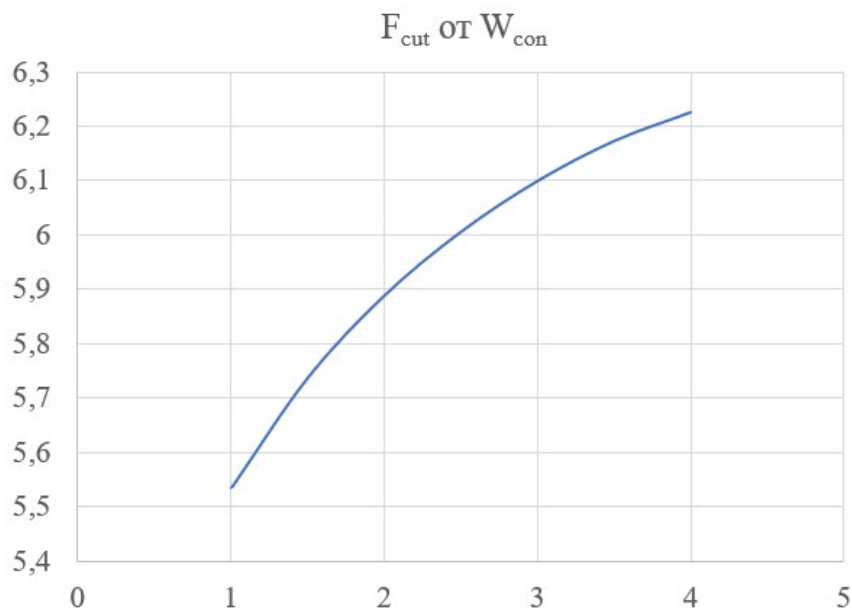


Рисунок 2.19 – Зависимость частоты среза F_{cut} от W_{con}

Вид зависимостей для размеров щели остался тем же. Как видно из Рисунок 2.18 дробная зависимость для длины почти свелась к линейной обратной, а по Рисунок 2.19 можно заметить наоборот возросшую резкость графика и степенной зависимости.

На основании всех этих наблюдений в качестве первой общей формы модели взаимосвязи между частотой среза и параметрами структуры можно предположить:

$$F_{cut} = \frac{1}{a_1 \cdot LW} + \frac{1}{a_2 \cdot L_{con}} + W_{con}^{a_3} + \frac{1}{a_4 \cdot E_r} + T_{sub}^{a_5} \quad (2.22)$$

После проведения регрессионного анализа, полученный набор из 10 моделей обладал средним квадратическим отклонением 0.739 и коэффициентом детерминации 0.240. Это весьма низкие показатели. Для лучшего анализа поведения представленной модели была выбрана лучшая из всего набора с коэффициентом детерминации 0.293 и средним квадратическим отклонением 0.614. Для нее была получена гистограмма распределения остатков и распределение расстояний Кука, которые представлены на Рисунке 2.20 и 2.21.

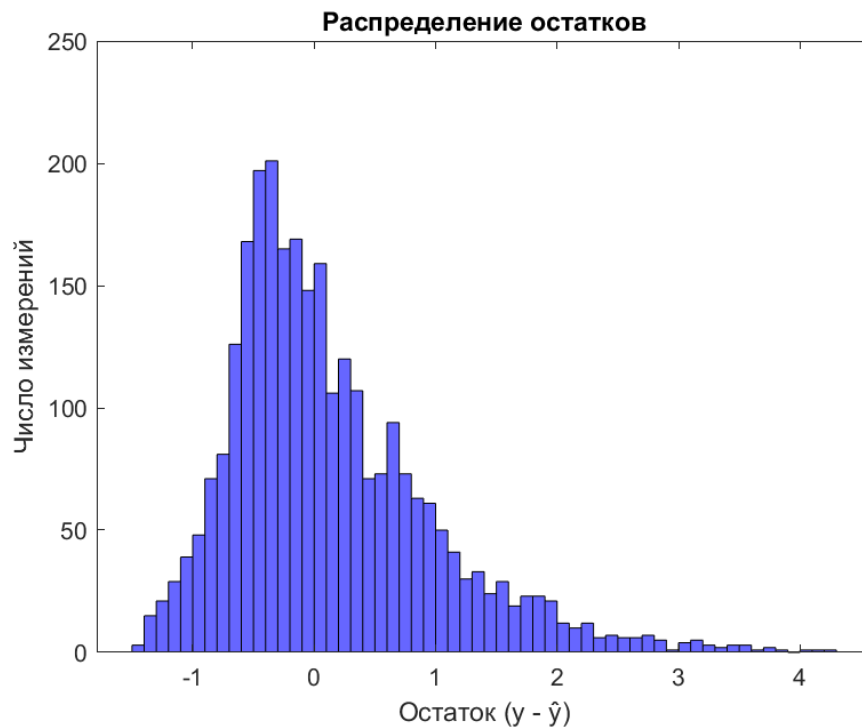


Рисунок 2.20 – Гистограмма остатков первой итерации

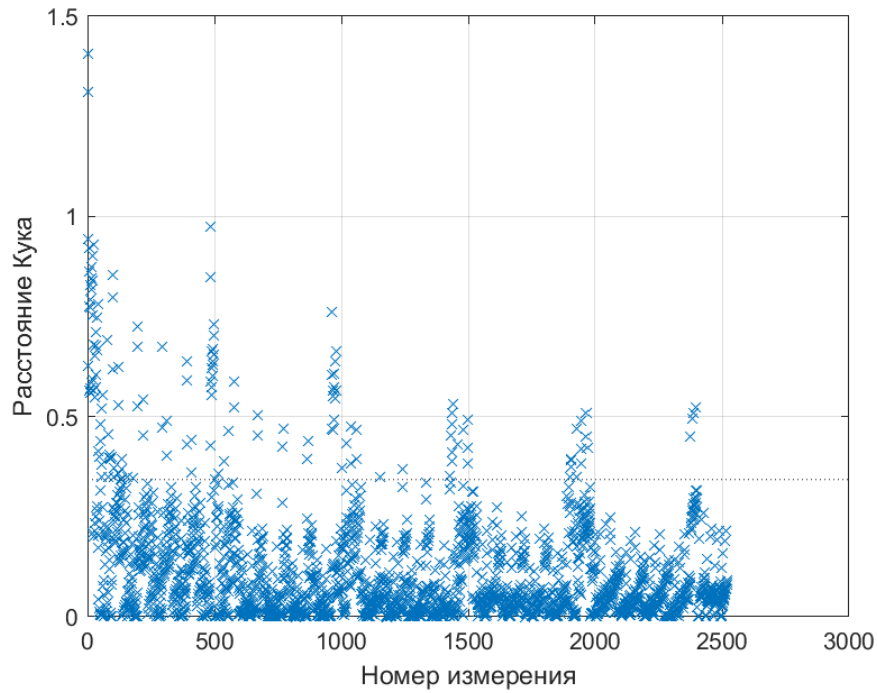


Рисунок 2.21 – Распределение расстояний Кука для первой итерации

Приведенные данные показывают, что представленная модель имеет постоянную ошибку, которую можно заметить по смещению вершины колокола на гистограмме остатков относительно нуля. Помимо этого, модель не является устойчивой, так как на распределении расстояний Кука можно заметить значительные выбросы, характеризующие большое число значений, оказывающих значительное влияние на саму модель. Исходя из данных утверждений, можно предположить, что имеет место недостаточная связь предикторов в модели между собой. Тогда можно представить ее в несколько измененном виде:

$$F_{cut} = \frac{W_{con}^{a_3} + T_{sub}^{a_5}}{a_1 \cdot LW + a_2 \cdot L_{con} + a_4 \cdot E_r} \quad (2.23)$$

Для моделей, полученных после изменения общего вида зависимости, коэффициент детерминации возрос до 0.532, а среднее квадратическое отклонение уменьшилось до 0.450. Это значительно лучше, чем приведенные ранее значения, но все еще недостаточно, чтобы утверждать о применимости представленной модели. Лучшая же модель из набора имеет коэффициент детерминации 0.586, а ее

СКО 0.361. Как и ранее, для нее приводятся гистограмма остатков и распределение расстояний Кука.

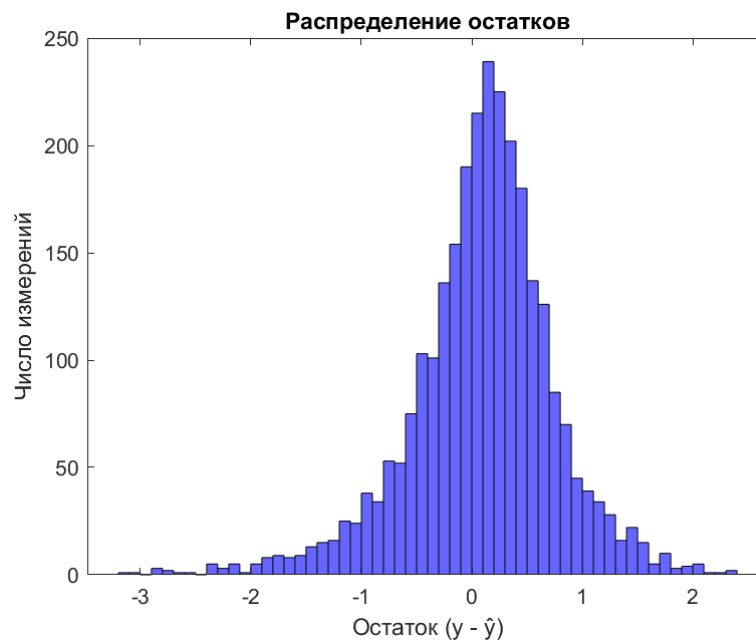


Рисунок 2.22 – Гистограмма остатков второй итерации

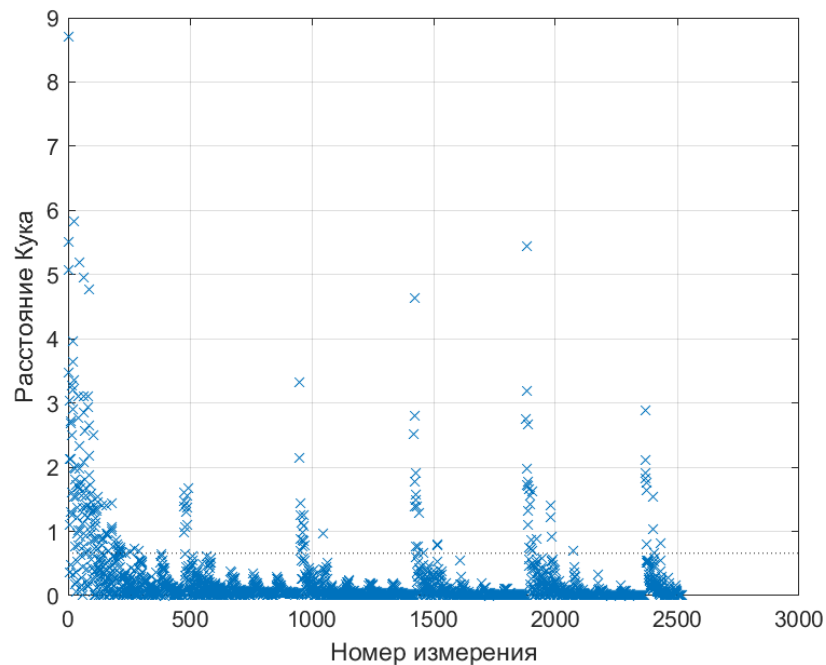


Рисунок 2.23 – Распределение расстояний Кука для первой итерации

Приведенные на Рисунке 2.22 и 2.23 данные показывают, что постоянная ошибка у данной формы зависимости отсутствует, однако по расстояниям Кука

можно заметить большие выбросы по некоторым значениям из набора данных, хотя и большая часть из них теперь стала более объяснимой новой формой зависимости. Далее было решено сформировать новую форму модели исходя из достигнутых результатов и полученной ранее зависимости для частоты резонанса (2.20):

$$F_{\min} = \frac{T_{sub}^{a_5}}{a_1 \cdot LW + a_2 \cdot L_{con} + a_3 \cdot W_{con} + a_4 \cdot E_r} \quad (2.24)$$

Регрессионный анализ для данной формы зависимости показал значительные улучшения всех статистических метрик на всех 10 моделях. Коэффициент детерминации вырос до 0.861, а среднее квадратическое отклонение снизилось до 0.133. При этом параметры лучшей модели из всего набора оказались равны 0.882 и 0.114 соответственно. Далее приводятся ее гистограмма остатков и распределение расстояний Кука.

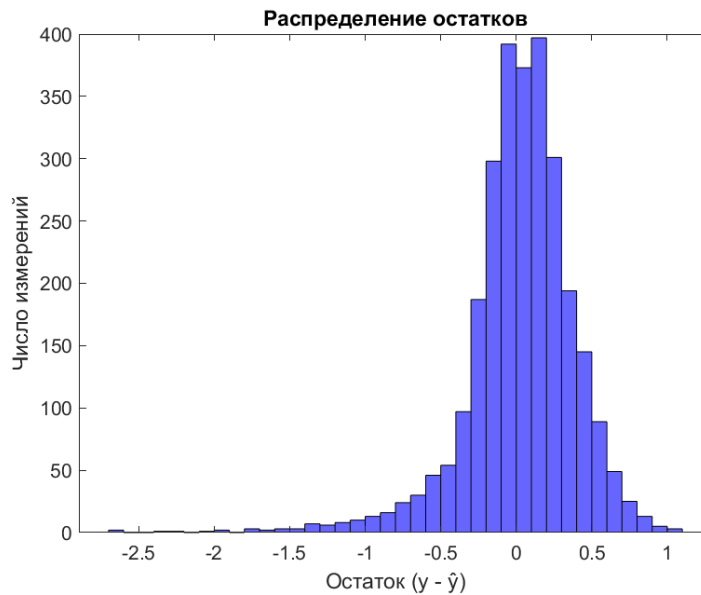


Рисунок 2.24 – Гистограмма остатков третьей итерации зависимости

Гистограмма на Рисунке 2.24 показывает, что у представленной модели отсутствует постоянная ошибка, при этом само распределение имеет нормальный вид, что подкрепляет правильность предположения о привязке к форме зависимости (2.20), соответствующей резонансной частоте.

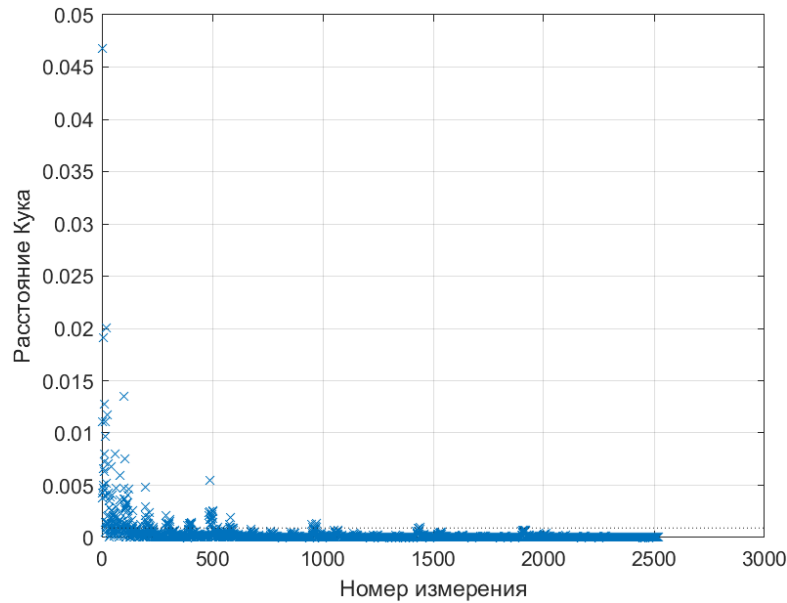


Рисунок 2.25 – Распределение расстояний Кука

Расстояния Кука также являются приемлемыми для данной формы. Резких выбросов нет, большая часть хорошо объясняется приведенной формулой, а незначительные отклонения менее 1 наблюдаются только на самых первых значениях.

Далее было решено произвести проверку модели, идентичной (2.20), за исключением постоянной, служащей для компенсации смещения. После небольшого ее подбора была получена следующая форма:

$$F_{cut} = \frac{1}{a_1 \cdot LW + a_2 \cdot L_{con} + a_3 \cdot W_{con} + a_4 \cdot E_r + a_5 \cdot T_{sub}} - 0.7 \quad (2.25)$$

Далее был проведен регрессионный анализ и статистические метрики показали, что данная форма является наиболее оптимальной среди всех рассмотренных. Характеристики для всех 10 моделей, а также их обобщенные значения представлены в Таблице 2.3.

Таблица 2.3 – Статистические характеристики моделей ПДСЗ “простая гантель” для зависимости F_{cut} .

Номер модели	Среднее квадратическое отклонение	R^2
1	0.04954	0.950
2	0.03827	0.959
3	0.03439	0.963
4	0.02979	0.969
5	0.02868	0.966
6	0.03834	0.955
7	0.04408	0.959
8	0.03671	0.961
9	0.03769	0.965
10	0.03858	0.966
Обобщенные параметры	0.0376	0.961

По приведенным в таблице данным видно, что среднее квадратическое отклонение по всем моделям имеет весьма низкое значение 0.0376, а коэффициент детерминации высок и составил 0.961. Лучшей же среди всех моделей будет модель под номером 5. Ее коэффициент детерминации составил 0.966, а среднее квадратическое отклонение - 0.02868. Далее для нее приводятся гистограмма остатков и распределение расстояний Кука.

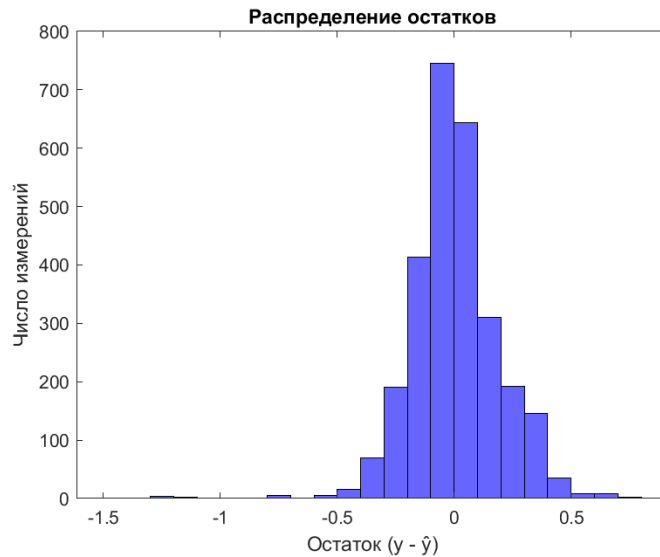


Рисунок 2.26 – Гистограмма остатков окончательной модели зависимости F_{cut} для “простой гантели”

По гистограмме остатком можно заметить, что почти все отклонения лежат в пределах от -0.1 до 0.1. Сама же гистограмма имеет нормальное распределение и не обладает постоянной ошибкой. Это указывает на высокую точность значений, получаемых при использовании предложенной формы в обозначенных диапазонах.

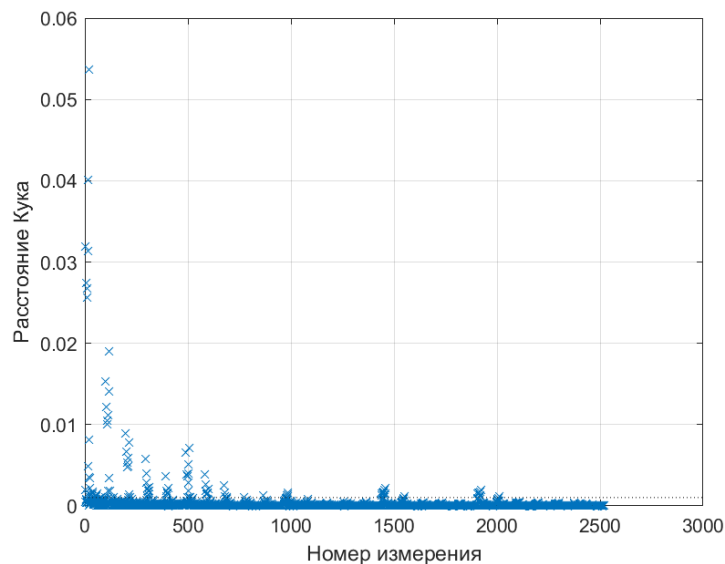


Рисунок 2.27 – Распределение расстояний Кука для окончательной модели зависимости F_{cut} для “простой гантели”

Распределения расстояний Кука, представленные на Рисунке 2.27, показывают хорошую устойчивость модели. Резких выбросов нет и почти все значения лежат около нуля. Далее приводятся статистические оценки и значения коэффициентов модели, которые сведены в Таблице 2.4.

Таблица 2.4 – Значения коэффициентов и их статистические оценки для модели зависимости F_{cut} для “простой гантели”.

Коэффициент	Значение	Стандартная ошибка	t-статистика	p-значение
a_1	0.03195	0.00014	222.38	0
a_2	0.01035	0.00011	97.41	0
a_3	-0.00385	0.00027	-14.40	$3.1924 \cdot 10^{-45}$
a_4	0.02327	0.00013	175.65	0
a_5	-0.02922	0.00031	-93.42	0

Стандартные ошибки показывают большую уверенность в общем виде предложенной модели. При этом p-значения либо равны нулю, либо очень малы, что подтверждает значимость каждого коэффициента. Таким образом последняя предложенная модель является самой лучшей среди всех рассмотренных. Далее приводится ее окончательный вид, включающий полученные коэффициенты:

$$F_{cut} = 1 / (0.03195 \cdot LW + 0.01035 \cdot L_{con} - 0.00385 \cdot W_{con} + 0.02327 \cdot E_r - 0.02922 \cdot T_{sub}) - 0.7 \quad (2.26)$$

2.2.3 Исследование связи между полученными зависимостями для ПДСЗ “простая гантель” и ее эквивалентной схемой

Учитывая, что полученные формулы дают возможность произвести расчет основных параметров фильтра на основе ПДСЗ, далее следует осуществить привязку их к эквивалентной схеме, которая была представлена в работе [47]. Сама схема же представляет собой параллельную LC-цепь. Ее сопротивление выражается как:

$$Z_{LC} = \frac{Z_L Z_C}{Z_L + Z_C} = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC}, \quad (2.27)$$

а ее резонансная частота выражается следующим классическим равенством

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (2.28)$$

Реактивное сопротивление цепи определяется в соответствии с

$$X_{LC} = \frac{1}{\omega_0 C \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right)}. \quad (2.29)$$

В случае представления такой LC-цепью ПДСЗ она должна вести себя как фильтр нижних частот с частотой среза и как режекторный фильтр на частоте резонанса структуры. То есть, для получения значений индуктивности и емкости нужно учитывать оба вклада в общую характеристику. Во-первых, реактивное сопротивление эквивалентной цепи должно соответствовать сопротивлению фильтра нижних частот Баттерворта первого порядка на частоте среза. Далее положение полюса затухания должно соответствовать резонансной частоте ω_0 .

Для перехода к фильтру нижних частот первого порядка следует начать с рассмотрения фильтра n -го порядка. Схема такого фильтра представлена на Рисунке 2.28, где представлены нормализованные элементы от g_1 до g_n с угловой частотой среза, приравненной к единице. Значение g_i можно получить из

$$g_i = 2 \sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right), \quad i = 1 \dots n. \quad (2.30)$$

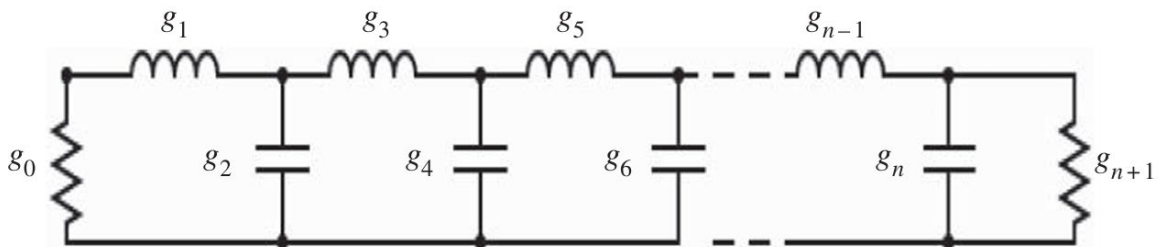


Рисунок 2.28 – Схема фильтра нижних частот n -го порядка

В приведенной формуле (2.30) g_0 и g_{n+1} представляют сопротивления источника и нагрузки, нормализованные к единице. Реальные значения элементов для требуемой частоты могут быть найдены из преобразований элементов [66]. Фильтр первого порядка будет содержать один элемент, т.е. g_1 вместе с нагрузкой и источником g_0 и g_2 , как показано на Рисунке 2.29.

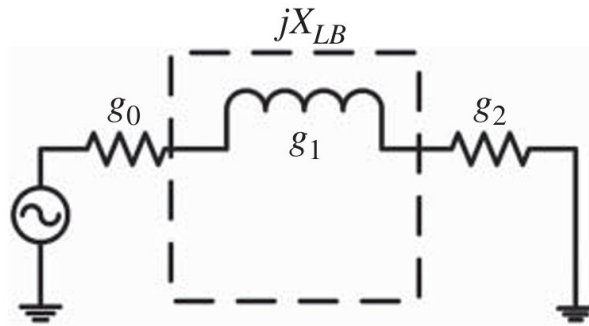


Рисунок 2.29 – Прототип фильтра нижних частот Баттерворта первого порядка

Реактивное сопротивление такого фильтра может быть представлено в виде формулы

$$X_{LB} = \frac{Z_0 g_1}{\omega_c} \omega = \omega' Z_0 g_1, \quad (2.31)$$

где Z_0 – масштабирование сопротивления для нормализации сопротивлений нагрузки и источника, ω_c – частота среза, а ω' – нормализованная частота.

Для согласования отклика фильтра нижних частот первого порядка с интересующей эквивалентной цепью, их реактивное сопротивление на частоте среза должно соответствовать равенству

$$X_{LC} \Big|_{\omega=\omega_c} = X_{LB} \Big|_{\omega'=1}, \quad (2.32)$$

которое приводит к

$$\frac{1}{\omega_0 C \left(\frac{1}{\frac{\omega_0}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega_0}} \right)} = Z_0 g_1 \quad (2.33)$$

ИЛИ

$$C = \frac{\omega_c}{Z_0 g_1 (\omega_0^2 - \omega_c^2)}. \quad (2.34)$$

Выражение (2.28) при подстановке (2.34) дает для индуктивности

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C} \quad (2.35)$$

Тогда с учетом, что $g_1 = 2$ для фильтра первого порядка и $Z_0 = 50$ Ом, эквивалентные параметры цепи будут:

$$C = \frac{5f_c}{\pi(f_0^2 - f_c^2)} n\Phi, \quad (2.36)$$

$$L = \frac{250}{(\pi f_0)^2 C} nГн. \quad (2.37)$$

где f_0 и f_c – частоты полюса затухания и среза, выраженные в ГГц. Таким образом, с помощью передаточных характеристик ПДСЗ можно найти f_0 и f_c и значения L и C .

Учитывая полученные ранее формулы (2.21) и (2.26), можно получить выражения, связывающие размеры ПДСЗ “простая гантель” со значениями емкости и индуктивности эквивалентной цепи. Введем следующие замены:

$$A = a_1 \cdot LW + a_2 \cdot L_{con} + a_3 \cdot W_{con} + a_4 \cdot T_{sub} + a_5 \cdot E_r, \quad (2.38)$$

$$B = b_1 \cdot LW + b_2 \cdot L_{con} + b_3 \cdot W_{con} + b_4 \cdot E_r + b_5 \cdot T_{sub}. \quad (2.39)$$

Здесь A – набор переменных и их коэффициентов из формулы (2.21), а B – набор из формулы (2.26). Тогда, сделав подстановки в (2.36) и (2.37), можно получить

$$C = \frac{5\left(\frac{1}{B} - 1.4\right)}{\pi\left(\left(\frac{1}{A} - 1.4\right)^2 - \left(\frac{1}{B} - 0.7\right)^2\right)} = \frac{\frac{5-4B}{B}}{\pi\frac{(B+A-2.1A \cdot B)(B-A-0.7A \cdot B)}{(A \cdot B)^2}}, \quad (2.40)$$

$$L = \frac{250}{\left(\pi\left(\frac{1}{A} - 1.4\right)\right)^2 C}. \quad (2.41)$$

Теперь следует провести проверку полученных взаимосвязей на практическом примере расчета конструкции фильтра нижних частот. В качестве подложки будет выбран диэлектрик FR-4 с диэлектрической проницаемостью 4.4 и толщиной 1 мм. Ширина микрополосковой линии с сопротивлением в 50 Ом для такой подложки будет составлять 1.8 мм. Для удобства размеры щели примем эквивалентными ширине подложки, т.е. $L_{con} = W_{con} = 1.8$ мм. Целевой частотой среза для фильтра будет являться 2.5 ГГц, а частота полюса затухания должна быть на 6 ГГц. Из соотношений (2.21) и (2.26) $LW = 7$ мм, тогда $f_{min} = 6.0125$ ГГц и $f_{cut} = 2.5414$ ГГц. А по формулам (2.40) и (2.41) можно получить $C = 0.1362$ пФ и $L = 5.1437$ нГн. Сначала проведем электромагнитное моделирование структуры. Внешний вид модели приведен на Рисунке 2.30 и 2.31.

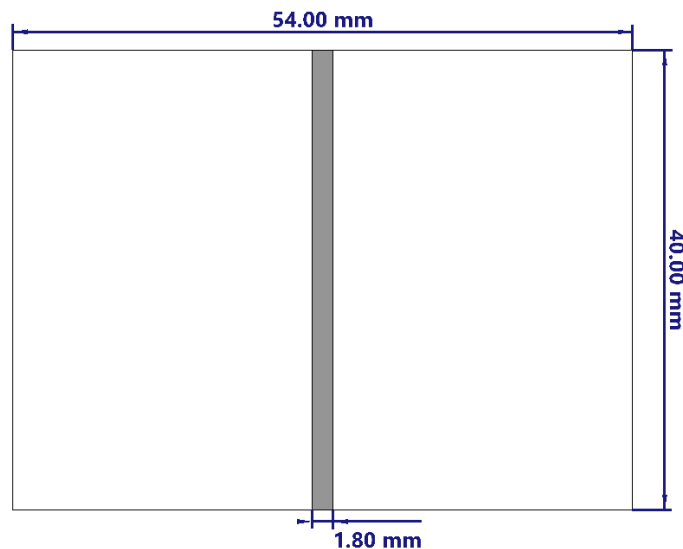


Рисунок 2.30 – Внешний вид фильтра сверху

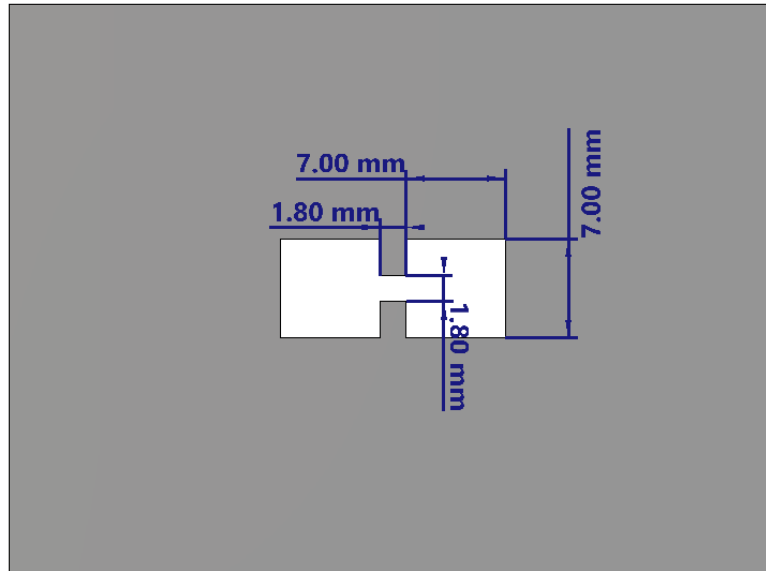


Рисунок 2.31 – Внешний вид фильтра снизу

Далее была составлена эквивалентная схема с соответствующими значениями C и L . Она приведена на Рисунке 2.32.

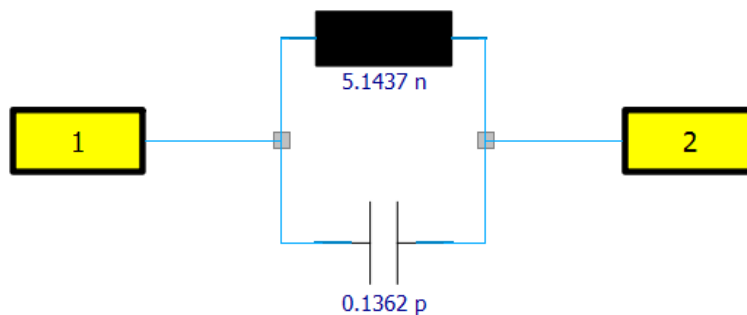


Рисунок 2.32 – Эквивалентная схема фильтра на основе ПДСЗ “простая гантель”

Далее проводится моделирование структуры и ее эквивалентной схемы. Результаты приведены на Рисунке 2.33.

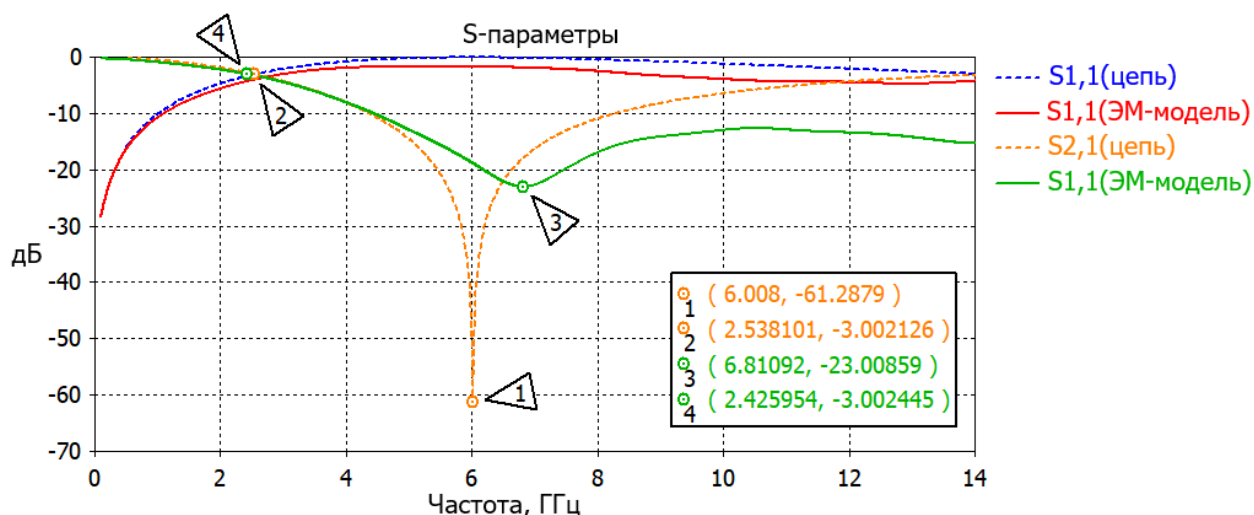


Рисунок 2.33 – S-параметры модели ПДСЗ и эквивалентной цепи

Как видно из данных графиков, рассчитанные значения для частоты среза оказались весьма близки к полученным в результате моделирования. Однако для частоты полюса затухания наблюдается отклонение в 800 МГц. Помимо этого, можно заметить расхождения в значении величин возвратных потерь между эквивалентной схемой и моделью. Это вызвано отсутствием в схеме учета потерь на самой структуре, вызванных резонансным поведением щели и ее излучением на некоторых частотах. Для учета этого фактора в эквивалентную схему следует добавить некоторое активное сопротивление, снижающее выходную мощность.

2.2.4 Описание методики расчета ПДСЗ на основе “простой гантели”

Таким образом, на основании полученных расчетных соотношений можно получить следующую методику расчета ПДСЗ на основе “простой гантели”:

1. Задать требуемые значения частоты полюса затухания F_{\min} и частоты среза F_{cut} ;
2. Выбрать материал подложки и ее толщину;
3. Задать размер соединительной щели исходя из габаритных ограничений или же на основании ширины микрополосковой линии;
4. Используя выражения (2.21) и (2.26) рассчитать величину стороны квадрата гантели LW ;

5. Внести при необходимости правки в размеры соединительной щели при необходимости снижения размеров стороны квадрата LW ;

6. Рассчитать параметры эквивалентной цепи с помощью формул (2.40) и (2.41) для быстрой оценки характеристик фильтра, а также при отсутствии технических средств для полноценного электромагнитного моделирования структуры.

Для оценки эффективности снижения временных затрат на проектирование ПДСЗ было проведено сравнение данной методики с алгоритмами оптимизации, реализованными в CST Studio Suite 2025. В качестве параметров проектирования была выбрана структура с частотой среза на 3.8 ГГц, частота полюса затухания не задавалась для упрощения задачи оптимизации. В качестве подложки структуры был выбран ФАФ-4Д с диэлектрической проницаемостью 2.55 и толщиной 1 мм. Ширина и длина соединительной щели были выбраны исходя из ширины микрополосковой линии и равны 3 мм. Сравнение производилось с эволюционной стратегией адаптации матрицы ковариации и методом роя частиц. Результаты временных затрат на проектирование приведены в Таблице 2.5.

Таблица 2.5 – Результаты временных затрат на проектирование ПДСЗ “простая гантель” при использовании различных способов расчета (значения абсолютной и относительной разницы даны по отношению к предлагаемой методике).

Метод	Время	Относительная разница	Кратное отношение
Предлагаемая методика расчета	6 минут 50 секунд	–	1
Эволюционная стратегия адаптации матрицы ковариации	29 минут 52 секунды	337%	4.37
Метод роя частиц	19 минут 11 секунд	181%	2.8

Представленные данные показывают, что предлагаемая методика значительно ускоряет процесс проектирования ПДСЗ по сравнению с оптимизационными методами.

2.3 Описание модели для ПДСЗ в форме заполненной гантели

2.3.1 Описание модели для расчета резонансной частоты ПДСЗ в виде заполненной гантели

Аналогично рассмотренной ранее структуре в форме обычной гантели, для данной конструкции набор данных получен на основании результатов моделирования параметризированной модели. Регрессионный анализ проводился тем же самым образом. Внешний вид исследуемой конфигурации ПДСЗ представлен на Рисунке 2.34.

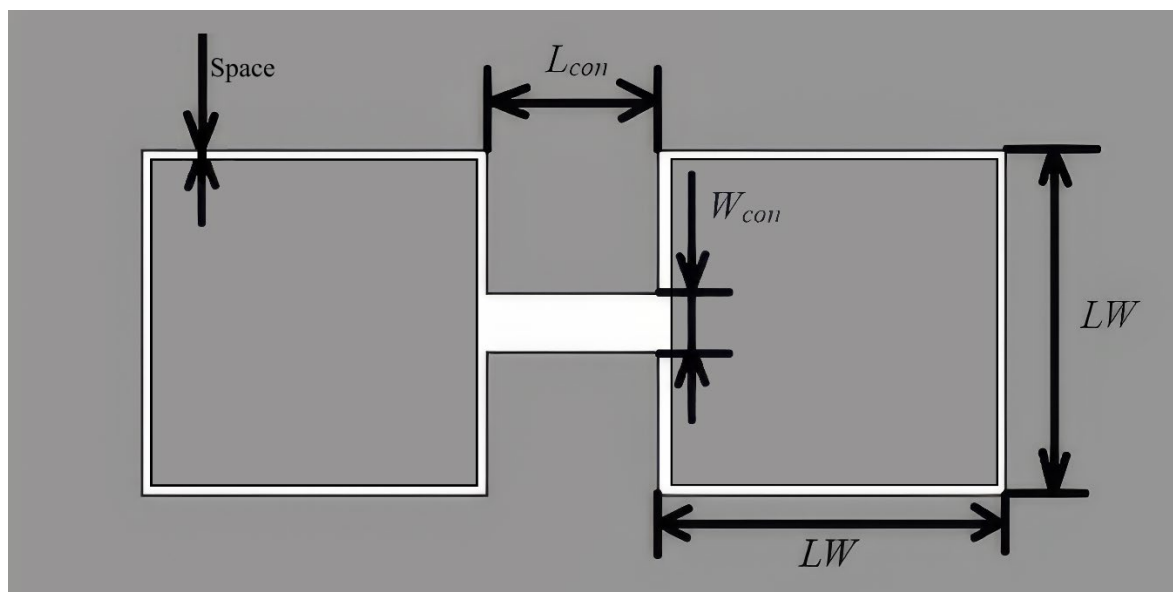


Рисунок 2.34 – Внешний вид ПДСЗ в виде “заполненной гантели”

Основное отличие данной структуры заключается в том, что “бока” гантели заполнены проводником. В свою очередь, это приводит к добавлению нового параметра геометрии – величины зазора между заполнением и стенкой квадратов гантели (Space). Изменение же параметров всей структуры было следующим: LW от 4 мм до 15 мм с шагом 3 мм, L_{con} от 4 мм до 12 мм с шагом 2 мм, W_{con} от 1 мм до 4 мм

с шагом 0.5 мм, T_{sub} от 1 мм до 3 мм с шагом 1 мм, E_r от 2 до 12 с шагом 2, $Space$ от 0.2 мм до 1.4 мм с шагом 0.4 мм. Как и ранее, данные были получены с помощью электромагнитного моделирования. Следует отметить, что часть данных пришлось исключить из общего набора, т.к. интересующие значения резонансных частот находились за пределами диапазона частот моделирования (от 1 до 12 ГГц). Таким образом был получен набор из 12567 измерений, что больше набора для простой гантели и примерно в 4 раза и наглядно демонстрирует сложности с получением прямых зависимостей для сложных геометрических структур, так как значительно увеличивает объем проводимого моделирования.

Пределы применимости и валидности данной модели соответственно лежат в рамках изменений размеров структуры, т.е. LW от 4 мм до 15 мм, L_{con} от 4 мм до 12 мм, W_{con} от 1 мм до 4 мм, T_{sub} от 1 мм до 3 мм, E_r от 2 до 12, $Space$ от 0.2 мм до 1.4 мм.

Следует отдельно затронуть вопрос допустимых зазора между заполнением и стороной квадрата гантели. Очевидно, что добавление заполнения в данный ПДСЗ увеличивает его индуктивность, что ведет также к росту добротности формируемого на ее основе фильтра. Но следует определить максимальный зазор, при котором прирост индуктивности будет все еще значительным и заметным. Для этого будет произведено сравнение характеристик “заполненной гантели” с обычной. При этом основной целью будет являться установление процента заполненности, при котором влияние будет незначительным. Для этого было проведено электродинамическое моделирование для двух структур, обладающих идентичными размерами за исключением заполненности одной из них. Размеры проверяемых ПДСЗ: сторона квадрата гантели LW 12 мм, длина соединительной щели L_{con} 12 мм, ширина щели W_{con} 4 мм, толщина подложки 1 мм, диэлектрическая проницаемость 4. S-параметры ПДСЗ “обычной гантели” приводятся на Рисунке 2.35.

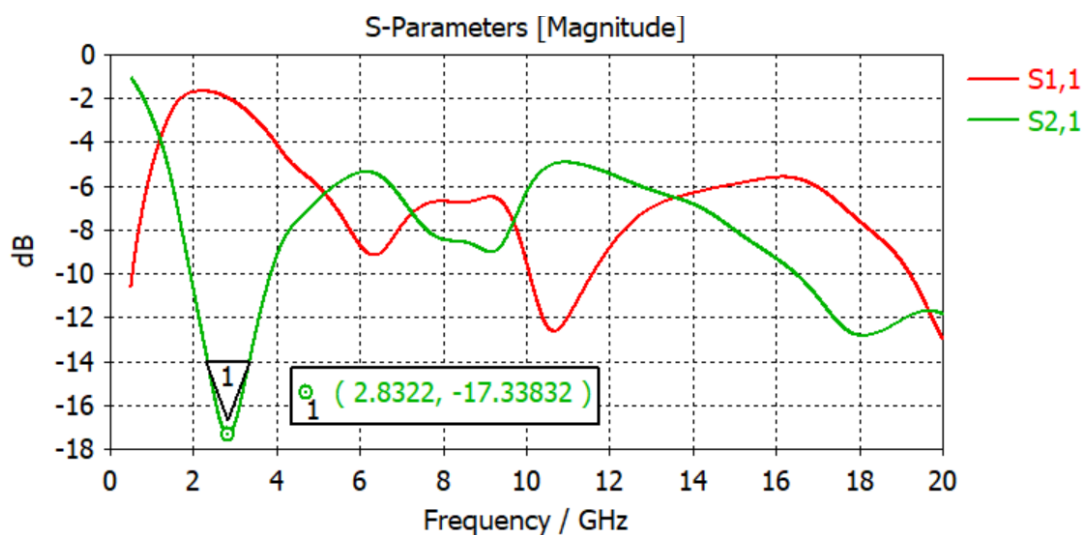


Рисунок 2.35 – S-параметры “обычной гантели”

Далее в Таблице 2.6 приводятся данные о частоте первого резонанса и величине зазора измерений для “заполненной гантели”.

Таблица 2.6 – Значения резонансной частоты при различной величине зазора для “заполненной гантели”.

Величина зазора, мм	Частота, ГГц
0.1	2.28
0.2	2.32
0.3	2.36
0.4	2.38
0.5	2.41
0.6	2.44
0.7	2.46
0.8	2.49
0.9	2.51
1.0	2.53
1.2	2.57
1.4	2.60

Окончание Таблицы 2.6

1.6	2.64
1.8	2.66
2.0	2.69
2.5	2.74
3.0	2.78
3.5	2.80
4.0	2.81
4.5	2.82
5.0	2.83

Из представленных данных видно, что частота резонанса приближается к частоте ПДСЗ без заполнения при зазоре в 5 мм, что указывает на то, что его влияние перестает быть заметным при заполнении квадратов гантели по площади менее чем на 3%. Для подтверждения незначительности влияния заполнения при таких значениях на Рисунке 2.36 приводятся графические зависимости S-параметров “заполненной гантели” от частоты при величине зазора в 5 мм.

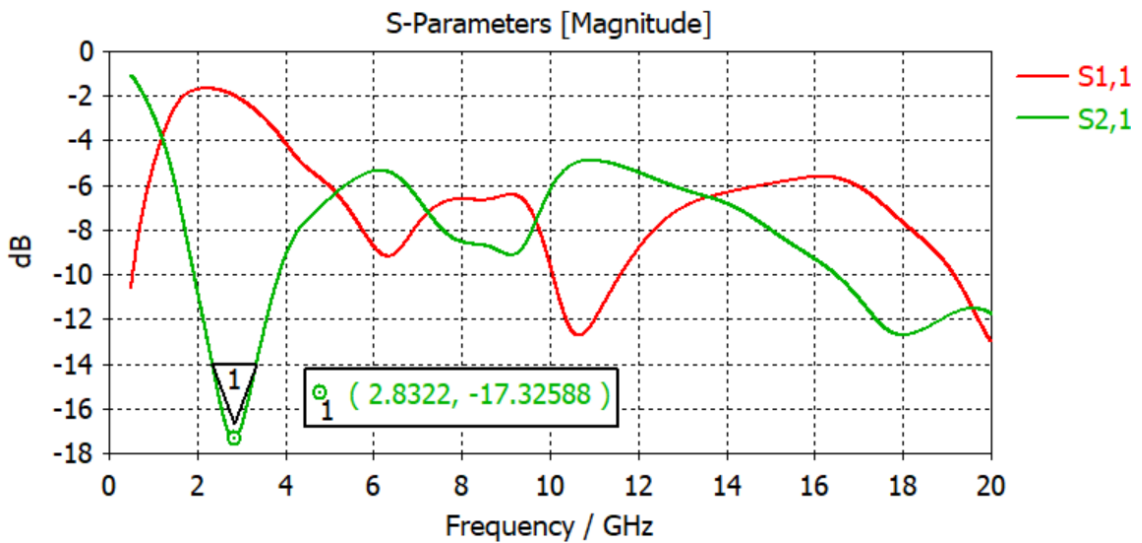


Рисунок 2.36 – S-параметры “заполненной гантели” при величине зазора в 5.0 мм

Данные Рисунок 2.36 подтверждают установленный ранее порог в 3%, так как при сравнении их с данными Рисунок 2.35 можно обнаружить их значительную схожесть. Таким образом величина зазора должна быть менее 41% от величины стороны квадрата для того, чтобы заполнение оставалось значимым.

Как и в случае прошлой рассмотрения прошлой зависимости, следует рассмотреть зависимости частоты резонанса от различных параметров структуры. На Рисунке 2.37 и 2.38 приводятся соответствующие графики в зависимости от параметров подложки.

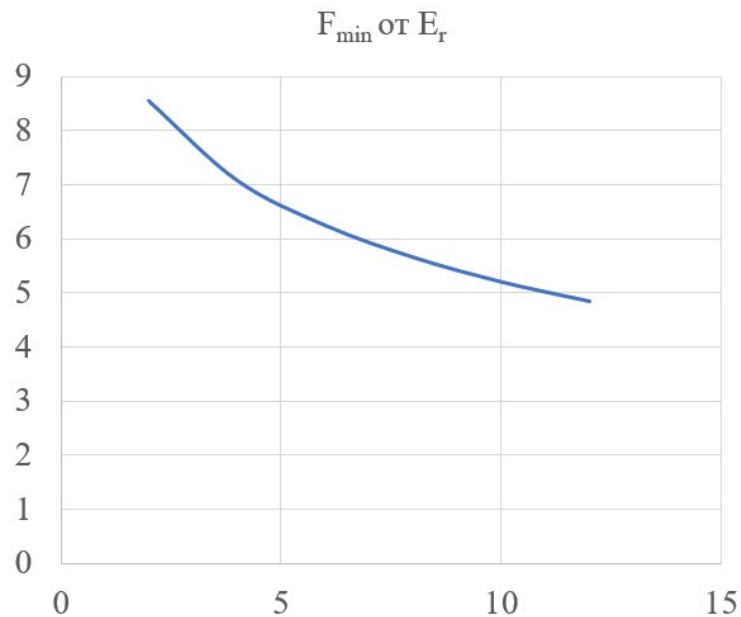


Рисунок 2.37 – Зависимость F_{\min} от E_r при фиксированных остальных параметрах для структуры “заполненная гантель”

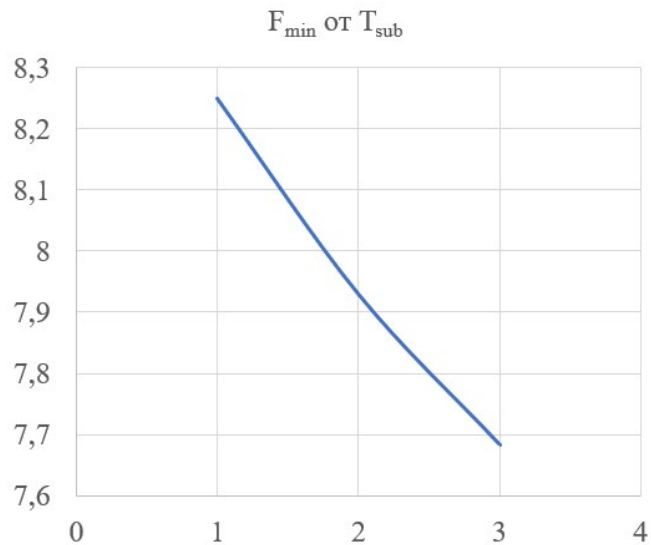


Рисунок 2.38 – Зависимость F_{\min} от T_{sub} при фиксированных остальных параметрах для структуры “заполненная гантель”

Как видно по графическим зависимостям на Рисунках 2.37 и 2.38, поведение частоты резонанса в зависимости от параметров подложки не претерпело значительных изменений, хотя можно отметить меньшую крутизну графиков, по сравнению с более простой структурой.

Далее следует рассмотреть, как влияют параметры щели на резонансную частоту. Соответствующие графики представлены на Рисунке 2.39 и 2.40.

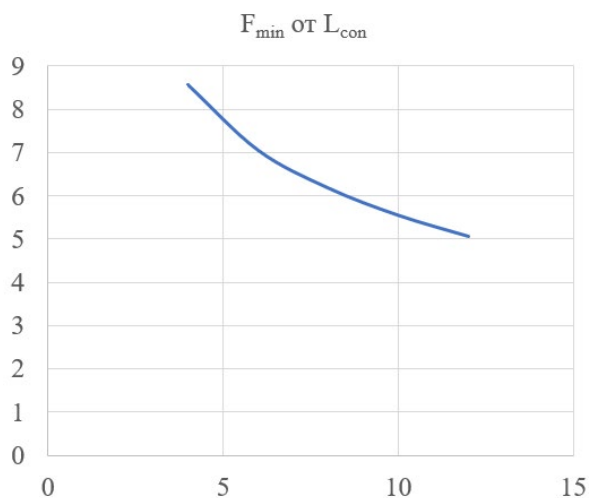


Рисунок 2.39 – Зависимость F_{\min} от L_{con} при фиксированных остальных параметрах для структуры “заполненная гантель”

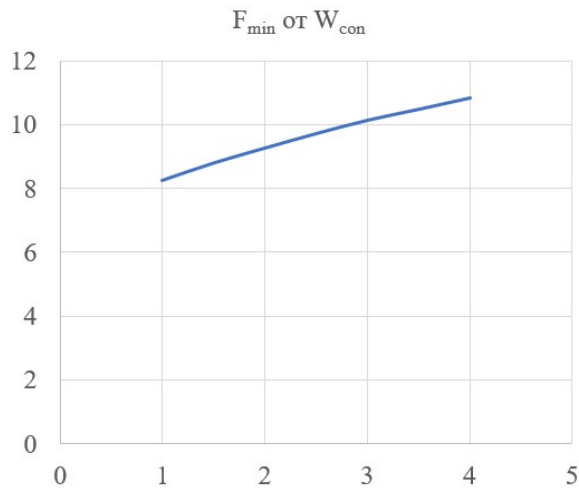


Рисунок 2.40 – Зависимость F_{\min} от W_{con} при фиксированных остальных параметрах для структуры “заполненная гантель”

Как и в случае с параметрами подложки, зависимости от размеров щели получились схожими с прошлой структурой, но немного менее резкими. Так, график Рисунка 2.40 почти не демонстрирует выпуклости по сравнению с графиком на Рисунке 2.6. Далее остается рассмотреть зависимости для параметров квадрата. Они представлены на Рисунке 2.41 и 2.42.

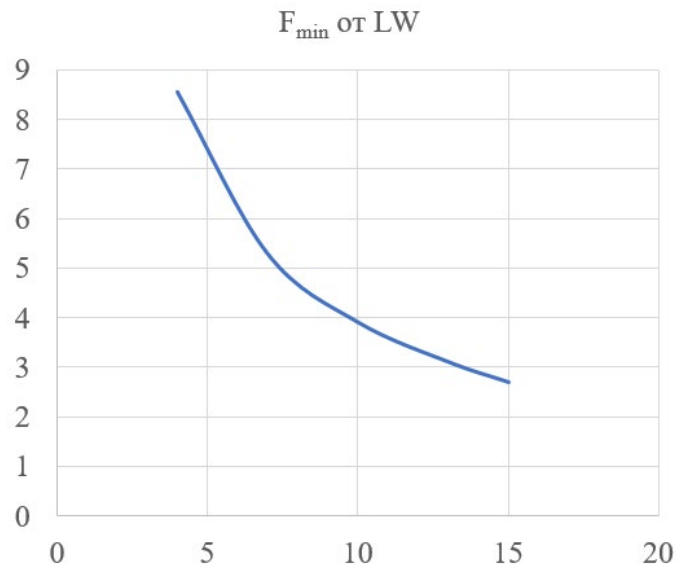


Рисунок 2.41 – Зависимость F_{\min} от LW при фиксированных остальных параметрах для структуры “заполненная гантель”

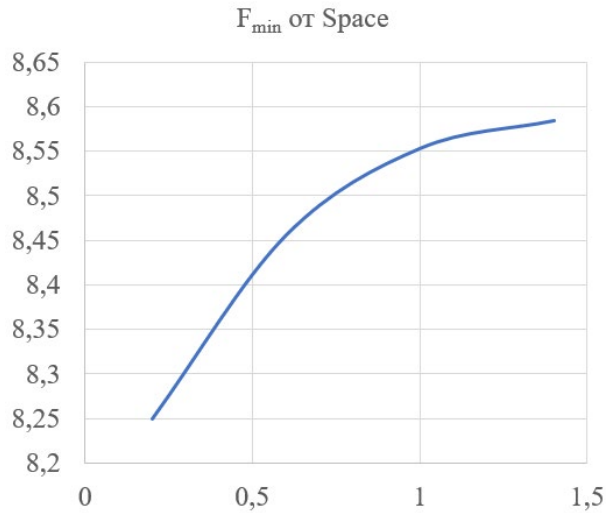


Рисунок 2.42 – Зависимость F_{\min} от $Space$ при фиксированных остальных параметрах для структуры “заполненная гантель”

Полученные данные показывают более резкую зависимость частоты от размера квадрата. При этом зависимость от размера зазора между квадратом и его заполнением имеет вид, схожий с зависимостью F_{\min} от W_{con} для прошлой структуры. Исходя из форм графиков первая итерация модели была представлена в следующем виде:

$$F_{\min} = \frac{1}{a_1 \cdot LW} + \frac{1}{a_2 \cdot L_{\text{con}}} + a_3 \cdot W_{\text{con}} + \frac{1}{a_4 \cdot T_{\text{sub}}} + \frac{1}{a_5 \cdot E_r} + Space^{a_6} \quad (2.42)$$

Далее, как и до этого, коэффициенты модели были получены с помощью нелинейного регрессионного анализа с 10-кратной кросс-валидацией. В результате были получены 10 моделей с их статистическими характеристиками. Для них обобщенное среднее квадратическое отклонение составило 0.755, а коэффициент детерминации 0.725. Такие данные указывают на хорошее предположение об исходных зависимостях от параметров структуры, но они не являются достаточными для утверждения о практической применимости предлагаемой формулы. Для уточнения статистической характеристики была получена гистограмма остатков для лучшей модели (СКО = 0.672, $R^2 = 0.727$). Она приводится на Рисунке 2.43.

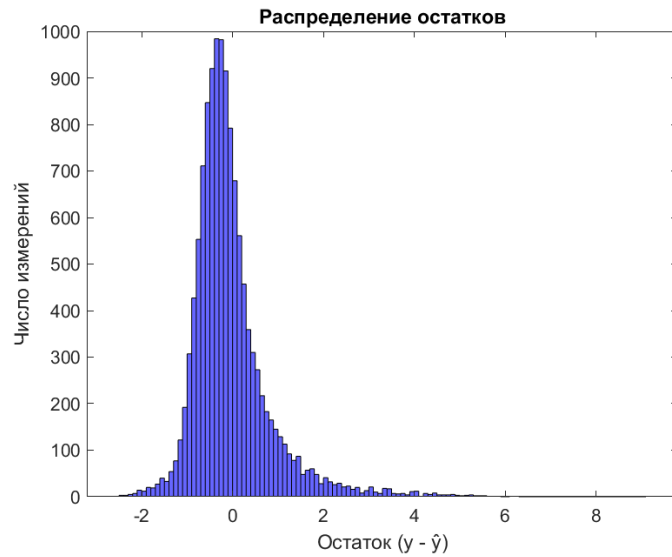


Рисунок 2.43 – Гистограмма остатков первой итерации модели для ПДСЗ
“заполненная гантель”

Приведенная гистограмма указывает на наличие некоторой постоянной ошибки, т.к. пик распределения смещен от нуля в сторону. Само же распределение получилось нормальным, т.к. гистограмма имеет колоколообразную форму.

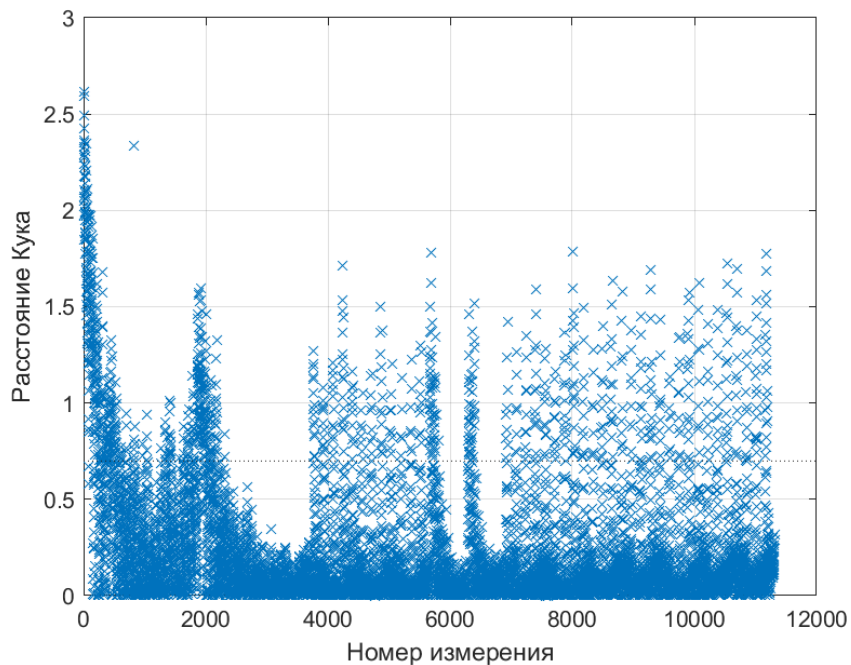


Рисунок 2.44 – Расстояния Кука для первой итерации модели для “заполненной гантели”

Распределения расстояний Кука, приведенные на Рисунке 2.44, показывают, что большое число значений, оказывающих влияние на модель, остались не объясненными. Далее представленная модель была изменена и приняла следующий вид:

$$F_{\min} = \frac{a_3 \cdot W_{con} + Space^{a_6}}{a_1 \cdot LW + a_2 \cdot L_{con} + a_4 \cdot T_{sub} + a_5 \cdot E_r} \quad (2.43)$$

Эта вторая итерация подверглась регрессионному анализу. При этом полученные в результате статистические характеристики моделей оказались почти подходящими. Среднее квадратическое отклонение получилось равным 0.354, а коэффициент детерминации – 0.871. Т.е. модель объясняет почти все значения в рассматриваемом диапазоне. Однако точность все еще не является достаточной. Рассмотрим гистограмму для наилучшей модели из всего набора (СКО = 0.301, $R^2 = 0.878$).

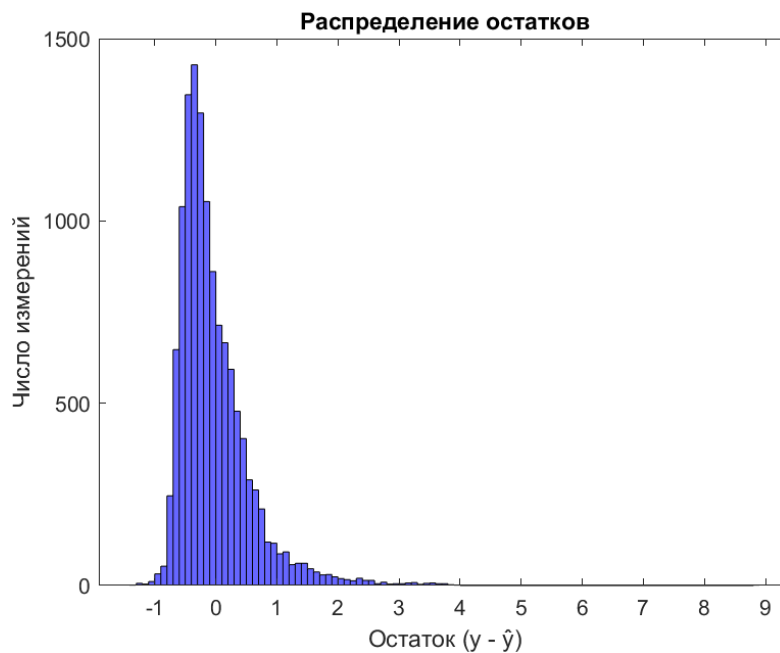


Рисунок 2.45 – Гистограмма остатков второй итерации модели для ПДСЗ “заполненная гантель”

Анализ гистограммы не показал каких-либо явных недостатков. Она имеет нормальное распределение, и не имеет постоянной ошибки.

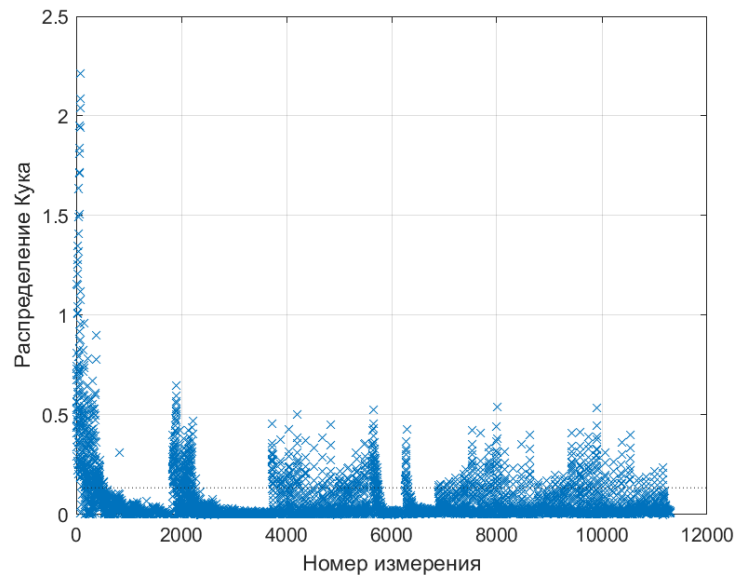


Рисунок 2.46 – Расстояния Кука для второй итерации модели “заполненной гантели”

Распределения расстояний Кука указывают на возросшую предсказательную способность, однако все еще можно заметить большие выбросы на графике, которые и оказывают влияние на общую статистику модели.

Далее была произведена попытка составления и анализа общей формы модели, аналогичной (2.20). Тогда получилась модель:

$$F_{\min} = \frac{1}{a_1 \cdot LW + a_2 \cdot L_{con} + a_3 \cdot W_{con} + a_4 \cdot T_{sub} + a_5 \cdot E_r + a_6 \cdot Space} - 1.4 \quad (2.44)$$

Далее будет показано, что эта финальная форма оказалась самой перспективной, т.к. обладает наилучшими статистическими характеристиками. После проведения регрессионного анализа с кросс-валидацией были получены 10 моделей, их статистические характеристики, а также обобщенные значения по всем моделям приводятся в Таблице 2.7.

Таблица 2.7 – Статистические характеристики моделей ПДСЗ “заполненная гантель”.

Номер модели	Среднее квадратическое отклонение	R ²
1	0.0655	0.975
2	0.1251	0.952
3	0.0798	0.973
4	0.078	0.972
5	0.0855	0.968
6	0.0768	0.971
7	0.0655	0.973
8	0.0772	0.973
9	0.0722	0.974
10	0.0816	0.973
Обобщенные параметры	0.081	0.970

Из таблицы видно, что в общем, среднее квадратическое отклонение оказалось еще ниже – 0.081, а коэффициент детерминации возрос до 0.970. Предложенная форма оказалась наилучшей. Среди же всех моделей данной формы лучшей с точки зрения среднего квадратического отклонения будет модель под номером 1. Для ее полного статистического анализа на Рисунке 2.47 приводится гистограмма ее остатков.

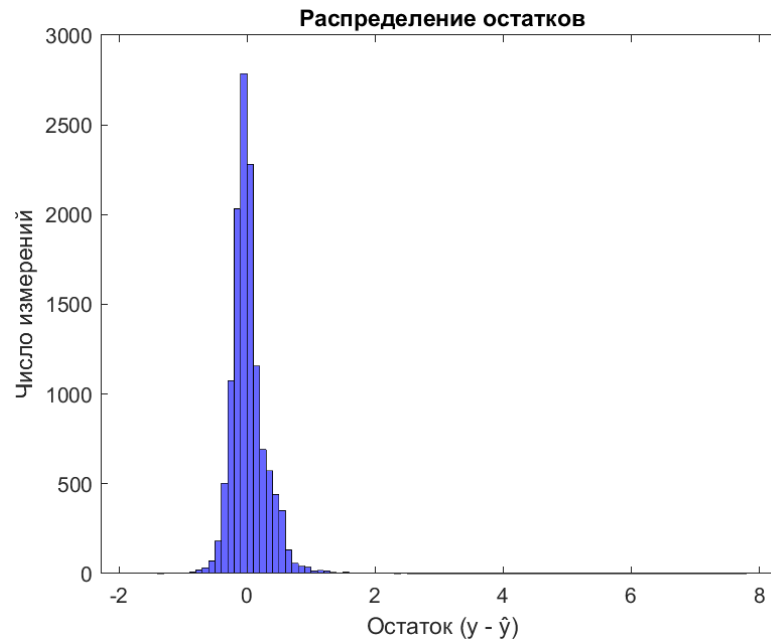


Рисунок 2.47 – Гистограмма остатков финальной модели для ПДСЗ “заполненной гантели”

По приведенному графику видно, что основная часть остатков не отклоняется более, чем на 0.5 по модулю, при этом сама гистограмма имеет четкую колоколообразную форму.

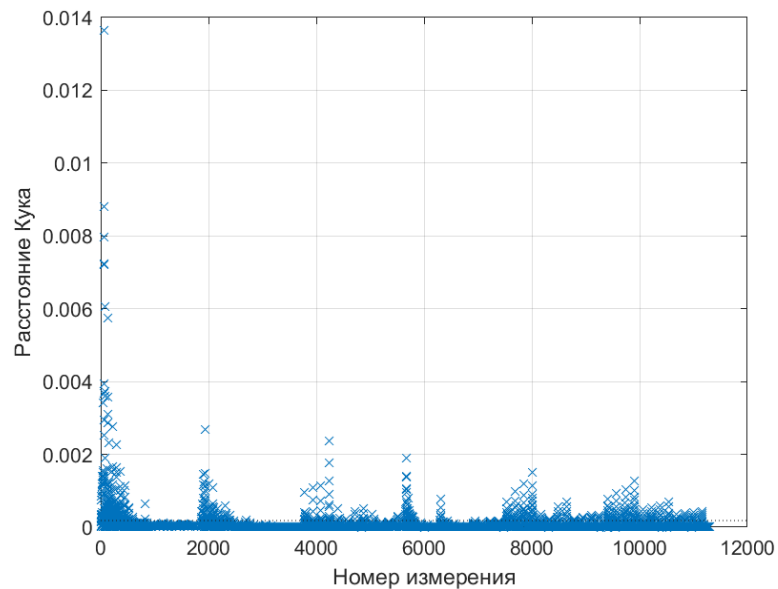


Рисунок 2.48 – Расстояния Кука для окончательного варианта модели “заполненной гантели”

По данным Рисунка 2.48 видно, что основная часть значений оказалась значительно объясненной, а выбросы имеют небольшую величину. Это указывает на хорошую устойчивость модели. Далее приводятся статистические характеристики и значения коэффициентов модели.

Таблица 2.8 – Значения коэффициентов и их статистические оценки.

Коэффициент	Значение	Стандартная ошибка	t-статистика	p-значение
a ₁	0.01649	2.6449e-05	623.43	0
a ₂	0.00609	2.4745e-05	245.97	0
a ₃	-0.01030	6.0278e-05	-170.91	0
a ₄	0.008	8.2059e-05	97.53	0
a ₅	0.00803	2.367e-05	339.32	0
a ₆	-0.00511	0.00015	-33.72	1.46·10 ⁻²³⁷

Приведенные статистические характеристики указывают на хороший выбор общей формы модели и ее стабильность на всем диапазоне значений, что подкрепляется низкими значениями стандартных ошибок и p-значений.

Это подтверждает хорошую предсказательную способность полученной модели. Далее приводится ее полная форма с конечными коэффициентами.

$$F_{\min} = 1 / (0.01649 \cdot LW + 0.00609 \cdot L_{con} - 0.0103 \cdot W_{con} + 0.008 \cdot T_{sub} + 0.008 \cdot E_r - 0.00511 \cdot Space) - 1.4 \quad (2.45)$$

Аналогично случаю для ПДСЗ на основе “простой гантели” произведем расчет структуры с использованием полученной формулы. В качестве материала подложки выберем FR-4 толщиной 1 мм и диэлектрической проницаемостью 4.4. Ширина микрополосковой линии выбрана 1.8 мм в соответствии с сопротивлением в 50 Ом. Размеры щели выбраны равными $W_{con} = 1.8$ мм и $L_{con} = 5$ мм. Частота полюса затухания выбрана 4.85 ГГц. Тогда по формуле (2.45) можно получить $LW = 6.5$

мм при $f_{\min} = 4.8557$ ГГц. Внешний вид полученной структуры приведен на Рисунке 2.49 и 2.50.

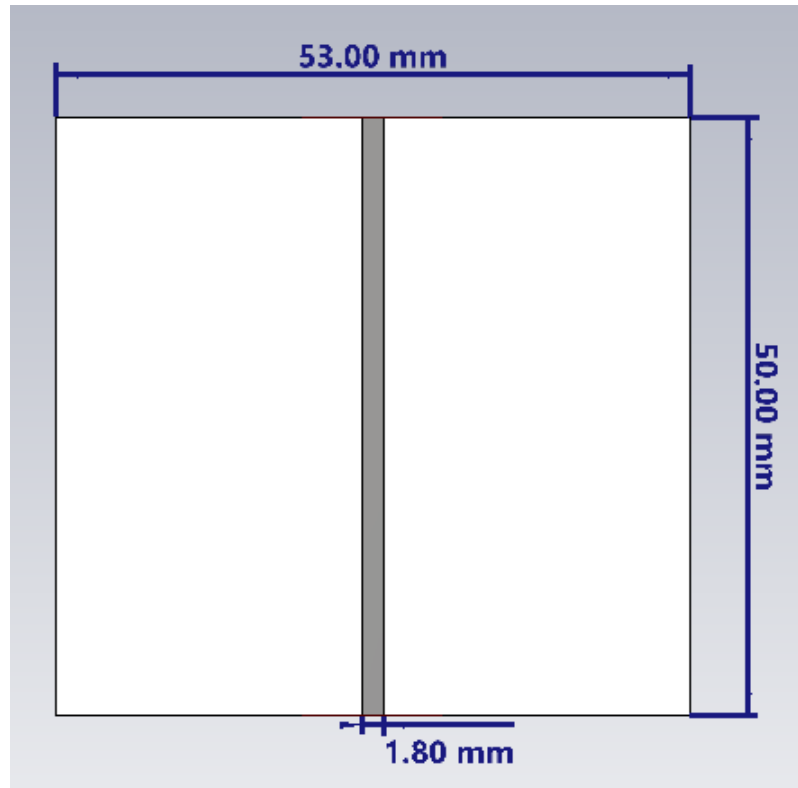


Рисунок 2.49 – Внешний вид конструкции сверху

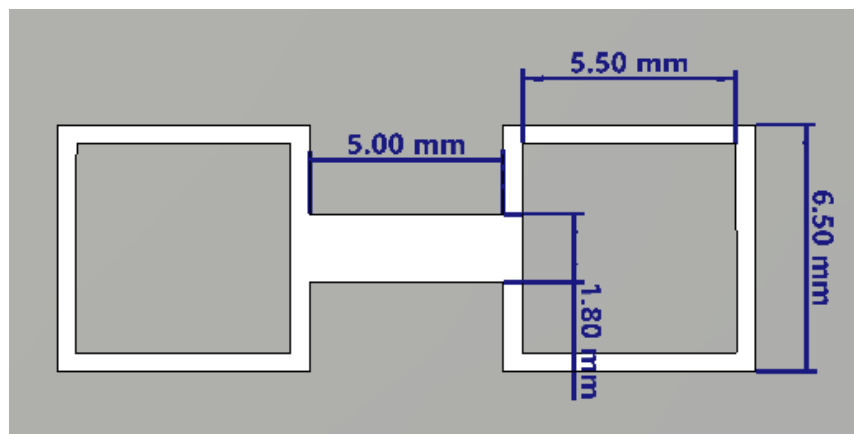


Рисунок 2.50 – Внешний вид конструкции снизу

Далее было проведено моделирование структуры для получения ее характеристик. Результаты приводятся на Рисунке 2.51.

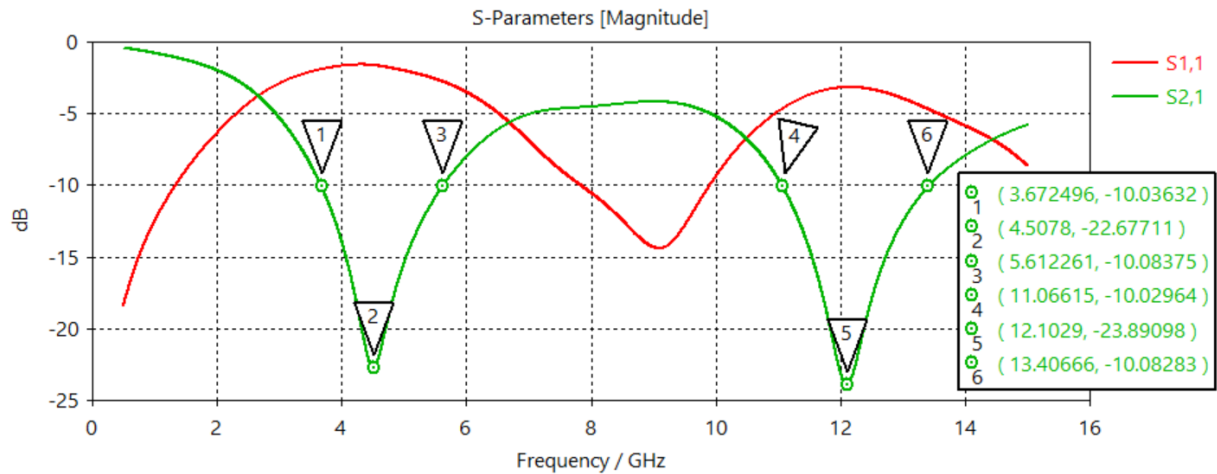


Рисунок 2.51 – S-параметры полученной ПДСЗ на основе “заполненной гантели”

Полученные данные показывают, что частота полюса затухания оказалась равна 4.5 ГГц, т.е. отклонение от расчетного значения составило 348 МГц, что весьма близко к расчетному значению.

2.3.2 Описание методики расчета первого приближения ПДСЗ на основе “заполненной гантели”

Методика расчета для ПДСЗ на основе “заполненной гантели” будет похожа на методику для “простой гантели”, однако направлена будет на нахождение первого приближения структуры, ввиду неполного ее описания. Она будет иметь следующие шаги:

1. Задать требуемые значения частоты полюса затухания F_{\min} ;
2. Выбрать материал подложки и ее толщину;
3. Задать размер соединительной щели исходя из габаритных ограничений или же на основании ширины микрополосковой линии;
4. Выбрать величину зазора в относительной величине от стороны квадрата или же задать ее исходя из габаритных и производственных ограничений;
5. Используя выражение (2.45) рассчитать величину стороны квадрата гантели LW ;
6. Внести при необходимости правки в размеры соединительной щели или зазора при необходимости снижения размеров стороны квадрата LW ;

7. Провести моделирование полученной структуры для получения ее полноценных параметров.

Оценка эффективности снижения временных затрат на проектирование ПДСЗ была проведена по сравнению данной методики с алгоритмами оптимизации, как и в случае ПДСЗ “простая гантель”. Частота первого резонанса структуры должна равняться 5.2 ГГц. Материалом подложки был выбран диэлектрик FR4 с проницаемостью 4.3 и толщиной 1.5 мм. Ширина и длина соединительной щели были выбраны 2.8 мм исходя из ширины микрополосковой линии. Величина зазора была выбрана 0.8 мм. Сравнение производилось с эволюционной стратегией адаптации матрицы ковариации и методом роя частиц. Результаты временных затрат на проектирование приведены в Таблице 2.9.

Таблица 2.9 – Результаты временных затрат на проектирование ПДСЗ “заполненная гантель” при использовании различных способов расчета (значения абсолютной и относительной разницы даны по отношению к предлагаемой методике).

Метод	Время	Относительная разница	Кратное отношение
Предлагаемая методика расчета	6 минут 44 секунды	–	1
Эволюционная стратегия адаптации матрицы ковариации	18 минут	167%	2.67
Метод роя частиц	32 минуты 6 секунд	377%	4.77

Представленные данные показывают, что предлагаемая методика значительно ускоряет процесс проектирования ПДСЗ по сравнению с оптимизационными методами.

2.4 Выводы по второй главе

Подводя итоги проведенных исследований во второй главе, перечислим полученные результаты:

1. Получены с помощью регрессионного анализа на основе 3150 точек данных расчетные зависимости прямого вида, связывающие габаритные размеры структуры преднамеренного дефекта заземления на основе геометрии “простой гантели” с частотами полюса затухания и среза. Показано, что полученные зависимости имеют высокую статистическую точность, что подтверждается значениями их коэффициентов детерминации, равных 0.975 и 0.961 для частоты полюса затухания и частоты среза соответственно, при этом соответствующие значения средних квадратических отклонений составили 0.049 и 0.029 ГГц.

2. Установлена связь полученных выражений для ПДСЗ “простая гантель” с его эквивалентной схемой.

3. Составлена методика проектирования ПДСЗ “простая гантель” на основе полученных выражений и их связи с эквивалентной схемой, позволяющая производить быстрый расчет параметров.

4. Получена расчетная зависимость прямого вида на основе регрессионного анализа набора данных из 12567 точек, связывающая габаритные размеры структуры преднамеренного дефекта заземления на основе геометрии “заполненной гантели” с частотой полюса затухания. Показано, что полученная зависимость является статистически точной, что подтверждается ее коэффициентов детерминации 0.975 и средним квадратическим отклонением 0.066.

5. Составлена методика расчета первого приближения ПДСЗ “заполненная гантель” на основе полученного выражения, позволяющая производить быстрый расчет параметров.

3 Практические приложения предлагаемых методик и ПДСЗ

Далее будут рассмотрены некоторые возможные практические приложения ПДСЗ применительно к фидерным устройствам антенн. Будут рассмотрены построение согласующей цепи и подавление побочных гармоник высшего порядка на примере печатных патч-антенн, а также построение делителей мощности на основе ПДСЗ.

3.1 Построение согласующей цепи на основе ПДСЗ типа “простая гантель”

Использование ПДСЗ позволяет значительно улучшить характеристики конструкций антенны за счет улучшения согласования фидерного тракта [67, 68]. Одно из применений – уменьшение габаритов печатных антенн, что было продемонстрировано в работах [69 – 71]. Также можно выделить возможность увеличения диапазона рабочих частот [72 – 76]. А фильтрующие свойства позволяют подавлять побочные гармоники, что увеличивает помехоустойчивость [77 – 81]. Т.е. ПДСЗ находят широкое применение в различных задачах и могут значительно улучшить характеристики систем, использующих планарные антенны [82, 83]. Улучшение согласования антенн с помощью ПДСЗ достигается за счет формирования ими на участке цепи индуктивности и емкости. Рассмотрим пример согласования патч-антенны. Ее конструкция без какого-либо согласования представлена на Рисунке 3.1.

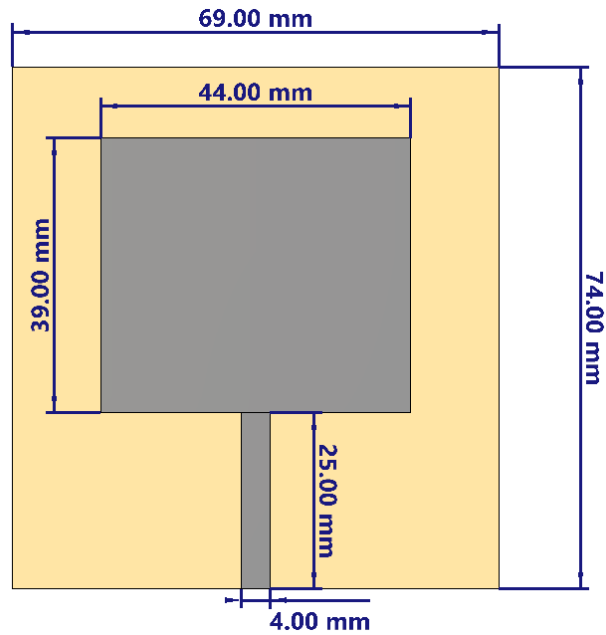


Рисунок 3.1 – Размеры патч-антенны

В качестве подложки был выбран диэлектрик ФАФ-4Д толщиной 1.5 мм и диэлектрической проницаемостью 2.5. Характеристики антенны были получены посредством электродинамического моделирования. На Рисунке 3.2 приводится график зависимости возвратных потерь от частоты. Целевой рабочей частотой антенны является 2.4 ГГц.

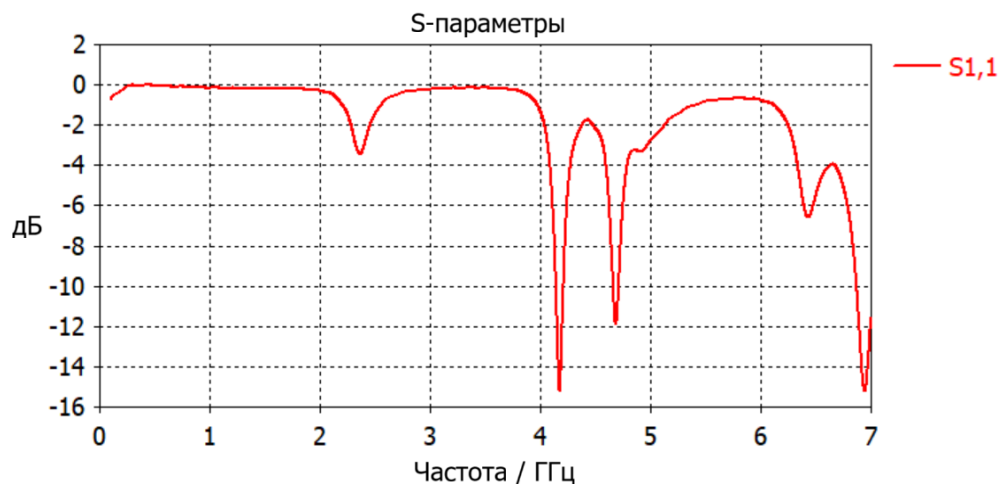


Рисунок 3.2 – Возвратные потери антенны без согласования

Из приведенного графика видно, что уровень возвратных потерь на целевой частоте превышает -10 дБ, при этом можно заметить побочные резонансы на более

высоких частотах. Далее для подтверждения недостаточного согласования далее приводятся диаграммы направленности антенны.

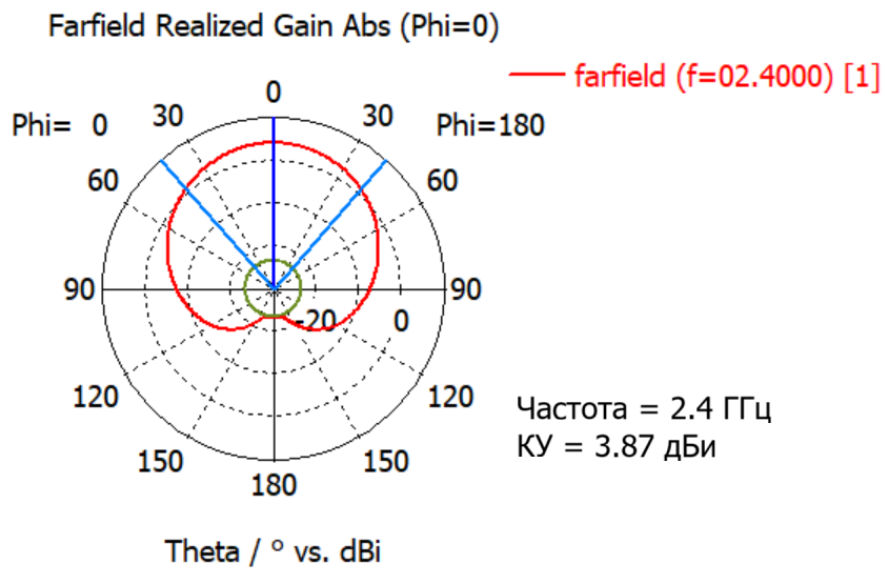


Рисунок 3.3 – Диаграмма направленности антенны без согласования в горизонтальной плоскости

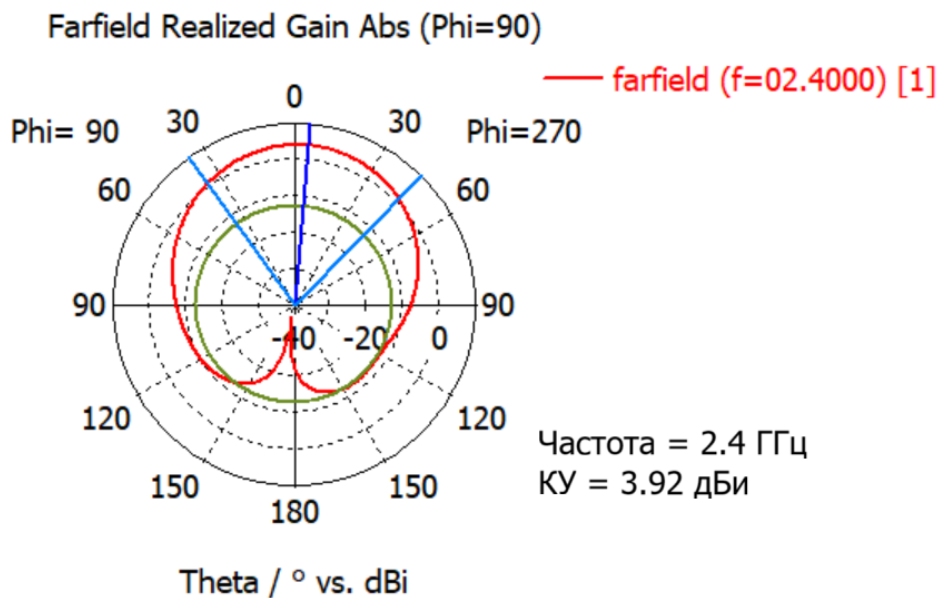


Рисунок 3.4 – Диаграмма направленности антенны без согласования в вертикальной плоскости

Как видно из приведенных данных, значение КУ антенны на целевой частоте оказался ниже типового для патч-антенн. Далее будет рассмотрена конструкция

антенны, идентичной приведенной на Рисунке 3.1, за исключением наличия у нее согласования, выполненного на основе ПДСЗ типа “простая гантель”.

Размеры и внешний вид ПДСЗ приведены на Рисунке 3.5. Материал подложки и его толщина остались теми же.

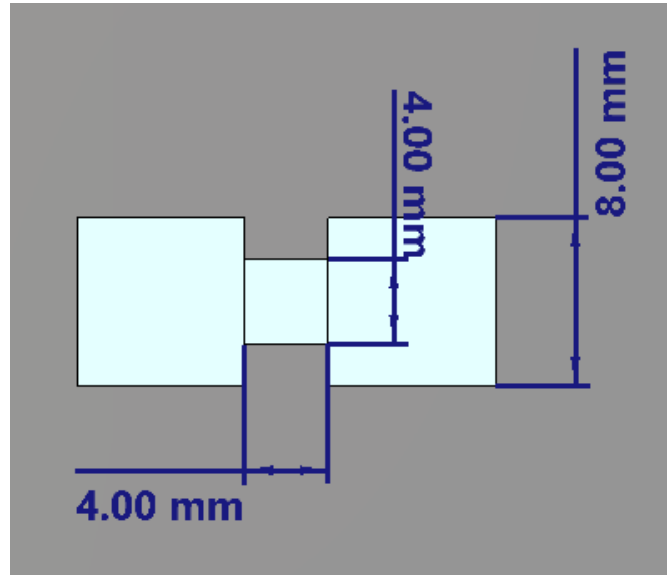


Рисунок 3.5 – Размеры ПДСЗ, используемой для согласования антенны

Исходя из размеров и подложки были рассчитаны основные параметры структуры в соответствии с формулами (2.21) и (2.26). Откуда было получено, что частота среза $f_c = 2.67$ ГГц, а частота полюса затухания $f_0 = 6.31$ ГГц. Далее было проведено электродинамическое моделирование для проверки характеристик ПДСЗ. Ее характеристики приведены на Рисунке 3.6.

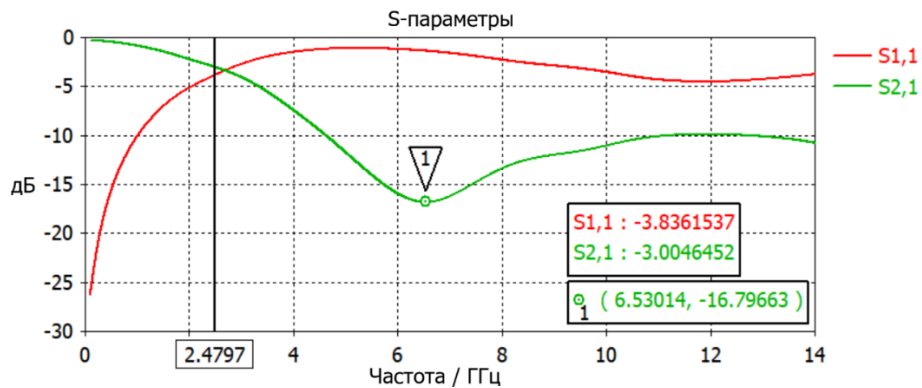


Рисунок 3.6 – Характеристики структуры, используемой для согласования антенны

Далее также были получены значения емкости и индуктивности эквивалентной цепи по формулам (2.40) и (2.41): $L = 4.8708$ нГн, $C = 0.1304$ пФ. ПДСЗ расположена под запитывающей микрополосковой линией на расстоянии 3.5 мм от проекции патч-антенны на слой заземления.

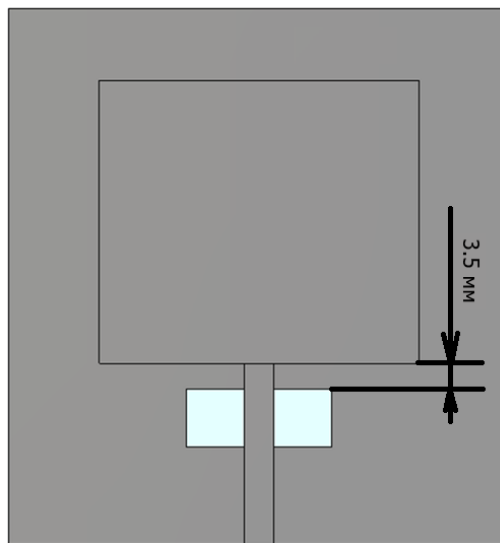


Рисунок 3.7 – Расположение ПДСЗ относительно патч-антенны (диэлектрик не изображен для удобства)

Далее было проведено электродинамическое моделирование с целью получения характеристик антенны с согласованием. График возвратных потерь приведен на Рисунке 3.8.

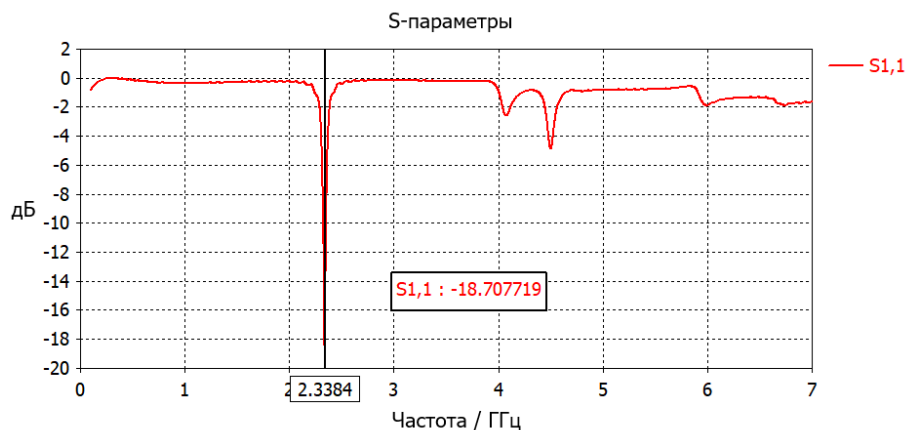


Рисунок 3.8 – График возвратных потерь антенны с согласующей цепью на основе ПДСЗ “простая гантель”

Как видно из представленного графика, уровень возвратных потерь значительно упал, при этом минимум в -18.7 дБ находится на частоте 2.338 ГГц, что близко к целевой. Далее будут представлены диаграммы направленности полученной конструкции на частоте минимума $S_{1,1}$.

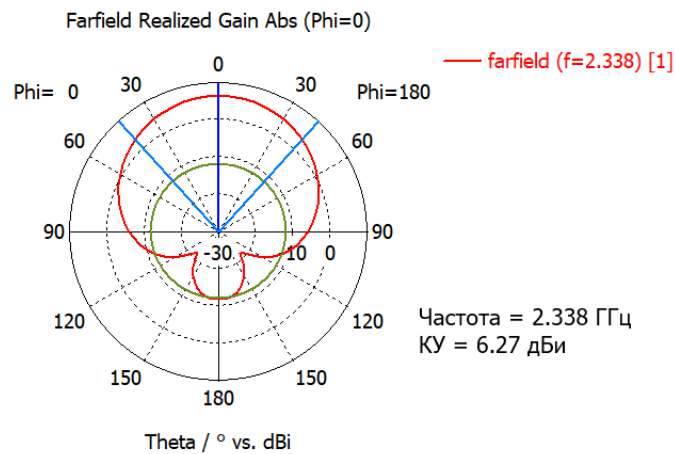


Рисунок 3.9 – Диаграмма направленности антенны с ПДСЗ в горизонтальной ПЛОСКОСТИ

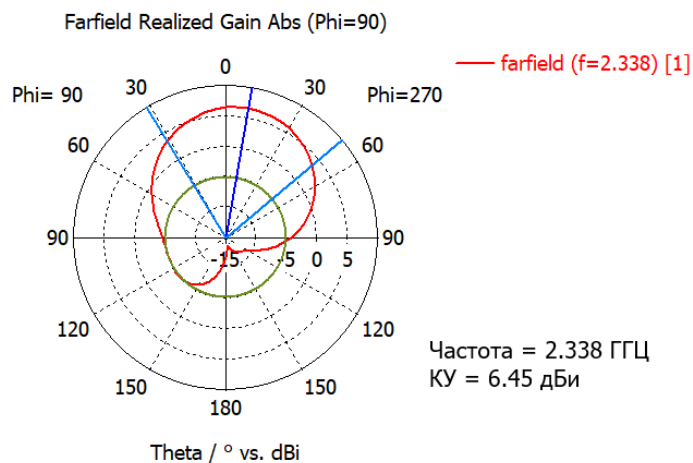


Рисунок 3.10 – Диаграмма направленности антенны с ПДСЗ в вертикальной ПЛОСКОСТИ

Как видно из приведенных диаграмм направленности, коэффициент усиления антенны значительно возрос, что дополнительно подтверждает эффективность предложенной согласующей конструкции на основе ПДСЗ.

Для подтверждения работоспособности данной конструкции были также проведены натурные измерения. Внешний вид конструкции макетов антенн приведен на Рисунке 3.11.

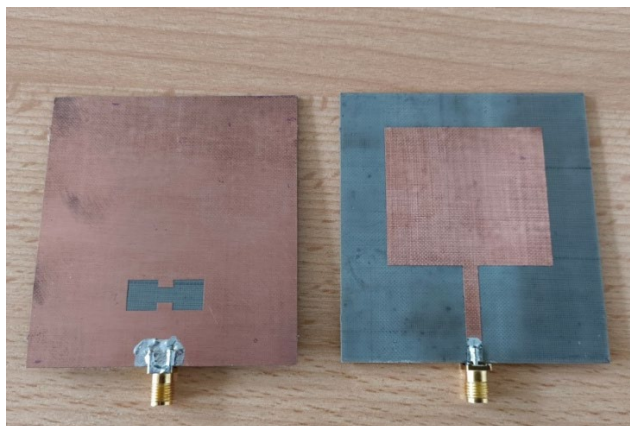


Рисунок 3.11 – Внешний вид антенн для оценки эффективности согласующей цепи

Результаты измерения возвратных потерь конструкции патч-антенны без согласования приводятся на Рисунке 3.12.

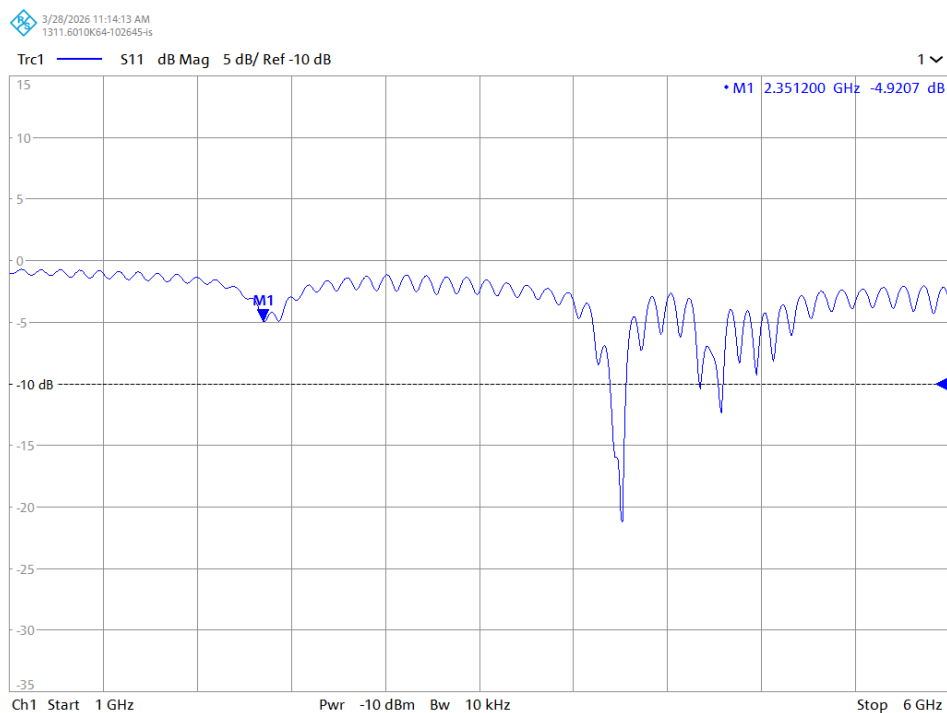


Рисунок 3.12 – Измеренные возвратные потери конструкции антенны без согласующей цепи

Представленные результаты хорошо согласуются с результатами моделирования, которые были представлены на Рисунке 3.2. Как видно, на требуемой частоте уровень возвратных потерь антенны равен -4.92 дБ. Далее приводятся результаты измерений антенны с согласующей цепью, основанной на ПДСЗ.

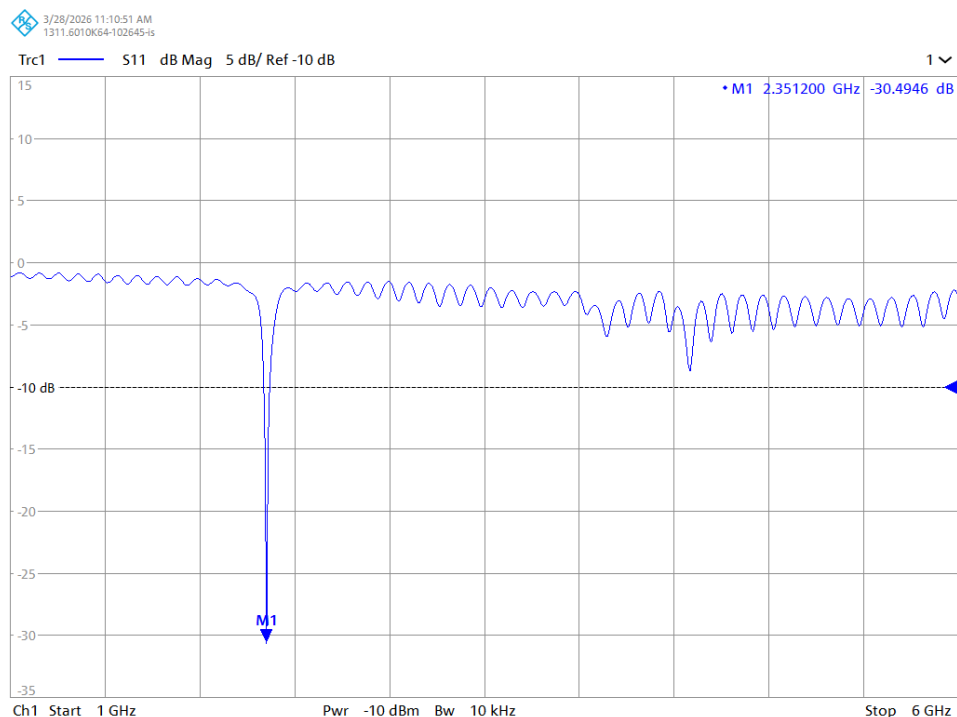


Рисунок 3.13 – Измеренные возвратные потери антенны с согласующей цепью на основе ПДСЗ

По представленным результатам видно, что было достигнуто согласование антенны, т.к. уровень возвратных потерь опустился до -30.49 дБ, что оказалось меньше, чем по результатам моделирования на 11.79 дБ. Далее были проведены измерения диаграммы направленности антенн для верификации результатов моделирования и подтверждения незначительности влияния ПДСЗ на излучение антенны. Измерения проводились с шагом 5° .

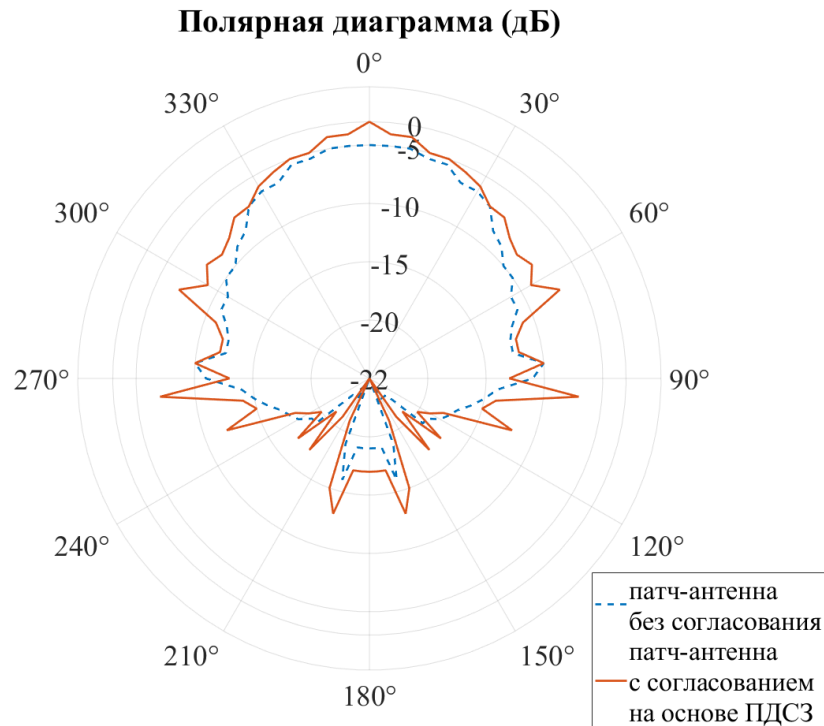


Рисунок 3.14 – Результаты натуральных измерений диаграмм направленности в горизонтальной плоскости патч-антенн без согласования и согласованием, основанным на использовании ПДСЗ на частоте 2.35 ГГц

Как видно из приведенных на Рисунке 3.14 диаграмм направленности, использование ПДСЗ не внесло значительных искажений в излучение антенны. Учитывая представленные ранее результаты измерений возвратных потерь, можно сделать вывод о работоспособности ПДСЗ в качестве согласующей цепи. Также полученные результаты подтверждают верность предложенной ранее методики расчета фильтра на основе ПДСЗ “простая гантель”.

3.2 Подавление побочных гармоник с помощью ПДСЗ

Помимо согласования антенн, ПДСЗ также могут применяться для подавления побочных гармоник высшего порядка. Для рассмотрения этого приложения будет рассмотрена конструкция патч-антенны. Ее размеры и внешний вид представлены на Рисунке 3.15. Подложка осталась то же, что и у конструкций из предыдущего подпункта.

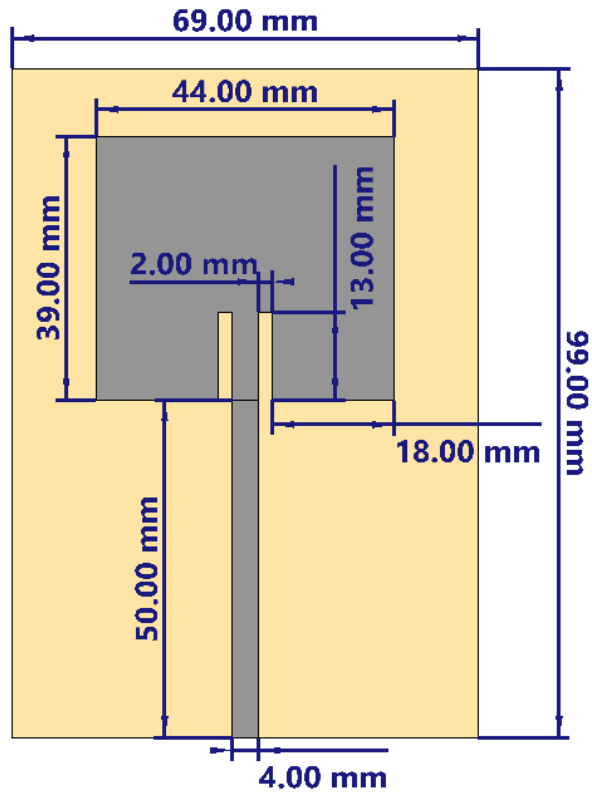


Рисунок 3.15 – Внешний вид антенны без ПДСЗ

Далее было проведено ее электродинамическое моделирование для получения ее характеристик. График зависимости возвратных потерь от частоты приведен на Рисунке 3.16.

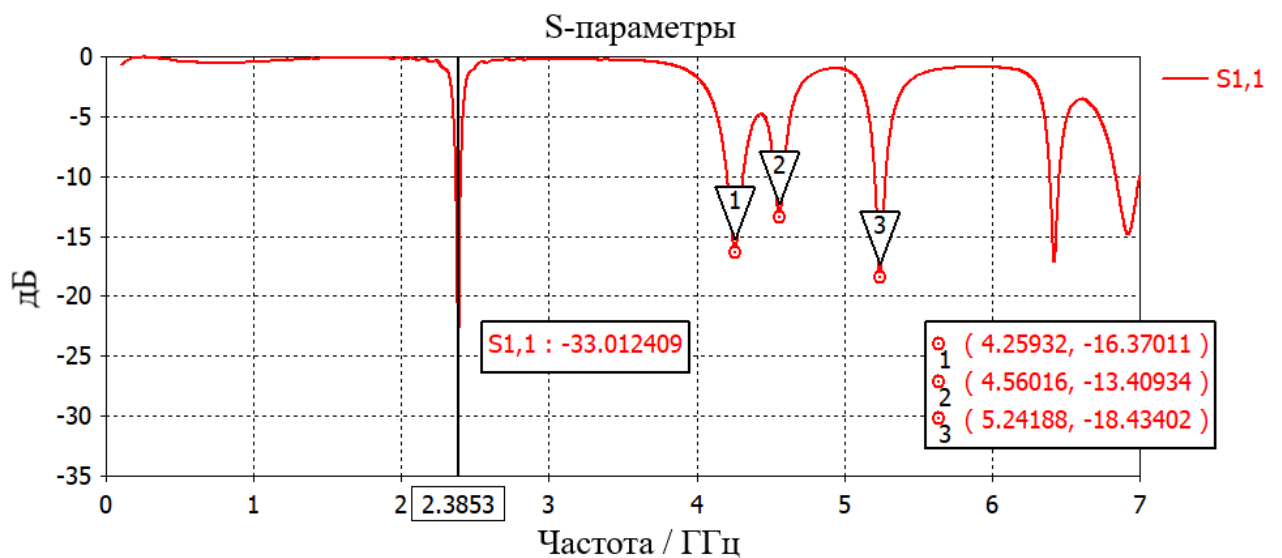


Рисунок 3.16 – График возвратных потерь патч-антенны без ПДСЗ

Как видно из графика, основной рабочей частотой антенны является частота минимума возвратных потерь 2.38 ГГц. Но также присутствует ряд побочных резонансов на частотах 4.26 ГГц, 4.56 ГГц, 5.24 ГГц и т.д. Для подтверждения значительности этих частот далее приводятся диаграммы направленности антенны.

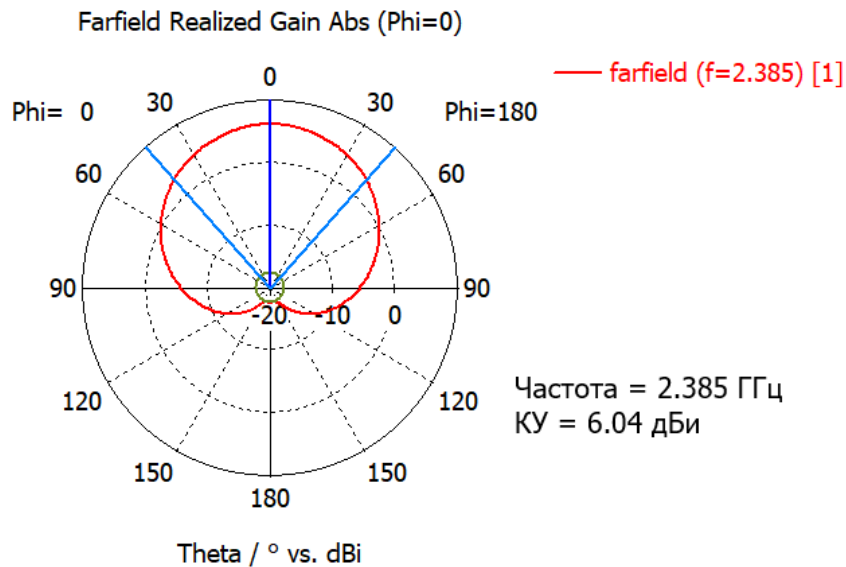


Рисунок 3.17 – Горизонтальная диаграмма направленности патч-антенны на частоте 2.38 ГГц

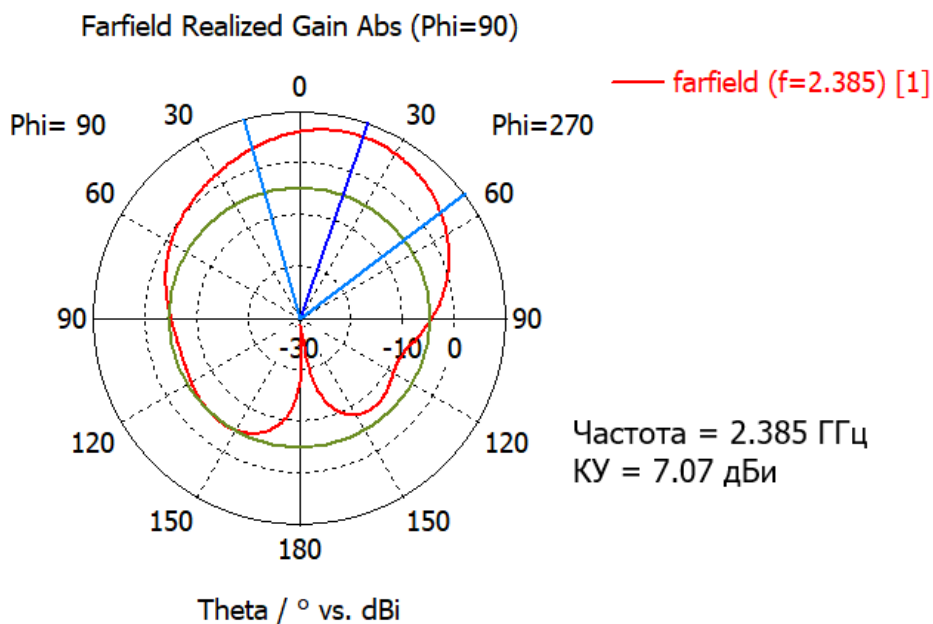


Рисунок 3.18 – Вертикальная диаграмма направленности патч-антенны на частоте 2.385 ГГц

Приведенные на Рисунке 3.17 и 3.18 диаграммы направленности антенны подтверждают обозначенную ранее рабочую частоту в 2.38 ГГц. Далее следует проверить значимость побочных резонансов.

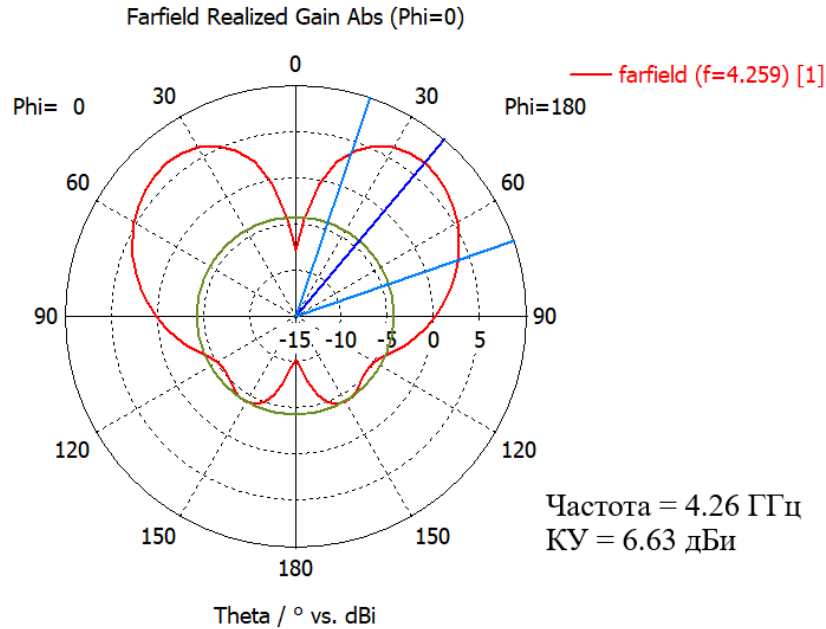


Рисунок 3.19 – Горизонтальная диаграмма направленности патч-антенны на побочной гармонике 4.26 ГГц

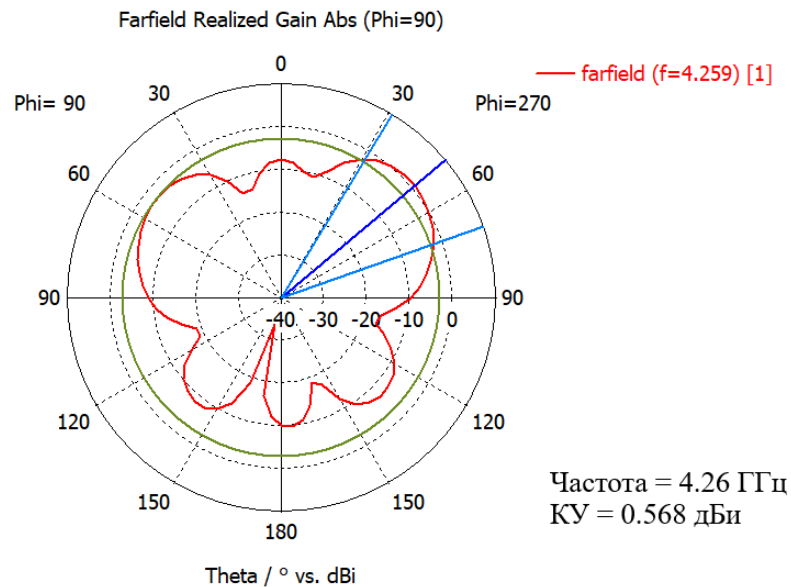


Рисунок 3.20 – Вертикальная диаграмма направленности патч-антенны на побочной гармонике 4.26 ГГц

Данные Рисунках 3.19 и 3.20 подтверждают значимость побочной гармоники на частоте 4.26 ГГц. Как видно из диаграмм направленности, хоть и изначальная форма значительно изменилась, но коэффициент усиления все еще достаточно высок, а направление лучей лежит в той же плоскости, что у основного луча. Далее приводятся две оставшиеся побочные гармоники.

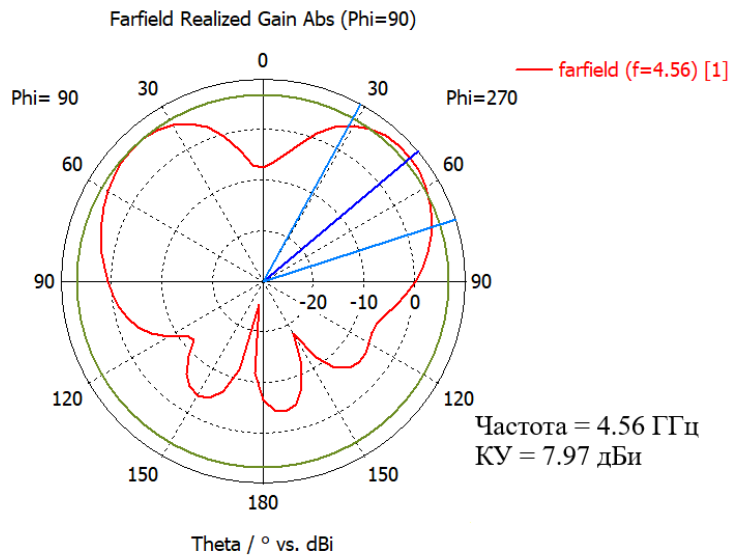


Рисунок 3.21 – Диаграмма направленности в вертикальной плоскости для патч-антенны на частоте 4.56 ГГц

Для простоты наблюдений на Рисунке 3.22 также приводится трехмерная диаграмма направленности антенны, которая также подтверждает значимость побочной гармоники на частоте 4.56 ГГц.

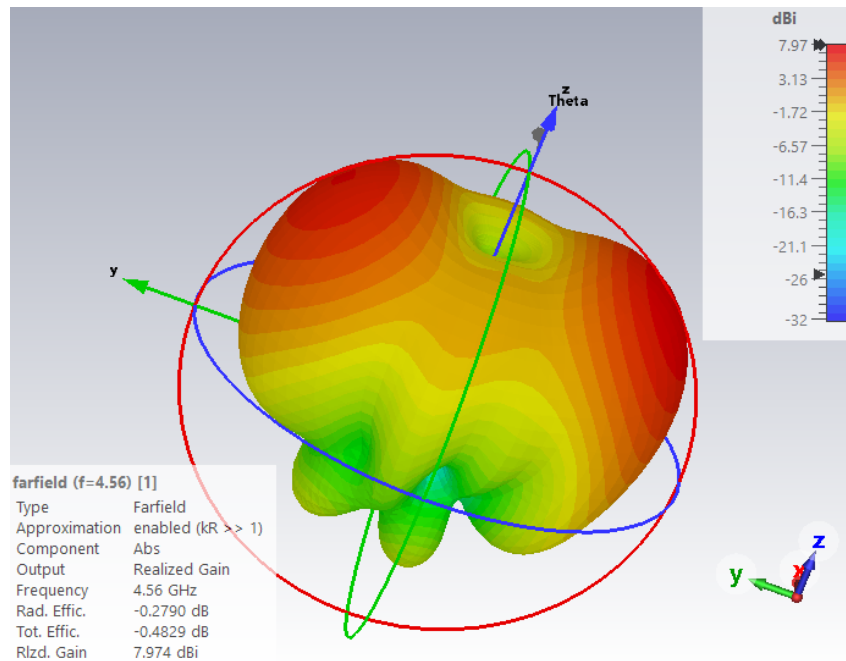


Рисунок 3.22 – Трехмерная диаграмма направленности антенны на частоте 4.56 ГГц

Аналогичным образом рассматривается частота 5.24 ГГц. Диаграммы направленности приведены на Рисунке 3.23 и 3.24.

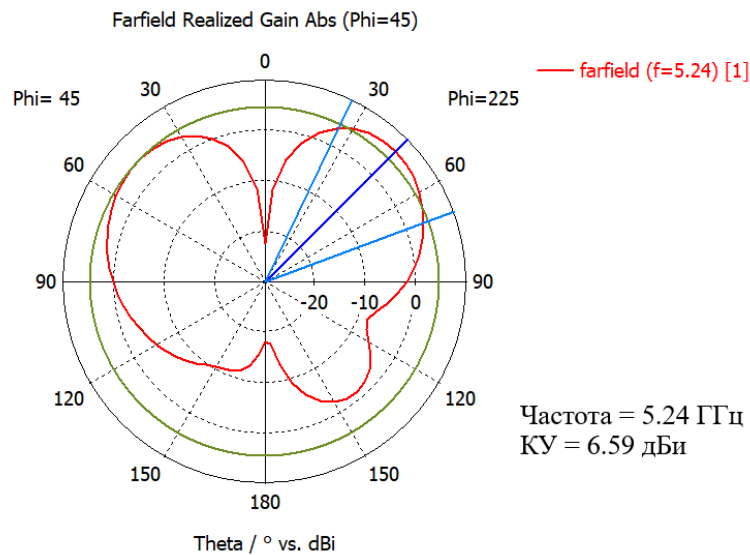


Рисунок 3.23 – Двухмерная диаграмма направленности антенны на частоте 5.24 ГГц в сечении основных лепестков

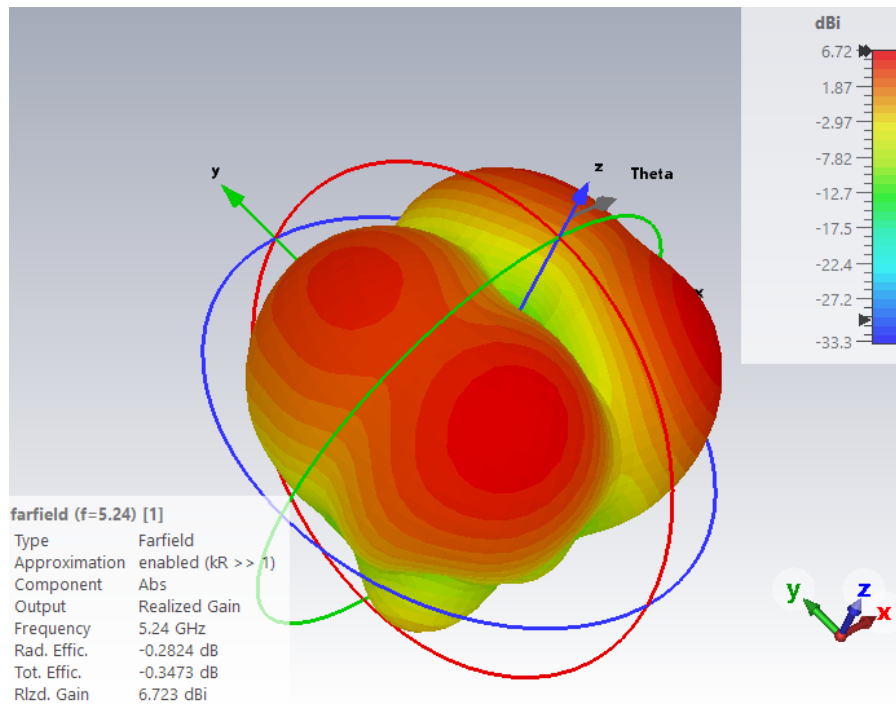


Рисунок 3.24 – Трехмерная диаграмма направленности антенны на частоте 5.24 ГГц

Таким образом, все представленные диаграммы направленности показывают, что антенна обладает большим количеством побочных гармоник, которые могут вносить помехи в работу всего устройства, где возможно ее применение, следовательно, их подавление улучшит помехоустойчивость устройства.

Для подавления гармоник будет применен фильтр нижних частот на основе ПДСЗ “простая гантель”. Его конструкция была рассмотрена ранее на Рисунке 3.5 и характеристики были подробно оценены в п. 3.1. В данной конструкции антенны он расположен несколько дальше от основного полотна, а именно на расстоянии 16 мм.

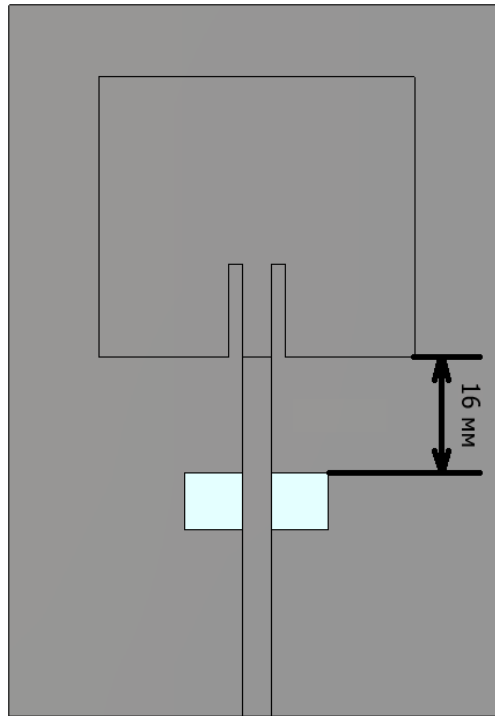


Рисунок 3.25 – Расположение ПДС3 относительно полотна патч-антенны
(диэлектрик для удобства не изображен)

Далее было проведено электродинамическое моделирование и получены характеристики модифицированной конструкции антенны, включающей ПДС3 на фидерной линии. График возвратных потерь представлен на Рисунке 3.26.

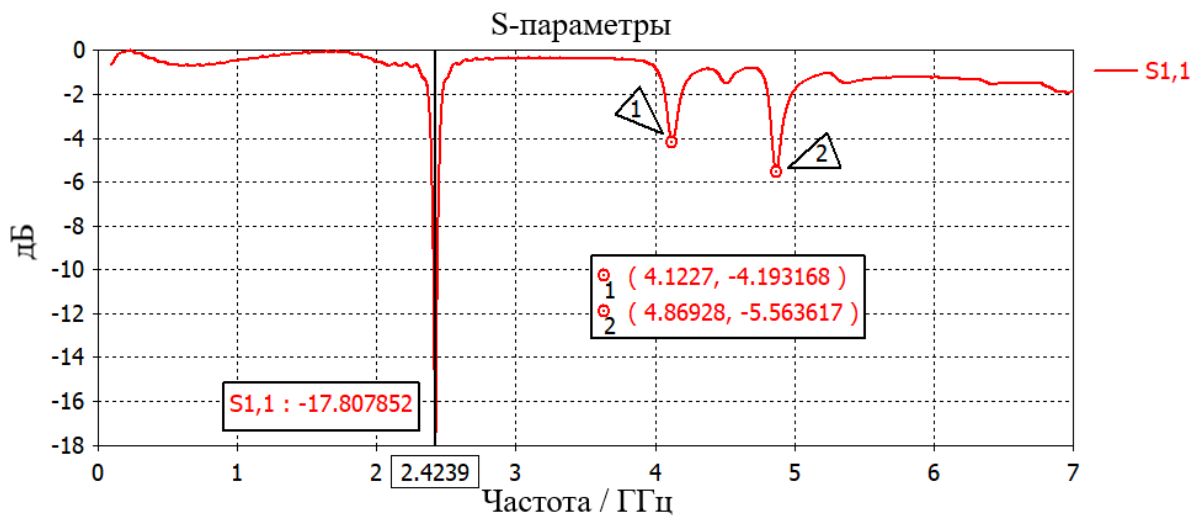


Рисунок 3.26 – График возвратных потерь антенны с ПДС3

Как видно из представленного графика, значительных резонансов на частотах не наблюдается и самый побочный минимум возвратных потерь не достигает -6 дБ. Основная же рабочая частота сместилась вверх на 2.42 ГГц, что может быть нивелировано изменением размеров полотна патч-антенны. При этом уровень возвратных потерь на рабочей частоте не более -17.8 дБ. Далее будут рассмотрены диаграммы направленности на рабочей частоте, чтобы убедиться в отсутствии искажений, которые могут быть внесены ПДСЗ.

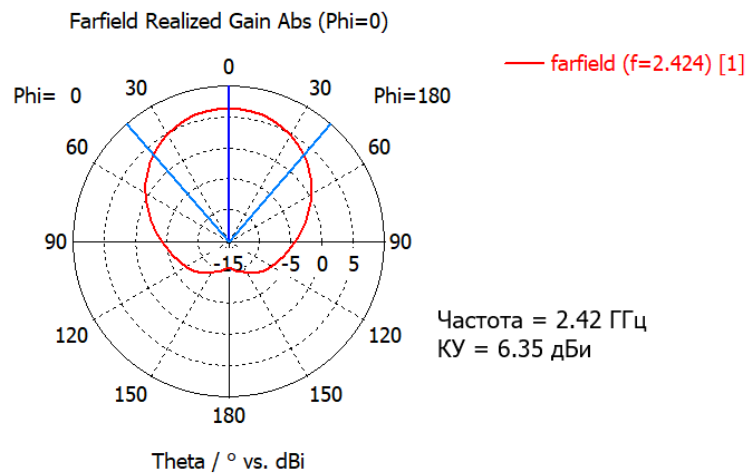


Рисунок 3.27 – Горизонтальная диаграмма направленности модифицированной антенны на частоте 2.42 ГГц

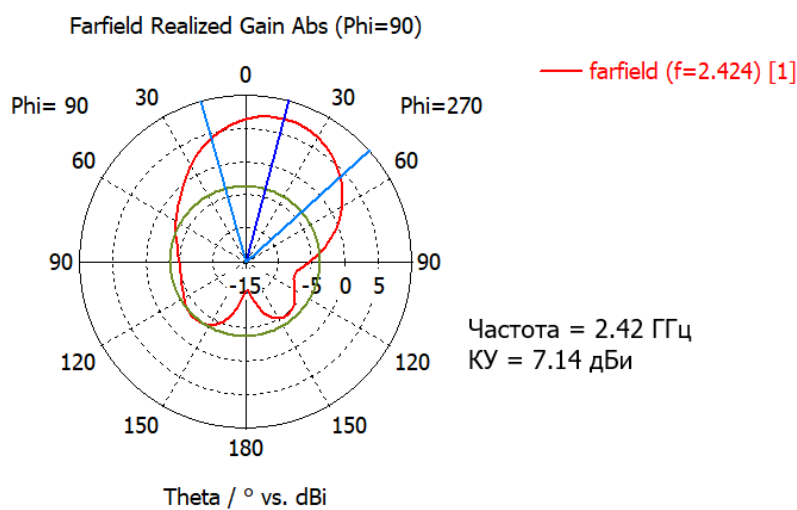


Рисунок 3.28 – Вертикальная диаграмма направленности модифицированной антенны на частоте 2.42 ГГц

Как видно из представленных данных, добавление ПДСЗ в фидерную линию не внесло искажений в форму диаграммы направленности на основной частоте, за исключением ее смещения вверх. Далее следует оценить эффективность подавления побочных частот на примере, рассмотренных ранее для простой конструкции без ПДСЗ. Для этого на Рисунке 3.29 и 3.30 приведены диаграммы направленности на частоте 4.2 ГГц.

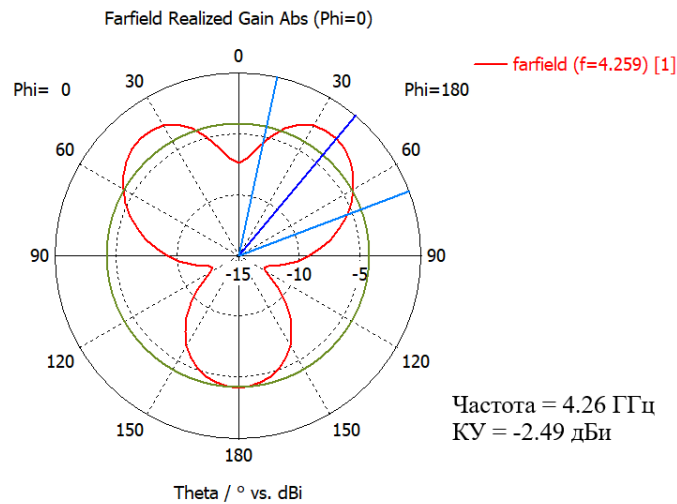


Рисунок 3.29 – Диаграмма направленности на частоте 4.26 ГГц для модифицированной антенны в горизонтальной плоскости

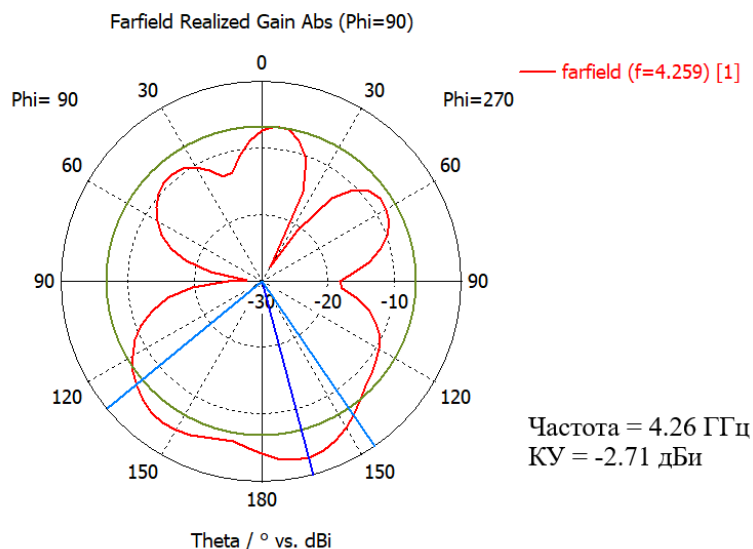


Рисунок 3.30 – Диаграмма направленности на частоте 4.26 ГГц для модифицированной антенны в вертикальной плоскости

Представленные данные показывают, что добавление ПДСЗ в фидерную линию позволило значительно подавить побочную гармонику антенны на частоте 4.26 ГГц. При этом коэффициент усиления на данной частоте снизился с 6.63 дБи до -2.49 дБи. Это указывает на полное отсутствие работоспособности антенны на данной частоте. Далее таким же образом рассмотрим частоту 4.56 ГГц.

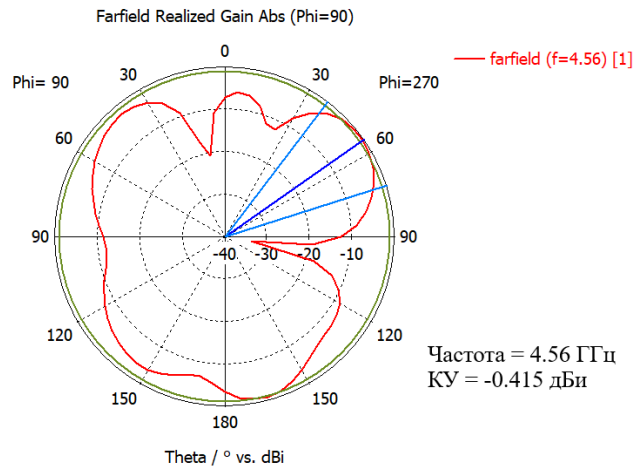


Рисунок 3.31 – Диаграмма направленности на частоте 4.56 ГГц для модифицированной антенны в вертикальной плоскости

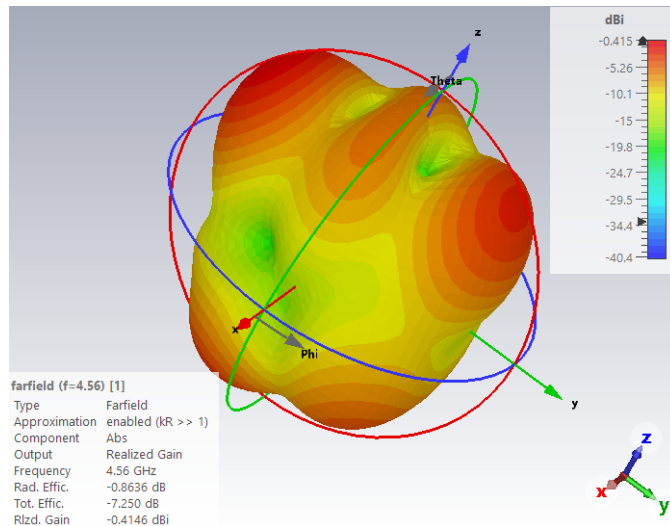


Рисунок 3.32 – Трехмерная диаграмма направленности на частоте 4.56 ГГц для модифицированной антенны

Полученные диаграммы направленности также подтверждают эффективность внесенных изменений в конструкцию антенны. Подавление гармоники на

частоте 4.56 ГГц оказалось весьма эффективным и привело к снижению коэффициента усиления с 7.97 дБи до -0.415 дБи. Далее остается рассмотреть только частоту 5.24 ГГц.

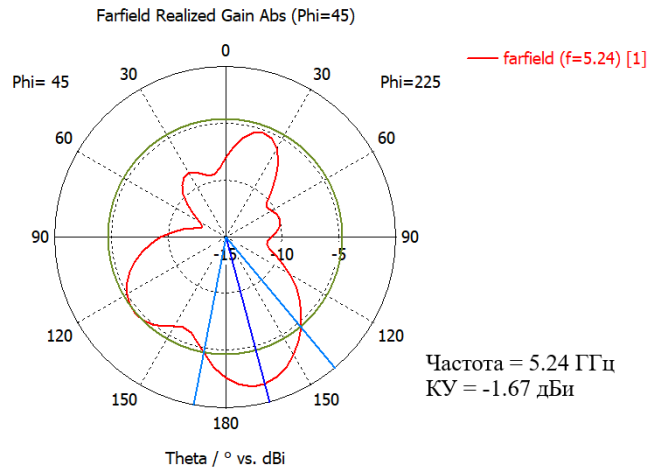


Рисунок 3.33 – Двумерная диаграмма направленности модифицированной антенны на частоте 5.24 ГГц в разрезе прошлого главного лепестка обычной конструкции

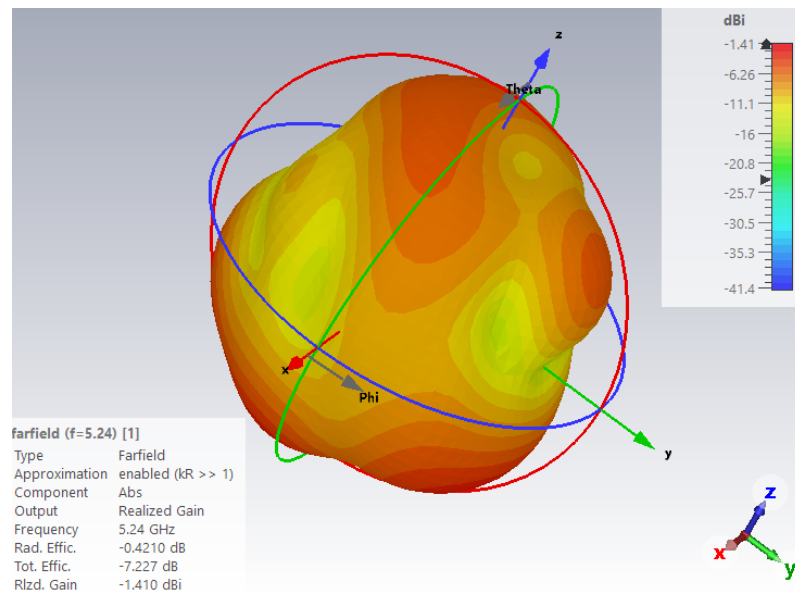


Рисунок 3.34 – Трехмерная диаграмма направленности модифицированной антенны на частоте 5.24 ГГц

Данные 3.33 и 3.34 показывают, что на частоте 5.24 ГГц подавление побочной гармоники также оказалось эффективно. Таким образом, можно утверждать,

что, помимо согласования, ПДСЗ могут использоваться также для устранения побочных гармоник антенн, что снижает требования к фильтрующим каскадам на входах радиоустройств и увеличивает их помехоустойчивость.

Для подтверждения данных результатов был проведен также натурный эксперимент. Внешний вид макетов антенн приведен на Рисунке 3.35.

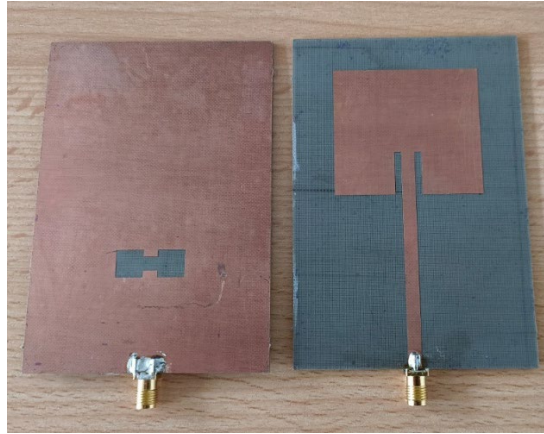


Рисунок 3.35 – Внешний вид антенн для оценки эффективности подавления побочных гармоник

Далее на Рисунке 3.36 приведены измеренные возвратные потери конструкции антенны без ПДСЗ.

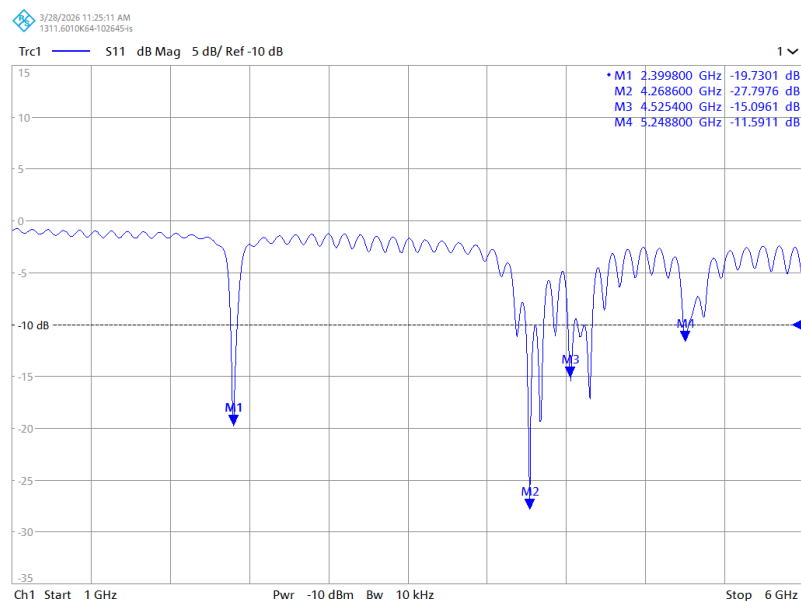


Рисунок 3.36 – Измеренные возвратные потери конструкции антенны без ПДСЗ

По приведенному графику видно, что основные побочные гармоники данной антенны расположены на частотах, близких к тем, что были установлены по результатам моделирования. Уровень же возвратных потерь на рабочей частоте оказался выше, чем по результатам моделирования на 13.73 дБ и равен -19.73 дБ. Побочные гармоники расположены на частотах 4.27, 4.53 и 5.25 ГГц. Далее приводятся результаты измерений антенны с ПДСЗ, служащей для подавления гармоник высшего порядка.

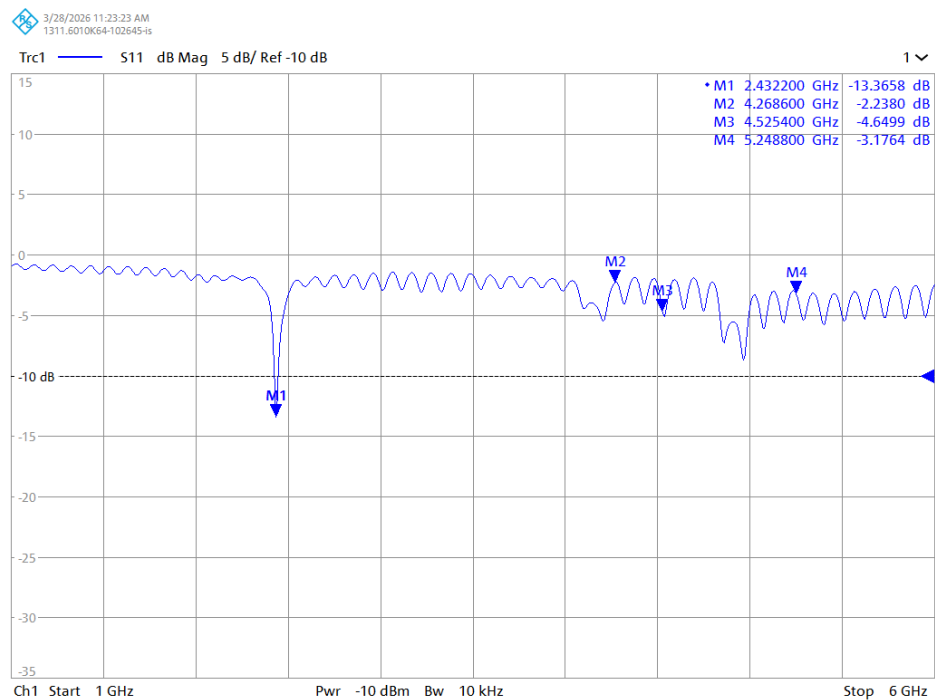


Рисунок 3.37 – Результаты измерений возвратных потерь антенны с подавлением высших побочных гармоник

Результаты Рисунка 3.37 подтверждают работоспособность ПДСЗ для подавления гармоник высшего порядка. Уровень возвратных потерь на всех гармониках значительно возрос и везде превышает -10 дБ, кроме рабочей частоты, которая аналогично результатам моделирования сместилась вверх по частоте до 2.43 ГГц с 2.40 ГГц. Возвратные потери также возросли на 6.36 дБ и составляют -13.37 дБ. Далее на Рисунке 3.38 приведены измеренные диаграммы направленности макетов антенн на частотах 2.4 ГГц для конструкции без ПДСЗ и на частоте 2.43 ГГц для конструкции с ПДСЗ. Измерения проводились с шагом 5°.

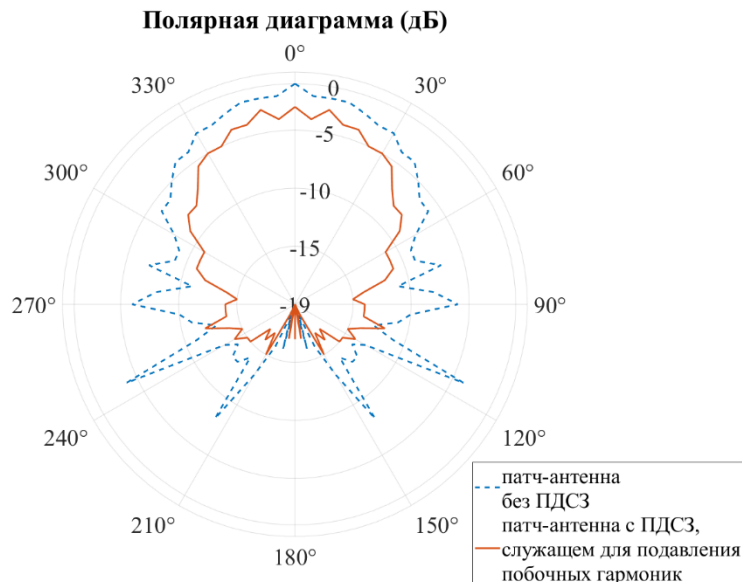


Рисунок 3.38 – Измеренные диаграммы направленности в горизонтальной плоскости макетов антенн на их центральных частотах

Представленные данные показывают небольшое ухудшение коэффициента усиления антенны с ПДСЗ по сравнению с обычной конструкцией, но использование ПДСЗ, как и при согласовании не внесло значительных искажений в формируемое антенной излучение. Таким образом, ПДСЗ также могут применяться для подавления побочных гармоник высшего порядка в антеннах.

3.3 Делитель мощности на основе ПДСЗ “простая гантель”

Также важной задачей является запитка антенных решеток, для чего могут применяться различные устройства от простых делителей мощности [84 – 88] до сложных диаграммообразующих схем [89 – 96]. Помимо применения в антеннах, структуры преднамеренных дефектов слоя земли печатной платы также могут применяться в делителях мощности СВЧ диапазона. Одно из возможных применений – для подавления гармоник высшего порядка [97 – 101]. Также возможна реализация конструкций делителей с неравномерным делением, в которых ПДСЗ применяются для увеличения сопротивления микрополосковых линий [102 – 104], или применение ПДСЗ для уменьшения габаритов делителей [105, 106]. Еще одним приложением является замена балансного резистора в конструкциях делителей

Уилкинсона на ПДСЗ для обеспечения изоляции между выходными портами, как в работах [107, 108]. Далее будут рассмотрены возможные реализации таких делителей. Он представляет собой модификацию делителя мощности Уилкинсона и рассчитан на частоту 6.2 ГГц.

Внешний вид и размеры делителя приведены на Рисунке 3.39. В качестве материала подложки использовался диэлектрик FR-4, обладающий диэлектрической проницаемостью 4.3 и толщиной 1 мм.

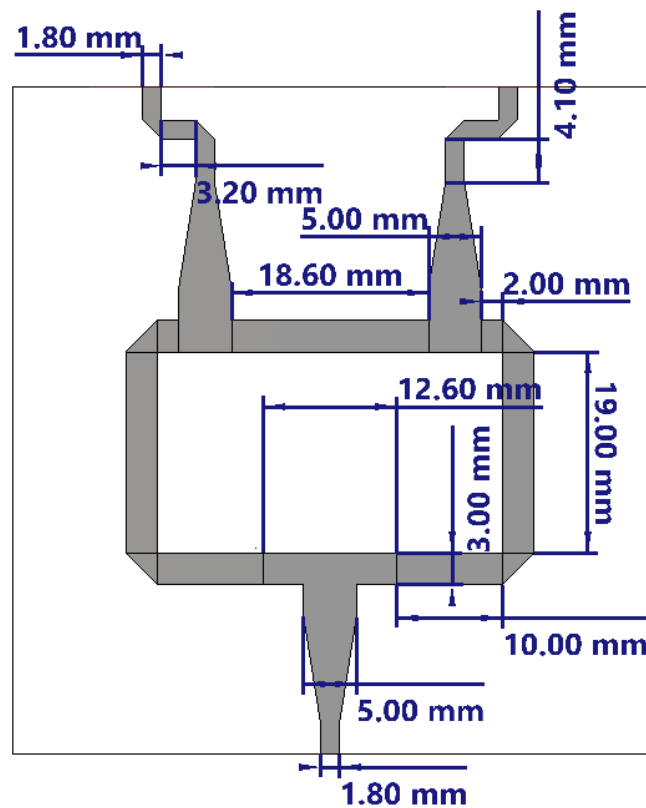


Рисунок 3.39 – Внешний вид модифицированного делителя мощности на основе ПДСЗ

Представленная конструкция делителя представляет собой классическую схему делителя Уилкинсона (Рисунок 3.40), за исключением того, что вместо резистора с сопротивлением $2Z_0$ используется линия с ПДСЗ для обеспечения поглощения между выходными портами.

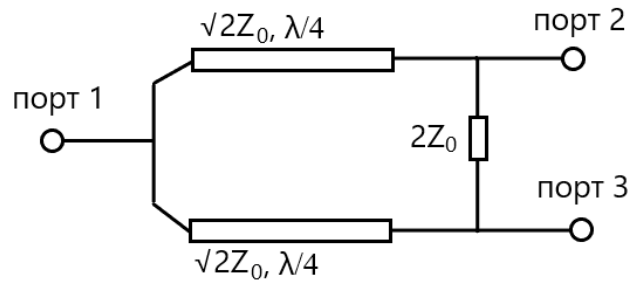


Рисунок 3.40 – Схема делителя мощности Уилкинсона

Расположение и размеры ПДСЗ приведены на Рисунке 3.41. Она представляет собой ПДСЗ типа “простая гантель”.

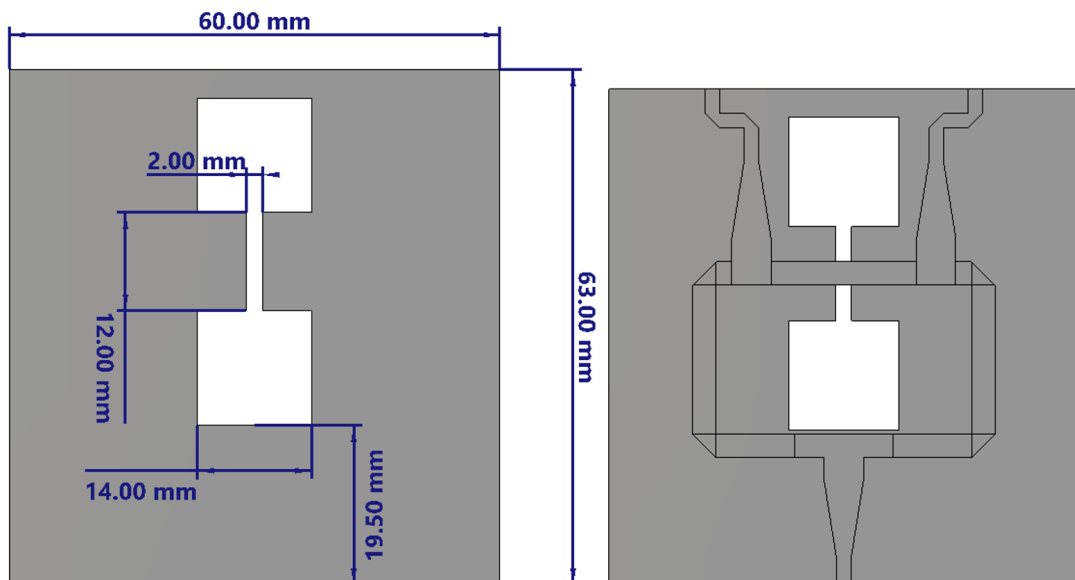


Рисунок 3.41 – Внешний вид и расположение ПДСЗ под делителем (диэлектрик не отображен)

Для получения параметров делителя было проведено электродинамическое моделирование. Результаты в виде графиков зависимостей возвратных потерь и коэффициентов передачи представлены на Рисунке 3.42, где $S_{1,1}$ – возвратные потери на входе, $S_{1,2}$ – коэффициент передачи на выход (приводится один, так как выходы симметричны), $S_{2,2}$ – возвратные потери при работе в качестве сумматора, $S_{3,2}$ – коэффициент передачи между выходными портами, позволяющий оценить их изоляцию друг от друга.

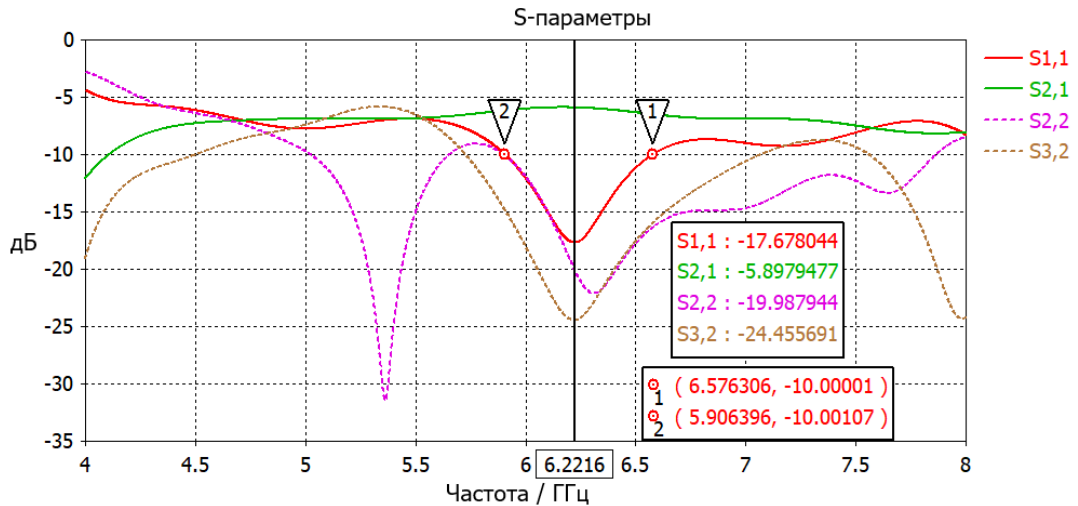


Рисунок 3.42 – Параметры делителя с ПДСЗ

Диапазон рабочих частот делителя лежит от 5.91 до 6.58 ГГц. Он определяется по уровням возвратных потерь на входе и выходах, а также по изоляции между входными портами. Центральная частота составляет 6.22 ГГц и расположена на минимуме возвратных потерь входа делителя. Коэффициент передачи со входа на выход не опускается ниже -6.5 дБ на всем рабочем диапазоне. Далее следует рассмотреть разницу фаз на выходах делителя для окончательного подтверждения его работоспособности. Соответствующий график приведен на Рисунке 3.43. На нем абсолютная разница в фазах представлена сплошной линией, а прерывистой – разница в коэффициентах передач со входа на выходы.

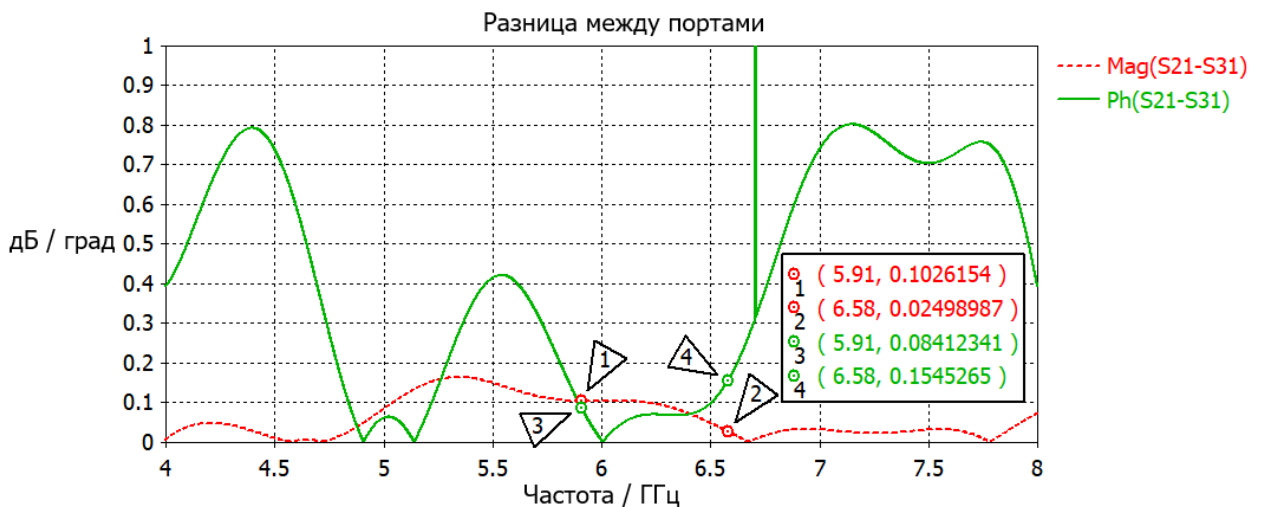


Рисунок 3.43 – Разница между портами делителя с ПДСЗ

По приведенным данным видно, что на рабочем диапазоне разница в фазах между выходами не превышает 0.15° , а разница коэффициентов передач не более 0.1 дБ. Следовательно, представленный делитель мощности обладает минимальной ошибкой на всем рабочем диапазоне. Далее было проведено моделирование ПДСЗ отдельно от делителя для установления влияния его влияния на характеристики. Результаты представлены на Рисунке 3.44.

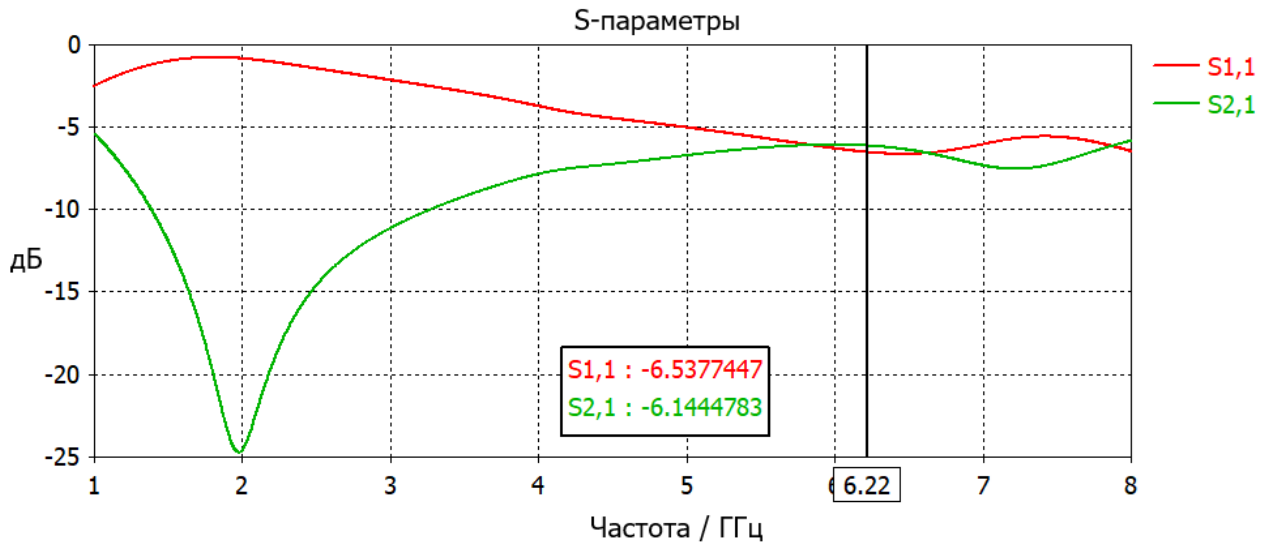


Рисунок 3.44 – Параметры ПДСЗ

По приведенным данным видно, что полюс затухания ПДСЗ расположен на частоте 2 ГГц, при этом центральная частота делителя – 6.22 ГГц. Следовательно, поглощение обеспечивается за счет связи ПДСЗ с окружающими ее микрополосковыми линиями. Для подтверждения этого предположения было проведено дополнительное моделирование делителя для получения картин распределения электромагнитного поля. Они представлены на Рисунке 3.45 и 3.46 на центральной частоте делителя – 6.22 ГГц.

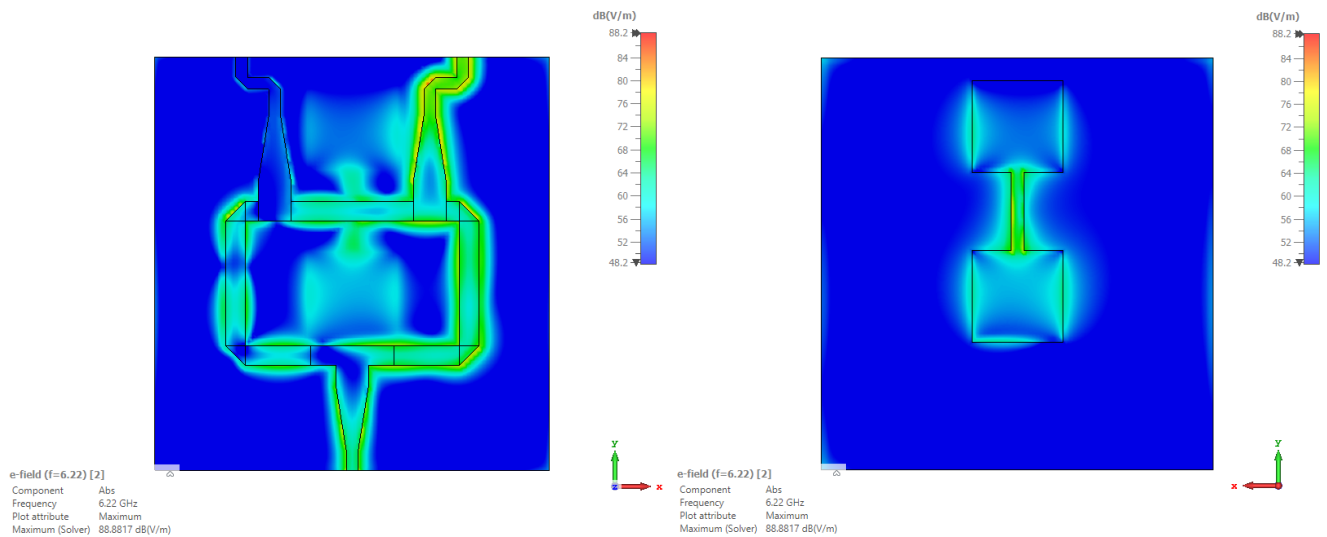


Рисунок 3.45 – Распределение электромагнитного поля по делителю с ПДСЗ
(работа выходного порта)

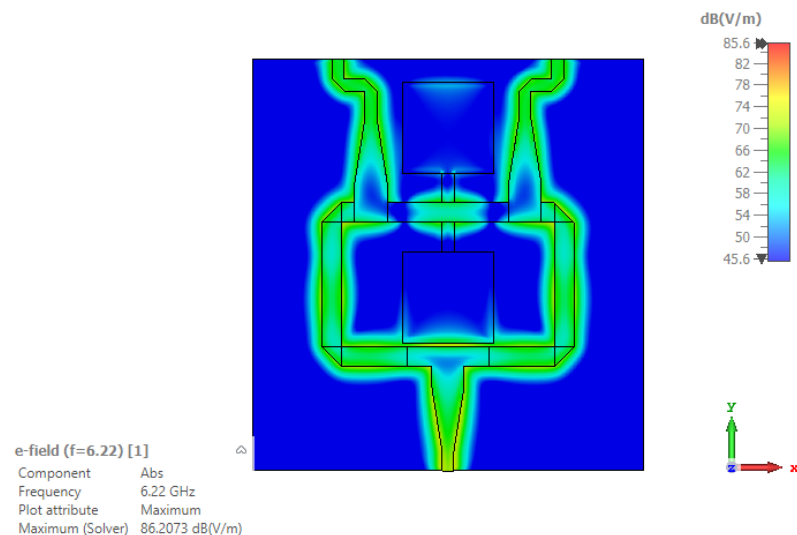


Рисунок 3.46 – Распределение электромагнитного поля по делителю с ПДСЗ (вид сверху, работа входного порта)

По представленным данным видно, что нижний квадрат делителя значительно резонирует на центральной частоте, следовательно, выдвинутое ранее предположение о влиянии окружающих микрополосковых линиях оказалось верным.

Далее следует сравнить эффективность работы представленной модификации делителя мощности с обычной конструкцией, работающей в том же диапазоне

частот. Для этого было произведено проектирование и моделирование соответствующего делителя Уилкинсона. Его размеры приведены на Рисунке 3.47.

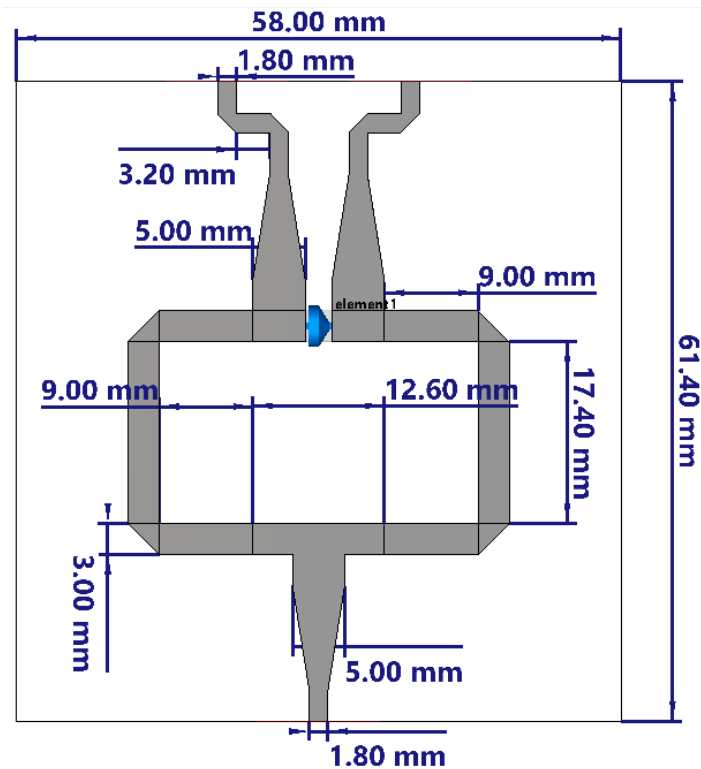


Рисунок 3.47 – Внешний вид и размеры делителя Уилкинсона

Подложка приведенного делителя аналогична той, что использовалась в модифицированной версии. Изолирующее сопротивление равно 50 Ом, а ширины микрополосковых линий, как и ранее были выбраны исходя из практичности реализации конструкции. Характеристики делителя приводятся на Рисунке 3.48.

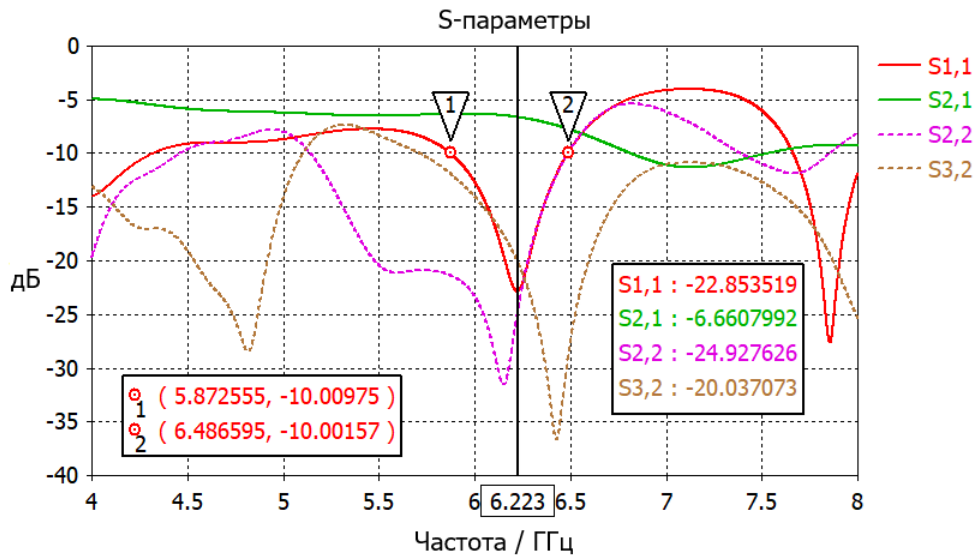


Рисунок 3.48 – Возвратные потери и коэффициенты передачи делителя Уилкинсона

Диапазон рабочих частот аналогичен модифицированному делителю и лежит от 5.87 до 6.49 ГГц. Центральная частота также аналогична по своему значению и составляет 6.22 ГГц. При этом по сравнению с модифицированной конструкцией минимальный коэффициент передачи со входа на выход составил -7.75 дБ, что 1.25 дБ меньше, однако уровень возвратных потерь делителя также оказался меньше и на центральной частоте составил -22.85 дБ для входного порта и -24.93 дБ для выходного. Изоляция же между выходами лучше у модифицированного делителя, где она на 4.43 дБ лучше. Далее приводятся графики разности между фазами и коэффициентами передачи на выходах делителя.

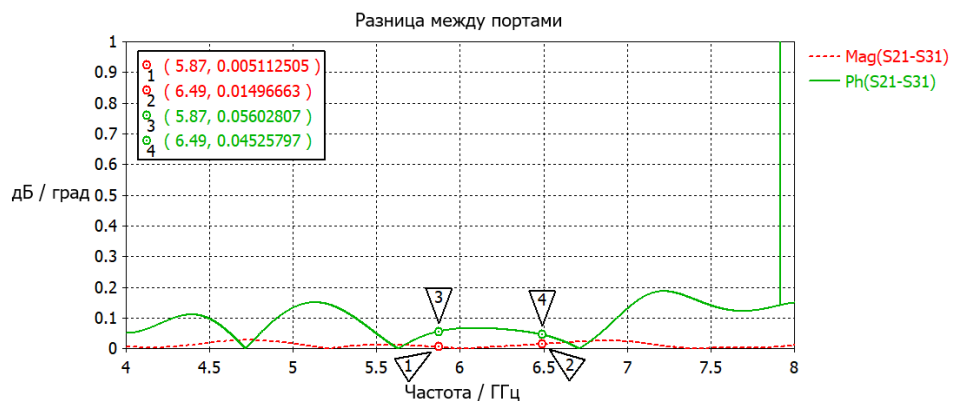


Рисунок 3.49 – Разница между портами делителя Уилкинсона

По приведенным графикам видно, что разница в фазах делителя Уилкинсона на выходах не превышает 0.07° , а разница коэффициентов передач не больше 0.01 дБ. Это несколько меньше в сравнении с модифицированным делителем. Далее на Рисунках 3.50 и 3.51 также приведены картины электромагнитных полей для сравнения с модифицированной конструкцией на частоте 6.22 ГГц.

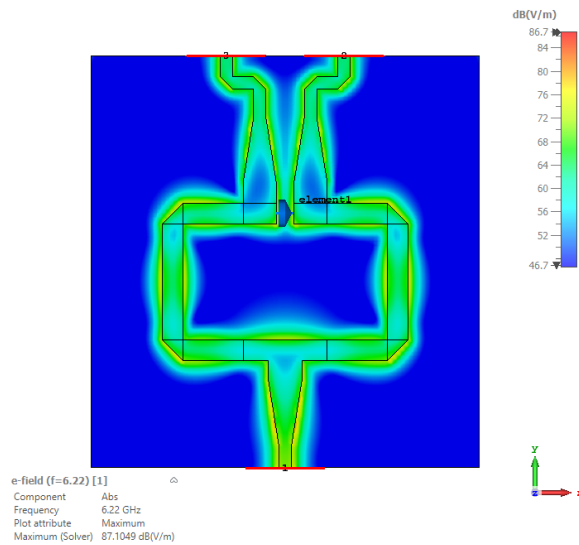


Рисунок 3.50 – Распределение электромагнитного поля по делителю (вид сверху, работа входного порта)

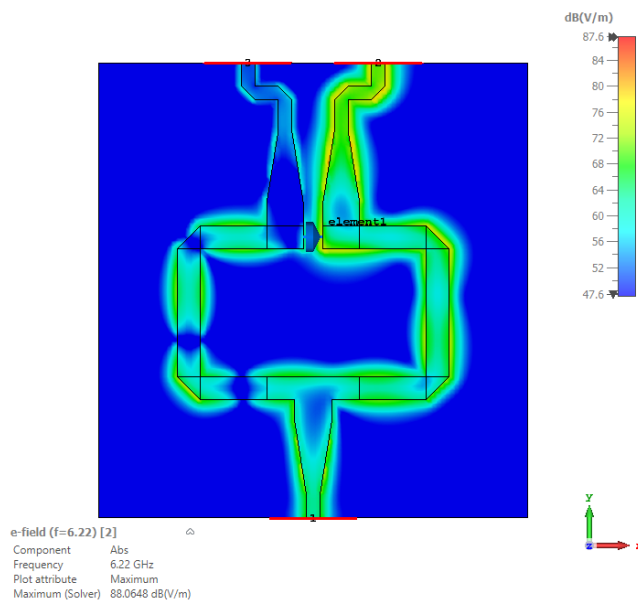


Рисунок 3.51 – Распределение электромагнитного поля по делителю (вид сверху, работа выходного порта)

Картины полей обычного делителя также демонстрируют сходство с его модифицированной конструкцией. Следовательно, представленный делитель на основе ПДСЗ аналогичен по характеристикам делителю Уилкинсона, однако не требует какого-либо монтажа при изготовлении.

Для верификации результатов моделирования предлагаемой модификации делителя Уилкинсона было проведено натурное измерение параметров макета, внешний вид которого представлен на Рисунке 3.52.

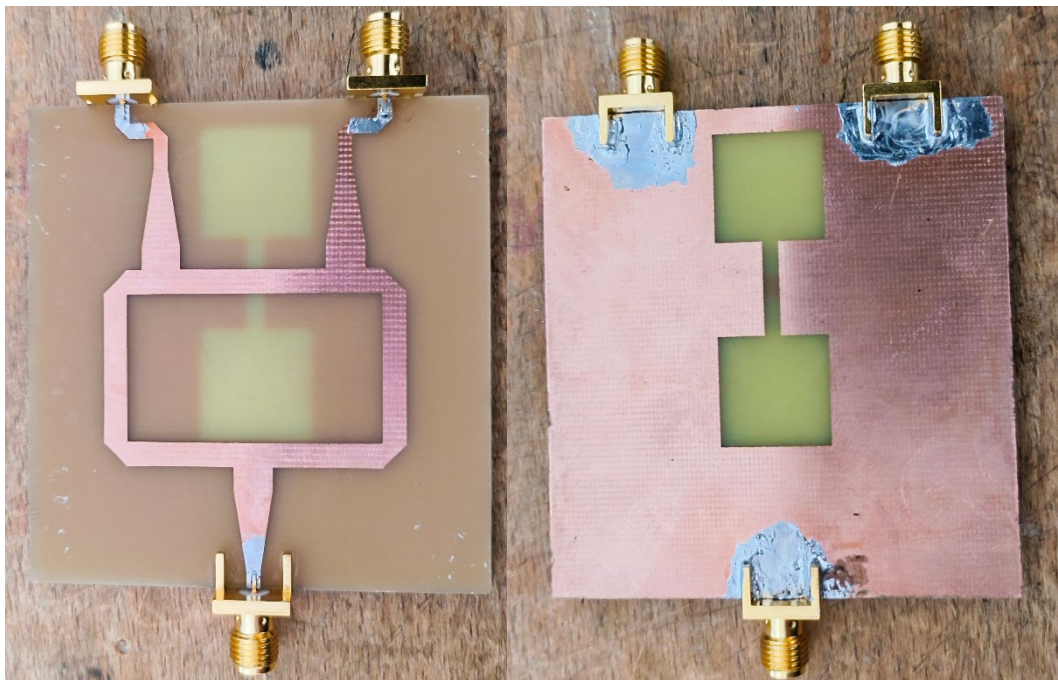


Рисунок 3.52 – Внешний вид макета делителя мощности

Далее на рисунке 3.53 представлены измеренные возвратные потери входного порта и одного из выходных (потери для второго не приводятся в силу их симметричности), также приводится коэффициент передачи со входа на выход делителя, позволяющий оценить вносимые потери.

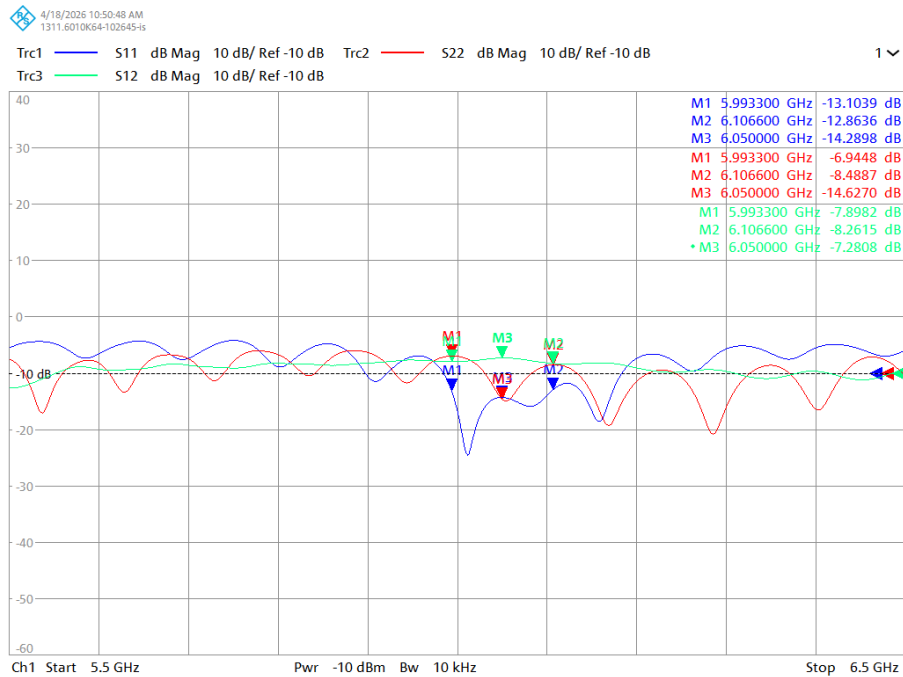


Рисунок 3.53 – S-параметры модифицированного делителя

Как видно из представленного графика, макет делителя обладает более узким диапазоном рабочих частот (оказался уже примерно на 500 МГц), что, вероятно, связано с погрешностями при изготовлении и неоднородностью материала диэлектрика. Также наблюдается возросший уровень потерь по сравнению с моделью (больше на 1 дБ), что объясняется потерями, вносимыми разъемами и кабелями, использованными при измерениях. Далее на Рисунке 3.54 приведен график коэффициента передачи при работе делителя в обратном направлении (в качестве сумматора).

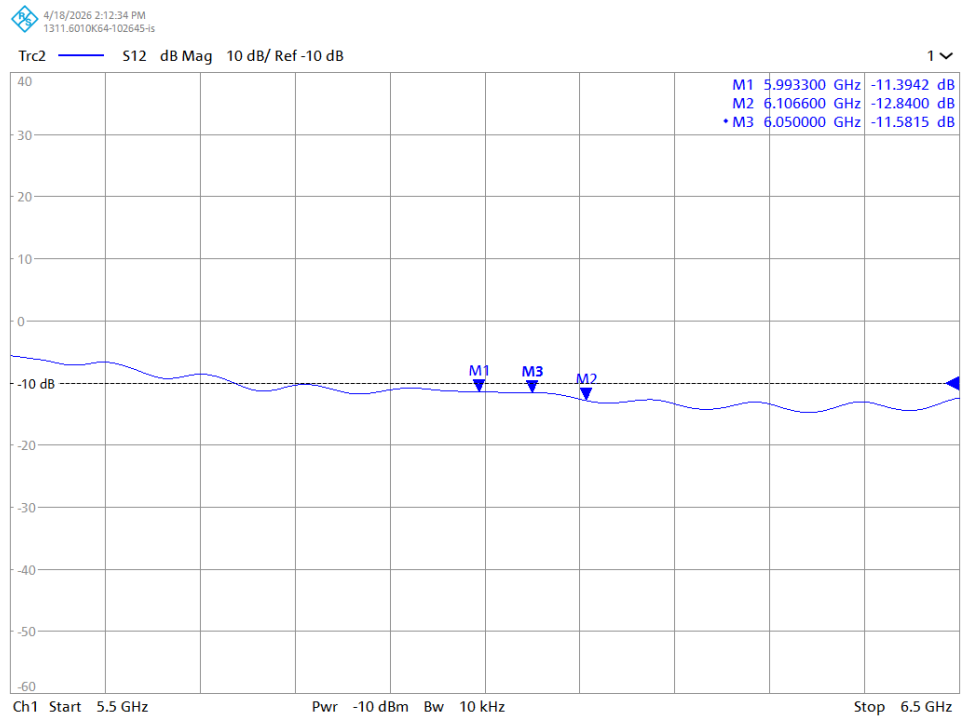


Рисунок 3.54 – Коэффициент передачи с одного выходного порта на другой

Представленные данные показывают, что выходные порты изолированы друг от друга, что при учете возвратных потерь, показанных ранее подтверждает работоспособность делителя в качестве сумматора. На Рисунке 3.55 приводятся графики фаз на выходных портах, позволяющие оценить фазовую ошибку, вносимую делителем.

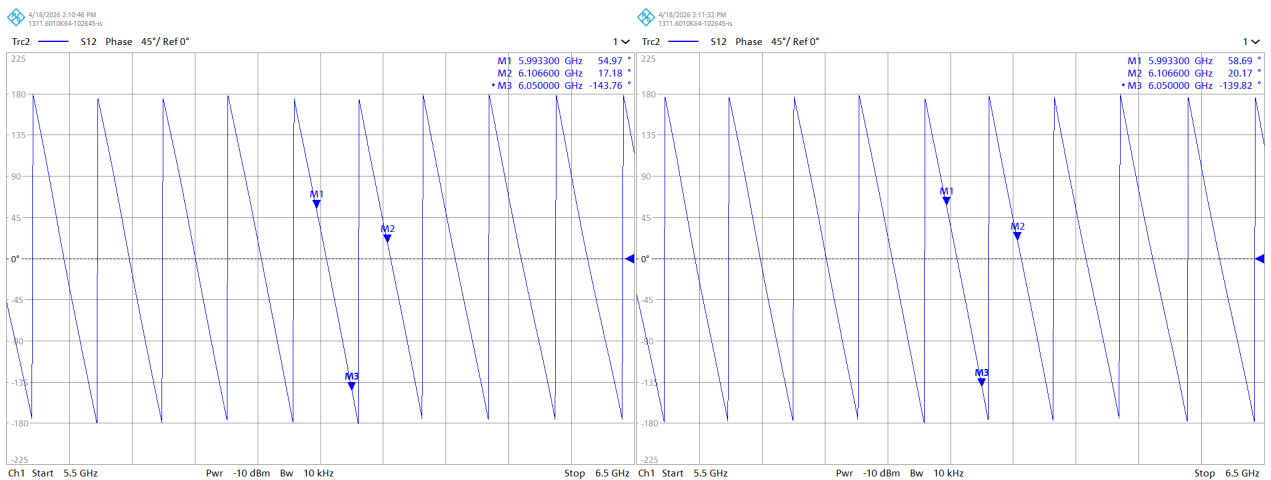


Рисунок 3.55 – Графики фаз на выходных портах модифицированного делителя

Приведенные графики фаз показывают возросшую фазовую ошибку, которая достигает 3.94° , что также может быть объяснено неточностями при изготовлении макета и погрешностями измерений. Но следует отметить, что все представленные данные подтверждают работоспособность предложенной модификации делителя мощности, использующей ПДСЗ для изоляции выходных портов, хоть и характеристики оказались хуже ввиду неточностей изготовления макета и погрешностей измерений.

3.4 Делитель мощности на основе ПДСЗ “заполненная гантель”

Делитель мощности можно также реализовать на ПДСЗ типа “заполненная гантель”, причем его конструкция будет аналогична той, что была рассмотрена ранее. Размеры и форма структуры на верхнем слое печатной платы остались теми же. Основные изменения претерпел слой заземления. Внешний вид и размеры структуры представлены на Рисунке 3.56.

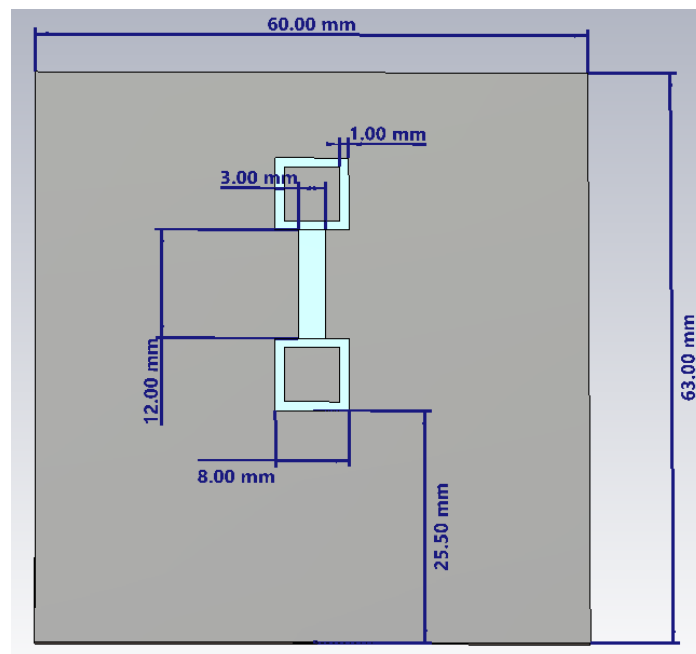


Рисунок 3.56 – Внешний вид слоя заземления делителя мощности на основе ПДСЗ “заполненная гантель”

Как видно из Рисунка 3.56, замена структуры привела к значительному уменьшению занимаемого делителем пространства на слое заземления печатной платы. Это обусловлено возможностью ПДСЗ типа “заполненная гантель” достижения тех же значений емкости и индуктивности при меньших размерах. Далее на Рисунке 3.57 приводятся характеристики делителя мощности, представленные аналогичным образом и полученные посредством электродинамического моделирования.

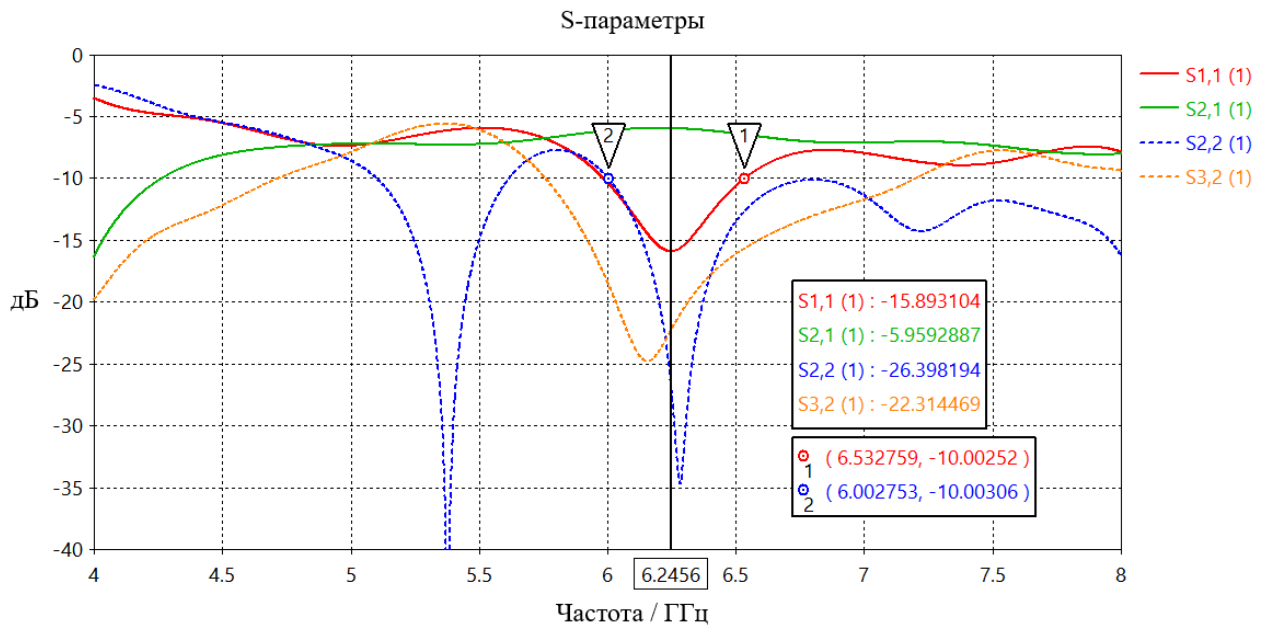


Рисунок 3.57 – S-параметры делителя на основе “заполненной гантели”

Исходя из приведенных данных можно отметить, что диапазон рабочих частот стал несколько уже и лежит от 6 до 6.53 ГГц. Это обусловлено более резким резонансом, который ранее продемонстрировал данный тип ПДСЗ. Также следует отметить связанную с этим гораздо возросшую эффективность работы делителя в обратном направлении. Уровень возвратных потерь значительно уменьшился до минимального значения в -34 дБ, а уровень коэффициента передачи между выходными портами 2 и 3 снизился до -24.8 дБ. Возросшие до -15.9 дБ, однако возвратные потери при работе конструкции в режиме делителя можно объяснить некоторой неоптимальностью в выборе длины соединяющей линии между портами 2 и 3. Далее следует рассмотреть фазовую и амплитудную ошибки, вносимые данной

конструкцией делителя мощности. Соответствующие графики зависимостей от частоты приведены на Рисунке 3.58.

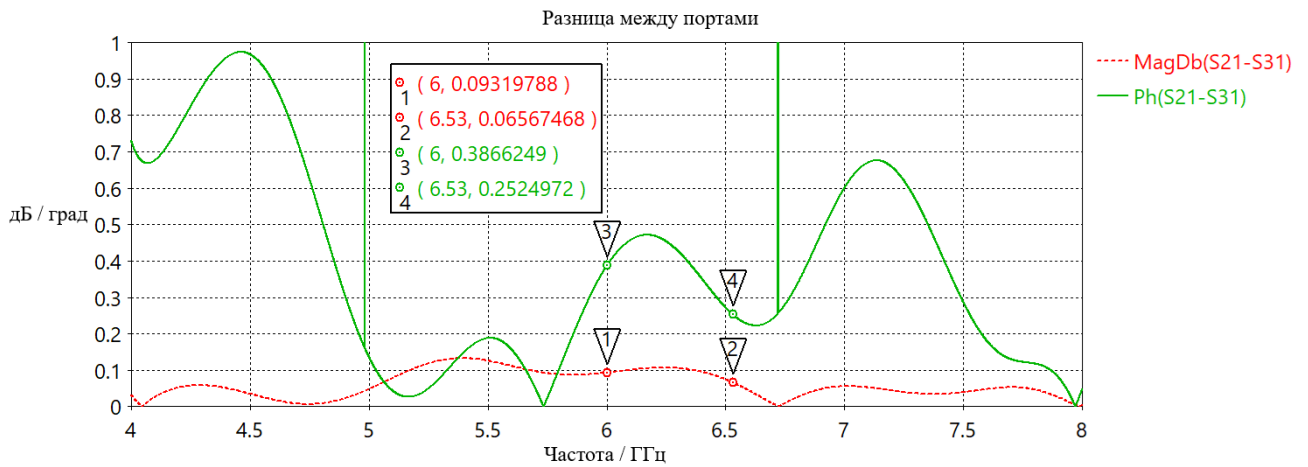


Рисунок 3.58 – Разница между портами делителя на основе ПДСЗ “заполненная гантель”

По представленным графикам видно, что фазовая ошибка в рабочем диапазоне делителя не превышает 0.47° , а амплитудная разница на выходах 2 и 3 не более 0.1 дБ, что также не сильно отличается от делителя Уилкинсона на тот же диапазон частот. Далее следует проверить работу используемой структуры преднамеренного дефекта заземления в отдельности от делителя мощности. Для этого было проведено ее электродинамическое моделирование, результаты которого представлены на Рисунке 3.59.

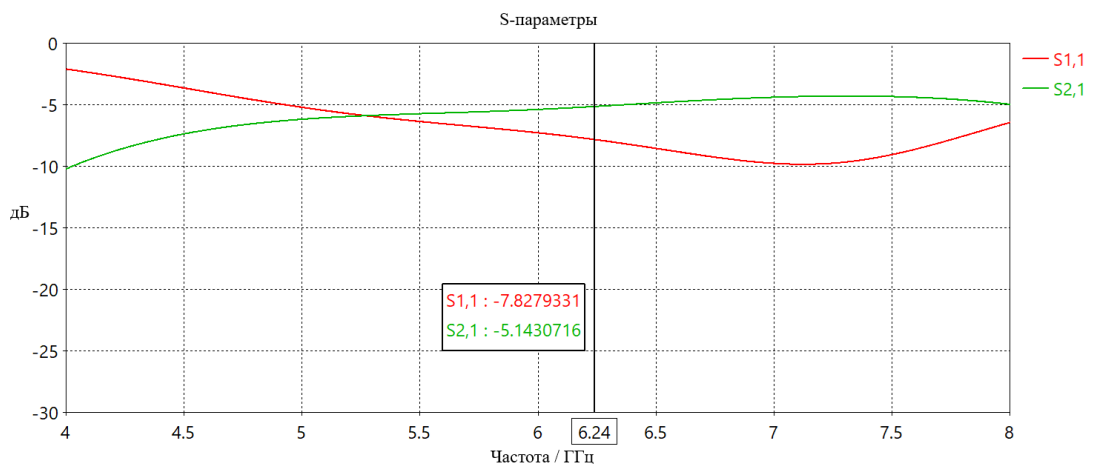


Рисунок 3.59 – Параметры используемой ПДСЗ “заполненная гантель”

Как видно из представленного графика, данная конструкция ПДСЗ также обеспечивает работу делителя мощности за счет связей с окружающими микрополосковыми линиями.

Как и ранее для верификации результатов моделирования были проведены измерения макета, внешний вид которого представлен на Рисунке 3.60.

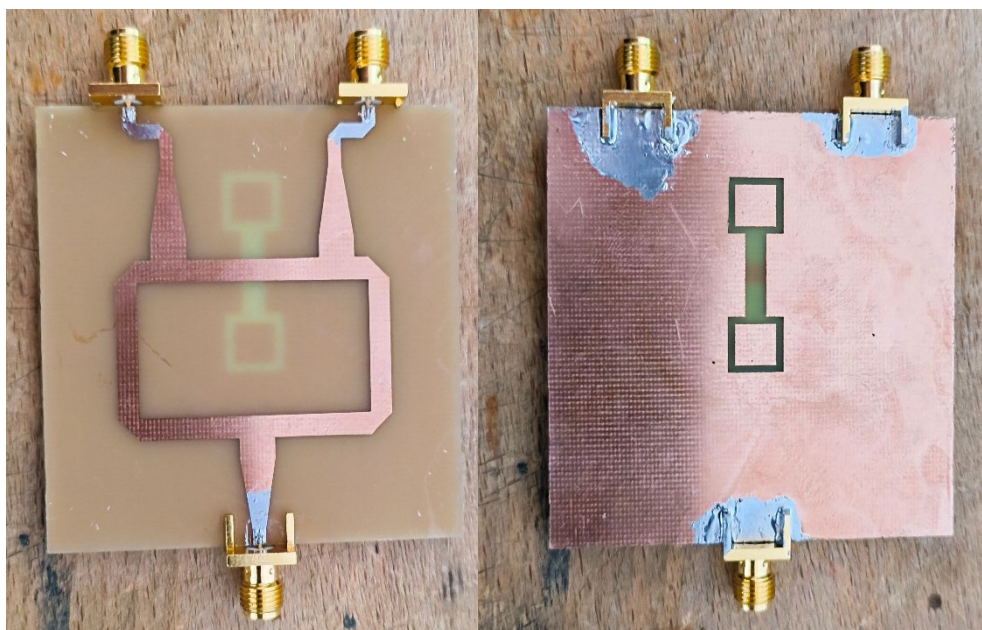


Рисунок 3.60 – Внешний вид макета делителя мощности на основе ПДСЗ
“заполненная гантель”

Далее на Рисунке 3.61 приводятся графики возвратных потерь для входа и выхода делителя, а также коэффициент передачи со входа на выход.

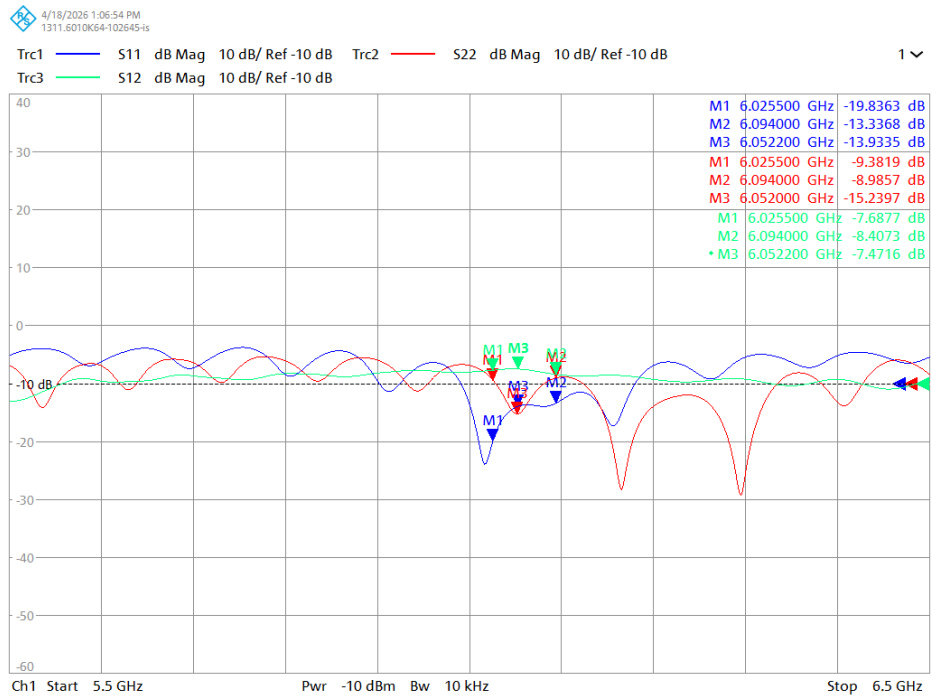


Рисунок 3.61 – Характеристики делителя мощности на основе ПДСЗ “заполненная гантель”

Также, как и при измерении макета предыдущего делителя, характеристики данного оказались хуже из-за неточностей при изготовлении, неоднородности материала подложки и погрешностей измерения. Диапазон рабочих частот сузился на 400 МГц, а потери возросли на 1 дБ. Для оценки работы в режиме сумматора, на Рисунке 3.62 приводится график частотной зависимости коэффициента передачи между выходами делителя.

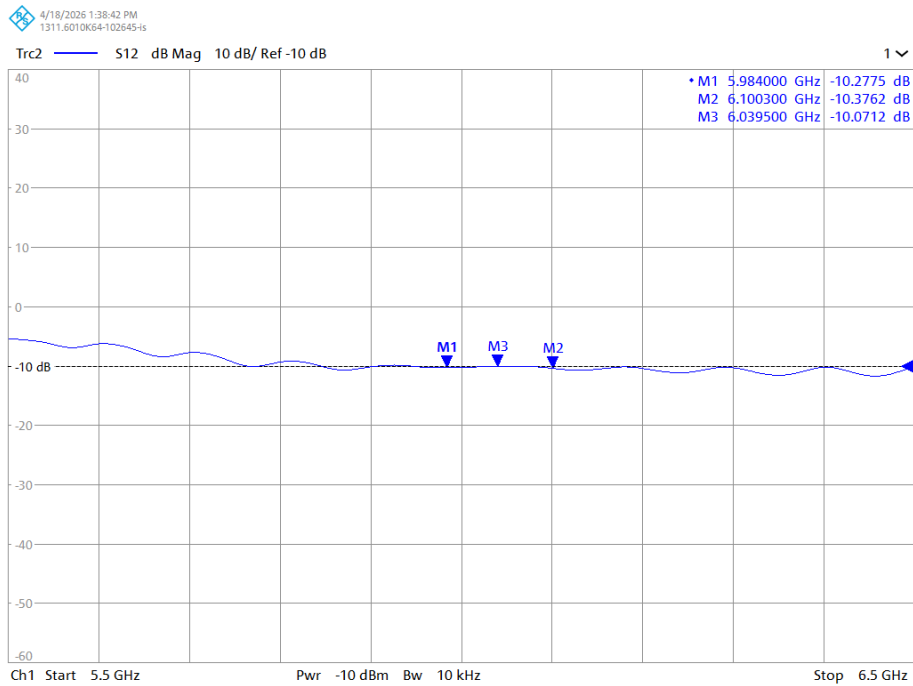


Рисунок 3.62 – Коэффициент передачи между выходами делителя мощности на основе ПДСЗ “заполненная гантель”

График на Рисунке 3.62 показывает, что выходы делителя изолированы, а при учете возвратных потерь можно сделать вывод о его работоспособности в режиме сумматора. Далее на Рисунке 3.63 приведены фазы на выходах делителя для оценки вносимой фазовой ошибки.

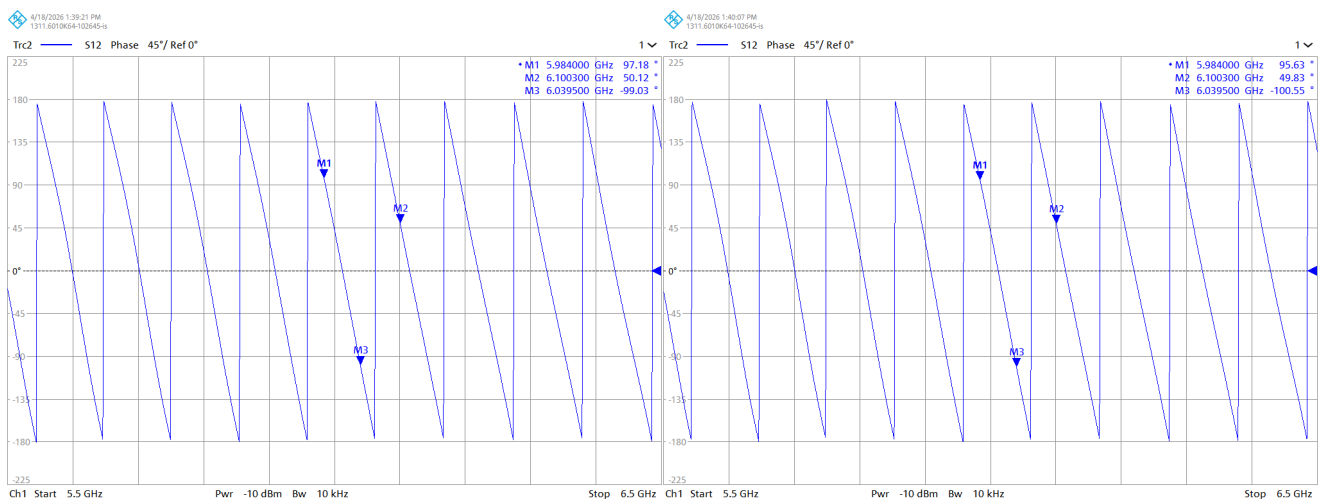


Рисунок 3.63 – Графики фаз на выходах делителя на основе ПДСЗ “заполненная гантель”

По приведенным графикам видно, что максимальная фазовая ошибка делителя составила 1.5° , что, как и в случае с потерями, объясняется погрешностями при измерениях и неточностями изготовления макета. Однако все представленные данные демонстрируют работоспособность предлагаемой конструкции делителя, характеристики которой могут быть улучшены посредством выбора более подходящего материала подложки, а также более качественным изготовлением конструкции делителя.

3.5 Описание методики проектирования делителя мощности на основе ПДСЗ

На основании проведенных исследований конструкций делителей мощности Уилкинсона и полученных зависимостей для расчета ПДСЗ предложена методика проектирования делителей мощности Уилкинсона с применением ПДСЗ для осуществления развязки между выходами делителя вместо балансного резистора. При этом стоит отметить, что эффективность изоляции выходов делителя не определяется резонансными характеристиками ПДСЗ, так как механизм формирования развязки определяется сложным распределением электромагнитных полей в структуре устройства. Тем не менее полученные в результате регрессионного анализа зависимости могут использоваться для определения первого приближения геометрических параметров структуры с дальнейшей их коррекцией в конечной конструкции. Тогда методика проектирования будет следующей:

1. Определение требований к делителю: его рабочие частоты, допустимые вносимые потери, требования к развязке выходов, допустимые фазовая и амплитудная ошибки, параметры используемой подложки.

2. Расчет базовой конструкции делителя на основании традиционных соотношений: определение волнового сопротивления линий и определение длины четвертьволновых трансформаторов.

3. Выбор типа ПДСЗ в зависимости от требований к характеристикам и габаритам конструкции.

4. Определение параметров ПДСЗ для требуемой рабочей частоты по предложенным ранее методикам и зависимостям, полученным на основании

регрессионного анализа. Данные параметры ПДСЗ используются как первое приближение для конструкции делителя.

5. Размещение ПДСЗ в конструкции делителя мощности в области электромагнитной связи между выходами делителя и проведение электродинамического моделирования для оценки характеристик всей конструкции.

6. Коррекция параметров ПДСЗ для достижения требуемых характеристик делителя мощности.

Предложенная методика упрощает конструктивную реализацию делителя мощности Уилкинсона за счет перехода к двухслойной печатной структуре и исключения процесса пайки сосредоточенного резистора. При этом возможность получения первого приближения ПДСЗ позволяет сократить время проектирования всей конструкции, за счет уменьшения количества итераций электродинамического моделирования.

Заключение

В рамках диссертационного исследования были разработаны методики моделирования и проектирования планарных антенно-фидерных устройств на основе преднамеренных дефектов слоя заземления. Предлагаемые методики основываются на простых прямых зависимостях, связывающих характеристики ПДСЗ с их геометрическими размерами и параметрами подложки. Особенностью методик является их простота использования и минимальные требования к вычислительным мощностям по сравнению с методами электродинамического моделирования за счет простой формы полученных уравнений. Также были разработаны и исследованы конструкции антенн и делителей мощности, использующих ПДСЗ.

Основные результаты исследования могут быть сформулированы в виде следующих пунктов:

1. Получена методика расчета и проектирования ПДСЗ “простая гантель”, сокращающая время проектирования в 2.8 и 4.37 раза по сравнению с методом роя частиц и эволюционной стратегии адаптации матрицы ковариации соответственно. Для чего был проведен ее регрессионный анализ на основании 3150 точек данных, полученных с помощью параметризованного электродинамического моделирования. Полученные модели связывают частоты полюса затухания и среза с геометрией ПДСЗ и параметрами подложки и представляют собой простые математические зависимости открытого вида. При этом модели обладают высокой точностью, что подтверждается их статистическими оценками (для частоты полюса затухания $СКО = 0.049$, $R^2 = 0.975$, а для частоты среза $СКО = 0.029$, $R^2 = 0.961$).

2. Получена модель в форме явной расчетной зависимости для определения параметров эквивалентной цепи простой гантелеобразной структуры по ее геометрическим размерам и характеристикам подложки, отличающаяся учетом влияния конструктивных параметров ПДСЗ на параметры эквивалентной схемы и позволяющая оценить влияние отдельных параметров ПДСЗ на характер вносимого им сопротивления.

3. Получена методика расчета первого приближения ПДСЗ “заполненная гантель” на основании регрессионного анализа набора данных из 12567 точек, которые также были получены посредством электромагнитного моделирования. Полученная модель также представлена в открытом виде и имеет высокую точность ($СКО = 0.066$, $R^2 = 0.975$). Она связывает частоту полюса затухания структуры с ее размерами и параметрами подложки и сокращает время проектирования в 4.77 и 2.67 раза по сравнению с методом роя частиц и эволюционной стратегией адаптации матрицы ковариации соответственно

4. Исследована конструкция патч-антенны с ПДСЗ, рассчитанного по полученной методике, для согласования антенн. Для этого был произведен расчет структуры “простая гантель” для патч-антенны на частоту 2.35 ГГц. При этом было произведено сравнение с антенной без согласования. Результаты измерений макетов хорошо согласуются с результатами моделирования и показали, что уровень возвратных потерь антенны с ПДСЗ уменьшился до -30.49 дБ, что ниже, чем у антенны без согласования на 25.57 дБ. Измерение диаграмм направленности антенн продемонстрировало отсутствие влияния ПДСЗ на формируемое излучение.

5. Исследована конструкция патч-антенны с ПДСЗ, рассчитанного по полученной методике, подавляющего побочные гармоники высшего порядка. Измерения макетов продемонстрировали хорошую согласуемость с моделированием и эффективное подавление гармоник на частотах 4.26 ГГц, 4.56 ГГц, 5.24 ГГц, с повышением уровня возвратных потерь с -27.8, -15.1, -11.59 до -2.23, -4.64, -3.17 дБ соответственно. Рабочая частота антенны с ПДСЗ при этом сместилась вверх с 2.38 до 2.42 ГГц. Уровень возвратных потерь на центральной частоте остался низким, но продемонстрировал рост с -19.73 дБ до -13.37 дБ. Измеренные диаграммы направленности антенн показали отсутствие влияния использования ПДСЗ в антенне на ее излучение.

6. Разработаны и исследованы модификации конструкций делителей Уилкинсона, использующих ПДСЗ для замены балансного резистора. Результаты электродинамического моделирования показали малые отличия в характеристиках по сравнению с классической конструкцией. Натурные измерения макетов делителей

с ПДСЗ подтвердили работоспособность предложенных модификаций. Полученные характеристики делителей оказались хуже, чем у моделей из-за неточностей при изготовлении и неоднородностей материала диэлектрика. Получена методика проектирования предлагаемых конструкций делителей мощности на основе ПДСЗ.

Перспективы дальнейшей разработки темы диссертации автор видит в исследовании других типов ПДСЗ и их влияния на характеристики микрополосковой линии, а также рассмотрение других возможных приложений ПДСЗ в антенно-фидерных устройствах, таких, как улучшение изоляции между элементами антенной решетки, формирование линий трансформации сопротивления, а также линий задержки. Применение предлагаемых методик позволяет значительно снизить время проектирования устройств, использующих ПДСЗ, за счет отказа от итерационного подхода или значительного снижения числа итераций подбора параметров структур, а предложенные приложения позволяют улучшить помехоустойчивость антенн и снизить стоимость производства делителей мощности.

Список литературы

1. Баранников, И. А. Асимптотические методы анализа в электродинамике / И. А. Баранников, К. А. Бердников, Е. А. Ищенко, С. М. Федоров // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2021. – Т. 17, № 5. – С. 79–84.
2. Jin, J.-M. The finite element method in electromagnetics / J.-M. Jin. – New York : John Wiley Press, 2002.
3. Harrington, R. F. Field computation by moment method / R. F. Harrington. – 1st ed. 1968. – New York : IEEE Press, 1993.
4. Fock, V. A. Electromagnetic diffraction and propagation problems / V. A. Fock. – Oxford : Pergamon, 1965.
5. Levy, M. Parabolic equation methods for electromagnetic wave propagation / M. Levy. – London : IEE, Institution of Electrical Engineers, 2000.
6. Collins, M. D. A two-way parabolic equation for acoustic backscattering in the ocean / M. D. Collins, R. B. Evans / The Journal of the Acoustical Society of America. – 1992. – Vol. 91, № 3. – P. 1357–1368.
7. Ozgun, O. Recursive two-way parabolic equation approach for modeling terrain effects in tropospheric propagation / O. Ozgun // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2009. – Vol. 57, № 9. – P. 2706–2714.
8. Apaydin, G. A novel two-way finite element parabolic equation groundwave propagation tool : tests with canonical structures and calibration / G. Apaydin, Ö. Özgün, M. Kuzuoğlu, L. Sevgi // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. – 2011. – Vol. 49, № 8. – P. 2887–2899.
9. Yee, K. S. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media / K. S. Yee // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1966. – Vol. 14. – P. 302–307.
10. Garg, R. Analytical and computational methods in electromagnetics / R. Garg. – Boston : Artech House, 2008.

11. Johns, P. B. Numerical solution of 2-dimensional scattering problems using a transmission line matrix / P. B. Johns, R. L. Beurle // Proceedings of the IEEE. – 1971. – Vol. 119, № 9. – P. 1203–1208.
12. Баранников, И. А. Исследование возможности использования генетического алгоритма для определения амплитудно-фазового распределения антенной решетки / И. А. Баранников, К. А. Бердников, Е. А. Ищенко [и др.]. – DOI 10.36622/VSTU.2022.18.1.017. – EDN DDTBWV // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2022. – Т. 18, № 1. – С. 135–139.
13. Программа интерактивной визуализации и параметрического анализа контуров диаграммообразующих устройств : свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024687015 : № 2024686624 : заявл. 08.11.2024 : опубл. 13.11.2024 / С. М. Федоров, И. А. Баранников, Е. А. Ищенко, Е. Д. Егорова ; заявитель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Воронежский государственный технический университет». – EDN GCZPKZ.
14. Баранников, И. А. Алгоритмы аппроксимации электромагнитного поля и синтеза диаграмм направленности антенных решеток / И. А. Баранников, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, С. М. Федоров. – DOI 10.18127/j5604128-202401-05. – EDN LKHJIP // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2024. – Т. 29, № 1. – С. 56–74.
15. Pozar, D. M. Microwave engineering / D. M. Pozar. – 4th ed. – Hoboken, NJ : Wiley, 2012.
16. Cameron, R. J. Microwave filters for communication systems : fundamentals, design and applications / R. J. Cameron, C. M. Kudsia, R. R. Mansour. – Wiley, 2007.
17. Zverev, A. I. Handbook of filter synthesis / A. I. Zverev. – New York : Wiley, 1967.
18. Scott, T. M. RF and microwave filters handbook / T. M. Scott. – Artech House, 2025.
19. Bahl, I. J. Lumped elements for RF and microwave circuits / I. J. Bahl. – 2nd ed. – Artech House, 2022.

20. Natarajan, D. A practical design of lumped, semi-lumped and microwave cavity filters / D. Natarajan. – Springer, 2013.
21. Helszajn, J. Synthesis of lumped element, distributed and planar filters / J. Helszajn. – McGraw-Hill, 1990.
22. Rhea, R. W. HF filter design and computer simulation / R. W. Rhea. – Noble Publishing, 1994.
23. Bergeras, F. Novel MMIC architectures of wideband microwave active filters for frequency tuning and bandwidth multiplexing / F. Bergeras, P. Duême, J.-P. Plaze [и др.]. – DOI 10.1002/mop.26347 // *Microw. Opt. Technol. Lett.* – 2011. – Vol. 53. – P. 2680–2689.
24. Yablonovitch, E. Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics / E. Yablonovitch // *Physical Review Letters*. – 1987. – Vol. 58, № 20. – P. 2059–2062.
25. John, S. Strong localization of photons in certain disordered dielectric superlattices / S. John // *Physical Review Letters*. – 1987. – Vol. 58, № 23. – P. 2486–2489.
26. Yablonovitch, E. Photonic band-gap structures / E. Yablonovitch // *Journal of the Optical Society of America A*. – 1993. – Vol. 10, № 2. – P. 283.
27. Joannopoulos, J. D. Photonic crystals / J. D. Joannopoulos, R. D. Meade, J. N. Winn. – New Jersey : Princeton U. Press, 1995 .
28. Ozbay, E. Measurement of a three-dimensional photonic band gap in a crystal structure made of dielectric rods / E. Ozbay [и др.] // *Physical Review B: Condensed Matter*. – 1994. – Vol. 50, № 3. – P. 1945–1948.
29. Ho, K. M. Photonic band gaps in three dimensions: new layer-by-layer periodic structure / K. M. Ho [и др.] // *Solid State Communications*. – 1994. – Vol. 89, № 5. – P. 413–416.
30. Contopanagos, H. Thin frequency-selective lattices integrated in novel compact MIC, MMIC, and PCA architectures / H. Contopanagos, L. Zhang, N. G. Alexopoulos // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 1998. – Vol. MTT-46, № 11. – P. 1936–1948.

31. Barlevy, A. S. Characterization of electromagnetic band-gaps composed of multiple periodic tripods with interconnecting vias: concept analysis, and design / A. S. Barlevy, Y. Rahmat-Samii // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. – 2001. – Vol. 49, № 3. – P. 242–353.
32. Radisic, V. Novel 2-D photonic bandgap structure for microstrip lines / V. Radisic [и др.] // *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*. – 1998. – Vol. 8, № 2. – P. 69–71.
33. Park, J. I. Modeling of a photonic bandgap and its application for the low pass filter design / J. I. Park [и др.] // *Proceedings Asia Pacific Microwave Conference*. – 1999. – P. 331–334.
34. Kim, C. S. A novel 1-D periodic defected ground structure for planar circuits / C. S. Kim [и др.] // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – 2000. – Vol. 10, № 4. – P. 131–133.
35. Abdel-Rahman, A. B. Control of bandstop response of hi-lo microstrip low-pass filter using slot in ground plane / A. B. Abdel-Rahman [и др.] // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2004. – Vol. 52, № 3. – P. 1008–1013.
36. Kim, C. S. Equivalent circuit modelling of spiral defected ground structure for microstrip line / C. S. Kim [и др.] // *Electronics Letters*. – 2002. – Vol. 38, № 19. – P. 1109–1110.
37. Woo, D. J. Novel U-slot and V-slot DGSs for bandstop filter with improved Q factor / D. J. Woo [и др.] // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2006. – Vol. 54, № 6. – P. 2840–2847.
38. Mandal, M. K. A novel defected ground structure for planar circuits / M. K. Mandal, S. Sanyal // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – 2006. – Vol. 16, № 2. – P. 93–95.
39. Wang, X. A tunable bandstop resonator based on a compact slotted ground structure / X. Wang [и др.] // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2007. – Vol. 55, № 9. – P. 1912–1917.

40. Huang, S. Y. A compact E-shaped patterned ground structure and its applications to tunable bandstop resonator / S. Y. Huang, Y. H. Lee // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2009. – Vol. 57, № 3. – P. 657–666.
41. Chen, H. J. A novel cross-shape DGS applied to design ultra-wide stopband low-pass filters / H. J. Chen [и др.] // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – 2006. – Vol. 16, № 5. – P. 252–254.
42. Guha, D. Concentric ring-shaped defected ground structures for microstrip applications / D. Guha [и др.] // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. – 2006. – Vol. 5. – P. 402–405.
43. Arya, A. K. Microstrip patch antenna with skew-F shaped DGS for dual band operation / A. K. Arya, A. Patnaik, M. V. Kartikeyan // *Progress In Electromagnetics Research M*. – 2011. – Vol. 19. – P. 147–160.
44. Burokur, S. N. A novel type of microstrip coupler utilizing a slot split ring resonators defected ground plane / S. N. Burokur, M. Latrach, S. Toutain // *Microwave and Optical Technology Letters*. – 2006. – Vol. 48, № 1. – P. 138–141.
45. Hou, Z. Z. Novel wideband filter with a transmission zero based on split-ring resonator DGS / Z. Z. Hou // *Microwave and Optical Technology Letters*. – 2008. – Vol. 50, № 6. – P. 1691–1693.
46. Liu, H. W. A novel fractal defected ground structure and its application to the low-pass filter / H. W. Liu, Z. F. Li, X. W. Sun // *Microwave and Optical Technology Letters*. – 2003. – Vol. 39, № 6. – P. 453–456.
47. Ahn, D. A design of the low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure / D. Ahn [и др.]. – DOI 10.1109/22.899965 // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2001. – Vol. 49, № 1. – P. 86–93.
48. Chang, I. Design of defected ground structures for harmonic control of active microstrip antenna / I. Chang, B. Lee // *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. – 2002. – Vol. 2. – P. 852–855.
49. Butterworth, S. On the theory of filter amplifiers / S. Butterworth // *Experimental Wireless and the Wireless Engineer*. – 1930. – Vol. 7. – P. 536–541.

50. Park, J. S. A novel equivalent circuit and modeling method for defected ground structure and its application to optimization of a DGS lowpass filter / J. S. Park [и др.] // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – 2002. – Vol. 1. – P. 417–420.
51. Kim, C. S. Equivalent circuit modelling of spiral defected ground structure for microstrip line / C. S. Kim [и др.] // Electronics Letters. – 2002. – Vol. 38, № 19. – P. 1109–1110.
52. Kim, C.-S. The equivalent circuit modeling of defected ground structure with spiral shape / C.-S. Kim [и др.] // 2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – 2002. – Vol. 3. – P. 2125–2128.
53. Makimoto, M. Bandpass filters using parallel coupled stripline stepped impedance resonators / M. Makimoto, S. Yamashita // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1980. – Vol. 28, № 12. – P. 1413–1417.
54. Karmakar, N. C. Quasi-static modeling of defected ground structure / N. C. Karmakar, S. M. Roy, I. Balbin // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2006. – Vol. 54, № 5. – P. 2160–2168.
55. Garg, R. Microstrip discontinuities / R. Garg, I. J. Bahl // International Journal of Electronics. – 1978. – Vol. 45, № 1. – P. 81–87.
56. Denlinger, E. J. A frequency dependent solution for microstrip transmission lines / E. J. Denlinger // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1971. – Vol. MTT-19, № 1. – P. 30–39.
57. Gopinath, A. Calculation of inductance of finite-length strips and its variation with frequency / A. Gopinath, P. Silvester // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1973. – Vol. MTT-21, № 6. – P. 380–386.
58. Thomson, A. F. Calculation of microstrip discontinuity inductances / A. F. Thomson, A. Gopinath // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1975. – Vol. MTT-23, № 8. – P. 648–655.
59. Grover, F. W. Inductance calculation: working formulas and tables / F. W. Grover. – New York : Dover, 1946 .

60. Easter, B. The equivalent circuit of some microstrip discontinuities / B. Easter // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1975. – Vol. MTT-23, № 8. – P. 655–660.
61. Ooi, B. L. Efficient methods for inductance calculation with special emphasis on nonuniform current distributions / B. L. Ooi, D. X. Xu, L. H. Guo // Microwave and Optical Technology Letters. – 2004. – Vol. 40, № 4. – P. 432–436.
62. Bates, D. M. Nonlinear regression analysis and its applications / D. M. Bates, D. G. Watts. – New York : John Wiley, 1988 .
63. Hastie, T. The elements of statistical learning: data mining, inference, and prediction / T. Hastie, R. Tibshirani, J. Friedman. – 2nd ed. – New York : Springer, 2009. – DOI 10.1007/978-0-387-84858-7 .
64. Golub, G. H. Matrix computations / G. H. Golub, C. F. Van Loan. – 4th ed. – Johns Hopkins University Press, 2013 .
65. Nocedal, J. Numerical optimization / J. Nocedal, S. J. Wright. – 2nd ed. – New York : Springer, 2006 .
66. Hong, J. S. Microstrip filters for RF/microwave applications / J. S. Hong, M. J. Lancaster. – 2nd ed. – John Wiley & Sons Ltd., 2011 .
67. Sung, Y. J. An improved design of microstrip patch antennas using photonic bandgap structure / Y. J. Sung, Y.-S. Kim. – DOI 10.1109/TAP.2005.846775 // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2005. – Vol. 53, № 5. – P. 1799–1804.
68. Kumar, T. D. Design and development of compact microstrip patch antenna with DGS for wireless applications / T. D. Kumar [и др.]. – DOI 10.1109/WAMS59642.2024.10528105 // 2024 IEEE Wireless Antenna and Microwave Symposium (WAMS). – 2024. – P. 1–4.
69. Assoumana, A. Defected Ground Structure (DGS) based miniaturization of a single circular patch antenna for 5G mobile applications / A. Assoumana, G. Çakir. – DOI 10.1109/SIU49456.2020.9302240 // 2020 28th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU). – 2020. – P. 1–4.
70. Bala, S. Compact circular patch antennas using slots and defected ground structure (DGS) / S. Bala [и др.]. – DOI 10.1109/ICAEE48663.2019.8975445 // 2019 5th

International Conference on Advances in Electrical Engineering (ICAEE). – 2019. – P. 123–127.

71. Moussa, F. Z. New design of miniature rectangular patch antenna with DGS for 5G mobile communications / F. Z. Moussa [и др.]. – DOI 10.1109/ICISAT54145.2021.9678464 // 2021 International Conference on Information Systems and Advanced Technologies (ICISAT). – 2021. – P. 1–5.

72. Acharjee, J. Design of a patch antenna with improved bandwidth using DGS / J. Acharjee [и др.]. – DOI 10.1109/RFCoN62306.2025.11085287 // 2025 1st International Conference on Radio Frequency Communication and Networks (RFCoN). – 2025. – P. 1–6.

73. Deb, P. kumar. Return loss and bandwidth enhancement of microstrip antenna using Defected Ground Structure (DGS) / P. kumar Deb, T. Moyra, P. Bhowmik. – DOI 10.1109/SPIN.2015.7095318 // 2015 2nd International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN). – 2015. – P. 25–29.

74. Rao, J. N. Effect of DGS on slotted square patch antenna for 5G and LTE applications / J. N. Rao [и др.]. – DOI 10.1109/WAMS59642.2024.10528047 // 2024 IEEE Wireless Antenna and Microwave Symposium (WAMS). – 2024. – P. 1–5.

75. Wang, M. Design of a novel ultra-wideband microstrip patch antenna with DGS / M. Wang [и др.]. – DOI 10.1109/ICICN62625.2024.10761499 // 2024 IEEE 12th International Conference on Information, Communication and Networks (ICICN). – 2024. – P. 532–535.

76. Belekar, V. M. Improved microstrip patch antenna with enhanced bandwidth, efficiency and reduced return loss using DGS / V. M. Belekar, P. Mukherji, M. Pote. – DOI 10.1109/WiSPNET.2017.8300204 // 2017 International Conference on Wireless Communications, Signal Processing and Networking (WiSPNET). – 2017. – P. 2471–2474.

77. Chen, X. A compact filtering antenna with flat gain response within the pass-band / X. Chen [и др.]. – DOI 10.1109/LAWP.2013.2271972 // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2013. – Vol. 12. – P. 857–860.

78. Acharjee, J. Rejection and control of higher harmonics in a microstrip patch antenna by using defected ground structure / J. Acharjee [и др.]. – DOI 10.1109/Micro-Com.2016.7522478 // 2016 International Conference on Microelectronics, Computing and Communications (MicroCom). – 2016. – P. 1–4.

79. Ma, J. A filtering patch antenna with flexibly controllable radiation nulls / J. Ma [и др.]. – DOI 10.1109/ICMMT58241.2023.10277393 // 2023 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). – 2023. – P. 1–3.

80. Sung, Y. J. Harmonics reduction with defected ground structure for a microstrip patch antenna / Y. J. Sung, M. Kim, Y. S. Kim. – DOI 10.1109/LAWP.2003.815281 // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2003. – Vol. 2. – P. 111–113.

81. Liu, H. Harmonic suppression with photonic bandgap and defected ground structure for a microstrip patch antenna / H. Liu [и др.]. – DOI 10.1109/LMWC.2004.842809 // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2005. – Vol. 15, № 2. – P. 55–56.

82. Баранников, И. А. Реконфигурируемая патч-антенна на основе полупроводниковой плазмы / И. А. Баранников, С. М. Федоров. – DOI 10.36622/VSTU.2023.19.6.015. – EDN YOROJP // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2023. – Т. 19, № 6. – С. 102–106.

83. Баранников, И. А. Антенная решетка на основе патч-элементов с возможностью работы с двумя линейными поляризациями / И. А. Баранников, Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак [и др.]. – DOI 10.36622/1729-6501.2025.21.4.024. – EDN JOMPNI // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2025. – Т. 21, № 4. – С. 162–165.

84. Wilkinson, E. J. An N-way power divider / E. J. Wilkinson. – DOI 10.1109/TMTT.1960.1124668 // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1960. – Vol. 8. – P. 116–118.

85. Fang, H.-p. High-performance unequal power splitter based on ferrite cores / H.-p. Fang, W. Xin. – DOI 10.1109/ISAPE.2018.8634058 // 2018 12th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE). – 2018. – P. 1–3.

86. Zeng, W. An unequal filtering power divider based on integrated substrate gap waveguide / W. Zeng, D. Shen. – DOI 10.1109/CSRSWTC56224.2022.10098344 // 2022 Cross Strait Radio Science & Wireless Technology Conference (CSRSWTC). – 2022. – P. 1–3.

87. Баранников, И. А. Делитель мощности на основе линзы / И. А. Баранников, А. Е. Медведев, А. А. Силонов, С. М. Федоров. – EDN XVJFUE // 65 научно-техническая конференция профессорско-преподавательского состава, сотрудников, аспирантов и студентов ВГТУ : сборник научных трудов, Воронеж, 15 апреля 2025 года. – Воронеж : Воронежский государственный технический университет, 2025. – С. 28–32.

88. Gysel, U. H. A new N-way power divider/combiner suitable for high-power applications / U. H. Gysel. – DOI 10.1109/MWSYM.1975.1123301 // 1975 IEEE-MTT-S International Microwave Symposium. – 1975. – P. 116–118.

89. Vo Dai, T. K. A compact microstrip Rotman lens design / T. K. Vo Dai, T. Nguyen, O. Kilic. – DOI 10.1109/USNC-URSI-NRSM.2017.7878311 // 2017 United States National Committee of URSI National Radio Science Meeting (USNC-URSI NRSM). – 2017. – P. 1–2.

90. Баранников, И. А. Двухкоординатная многолучевая антенна на основе многослойной печатной линзы / И. А. Баранников, Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак [и др.]. – EDN QFBRGI // Теория и техника радиосвязи. – 2025. – № 1. – С. 58–63.

91. Баранников, И. А. Многослойная линза для построения многолучевых антенн с возможностью сканирования по двум координатам / И. А. Баранников, Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак [и др.]. – EDN JZWJDW // Актуальные проблемы прикладной математики, информатики и механики : сборник трудов Международной научной конференции, Воронеж, 02–04 декабря 2024 года. – Воронеж : Научно-исследовательские публикации, 2025. – С. 421–425.

92. Баранников, И. А. Компактная апертурная многолучевая антенна / И. А. Баранников, Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак [и др.]. – EDN HSEFYC // Шарыгинские чтения: Международная научная конференция ведущих научных школ в

области радиолокации, радионавигации и радиоэлектронных систем передачи информации. – 2024. – Т. 1, № 1. – С. 160–165.

93. Баранников, И. А. Линза полусферической формы из метаматериала для построения двух поляризационных многолучевых антенн / И. А. Баранников, Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак [и др.]. – EDN XMSVLO // Актуальные проблемы прикладной математики, информатики и механики : сборник трудов Международной научной конференции, Воронеж, 02–04 декабря 2024 года. – Воронеж : Научно-исследовательские публикации, 2025. – С. 410–414.

94. Hossain, M. M. Stacked Rotman lenses for dual band beamforming / M. M. Hossain [и др.]. – DOI 10.1109/OJAP.2025.3639589 // IEEE Open Journal of Antennas and Propagation. – 2026. – Vol. 7, № 1. – P. 194–203.

95. Zhang, H. Composite Luneburg lenses designed with hyperuniform disordered structure / H. Zhang, Q. Cheng, Y. Hao. – DOI 10.1109/ICEAA.2019.8879373 // 2019 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA). – 2019. – P. 1447–1448.

96. Arya, R. K. Compact cylindrical X-band Luneburg lens antenna design / R. K. Arya, D. Bhardwaj, J. Dong. – DOI 10.1109/MAPCON58678.2023.10463887 // 2023 IEEE Microwaves, Antennas, and Propagation Conference (MAPCON). – 2023. – P. 1–4.

97. Woo, D.-J. Suppression of harmonics in Wilkinson power divider using dual-band rejection by asymmetric DGS / D.-J. Woo, T.-K. Lee. – DOI 10.1109/TMTT.2005.848772 // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2005. – Vol. 53, № 6. – P. 2139–2144.

98. Khare, A. Design of a compact Wilkinson power divider using four asymmetric DGS for harmonic suppression / A. Khare [и др.]. – DOI 10.1109/IMICPW.2019.8933177 // 2019 TEQIP III Sponsored International Conference on Microwave Integrated Circuits, Photonics and Wireless Networks (IMICPW). – 2019. – P. 353–356.

99. Kulkarni, M. G. Design analysis and testing of Wilkinson Power Divider with harmonics suppression using Defected Ground Structures / M. G. Kulkarni, N. Sarwade.

– DOI 10.1109/ICSCCN.2011.6024513 // 2011 International Conference on Signal Processing, Communication, Computing and Networking Technologies. – 2011. – P. 50–55.

100. Fan, L. Filtering power divider with wide stopband using open-stub loaded coupled-line and hybrid microstrip T-stub/DGS cell / L. Fan [и др.]. – DOI 10.1109/MWSYM.2018.8439433 // 2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium – IMS. – 2018. – P. 1–4.

101. Mandal, A. Compact low-pass filtering-response Wilkinson power divider with wide harmonic suppression / A. Mandal, T. Moyra, P. Paul. – DOI 10.1109/CCWC57344.2023.10099359 // 2023 IEEE 13th Annual Computing and Communication Workshop and Conference (CCWC). – 2023. – P. 1243–1249.

102. Tao, F. Design of 1:3 unequal Wilkinson power divider with defected ground structure / F. Tao, X. Jun, W. M. Yan. – DOI 10.1109/ICMMT.2010.5525010 // 2010 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology. – 2010. – P. 646–648.

103. Koo, J.-J. A new DGS unequal power divider / J.-J. Кoo [и др.]. – DOI 10.1109/EUMC.2007.4405251 // 2007 European Microwave Conference. – 2007. – P. 556–559.

104. Li, C. A 4:1 unequal Wilkinson power divider using defected ground structure and short-circuited stub / C. Li, L. Xu, H. Zhang. – DOI 10.23919/ACES48530.2019.9060541 // 2019 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium – China (ACES). – 2019. – P. 1–2.

105. Farooq, M. Miniaturization of a 3-way power divider using defected ground structures / M. Farooq [и др.]. – DOI 10.1109/APMC46564.2019.9038858 // 2019 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). – 2019. – P. 1503–1505.

106. Bai, Y.-F. Design of compact planar three-way dual-band power divider using defected ground structure / Y.-F. Bai [и др.]. – DOI 10.1109/ICMMT.2010.5525287 // 2010 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology. – 2010. – P. 70–73.

107. Баранников, И. А. Делитель мощности на основе использования преднамеренных дефектов слоя земли печатной платы / И. А. Баранников, Е. А. Ищенко,

С. М. Федоров. – EDN VHLIQO // 65 научно-техническая конференция профессорско-преподавательского состава, сотрудников, аспирантов и студентов ВГТУ : сборник научных трудов, Воронеж, 15 апреля 2025 года. – Воронеж : Воронежский государственный технический университет, 2025. – С. 33–36.

108. Баранников, И. А. Делитель мощности на основе структуры преднамеренного дефекта слоя заземления / И. А. Баранников, А. В. Володько, Н. А. Перов. // Радиолокация, навигация, связь : Сборник трудов XXXII Международной научно-технической конференции. В 5-ти томах, Воронеж, 21–23 апреля 2026 года. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2026. – С. 172–177.

Приложение А

Акты внедрения результатов диссертации

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по науке и инновациям
ФГБОУ ВО «ВГТУ»

Башкиров А.В.

« 20 » мая 2026 г.

АКТ

о внедрении результатов диссертации в учебный процесс Воронежского государственного технического университета

Наименование диссертации: Синтез планарных антенно-фидерных устройств на основе преднамеренных дефектов слоя заземления.

Автор: Бараников Илья Андреевич.

Научный руководитель: Федоров Сергей Михайлович.

Диссертация выполнена в Воронежском государственном техническом университете на кафедре радиоэлектронных устройств и систем, в рамках основного научного направления – Исследование и разработка планарных антенно-фидерных устройств СВЧ-диапазона на основе локальных неоднородностей.

Результаты научно-исследовательской работы **внедрены в учебный процесс ВГТУ** на основании решения кафедры радиоэлектронных устройств и систем от « 20 » мая 2026 г., протокол № 14.

1. Вид результатов, внедренных в учебный процесс:

- методика проектирования, в основе которой лежат прямые зависимости открытого вида, связывающие геометрические размеры преднамеренного дефекта слоя заземления и параметры подложки с частотами полюса затухания и среза;
- методика построения делителя Уилкинсона, основанная на использовании гантелеобразных ПДСЗ для изоляции выходных портов.

2. Области применения:

- лекционные, лабораторные, практические занятия, а также дипломные работы по дисциплине «Электродинамика и распространение радиоволн» направления подготовки 11.05.01 Радиоэлектронные системы и комплексы (направленность «Радиоэлектронные системы передачи информации»).

3. Форма внедрения:

- методические указания к лабораторным работам;
- методические указания по практическим занятиям.

4. Эффект от внедрения: повышение качества образования, достигаемое за счет новых знаний о методах синтеза и анализа структур преднамеренных дефектов слоя заземления печатных плат в планарных конструкциях, новых знаний о методиках формирования планарных фильтров.

Проректор по учебной работе

С.А. Яременко

« 20 » мая 2026 г.

Декан факультета ФРТЭ

В.А. Небольсин

« 20 » мая 2026 г.

Заведующий кафедрой РЭУС

Д.В. Журавлев

« 20 » мая 2026 г.



АКТ ВНЕДРЕНИЯ

результатов диссертации Баранникова Ильи Андреевича, выполненной на соискание ученой степени кандидата технических наук

Комиссия в составе:

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

составила настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Баранникова И.А. внедрены и используются в практической деятельности по выполнению НИОКР в области разработки антенно-фидерных устройств для комплексов радиопеленгации и радиомониторинга.

В качестве основных научных результатов необходимо отметить:

– разработана методика расчета гантелеобразного преднамеренного дефекта слоя заземления печатной платы в форме простой гантели на основе прямой зависимости в открытой форме между частотой полюса затухания, частотой среза и ее размерами, параметрами подложки. Она позволяет осуществлять прямой синтез геометрических параметров преднамеренного дефекта без использования итерационного подхода.

– методика построения делителя Уилкинсона, основанная на использовании гантелеобразных преднамеренных дефектов слоя заземления для изоляции выходных портов. Замена балансного резистора на дефект позволяет реализовать устройство в виде полностью печатной двусторонней структуры.

Внедрение указанных результатов позволило:

– повысить скорость проектирования компактных планарных антенно-фидерных устройств на основе гантелеобразных преднамеренных дефектов слоя заземления печатной платы;

– повысить надежность и упростить процесс производства планарных делителей Уилкинсона за счет исключения монтажа сосредоточенного балансного резистора.

Председатель комиссии

В.В. Негробов

Члены комиссии

А.В. Негробов

В.В. Лосев



Акционерное общество
научно-внедренческое предприятие «ПРОТЕК»
(АО НВП «ПРОТЕК»)
Почтовый адрес: ул. Базовая, д. 6, г. Воронеж, 394028
тел. (473)220-47-22, (473)220-47-23, факс (473)220-47-24
Интернет-адрес: www.protek-vrn.ru E-mail: protek@protek-vrn.ru
ОКПО 41211944 ОГРН 1023601555097 ИНН 3665017521 КПП 366301001

«УТВЕРЖДАЮ»

Генеральный директор

АО НВП «ПРОТЕК»

кандидат технических наук,
доцент

В.А. Шуваев



» мая 2026 г.

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы Баранникова Ильи Андреевича «Синтез планарных антенно-фидерных устройств на основе преднамеренных дефектов слоя заземления», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 2.2.14 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

Комиссия, назначенная распоряжением генерального директора АО НВП «ПРОТЕК» от 18 мая 2026 года в составе:

- председатель комиссии - заместитель генерального директора по научной работе, доктор технических наук, старший научный сотрудник Журавлев Александр Викторович;
 - члены комиссии: начальник научно-технического управления №2 кандидат технических наук, доцент Кузьменко Юрий Владимирович;
- Начальник отдела №109
кандидат технических наук, доцент
Кирюшкин Владислав Викторович,

составила акт о следующем:

1. Результаты диссертационной работы Баранникова Ильи Андреевич «Синтез планарных антенно-фидерных устройств на основе преднамеренных дефектов слоя заземления», включающие:

– методику проектирования, в основе которой лежат прямые зависимости открытого вида, связывающие геометрические размеры преднамеренного дефекта слоя заземления и параметры подложки с частотами полюса затухания и среза. Предлагаемый подход позволяет перейти от итеративного подхода к непосредственному расчету структуры для получения требуемых параметров, что снижает время проектирования;

– методику для расчета параметров простой гантелеобразной структуры и параметров эквивалентной цепи, позволяющую оценить влияние размеров геометрии структуры на ее реактивное сопротивление;

– замкнутое аналитическое выражение (формулу), позволяющую рассчитывать частоту первого резонанса структуры преднамеренного дефекта в форме заполненной гантели по ее геометрическим размерам и параметрам подложки. Применение формулы позволяет ускорить процесс проектирования за счет отказа от итеративного подбора параметров конструкции;

– методику построения делителя Уилкинсона, основанную на использовании гантелеобразных преднамеренных дефектов слоя заземления для изоляции выходных портов. Основное отличие предлагаемого подхода состоит в отказе от применения балансного резистора и реализации устройства в виде полностью печатной двусторонней структуры, что упрощает технологию изготовления.

опубликованные автором в открытых изданиях, включая:

1. Баранников, И. А. Асимптотические методы анализа в электродинамике / И. А. Баранников, К. А. Бердников, Е. А. Ищенко, С. М. Федоров // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2021. – Т. 17, № 5. – С. 79–84;

2. Баранников, И. А. Исследование возможности использования генетического алгоритма для определения амплитудно-фазового распределения антенной решетки / И. А. Баранников, К. А. Бердников, Е. А. Ищенко [и др.]. – DOI 10.36622/VSTU.2022.18.1.017. – EDN DDTBWV // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2022. – Т. 18, № 1. – С. 135–139;

3. Баранников, И. А. Алгоритмы аппроксимации электромагнитного поля и синтеза диаграмм направленности антенных решеток / И. А. Баранников, Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, С. М. Федоров. – DOI 10.18127/j5604128-202401-05. – EDN LKHJIP // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2024. – Т. 29, № 1. – С. 56–74;

4. Баранников, И. А. Реконфигурируемая патч-антенна на основе полупроводниковой плазмы / И. А. Баранников, С. М. Федоров. – DOI 10.36622/VSTU.2023.19.6.015. – EDN YOROJP // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2023. – Т. 19, № 6. – С. 102–106;

5. Баранников, И. А. Антенная решетка на основе патч-элементов с возможностью работы с двумя линейными поляризациями / И. А. Баранников, Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак [и др.]. – DOI 10.36622/1729-6501.2025.21.4.024. – EDN JOMPNJ // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2025. – Т. 21, № 4. – С. 162–165.
6. Баранников, И. А. Двухкоординатная многолучевая антенна на основе многослойной печатной линзы / И. А. Баранников, Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак [и др.]. – EDN QFBRGI // Теория и техника радиосвязи. – 2025. – № 1. – С. 58–63;
7. Баранников, И. А. Делитель мощности на основе линзы / И. А. Баранников, А. Е. Медведев, А. А. Силонов, С. М. Федоров. – EDN XVJFUE // 65 научно-техническая конференция профессорско-преподавательского состава, сотрудников, аспирантов и студентов ВГТУ: сборник научных трудов, Воронеж, 15 апреля 2025 года. – Воронеж: Воронежский государственный технический университет, 2025. – С. 28–32;
8. Баранников, И. А. Многослойная линза для построения многолучевых антенн с возможностью сканирования по двум координатам / И. А. Баранников, Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак [и др.]. – EDN JZWJDW // Актуальные проблемы прикладной математики, информатики и механики: сборник трудов Международной научной конференции, Воронеж, 02–04 декабря 2024 года. – Воронеж: Научно-исследовательские публикации, 2025. – С. 421–425.
9. Баранников, И. А. Компактная апертурная многолучевая антенна / И. А. Баранников, Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак [и др.]. – EDN HSEFYC // Шарыгинские чтения: Международная научная конференция ведущих научных школ в области радиолокации, радионавигации и радиоэлектронных систем передачи информации. – 2024. – Т. 1, № 1. – С. 160–165;
10. Баранников, И. А. Линза полусферической формы из метаматериала для построения двух поляризационных многолучевых антенн / И. А. Баранников, Е. А. Ищенко, Ю. Г. Пастернак [и др.]. – EDN XMSVLO // Актуальные проблемы прикладной математики, информатики и механики: сборник трудов Международной научной конференции, Воронеж, 02–04 декабря 2024 года. – Воронеж: Научно-исследовательские публикации, 2025. – С. 410–414;
11. Баранников, И. А. Делитель мощности на основе использования преднамеренных дефектов слоя земли печатной платы / И. А. Баранников, Е. А. Ищенко, С. М. Федоров. – EDN VHLIQO // 65 научно-техническая конференция профессорско-преподавательского состава, сотрудников, аспирантов и студентов ВГТУ: сборник научных трудов, Воронеж, 15 апреля 2025 года. – Воронеж: Воронежский государственный технический университет, 2025. – С. 33–36;
12. Баранников, И. А. Делитель мощности на основе структуры преднамеренного дефекта слоя заземления / И. А. Баранников, А. В. Володько, Н. А. Перов. // Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXXII Международной научно-технической конференции. В 5-ти томах, Воронеж, 21–23 апреля 2026 года. – Воронеж: Воронежский государственный университет, 2026. – С. 172–177;
13. Программа интерактивной визуализации и параметрического анализа контуров диаграммообразующих устройств: свидетельство о государственной

регистрации программы для ЭВМ № 2024687015; № 2024686624: заявл. 08.11.2024; опубл. 13.11.2024 / С. М. Федоров, И. А. Баранников, Е. А. Ищенко, Е. Д. Егорова; заявитель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Воронежский государственный технический университет». – EDN GCZPKZ,

разрешены автором для безвозмездного использования в практической деятельности АО НВП «ПРОТЕК».

2. Внедрение указанных результатов способствовало по оценкам специалистов АО НВП «ПРОТЕК»:

– снижению временных и вычислительных затрат на разработку компактных планарных фильтров и антенно-фидерных устройств на основе преднамеренных дефектов слоя заземления печатных плат;

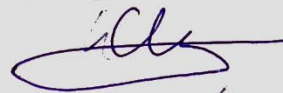
– повышению надежности и упрощению процесса производства делителей Уилкинсона на основе предложенной модификации.

Председатель комиссии



А.В. Журавлев

Члены комиссии



Ю.В. Кузьменко



В.В. Кирюшкин