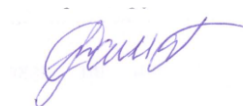


Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники

На правах рукописи



Попков Александр Юрьевич

ВЛИЯНИЕ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ И ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ
НА ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛОСКОВЫХ НАПРАВЛЕННЫХ
ОТВЕТВИТЕЛЕЙ СО СЛАБОЙ СВЯЗЬЮ

Специальность 05.12.07 – Антенны, СВЧ устройства и их технологии

Диссертация
на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель –
Гошин Геннадий Георгиевич,
доктор физико-математических наук,
профессор

Томск, 2016 г.

Оглавление

	Стр.
Введение	5
1. Направленные ответвители	11
1.1 Полосковые линии передачи	11
1.2 Связанные линии.....	14
1.3 Основные характеристики направленных ответвителей	17
1.4 Классификация направленных ответвителей по расположению связанных линий.....	19
1.5 Методы математического моделирования СВЧ устройств	29
1.5.1 Аналитические методы математического моделирования.....	29
1.5.2 Комплексные методы математического моделирования.....	29
1.5.3. Численные методы математического моделирования	30
1.6 Квазистатическое моделирование направленных ответвителей	30
1.7 Выводы по разделу 1	35
2. Влияние геометрических параметров направленного ответвителя на его частотные характеристики	37
2.1 Алгоритм разработки симметричного направленного ответвителя на полосковых линиях с комбинированной связью	37
2.2 Влияние параметров направленного ответвителя на его частотные характеристики.....	43
2.2.1 Влияние топологии подводящих линий на частотные характеристики направленного ответвителя.....	43
2.2.2 Влияние ширины камеры связи на частотные характеристики направленного ответвителя.....	46
2.2.3 Влияние высоты камеры связи на частотные характеристики направленного ответвителя.....	48
2.2.4 Влияние толщины связанных линий на частотные характеристики направленного ответвителя.....	51

2.2.5	Коррекция формулы для расчёта предельной частоты направленного ответвителя	53
2.3	Экспериментальное исследование влияния предельной частоты направленного ответвителя на его частотные характеристики.....	54
2.3.1	Электродинамическое моделирование направленных ответвителей на основе материала Флан с различной высотой камеры связи.....	55
2.3.2	Экспериментальное исследование направленных ответвителей на основе материала Флан с различной высотой камеры связи.....	57
2.4	Выводы по разделу 2	61
3.	Влияние воздушной полости на частотные характеристики полосковых направленных ответвителей.....	63
3.1	Предпосылки исследования влияния воздушной полости на характеристики направленных ответвителей.....	63
3.2	Электродинамическое моделирование в САПР направленного ответвителя с учётом воздушной полости.....	65
3.3	Экспериментальное исследование влияния материалов подстроечных элементов на частотные характеристики направленного ответвителя	70
3.4	Экспериментальное исследование влияния ширины воздушной полости на частотные характеристики направленного ответвителя.	79
3.5	Выводы по разделу 3	82
4.	Квазистатическая модель направленного ответвителя	84
4.1	Метод декомпозиции при квазистатическом моделировании направленного ответвителя	84
4.2	Алгоритм построения модели направленного ответвителя	85
4.3	Учёт влияния различия волновых сопротивлений связанных линий на частотные характеристики направленного ответвителя	89
4.4	Учёт влияния предельной частоты на характеристики направленного ответвителя	92
4.5	Сравнение результатов квазистатического и электродинамического моделирований	94

4.6 Выводы по разделу 4	99
Общие выводы и заключение.....	101
Список использованных источников.....	103
Приложение А. Акт об использовании результатов	115

Введение

Направленные ответвители (НО) являются важными элементами современной радиоэлектроники, как самостоятельные устройства, так и в качестве составных частей радиоизмерительной аппаратуры. Как самостоятельное устройство их можно применять в качестве разветвителей или делителей сигнала, а также для контроля параметров сигнала в линии и её согласования. Как составной элемент радиоизмерительной аппаратуры они применяются в таких приборах, как СВЧ ваттметры [1, 2], векторные [3,4] и скалярные [5 - 7] анализаторы цепей, радиометры [8, 9] и ряде других приборов.

Исторический обзор микроволновых направленных ответвителей, включая большой список реферативных ссылок представлен С.Б. Коном (S.B. Cohn) и Р. Леви (R. Levy) в [10]. Первые упоминания о направленном ответвителе наблюдаются в 1922 году в патенте [11] Х.А. Аффеля (H.A. Affel). В нём он представил четвертьволновую двухпроводную линию с резистором на одном конце и детектором на другом, которая расположена параллельно длинной передающей линии. Он назвал своё устройство петлевой антенной, так как термин «направленный ответвитель» ещё не появился, но очевидно, что данная разработка является прототипом первого направленного ответвителя. В «Библиографии о направленных ответвителях» [12], опубликованной А.Ф. Шварцом (R.F. Schwartz) в 1954 фигурирует порядка 90 ссылок на патент [13] от 1935 года, выданному А. Моллату (A. Mollath) и Х.О. Рузенштейну [H.O. Roosenstein]. Другие более ранние ссылки ведут к таким исследователям, как А. Алфорд (A. Alford) – февраль 1941 года [14], а также советским исследователям А.А. Пистолькорсу и М.С. Нейману [15] – апрель 1941 года. В дальнейшем, в течение 1940-х и 1950-х, был достигнут значительный прогресс в области волноводных направленных ответвителей с использованием отверстия в общей стенке связанных волноводных линий. Направленные ответвители, использующие планарные линии с T -волной, такие как связанные полосковые, были разработаны в середине 1950-х. Множество статей опубликовано в 1950-х и 1960-х, описывающих теорию, проектирование, производство и измерение частотных характеристик направленных ответвителей

на основе таких линий с боковой связью, а также был сделан значительный вклад в область разработки планарных НО. Подобные ответвители, построенные на основе однородных линий, способны в диапазоне рабочих частот обеспечить уровень ответвления от 8 до 40 дБ [10,16]. Они также известны как противонаправленные ответвители, поскольку ответвлённая волна распространяется в направлении противоположном распространению волны в основном канале.

В наше время, изучением связанных линий и направленных ответвителей на их основе занимаются такие исследователи как Z. Qamar, W.S. Chan, D. Ho из городского университета Гонконга [17]; A. Golaszewski, A. Abramowicz и L. Kowalczyk из Варшавского технологического университета [18]; E. Cassan, A. Luru из Университета Париж-юг 11 [19]; M. Hrobak, M. Sterns, E. Seler, M. Schramm, L.-P. Schmidt из университета университета Эрлангена – Нюрнберга [20]; I. Sakagami; W. Tuya из университета Тояма [21]; S. Uysal, J. Watkins, C.W. Turner из Королевского колледжа в Лондоне [22]; R. Keshavarz, M. Movahhedi, A. Nakimi из университета в Кермане [23]; S. Mori, M. Kishihar, K. Okubo, H. Takimoto, I. Ohta из университета префектуры Окаяма [24]; C. Shie, J. Cheng, S. Chou, Y. Chiang из национального университета Ченг Кунг [25]; H. Liu, S. Fang, Z. Wang из Даляньского морского университета и другие [26]; R.J. Mongia из Телекоммуникационного исследовательского центра Канады [27].

Среди исследователей на постсоветском пространстве можно отметить таких как А.П. Креницкий, В.П. Мещанов, Л.В. Шикова, С.В. Друсин из Саратовского государственного университета [28-30]; И.Н. Прудиус и В.И. Оборжицкий из Львовского Политехнического национального университета [31]; Н.Н. Щетинин из Воронежского университета ФСИН России и А.В. Останков из Воронежского государственного технического университета [32]; Р.В. Антипенко и А.И. Рыбин из Киевского политехнического института [33]; Н.Д. Малютин, А.Н. Сычѳв, Э.В. Семенов, А.Г. Лоцилов из Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники [34, 35] и другие.

Объектами исследования являются симметричные направленные ответвители на нерегулярных полосковых линиях со слабой связью.

Цель работы – исследование влияния геометрических параметров и конструктивных особенностей на частотные характеристики симметричных направленных ответвителей на нерегулярных полосковых линиях с комбинированной связью, а также разработка квазистатической модели направленного ответвителя с использованием метода декомпозиции.

Задачи диссертационного исследования заключались в следующем:

- Выявить, как и какие из геометрических параметров НО в наибольшей степени влияют на его частотные характеристики, на основании чего сформулировать критерий оптимального выбора этих параметров, учитывающий влияние предельной частоты направленного ответвителя на его характеристики.

- Провести оценку влияния воздушной полости вдоль области связи, образующегося в результате сборки устройства, на частотные характеристики НО и исследовать возможность использования этой полости в качестве элемента коррекции его частотных характеристик.

- Разработка квазистатической модели направленного ответвителя с использованием метода декомпозиции, учитывающей влияние предельной частоты и неоднородностей на его частотные характеристики.

Актуальность работы обусловлена рядом факторов:

Во-первых, существующие методы разработки направленных ответвителей требуют высоких затрат вычислительных ресурсов, поскольку в большинстве случаев основаны на численном анализе. Отсутствие аналитических методов, адекватно описывающих частотные характеристики направленных ответвителей, не позволяет сократить время разработки и объём используемых вычислительных ресурсов при проектировании направленных ответвителей.

Во-вторых, влияние конструктивных особенностей на частотные характеристики НО исследовано слабо, а наличие воздушной полости, образующейся в результате послойной сборки устройства, относят скорее к

нежелательному последствию, нежели к средству коррекции характеристик направленных ответвителей.

В-третьих, влияние предельной частоты на частотные характеристики НО до сих пор не рассматривалось, а следовательно, не принималось во внимание при разработке симметричных направленных ответвителей на нерегулярных полосковых линиях с комбинированной связью.

Научная новизна полученных в диссертации результатов заключается в следующем:

- Исследованы основные геометрические параметры, определяющие предельную частоту направленного ответвителя, влияющую на его частотные характеристики.

- Впервые исследовано влияние предельной частоты на направленность симметричных направленных ответвителей на нерегулярных полосковых линиях с комбинированной связью.

- Впервые сформулирован критерий оптимального выбора высоты камеры связи и толщины полосковых проводников симметричного направленного ответвителя на нерегулярных полосковых линиях с комбинированной связью.

- Исследовано влияние объёма воздушной полости, образующейся в результате послойной сборки полосковых направленных ответвителей, на их частотные характеристики.

- Предложен способ улучшения частотных характеристик симметричных направленных ответвителей на нерегулярных полосковых линиях с комбинированной связью путём добавления тонких узких полосок диэлектрика в воздушную полость, образующуюся в результате сборки устройства.

- Разработана квазистатическая модель, построенная с использованием метода декомпозиции и позволяющая учесть влияние предельной частоты на частотные характеристики симметричных направленных ответвителей на нерегулярных полосковых линиях с комбинированной связью.

Теоретическая и практическая значимость результатов работы состоит в следующем:

- Показано, что посредством уменьшения высоты камеры связи и увеличения толщины полосковых проводников можно добиться увеличения предельной частоты НО и уменьшения её влияния на частотные характеристики устройства.

- Применение полученной квазистатической модели позволяет сократить общее время разработки направленного ответвителя в сравнении с непосредственным применением САПР, использующих численные методы электродинамического моделирования.

- Показано, что настройка направленного ответвителя путём подбора расстояния от полосковых линий до подстроечных элементов в виде тонких узких полосок диэлектрика позволяет улучшить направленность устройства.

Достоверность и обоснованность результатов диссертационной работы основывается на применении физически обоснованных экспериментальных методик, современного высокоточного оборудования, САПР и других прикладных программ, применении общеизвестных методов численного и аналитического анализа, воспроизводимости полученных результатов и их качественным согласием с результатами электродинамического моделирования.

Полученные в работе результаты докладывались и обсуждались на 13-й международной конференции молодых специалистов по микро/нанотехнологиям и электронным приборам; 6-й Международной научно-практической конференции «Актуальные проблемы радиофизики»; Международной IEEE Сибирской конференции по управлению и связи SIBCON – 2015; Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления – 2015».

Содержание диссертации отражено в 6 научных работах, из них 3 работы опубликованы в рекомендованных ВАК РФ изданиях и 1 в реферативной базе научных публикаций Scopus.

Диссертационное исследование проведено в рамках государственного задания № 8.909.2014/К (номер в ТУСУРе: КНИ-4).

Структурно диссертационная работа состоит из введения, четырёх разделов, общих выводов и заключения, списка источников и трёх приложений. Работа

изложена на 115 страницах машинописного текста и содержит 86 рисунков и 3 таблицы. Список использованных источников насчитывает 109 наименований.

Личный вклад автора состоит в разработке квазистатической модели симметричного направленного ответвителя на нерегулярных полосковых линиях с комбинированной связью с использованием метода декомпозиции; в проведении исследования влияния геометрических параметров и конструктивных особенностей на частотные характеристики НО методом электродинамического моделирования в САПР; в разработке методики настройки симметричного направленного ответвителя на нерегулярных полосковых линиях с комбинированной связью путём изменения размеров воздушной полости, образующейся в результате послойной сборки устройства. Часть результатов была получена совместно с соавторами научных публикаций. Автор принимал непосредственное участие в экспериментальных исследованиях.

На защиту выносятся следующие положения:

1. Улучшение частотных характеристик симметричных направленных ответвителей со слабой связью на нерегулярных полосковых линиях достигается посредством уменьшения высоты камеры связи и увеличения толщины полосковых линий, удовлетворяющих условию, согласно которому верхняя граничная частота рабочего диапазона $f_{\text{верх}}$ должна быть не менее, чем в три раза меньше его предельной частоты $f_{\text{пр}}$, рассчитанной по полученной эмпирической формуле.

2. Воздушная полость, образующаяся в результате сборки симметричных направленных ответвителей со слабой связью на нерегулярных полосковых линиях, может быть использована как средство улучшения направленности устройства посредством применения подстроечных элементов в виде тонких узких полосок диэлектрика, размещённых вдоль области связи.

3. Разработанная с использованием методов декомпозиции и конечных разностей квазистатическая модель симметричного полоскового направленного ответвителя на нерегулярных линиях со слабой связью, учитывает влияние предельной частоты на его частотные характеристики и позволяет описать поведение устройства в заданном частотном диапазоне.

1. НАПРАВЛЕННЫЕ ОТВЕТВИТЕЛИ

Направленные ответвители используются в различных областях техники – от волноводной до оптической. Существует много различных конструкций этих устройств, каждая из которых имеет свои преимущества и недостатки. Конструкции и характеристики направленного ответвителя зависят от типа используемых для его производства связанных линий передач [29] (рисунок 1.1).

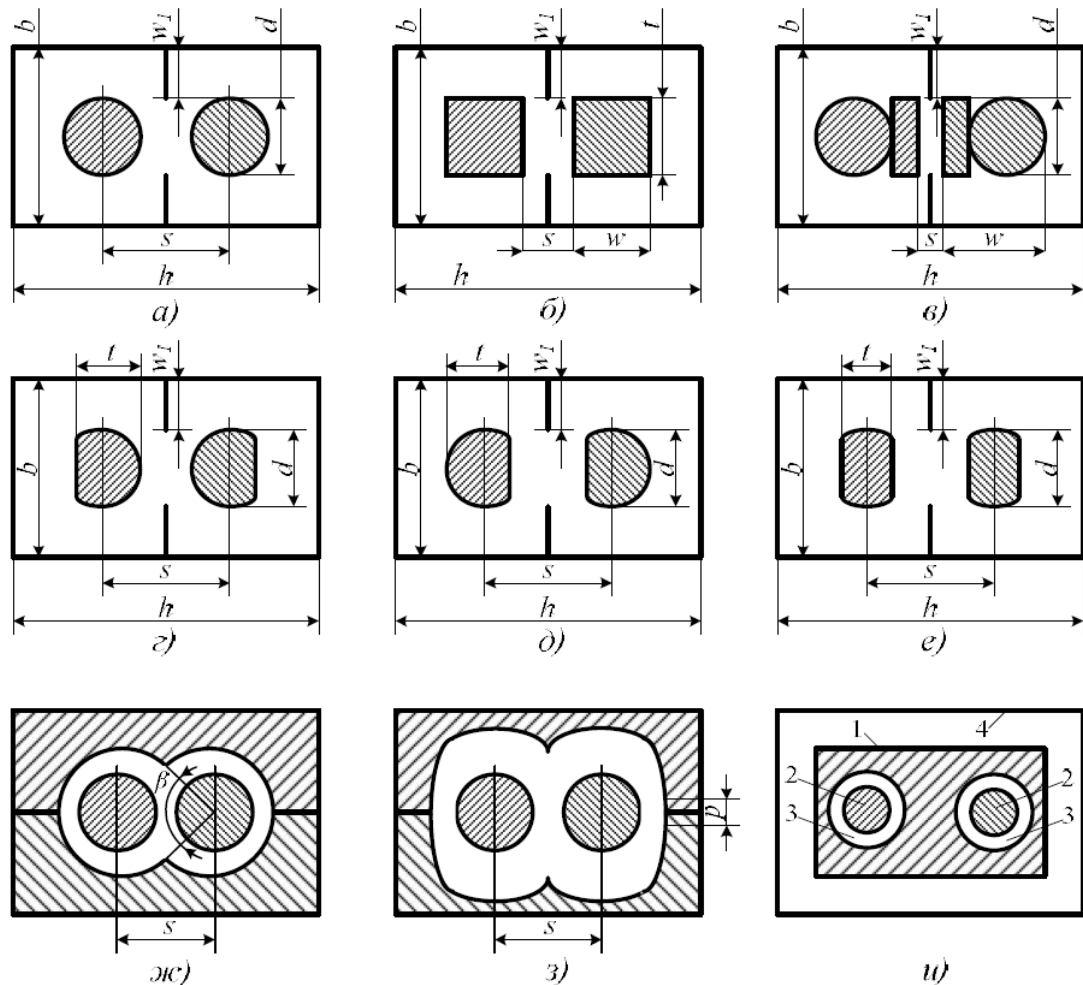


Рисунок 1.1 – Типы связанных полосковых (а, б, в, г, д, е, и) и коаксиальных (ж, з, и) линий

Ограничимся рассмотрением направленных ответвителей на полосковых линиях.

1.1 Полосковые линии передачи

Полосковые линии передачи выполняются на основе листовых диэлектрических материалов и бывают симметричными (СПЛ) и

несимметричными микрополосковыми (МПЛ). Симметричная полосковая линия (рисунок 1.2), содержит две заземлённых металлических пластины, между которыми расположен токонесущий полосковый проводник [36 – 39].

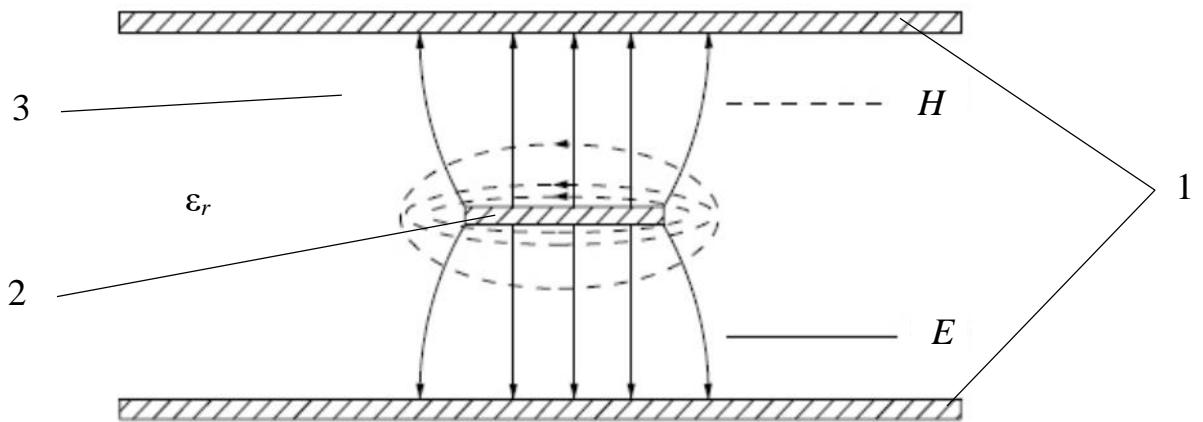


Рисунок 1.2 – Симметричная полосковая линия и силовые линии для электрического E и магнитного H полей: 1 – заземлённые металлические пластины, 2 – металлическая полоска, 3 – диэлектрическая среда

В симметричной полосковой линии основным типом является поперечная электромагнитная волна (T -волна), в которой компонента напряжённости электрического поля перпендикулярна направлению её распространения [40]. Поскольку область между двумя внешними проводниками полосковой линии заполнена однородной средой, то фазовая скорость и характеристическое сопротивление T -волны не зависят от частоты. Центральный проводник эквипотенциален, т.е. каждая находящаяся в нем точка имеет одинаковый потенциал. Полосковая линия часто используется для производства многослойных печатных плат. Предельная частота для такой линии, определяется из эмпирического соотношения [41]:

$$f_{np} = \frac{300}{\sqrt{\varepsilon_r} \left(2 \cdot w + \frac{\pi}{2} b \right)}, \quad (1.3)$$

где f_{np} имеет размерность ГГц; w – ширина линии в мм; b – высота камеры связи в мм; ε_r - относительная диэлектрическая проницаемость.

Существует несколько способов производства устройств на СПЛ. Одним из них является послойная сборка (рисунок 1.3), при котором на диэлектрические

слои наносится необходимая топология устройства. Чтобы обеспечить однородную структуру, на топологию накладываются дополнительные слои диэлектрика из того же материала. Недостатком такого способа является возникновение воздушной полости [42, 43], которая образуется в результате неравномерности поверхности, вызванной конечной толщиной полосковых проводников, которая оказывает влияние на частотные характеристики устройства.

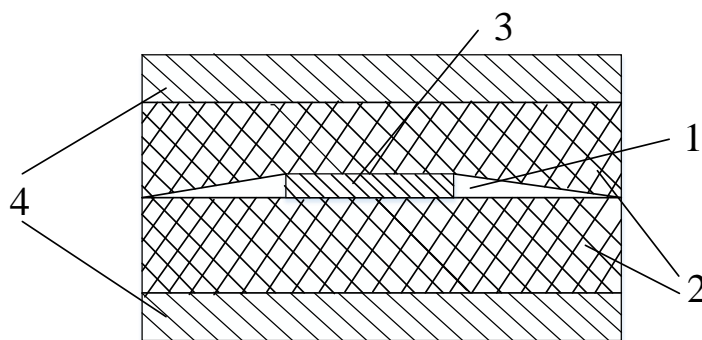


Рисунок 1.3 – Пример полойной сборки устройства на полосковой линии:

1 – воздушная полость, 2 – слои диэлектрического материала, 3 – проводник,
4 – металлические пластины

Другой способ производства СПЛ подразумевает использования такого диэлектрического материала, который может менять агрегатное состояние из жидкого в твёрдое. Таким образом, линия, размещённая в воздушном пространстве между заземлёнными пластинами может быть заполнена этим материалом, при затвердевании которого получается СПЛ с заданными параметрами и характеристиками. Недостатком такого метода является сложность контроля диэлектрических и геометрических параметров, что является причиной высокой стоимости производства полосковых устройств по такой методике. Поэтому в настоящее время в микроэлектронике распространено использование микрополосковых линий передачи (МПЛ), которые лишены данного недостатка.

Микрополосковая линия представляет собой несимметричную полосковую линию, у которой токонесущий проводник отделён от заземлённой пластины слоем диэлектрика (рисунок 1.4) [44-51]. В МПЛ в плоскости поперечного сечения симметрия отсутствует и основным типом является квази- T волна, имеющая также и продольные компоненты поля [40]. Наличие продольных компонент поля

приводит к возникновению зависимости от частоты фазовой скорости волны и эффективной диэлектрической проницаемости подложки [52]. Данный недостаток приводит к усложнению математического описания такого типа линий при разработке устройств на их основе.

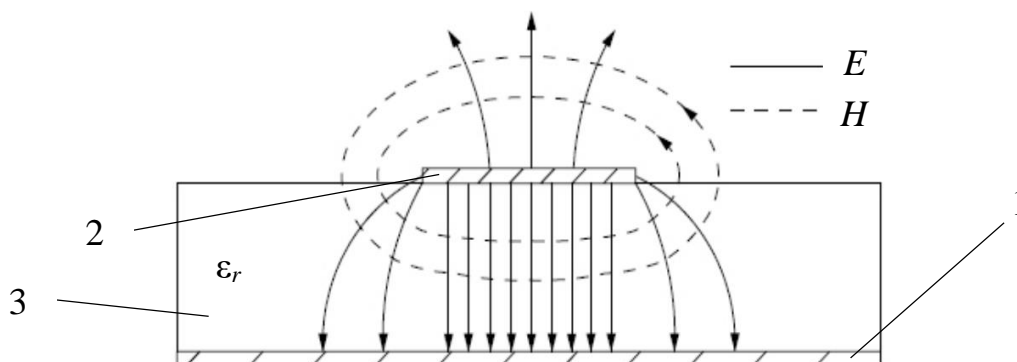


Рисунок 1.4 – Микрополосковая линия передачи и силовые линии для электрического E и магнитного H полей: 1 – заземлённая металлическая пластина, 2 – токонесущий проводник, 3 – диэлектрик

Главные достоинства микрополосковой линии – возможность автоматизации производства с применением технологий изготовления печатных плат, гибридных и плёночных интегральных микросхем, а также высокая надёжность, хорошая воспроизводимость параметров, малые массогабаритные параметры.

Каждый из типов представленных линий может использоваться для производства различных микроволновых устройств, в том числе и направленных ответвителей. Для этого необходимо создать электромагнитную связь между двумя топологически одинаковыми линиями, то есть образовать связанные линии. Для описания связанных линий используют понятия чётного и нечётного режимов их возбуждения.

1.2 Связанные линии

Когда две неэкранированные линии передачи (рисунок 1.5) размещены близко друг к другу, они начинают взаимодействовать по полю и часть мощности, поступающей в одну из линий может ответвляться в соседнюю. Ответвлённая мощность зависит от типа волны, геометрических размеров структуры, рабочей частоты, а также направления распространения волны в основной линии.

Электромагнитная связь между линиями по длине является распределённой. Связанные линии служат основой построения направленных ответвителей, мостов, фазовращателей, элементов фильтров и других устройств [27].

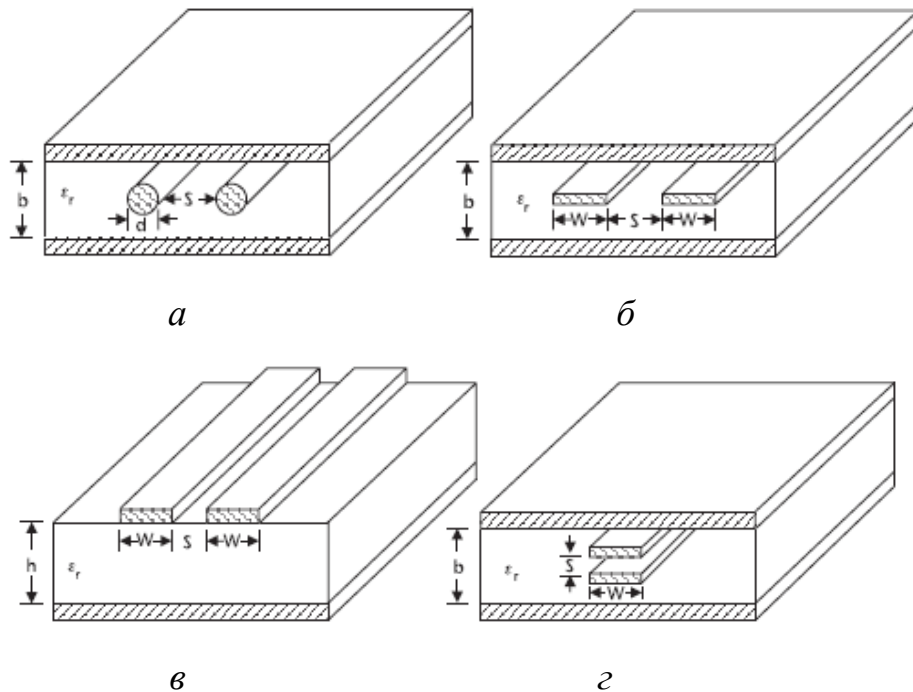


Рисунок 1.5 – Связанные линии передачи: (а) коаксиальные, (б) полосковые линии с боковой связью, (в) микрополосковые, (г) полосковые линии с лицевой СВЯЗЬЮ

Связь линий может быть описана посредством линейной комбинации чётного (синфазного) и нечётного (противофазного) режимов возбуждения. Распределение электромагнитного поля для чётного и нечётного режимов возбуждения микрополосковой линии представлено на рисунке 1.6. В случае чётного режима проводники имеют одинаковый потенциал, в то время как при нечётном режиме – равный потенциал с различной полярностью по отношению к заземлённому основанию.

Характеристические сопротивления для чётного и нечётного режимов различны и становятся равны только тогда, когда линии разнесены настолько, что их можно считать несвязанными. Характеристическое сопротивление связанных линий для чётного режима Z_{0e} это сопротивление одной линии относительно

основания при синфазном возбуждении, в то время как для нечётного режима Z_{0e} – при их противофазном возбуждении.

Скорость распространения волн для чётного и нечётного режимов равны, если линии находятся в однородной диэлектрической среде, то есть являются симметричными полосковыми. В случае с микрополосковыми линиями среда распространения в поперечном сечении не является однородной, в результате чего скорости распространения волн различны для двух режимов. Следовательно, эффективные диэлектрические постоянные и фазовые скорости также различны для этих режимов.

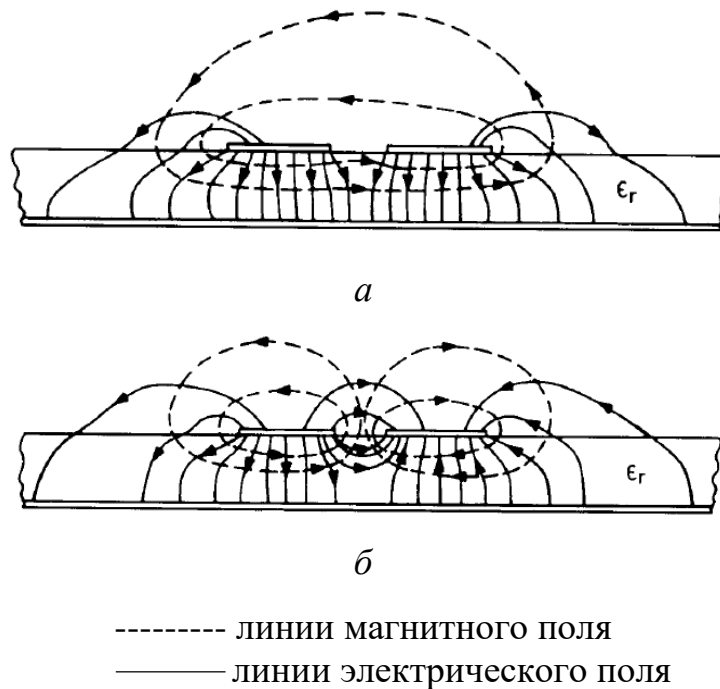


Рисунок 1.6 – Чётный (а) и нечётный (б) режимы возбуждения связанных микрополосковых линиях

Коэффициент связи двух линий обычно выражается через сопротивления для чётного и нечётного режимов, эффективную диэлектрическую постоянную и длину области связи. Если заполнение однородно в поперечном сечении, то коэффициент связи определяется как [27]:

$$k = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}}. \quad (1.4)$$

Волновое сопротивление связанных линий находится из соотношения:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{0e} \cdot Z_{0o}}. \quad (1.5)$$

1.3 Основные характеристики направленных ответвителей

Основная функция направленного ответвителя – направленный отбор части передаваемой мощности из основного (первичного) канала во вторичный. Направленные ответвители классифицируют в зависимости от направления отбираемой мощности, разделяя их на три типа: сонаправленные (рисунок 1.7а) [19, 21-24, 53-59], противонаправленные (рисунок 1.7б) [20, 60-82] и транснаправленные ответвители (рисунок 1.7в) [31, 34, 25, 26]. В идеальных сонаправленном и противонаправленном ответвителях волна, поступающая на входной порт основного канала, не отражается от всех портов, а разделяется между выходным портом основного канала и одним из портов вторичного, в то время как другой порт вторичного канала изолирован (нагружен на согласованную нагрузку). В транснаправленном ответвителе волна, поступающая на входной порт основного канала, разделяется между портами вторичного, при этом выходной порт основного канала изолирован. Наиболее широкое применение получили противонаправленные ответвители.

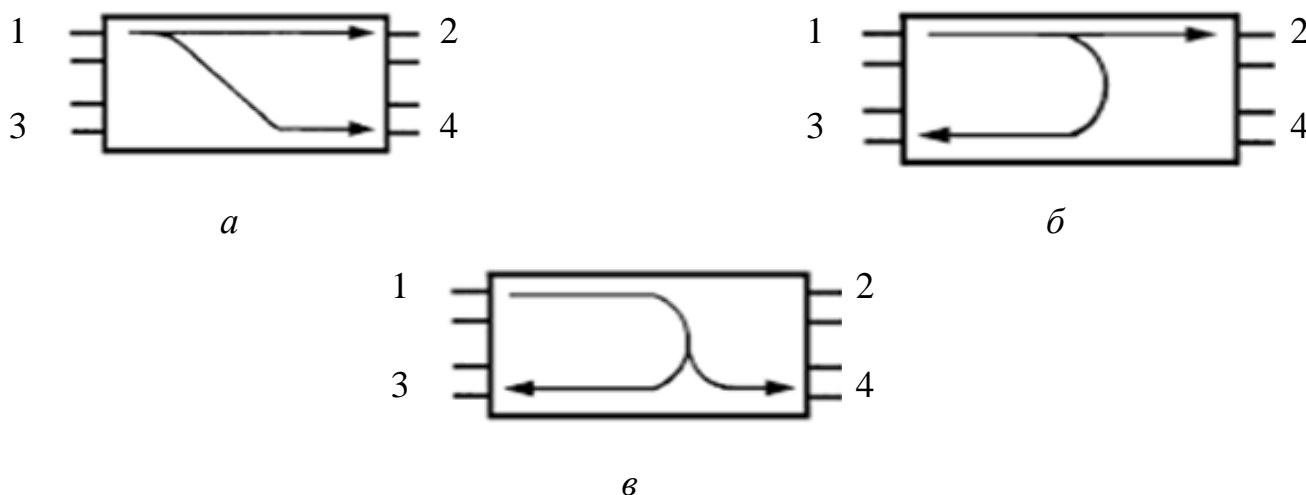


Рисунок 1.7 – Условные обозначения для сонаправленного (а), противонаправленного (б) и транснаправленного (в) ответвителей

Одной из основных характеристик НО со слабой связью является направленность [28], которая характеризует насколько хорошо ответвитель разделяет сигналы, распространяющиеся в прямом и обратном направлениях и

определяется как отношение мощностей на ненагруженном и нагруженном (на согласованную нагрузку) портах вторичного канала:

$$D = 10 \lg \frac{P_3}{P_4}, \quad (1.6)$$

где в случае противонаправленного ответвителя P_3 – выходная мощность на ненагруженном порту; P_4 – выходная мощность на нагруженном порту.

Поскольку в идеальном НО в нагруженный порт энергия не ответвляется, то его направленность равна бесконечности. Однако в реальном НО порты не являются полностью согласованными, что даёт конечную величину направленности. Значения направленностей для некоторых НО отечественных и зарубежных производителей приведены в таблице 1.1 [60, 83-85].

Таблица 1.1 – Параметры выпускаемых направленных ответвителей

Производитель	Частотный диапазон, ГГц	Ответвление, дБ	Направленность, дБ
Krytar	0,5 – 26,5	16±1,0	≥13
	0,5 – 20	20±0,5	≥15
	1,7 – 20	16±1,0	≥13
	2 – 20	16±1,0	≥16
Mini-Circuits	0,5 – 18	20±2	≥12
Keysight Technologies	1 – 18	20±1	≥20
	2 – 18	20±1	≥24
Микран	4 – 20	17±1	≥16
	0,5 – 26,5	15±1,5	≥22
Pulsar	2 – 18	20±0,5	≥12
	1 – 18	20±0,5	≥12

Другой характеристикой НО является переходное ослабление (ответвление), являющееся величиной связи между основным и вторичным каналами, и находится как отношение мощностей на входе основного и выходе вторичного каналов:

$$C = 10 \lg \frac{P_1}{P_3}, \quad (1.7)$$

где P_1 – входная мощность на входном порту НО.

Потери в основном канале определяются как отношение мощности на входе основного канала направленного ответвителя к мощности на его выходе P_2 :

$$L = 10 \lg \frac{P_1}{P_2}. \quad (1.8)$$

Коэффициент отражения определяет уровень сигнала, который отразился от порта устройства и характеризует его согласование:

$$RL = 10 \lg \frac{P_1^{nad}}{P_1^{omp}}, \quad (1.9)$$

где P_1^{nad} – мощность падающей волны; P_1^{omp} – мощность отражённой волны.

Также, немаловажной характеристикой направленного ответвителя является функция коэффициента связи $k(l_{св})$, которая задаёт зависимость уровня связи между линиями от длины области связи $l_{св}$ НО. В зависимости от конфигурации направленного ответвителя, эта функция может иметь различный вид. Конфигурация направленного ответвителя может определяться типом, регулярностью или нерегулярностью, а также расположением связанных линий относительно друг друга или относительно сечений устройства. В зависимости от типа используемых линий, направленные ответвители могут быть волноводными, полосковыми, микрополосковыми или коаксиальными.

1.4 Классификация направленных ответвителей по расположению связанных линий

Относительно продольного сечения направленного ответвителя линии могут располагаться несимметрично (рисунок 1.8а) или симметрично (рисунок 1.8б). При этом их топология вдоль области связи изменяется в соответствии с изменением функции коэффициента связи (КС) $k(z)$. Для несимметричного

направленного ответвителя функция, описывающая изменение коэффициента связи вдоль всей длины области связи, является несимметричной [86].

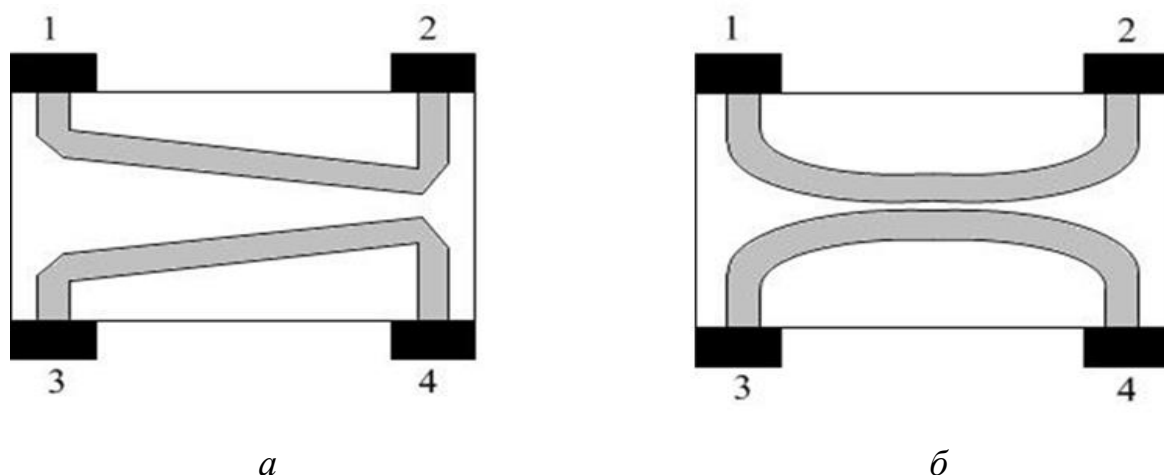


Рисунок 1.8 – Топология несимметричного (а) и симметричного (б) направленных ответвителей

В [28, 29] приведены некоторые варианты аппроксимации функции коэффициента связи для несимметричного направленного ответвителя:

$$\left\{ \begin{array}{l} k_1(z) = \alpha + N \frac{z - l_1}{l_2 - l_1}; \\ k_2(z) = \alpha \cdot e^{-N \left(\frac{z - l_1}{l_2 - l_1} \right)}; \\ k_3(z) = \alpha \cdot \left[1 - \left(\frac{z - l_1}{l_2 - l_1} \right) \right]^N; \\ k_4(z) = \sum_n N_n \left(\frac{z - l_1}{l_2 - l_1} \right)^n, \end{array} \right. \quad (1.10)$$

где N , α , n – коэффициенты, которые определяются из требований к значению переходного ослабления и значения его неравномерности; z – текущая координата вдоль области связи, принадлежащая интервалу от l_1 до l_2 , которые являются координатами начала и конца области связи.

Длина области связи $l = l_2 - l_1$ определяется требованиями к переходному ослаблению и нижней частоте рабочего диапазона НО. В качестве примера, на рисунке 1.9 показан вид этих аппроксимаций.

Анализ для одного и того же значения переходного ослабления S_0 показал, что функции аппроксимации $k_2(z)$ и $k_3(z)$ из (1.10) совпадают в области связи при

одинаковом значении коэффициента N ; максимальное отклонение одной функции от другой составляет не более 0,5%. Функции $k_2(z)$ и $k_3(z)$ удобны при быстром приближенном поиске заданного вида переходного ослабления. Использование полиномиальной аппроксимации $k_4(z)$ порядка $n \geq 5$ позволяет с наибольшей вероятностью найти частотные характеристики (ЧХ) переходного ослабления с жёсткими требованиями, но при этом процесс оптимизации значений коэффициентов полинома будет занимать больше времени.

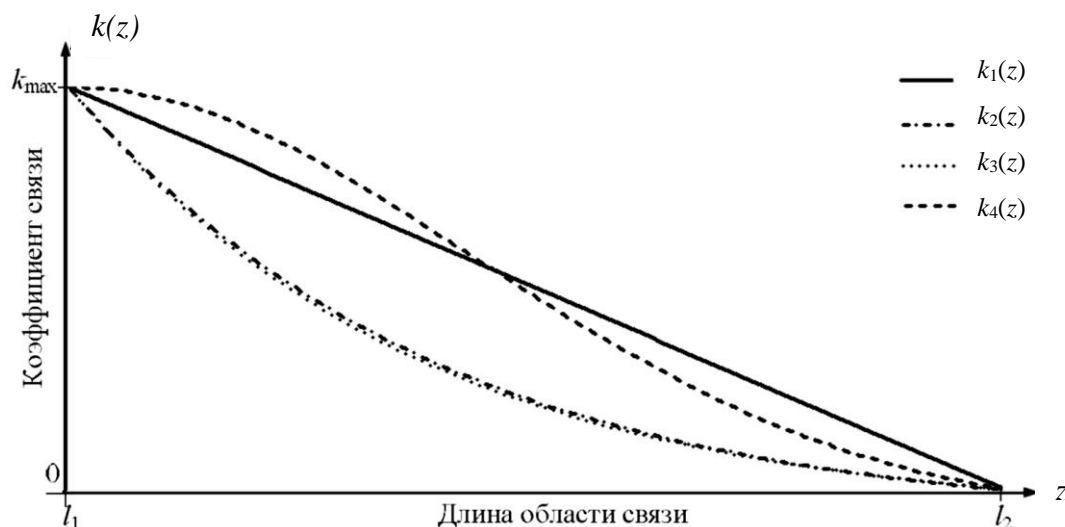


Рисунок 1.9 – Качественная зависимость аппроксимации коэффициента связи от координаты вдоль области связи

Как видно из рисунка 1.9, коэффициент связи несимметричного НО начинается от некоторого максимального значения и заканчивается минимальным или нулевым значением в конце области связи. Меняя вид аппроксимации КС или комбинируя несколько различных видов аппроксимации на всем участке ОС, можно получить требуемое значение переходного ослабления во всём частотном диапазоне.

В [28] приводится формула, связывающая функцию коэффициента связи с частотной характеристикой переходного ослабления:

$$C(\beta) = j \cdot \beta \cdot \int_{l_1}^{l_2} k(z) \cdot e^{-2 \cdot j \cdot \beta \cdot (l-z)} dz, \quad (1.11)$$

где $\beta = 2\pi/\lambda$, l_1 и l_2 – координаты начала и конца области связи, λ – длина волны в волноведущей структуре.

Приведённая зависимость (1.11) является приближённой и позволяет оценить величину переходного ослабления при значениях более 10 дБ. Для того чтобы измерить параметры связанных линий, к ним необходимо подключить одиночные линии. Основная трудность подключения одиночных линий заключается в области, где коэффициент связи имеет максимальное значение. Для плавно нерегулярной линии коэффициент связи не может изменяться скачкообразно, а его плавное уменьшение до нуля приводит к изменению частотной зависимости переходного ослабления. Следовательно, при аппроксимации коэффициента связи необходимо учитывать коэффициент связи переходных областей, которые будут описывать переходы от связанных линий к одиночным. Поэтому общий коэффициент связи тандемного соединения таких линий будет представлять комбинацию коэффициентов связи на отдельных промежутках, как показано на рисунке 1.10, и может быть описан выражением:

$$k(z) = \begin{cases} \alpha \cdot e^{N_1 \left(\frac{z-l_1}{l_1} \right)}, & 0 \leq z \leq l_1; \\ \alpha \cdot \left(1 - \frac{z-l_1}{l_2-l_1} \right)^{N_2}, & l_1 \leq z \leq l_2. \end{cases} \quad (1.12)$$

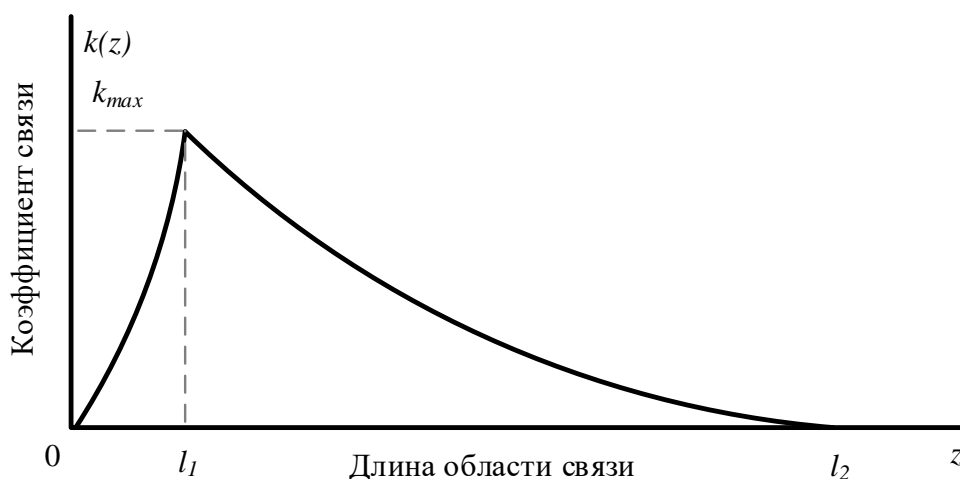


Рисунок 1.10 – Возможная зависимость коэффициента связи от координаты вдоль области связи с учётом переходной области в виде излома

Вклад коэффициента связи переходных областей будет влиять на частотные характеристики переходного ослабления: отклонения от номинального

переходного ослабления и увеличения его неравномерности на высоких частотах, а также некоторое смещение нижней граничной частоты (рисунок 1.11).

Коэффициент связи переходных областей можно корректировать с помощью введения дополнительного постоянного значения КС [87], не зависящего от текущей координаты на промежутке между областью перехода и областью связи, как показано на рисунке 1.12. Введение дополнительного коэффициента связи приводит к понижению общего уровня переходного ослабления, как показано на рисунке 1.13. Его можно скомпенсировать, задав коэффициент связи меньше начального.

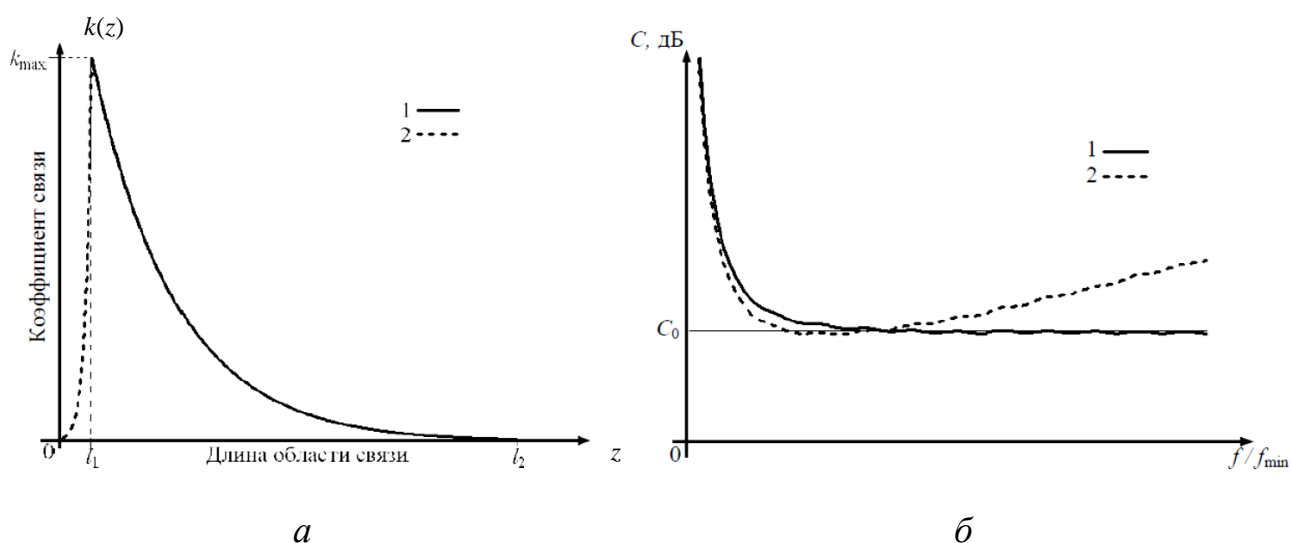


Рисунок 1.11 – Качественные характеристики коэффициента связи и переходного ослабления: (а) зависимость коэффициента связи от координаты вдоль области связи; (б) частотная зависимость переходного ослабления: 1 – без учёта коэффициента связи переходной области; 2 – с учётом коэффициента связи переходной области

Соединение связанных линий с резким изменением коэффициента связи отражает имеющиеся в линиях электрические неоднородности, которые сложно учесть. Для увеличения развязки одиночных линий (минимизации их вклада в общий коэффициент связи) применяют дополнительное введение в эту область короткозамкнутого реактивного шлейфа, т.е. проводника, закороченного на корпус устройства. Таким образом, формой и положением такого проводника можно скомпенсировать влияние неоднородности в месте изгиба связанных линий. Его

положение определяется из условия сохранения уравновешенной связи, то есть расстояние от края проводника до связанных линий не должно приводить к их рассогласованию, а только ослаблять связь между ними.

Расчёт зависимости от частоты положения и формы такого проводника подбирается с помощью программ электродинамического расчёта и занимает значительное время и в некоторых случаях не позволяет добиться оптимальных результатов. Избежать эту проблему можно, если использовать симметричный НО. Симметричный НО отличается от несимметричного тем, что имеет функцию переходного ослабления периодической формы и фазовый сдвиг на выходах ответвлённого и основного портов равен 90 градусов и не зависит от частоты, как в несимметричном НО.

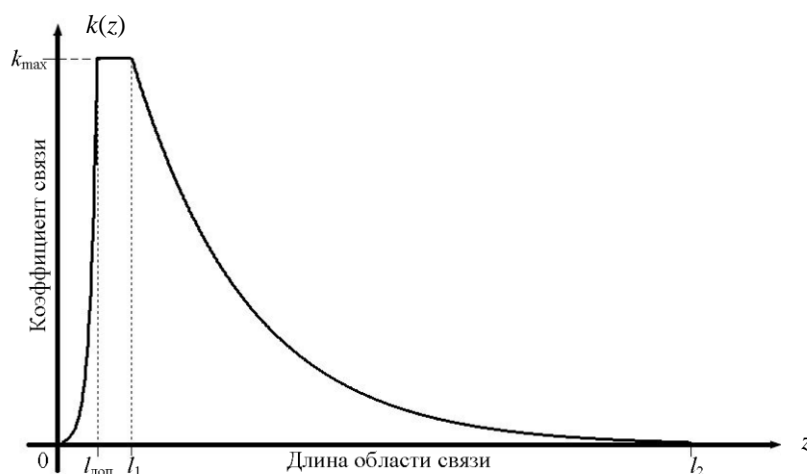


Рисунок 1.12 – Качественная зависимость аппроксимации коэффициента связи от текущей координаты вдоль области связи с учётом коррекции

Для симметричного НО, функция, описывающая изменение коэффициента связи вдоль всей длины области связи, является симметричной. До 90-х годов прошлого столетия вычислительные мощности отличались от современных и расчёт оптимальных коэффициентов для функции коэффициента связи сверхширокополосного симметричного НО являлся более трудоёмким процессом в отличие от расчёта несимметричного НО.

Вид функции КС для симметричного НО может быть описан выражением [29]:

$$k(z) = \sum_{m=1}^N (-1)^{m+1} \cdot \frac{v_m}{m} \cdot \sin^2 \left(m\pi \frac{z}{l} \right), \quad (1.13)$$

где v_m – коэффициенты полинома, l – длина области связи, $z \in (0..l)$, N – количество коэффициентов полинома, которое подбирается из требований к полосе частот и неравномерности переходного ослабления.

Известно [29], что длина ОС и количество коэффициентов полинома зависят от заданного рабочего диапазона НО и определяется соотношением:

$$l = \frac{N}{4} \cdot \frac{\lambda_{\max}}{1 + \chi}, \quad (1.14)$$

где $\chi = \lambda_{\max} / \lambda_{\min}$.

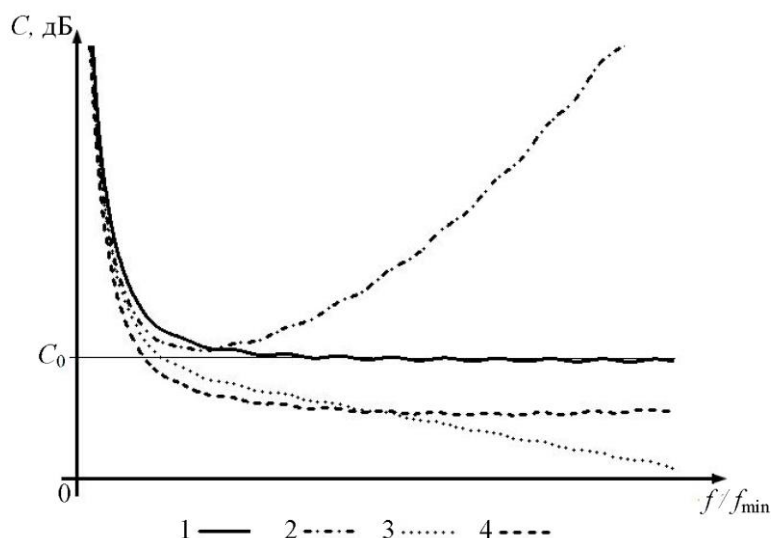


Рисунок 1.13 – Зависимости переходного ослабления от частоты:
 1 – без учёта КС переходной области и без учёта дополнительного КС;
 2 – с учётом КС переходной области и без учёта дополнительного КС;
 3 – без учёта КС переходной области и с учётом дополнительного КС;
 4 – с учётом КС переходной области и с учётом дополнительного КС.

Пример вида функции коэффициента связи симметричного НО приведён на рисунке 1.14. Кроме полиномиальной функции КС с синусоидальной модуляцией могут применяться и другие функции, например кубические сплайн функции.

Начало и окончание функции КС симметричного НО имеет нулевое значение. Конструкция связанных линий симметричного НО не будет требовать дополнительных корректирующих элементов на концах ОС, как в случае несимметричного НО. Для расчёта только необходимо подобрать коэффициенты полинома и длину ОС из условий минимально возможного значения максимума

функции КС, номинального значения и минимума неравномерности переходного ослабления в требуемом диапазоне частот.

Начальная длина области связи может быть задана равной $\lambda_{max}/4$, а затем, подбирая значения N и χ , можно найти её минимальный размер.

Подставив (1.13) в (1.11) и вычислив интеграл, получим выражение для переходного ослабления:

$$S_{31}(f, v_m) = j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{c} \cdot f \cdot \int_0^l k(z) \cdot e^{-2 \cdot j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{c} \cdot f \cdot (l-z)} dz. \quad (1.15)$$

При расчёте сверхширокополосных симметричных НО ($\chi > 30-40$) количество коэффициентов полинома необходимо выбирать больше 20. Значение функции коэффициента связи (рисунок 1.14) при возрастании N достигает максимума в точке $l/2$ и имеет большую неравномерность на краях области связи.

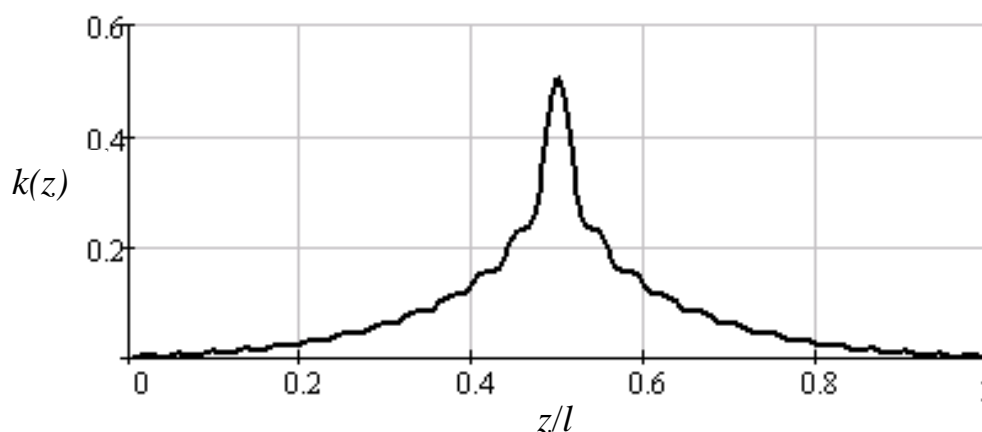


Рисунок 1.14 – Пример зависимости коэффициента связи от нормированной текущей координаты вдоль области связи

Таким образом, задача расчёта направленного ответвителя сводится к выбору функции коэффициента связи и нахождению неизвестных коэффициентов в ней, обеспечивающих требуемое значения ответвления C_0 в рабочем диапазоне частот. Поиск неизвестных коэффициентов функции коэффициента связи сводится к решению задачи минимизации в частотном диапазоне от β_1 до β_2 , разности

$$\delta \geq \min |C_0 - C(\beta)|, \quad (1.16)$$

которая должна быть меньше требуемого значения неравномерности ответвления. Качественно эта зависимость изображена на рисунке 1.15.

Рабочий диапазон симметричного НО ограничен со стороны и низких и высоких частот. Тем не менее, отношение его граничных частот (коэффициент перекрытия) может достигать 30 и более.

Помимо положения относительно оси НО, линии могут располагаться различным образом относительно друг друга. Линии с боковой связью (рисунок 1.5б) используются для получения высокого уровня связи в направленных ответвителях с сильной связью. При таком типе связи линии можно сделать нерегулярными, что позволит избавиться от недостатков ступенчатых функций коэффициента связи и перейти к гладким функциям. При этом, если осуществлять сборку НО путём послойного наложения диэлектрического материала, можно столкнуться с проблемой возникновения воздушной полости вдоль токонесущих проводников. Однако, если линии расположены на одной стороне диэлектрической подложке, эта полость будет присутствовать и между линиями и её размер невозможно будет регулировать.

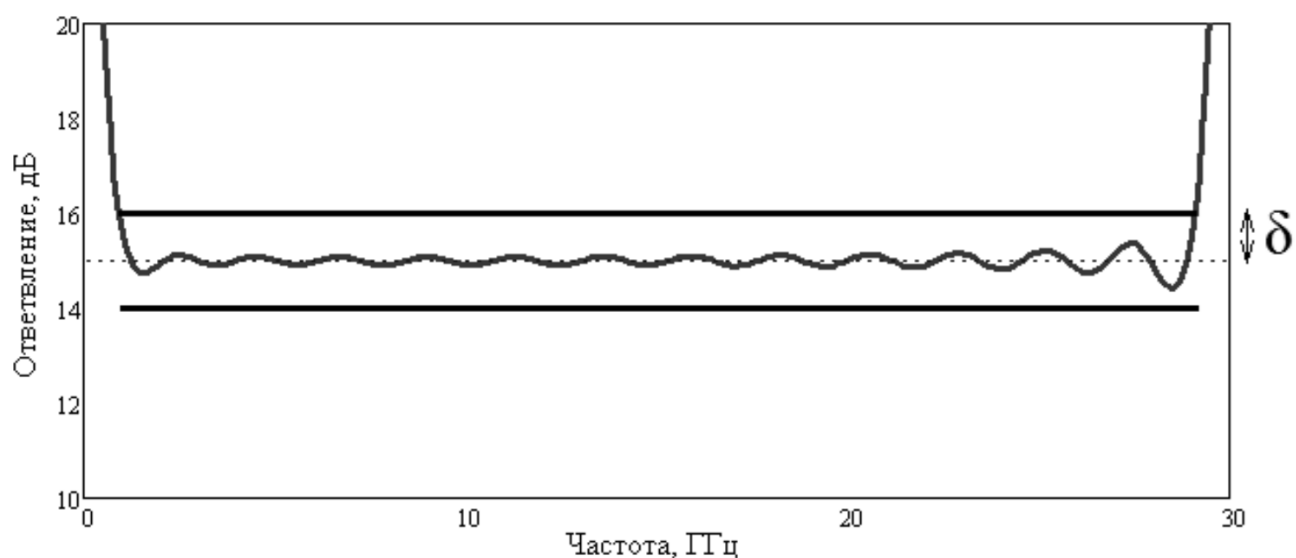


Рисунок 1.15 – Пример частотной зависимости ответвления симметричного направленного ответвителя.

Ситуация несколько упрощается, если использовать линии с лицевой связью (рисунок 1.5з), при которой они расположены на разных сторонах диэлектрической

подложки, что позволяет минимизировать величину воздушной полости и даёт большую гибкость при её регулировке. Однако чисто лицевая связь подразумевает её использование вдоль всей области связи. Что означает невозможность применения такого типа связи при производстве НО на основе нерегулярных линий. Для данных целей лучше всего подойдут линии с комбинированной связью (рисунок 1.16).

Поэтому для достижения целей диссертационного исследования были выбраны симметричные нерегулярные полосковые линии с комбинированной связью и направленные ответвители на их основе, которые описываются набором геометрических (ширина W , длина L и высота b камеры связи; ширина w и толщина t линий; расстояние между линиями по горизонтальной w_c и вертикальной s осям) и электрофизических (волновое сопротивление Z_0 , относительная диэлектрическая проницаемость ϵ_r , коэффициент связи k) параметров [67, 68, 88, 89].

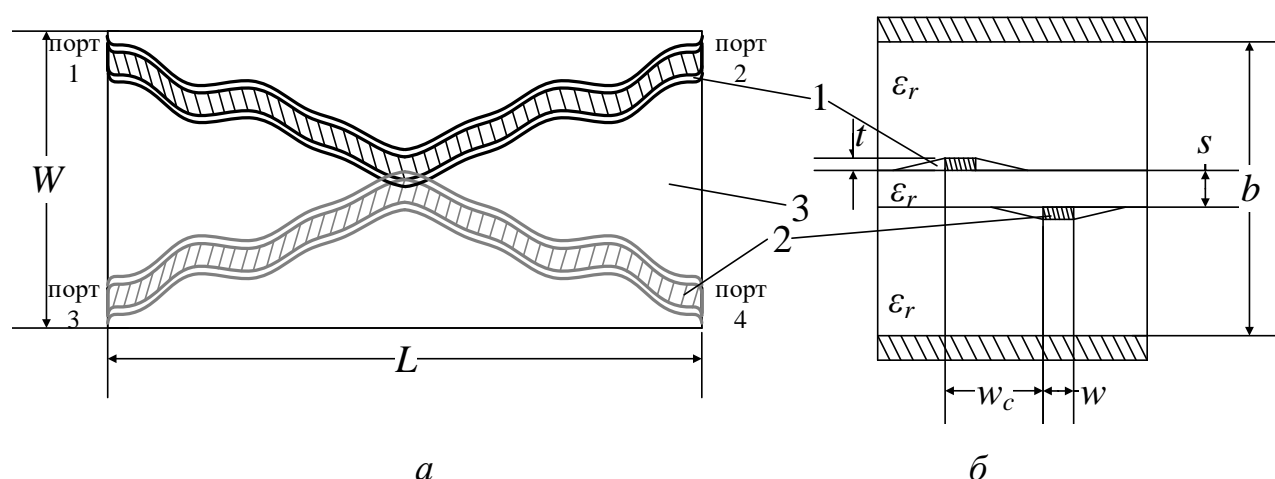


Рисунок 1.16 – Вид сверху (а) и поперечное сечение (б) полосковых линий с комбинированной связью: 1 – воздушная полость, 2 – связанные линии, 3 – диэлектрик

Расчёт геометрических параметров таких линий с комбинированной связью можно провести с использованием численно-аналитического метода математического моделирования СВЧ-устройств, включающего в себя квазистатическое моделирование методом конечных разностей (МКР) и метод декомпозиции с последующим матричным описанием направленного ответвителя.

1.5 Методы математического моделирования СВЧ устройств

Все методы математического моделирования условно можно разделить на три большие группы: аналитические, комплексные и численные [35, 90].

1.5.1 Аналитические методы математического моделирования

Решения в замкнутом виде в терминах аналитических функций могут быть найдены для целого ряда специальных конфигураций (например, экранированная симметричная полосковая линия, симметричная линия в экране прямоугольной формы и др.). Несмотря на кажущуюся ограниченную практическую применимость, аналитические решения чрезвычайно полезны для сравнения в частных случаях решений более общих задач, полученных численными методами. В этом смысле они дают свободные от численных погрешностей опорные решения.

Из аналитических методов при анализе полосковых структур в первую очередь используется метод конформных отображений [91, 92, 93], основанный на теории аналитических функций комплексного переменного; метод преобразования эквивалентной схемы устройства [94, 95], основанный на представлении исследуемого объекта совокупностью эквивалентных схем с распределёнными параметрами; метод декомпозиции [29, 88], основанный на разбиении исследуемого устройства на последовательно соединённые базовые элементы, которые описываются матрицами передачи или *ABCD*-матрицами, с их последующим перемножением. Последний был выбран для диссертационного исследования, поскольку является математически самым простым и наиболее применимым к анализу нерегулярных связанных линий.

К достоинствам аналитических методов относится и то, что они дают большую точность, позволяют дать физическую интерпретацию решению задачи и провести моделирование устройств в широком диапазоне варьируемых параметров.

1.5.2 Комплексные методы математического моделирования

Комплексные методы можно разделить на три подгруппы: а) аналитико-численные; б) полуаналитические; в) смешанные [35]. Эти методы были

разработаны до появления мощных компьютеров. Они включают обширную аналитическую проработку задачи, решение которой может представляться в виде бесконечного ряда, вариационной формулы, асимптотического приближения. Аналитическая предварительная обработка часто ведет к довольно быстрым и эффективным компьютерным алгоритмам, но результирующие программы зачастую специализированы, так как определённые типы границ и граничные условия включаются в исходную постановку задачи.

1.5.3. Численные методы математического моделирования

Численные методы преобразуют интегральные или дифференциальные уравнения в приближенную дискретную формулировку, которая приводит, например, к обращению больших матриц или итерационным процедурам. Существуют и другие подходы к дискретизации электродинамических задач.

К прямым численным методам в первую очередь относят метод конечных разностей (МКР) или метод сеток, основанный на свойстве гармонических функций в точке принимать среднее значение в некоторой её окрестности. Помимо этого метода для решения электродинамических задач широко используются и такие [96-101]:

- 1) метод конформных отображений;
- 2) вариационный метод;
- 3) метод конечных элементов (вариационно-сеточный);
- 4) метод граничных элементов;
- 5) метод моментов и метод Галёркина;
- 6) метод обобщенной матрицы рассеяния;
- 7) метод расчёта в спектральной области.

1.6 Квазистатическое моделирование направленных ответвителей

Для расчёта геометрии связанных линий в зависимости от заданной функции коэффициента связи используется квазистатический подход, основанный на методе конечных разностей. Суть метода сводится к разбиению двумерной структуры сеткой определённой размерности и нахождении потенциала,

напряженности поля и погонной ёмкости линии в узлах сетки путём решения уравнения Лапласа в двумерной прямоугольной области итерационным методом.

Исходными данными при этом являются такие параметры связанных линий, как высота и ширина камеры связи, толщина проводников, толщина среднего слоя диэлектрика, ширина полосковых проводников и расстояние между ними, относительная диэлектрическая проницаемость материала, а также шаг сетки разбиения по вертикали и горизонтали (рисунок 1.17). Шаг сетки выбирается таким образом, чтобы в вертикальной плоскости поперечного сечения связанных линий размер одного элемента сетки не превышал толщину проводника.

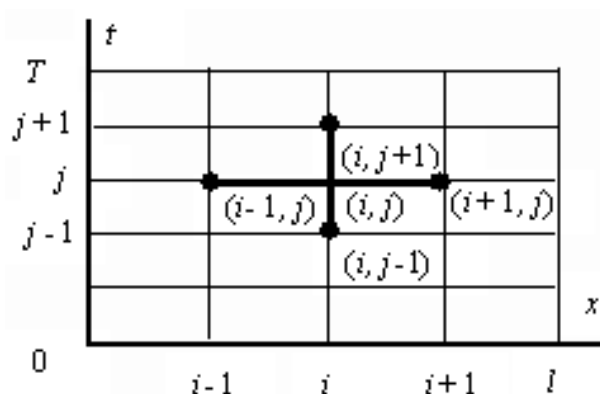


Рисунок 1.17 – Двумерная сетка разбиения структуры в методе конечных разностей

На основе исходных данных в узлах сетки рассчитываются потенциалы электрического поля φ путём решения уравнения Лапласа в двумерной прямоугольной области итерационным методом. В соответствии с полученными значениями потенциала рассчитываются вертикальная и горизонтальная составляющие вектора напряжённости электрического поля:

$$E_{x_{j,i}} = \frac{\varphi_{j,i} + \varphi_{j,i+1} + \varphi_{j+1,i} + \varphi_{j+1,i+1}}{2}, \quad (1.17)$$

$$E_{y_{j,i}} = \alpha \cdot \frac{\varphi_{j,i} - \varphi_{j,i+1} + \varphi_{j+1,i} - \varphi_{j+1,i+1}}{2}, \quad (1.18)$$

где j, i – координаты узла сетки; α – отношение шагов сетки по координатам.

Погонная ёмкость связанных линий рассчитывается по формуле соотношению:

$$C = \varepsilon_r \cdot \sum_j \sum_i |E_{j,i}|^2. \quad (1.19)$$

Волновое сопротивление связанных линий определяется выражением:

$$Z = \frac{120\pi}{\sqrt{C_0 \cdot C}}, \quad (1.20)$$

где C_0 – погонная ёмкость связанных линий при воздушном заполнении.

Данный метод позволяет рассчитать волновые сопротивления связанных линий в поперечном сечении. Чтобы определить ширину линий w и расстояния между ними w_c решается обратная задача, при которой задаются интервалы изменения этих параметров, так, чтобы волновые сопротивления находились в пределах $Z_0 \pm \Delta Z_0$. После чего полученные массивы данных сортируются по величине минимального отклонения волнового сопротивления ΔZ_0 , и выбираются соответствующие зависимости w и w_c от значения коэффициента связи k . Полученные зависимости по значениям коэффициента связи аппроксимируются полиномом, на основе которого строится геометрическая модель связанных полосковых линий:

$$w(k) = \sum_n a_n k^n; \quad (1.21)$$

$$w_c(k) = \sum_n g_n k^n, \quad (1.22)$$

где a_n и g_n – весовые коэффициенты.

Дальнейшее моделирование направленного ответвителя основано на методе декомпозиции устройства по продольной координате и в разбиении устройства на отдельные базовые элементы с известными матрицами, последующим соединением элементов и нахождением матрицы исследуемого устройства. Для направленного ответвителя базовым элементом будет отрезок эквивалентных двухпроводных регулярных связанных линий (рисунок 1.18). На рисунке 1.18: ρ, r – волновые сопротивления одиночной и связанных линий, соответственно; $\theta = 2\pi l/\lambda$ – электрическая длина отрезка, где l – геометрическая длина; λ – длина волны. Отрезок двух одинаковых распределённо связанных линий, являющийся базовым элементом многих типов широкополосных НО [29], определяется следующими волновыми матрицами передачи и рассеяния:

$$[T] = \begin{bmatrix} \cos \theta + j\rho \sin \theta & 0 & 0 & -j\rho \sin \theta \\ 0 & \cos \theta + j\rho \sin \theta & -j\rho \sin \theta & 0 \\ 0 & j\rho \sin \theta & \cos \theta - j\rho \sin \theta & 0 \\ j\rho \sin \theta & 0 & 0 & \cos \theta - j\rho \sin \theta \end{bmatrix}; \quad (1.23)$$

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{j r \sin \theta}{\cos \theta + j \rho \sin \theta} & \frac{1}{\cos \theta + j \rho \sin \theta} & 0 \\ \frac{j r \sin \theta}{\cos \theta + j \rho \sin \theta} & 0 & 0 & \frac{1}{\cos \theta + j \rho \sin \theta} \\ \frac{1}{\cos \theta + j \rho \sin \theta} & 0 & 0 & \frac{j r \sin \theta}{\cos \theta + j \rho \sin \theta} \\ 0 & \frac{1}{\cos \theta + j \rho \sin \theta} & \frac{j r \sin \theta}{\cos \theta + j \rho \sin \theta} & 0 \end{bmatrix}, \quad (1.24)$$

Между параметрами ρ , r и k , ρ^{++} , ρ^{+-} известна связь:

$$k = r / \rho = (\rho^{++} - \rho^{+-}) / (\rho^{++} + \rho^{+-}), \quad (1.25)$$

где k – коэффициент связи; ρ^{++} , ρ^{+-} – волновое сопротивление связанных линий при их чётном и нечётном возбуждении (другие обозначения Z_{0e} и Z_{0o}). При идеальной направленности $\rho^{++}\rho^{+-} = 1$, поэтому

$$\rho = \frac{1}{2} \cdot \left(\rho^{++} + \frac{1}{\rho^{++}} \right); \quad r = \frac{1}{2} \cdot \left(\rho^{++} - \frac{1}{\rho^{++}} \right); \quad k = \frac{1 - \frac{1}{(\rho^{++})^2}}{1 + \frac{1}{(\rho^{++})^2}}. \quad (1.26)$$

Соотношения (1.22) – (1.25) лежат в основе построения математических моделей большинства широкополосных НО.

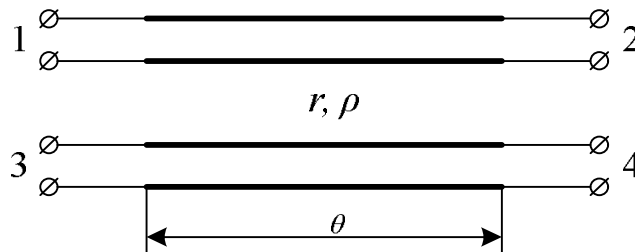


Рисунок 1.18 – Отрезок регулярных связанных линий

При построении теории связанных нерегулярных линий в качестве прототипа применяется матричная теория одиночной нерегулярной линии [102]. Формальное различие заключается в том, что в случае одиночной линии рассматривается

каскадное соединение четырехполюсников, а в случае связанных линий – каскадное соединение восьмиполюсников (рисунок 1.19).

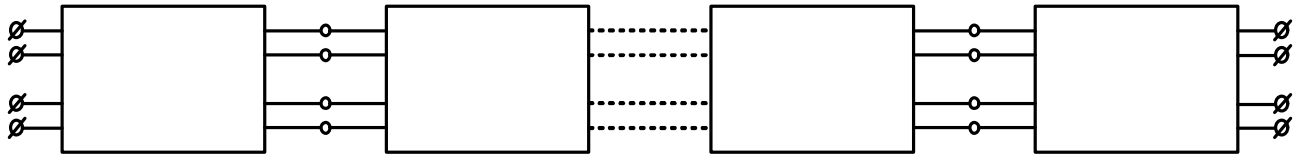


Рисунок 1.19 – Каскадное соединение восьмиполюсников

Исходными являются формулы перемножения матриц восьмиполюсников, с помощью которых для элементов матрицы каскадного соединения восьмиполюсников определяются так называемые сумматорные уравнения, связывающие параметры всей цепочки с параметрами её частей через конечные суммы и произведения. Эти уравнения применяются к частному случаю, - когда элементарным восьмиполюсником является отрезок однородных связанных линий (рисунок 1.17), т.е. так называемой связанной ступенчатой линии (рисунок 1.20).

Далее осуществляется предельный переход и определяются интегральные уравнения для элементов матрицы связанных плавнонерегулярных линий. Как сумматорные, так и интегральные уравнения удобно решать методом последовательных приближений.

Следуя тенденциям современного синтеза цепей, необходимо рассчитывать связанные нерегулярные линии таким образом, чтобы цепочка была оптимальной, т.е. чтобы при заданной частотной характеристике она имела бы минимальные габариты.

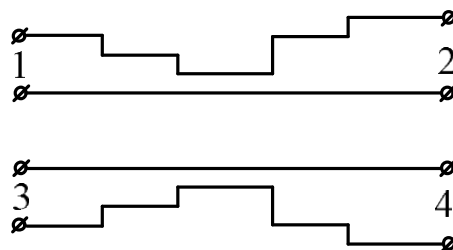


Рисунок 1.20 – Связанные ступенчатые линии

Согласно (1.23) противонаправленный согласованный по входам восьмиполюсник полностью определён четырьмя угловыми элементами его матрицы передачи. Поэтому каждому восьмиполюснику можно поставить в

соответствие четырёхполюсник-прототип. При каскадном соединении таких четырёхполюсников результирующий четырёхполюсник по-прежнему будет являться прототипом для цепочки восьмиполюсников [29]. Используя данный факт, направленный ответвитель можно представить в общем случае каскадным соединением N четырёхполюсников, каждый из которых описывается своей матрицей передачи. Результирующая матрица, являющаяся произведением матриц каждого из четырёхполюсников, будет полностью описывать направленный ответвитель, что значительно упрощает математическое описание устройства в целом.

Однако, не стоит забывать, что даже в этом случае данный подход оперирует идеализированными понятиями и предполагает, что устройство полностью согласовано, что не соответствует действительности. Для учёта рассогласования направленных ответвителей необходимо учитывать дополнительные факторы, такие как предельная частота и погрешности аппроксимации геометрических параметров.

1.7 Выводы по разделу 1

На основании проведённого аналитического обзора можно заключить, что разработка направленных ответвителей со слабой связью является актуальной. Их использование в различном радиоизмерительном оборудовании предъявляет ряд требований, выполнение которых зависит от типа используемого направленного ответвителя, его параметров и характеристик. Для достижения высокого уровня согласования более всего подходят симметричные направленные ответвители. Коэффициент связи таких НО изменяется плавно вдоль области связи и равен нулю на её концах. Для более удобной настройки и минимизации влияния неоднородностей, образующихся при сборке, следует создавать направленные ответвители на основе линий с комбинированной связью. Чтобы устранить последствия, обусловленные дисперсией, и упростить анализ НО, предлагается разрабатывать их на полосковых связанных линиях.

Методы анализа НО можно условно свести к аналитическим, комплексным и численным. Недостатками численных методов являются большие затраты времени

и ресурсов для их реализации. Аналитические же методы, в большинстве своём, сводятся к построению математической модели устройства в максимально упрощенном виде (например, в виде матриц) для минимизации затрат на проведение расчётов. С этой точки зрения хорошо показала себя квазистатическая модель, основанная на методах конечных разностей и декомпозиции исходного устройства с последующим анализом его составных частей.

Таким образом, по результатам аналитического обзора была сформулирована цель диссертационного исследования – провести анализ влияния геометрических и электрофизических параметров на частотные характеристики полоскового направленного ответвителя со слабой связью и построить его квазистатическую модель.

Для достижения поставленной цели были поставлены следующие задачи:

1. Исследование влияния геометрических параметров направленного ответвителя со слабой связью и определения тех из них, которые в наибольшей степени влияют на его частотные характеристики; на основании этого сформулировать критерий, позволяющий осуществить выбор параметров, при которых достигаются наилучшие характеристики НО.

2. Исследовать влияние воздушной полости, образующейся в результате послышной сборки полоскового направленного ответвителя со слабой связью, и дать рекомендации по его настройке с учётом этой полости.

3. Разработать квазистатическую модель направленного ответвителя, основанную на методах конечных разностей и декомпозиции устройства, учитывающую неоднородности полосковых линий и предельную частоту НО.

2. ВЛИЯНИЕ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ НАПРАВЛЕННОГО ОТВЕТВИТЕЛЯ НА ЕГО ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Симметричный направленный ответвитель на основе полосковых линий с комбинированной связью (рисунок 2.1) имеет ряд геометрических параметров, которые оказывают непосредственное влияние на его частотные характеристики. Это – ширина W , высота b и длина L камеры связи, толщина полосковых проводников t , толщина среднего слоя диэлектрика s .

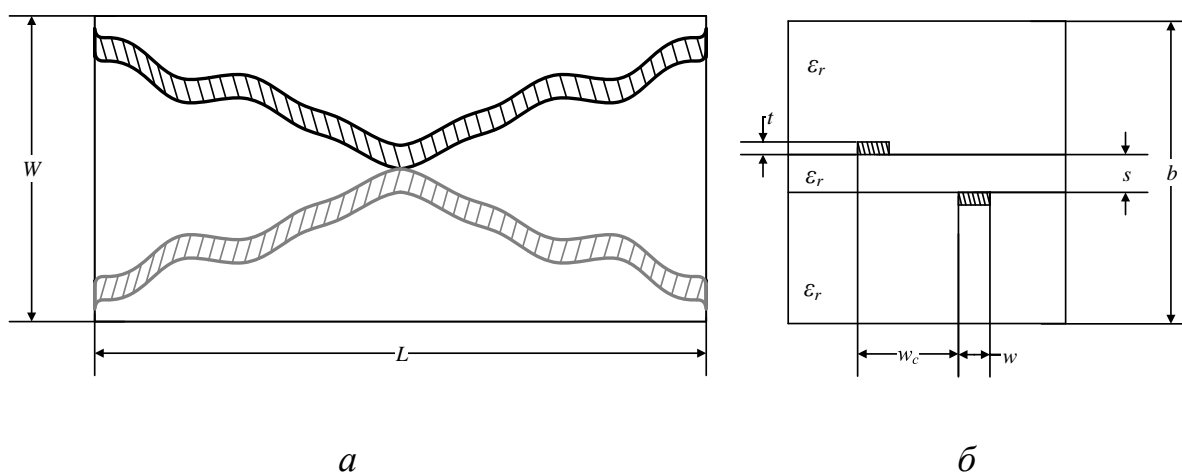


Рисунок 2.1 – Основные геометрические параметры нерегулярных однородных полосковых связанных линий с комбинированной связью:

a – вид сверху; b – поперечное сечение

Было проведено также исследование влияния топологии линий, соединяющих порты устройства с камерой связи.

2.1 Алгоритм разработки симметричного направленного ответвителя на полосковых линиях с комбинированной связью

Для достоверной разработки любого СВЧ устройства, могут использоваться два подхода. Первый подход основан на использовании современных систем автоматизированного проектирования и заключается в переборе параметров устройства до тех пор, пока не получатся удовлетворительные характеристики. Однако, такой подход является весьма затратным по времени, поскольку не всегда очевидно какой из параметров необходимо варьировать. А таких параметров может

быть много. Кроме того, он требует наличия весьма дорогостоящего программного обеспечения и больших вычислительных мощностей.

Второй подход наиболее предпочтителен и заключается в разработке математической модели исследуемого устройства. Хотя подход и занимает не малое количество времени на этапе разработки, в дальнейшем его применение сводится к подстановке начальных данных в модель и получение готовых параметров и характеристик НО на выходе, что в долгосрочной перспективе дает явные преимущества.

С целью учёта влияния параметров, был использован алгоритм анализа НО (рисунок 2.2), представленный тремя этапами:

1. Расчёт зависимостей ширины связанных линий и расстояния между ними от значения коэффициента связи k .
2. Расчёт весовых коэффициентов аппроксимации функции коэффициента связи k по формуле (1.13).
3. Построение трёхмерной модели направленного ответвителя с последующим электродинамическим моделированием в САПР.

Согласно блок-схеме, представленной на рисунке 2.2, первый и второй этапы независимы и могут выполняться параллельно. Третий этап использует данные, полученные в ходе двух предыдущих этапов. Конечным результатом алгоритма являются частотные зависимости основных характеристик направленного ответвителя: переходное ослабление, модуль коэффициента передачи в прямом направлении, модуль коэффициента отражения и модуль коэффициента ответвления в нагруженный порт.

Первый этап алгоритма, позволяющий определить ширину линий и расстояния между ними в зависимости от величины коэффициента связи, основан на определении волновых сопротивлений связанных линий для чётного Z_{0e} и нечётного Z_{0o} режимов работы направленного ответвителя и состоит следующих шагов.

Шаг 1. Ввод исходных данных: толщина среднего слоя диэлектрика s ,

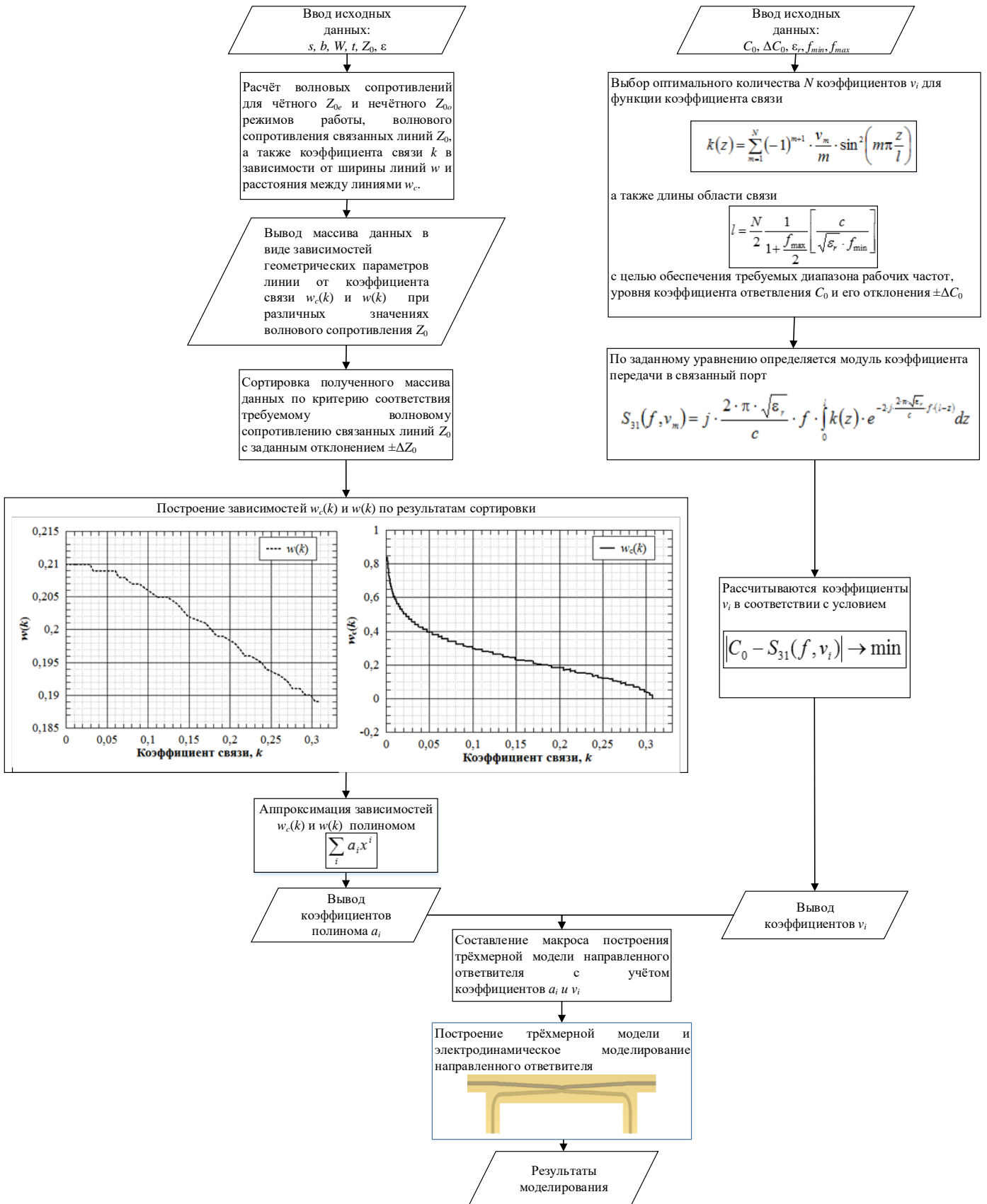


Рисунок 2.2 – Блок-схема алгоритма проектирования симметричного направленного ответвителя на нерегулярных полосковых линиях с комбинированной связью

высота камеры связи b , ширина камеры связи W , толщина проводящих линий t , волновое сопротивление полосковых линий Z_0 , относительная диэлектрическая проницаемость материала ϵ_r .

Шаг 2. На основе входных данных рассчитываются волновые сопротивления для чётного Z_{0e} и нечётного Z_{0o} режимов работы в зависимости от параметров w и w_c , изменяющихся в пределах $w_{c1} \leq w_c \leq w_{c2}$ ($w_{c1}=0$, поскольку данное значение обеспечивает максимальную связь, а w_{c2} подбирается таким образом, чтобы коэффициент связи был равен 0) и $w_1 \leq w \leq w_2$ (w_1 и w_2 подбираются в соответствии с граничными значениями w_{c2} таким образом, чтобы волновое сопротивление линии изменялось в пределах $Z_0 + \Delta Z_0$, где ΔZ_0 – отклонение волнового сопротивления от номинального значения).

Шаг 3. Вывод массива данных, содержащего в себе возможные варианты волновых сопротивлений в зависимости от геометрических параметров связанных линий.

Шаг 4. Сортировка полученного массива данных таким образом, чтобы волновое сопротивление линий было равно Z_0 .

Шаг 5. Значения w и w_c , соответствующие отсортированным значениям волновых сопротивлений, выражаются зависимостью от значения коэффициента связи k (рисунок 2.3). Из рисунка 2.3б уже на этом этапе можно судить о максимально возможном значении коэффициента связи для связанных линий с заданными параметрами.

Шаг 6. Аппроксимация зависимостей $w(k)$ и $w_c(k)$ полиномом степени n :

$$\sum_n a_n \cdot x^n, \quad (2.1)$$

где a_n – весовые коэффициенты полинома, n – их количество.

Шаг 7. Вывод весовых коэффициентов полинома, которые на третьем этапе алгоритма добавляются в листинг макроса для построения трёхмерной модели направленного ответвителя.

Второй этап алгоритма заключается в расчёте весовых коэффициентов v_k функции коэффициента связи

$$k(v, z, l, N) = \frac{2}{\pi} \cdot \left(\sum_{m=1}^N (-1)^{m+1} \cdot v_m \cdot \frac{\sin\left(m \cdot \pi \cdot \frac{z}{l}\right)^2}{m} \right), \quad (2.2)$$

на основе которых на третьем этапе проводится построение трёхмерной модели направленного ответвителя для дальнейшего электродинамического моделирования. Он включает в себя пять основных шагов.

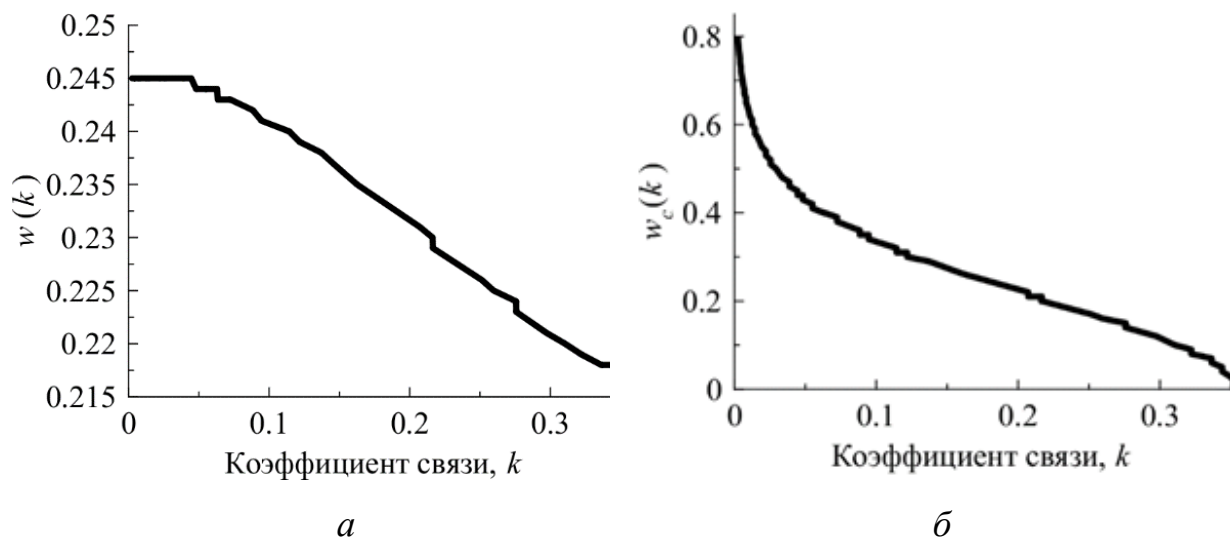


Рисунок 2.3 – Пример зависимостей ширины линии (а) и расстояния между линиями в горизонтальной плоскости (б) от значения коэффициента связи

Шаг 1. Ввод исходных данных: требуемое переходное ослабление S_0 , отклонение от номинального значения переходного ослабления ΔS_0 , относительная диэлектрическая проницаемость ϵ_r , верхняя $f_{верх}$ и нижняя $f_{нижн}$ частоты рабочего диапазона.

Шаг 2. Выбор оптимального количества N коэффициентов v_m для функции коэффициента связи (2.2) и длины области связи:

$$l = \frac{N}{2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{f_{\max}}{2}} \left[\frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot f_{\max} \right], \quad (2.3)$$

с целью обеспечения требуемого диапазона рабочих частот, уровня переходного ослабления S_0 и его отклонения ΔS_0 .

Шаг 3. Определяется частотная зависимость модуля коэффициента передачи в связанный порт по формуле:

$$S_{21} = (f, v, l, N) = j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{c} f \cdot \left[\int_0^1 k(v, z, l, N) \cdot e^{-2j \left(\frac{\pi \cdot 2 \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{c} \right) \cdot (1-z)} \cdot dz \right]. \quad (2.4)$$

Шаг 4. Нахождение таких весовых коэффициентов v_m , при которых выполняется условие:

$$|C_0 - S_{31}(f, v_m)| \rightarrow \min. \quad (2.5)$$

Шаг 5. Вывод весовых коэффициентов v_m , которые на третьем этапе алгоритма добавляются в листинг макроса для построения трёхмерной модели направленного ответвителя.

Третий этап алгоритма заключается в построении трёхмерной модели направленного ответвителя в соответствующей САПР электродинамического моделирования с целью получить частотные характеристики устройства. Данный этап состоит из трёх основных шагов.

Шаг 1. Ввод рассчитанных коэффициентов a_n и v_m в листинг макроса.

Шаг 2. Построение трёхмерной модели НО в САПР *CST Microwave Studio* (рисунок 2.4).

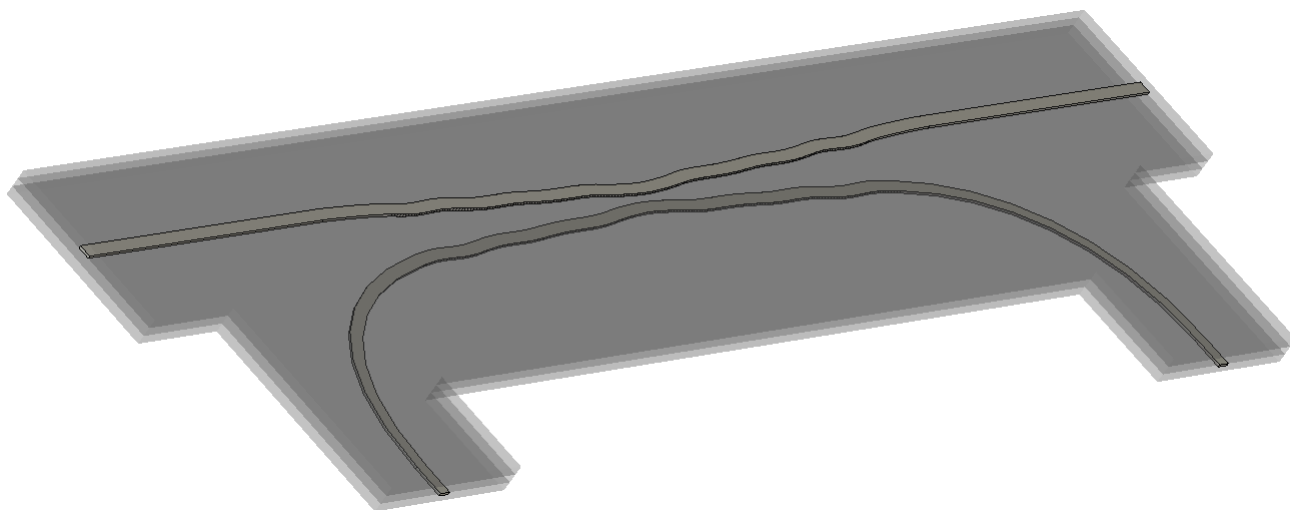


Рисунок 2.4 – Модель симметричного направленного ответвителя на нерегулярных полосковых линиях с комбинированной связью

Шаг 3. Проведение электродинамического моделирования направленного ответвителя.

2.2 Влияние параметров направленного ответвителя на его частотные характеристики

На основании приведённого выше алгоритма исследован ряд симметричных направленных ответвителей на нерегулярных полосковых линиях с комбинированной связью с различными параметрами и характеристикам. Основная цель исследования – выяснить, какие из параметров устройства в наибольшей степени влияют на частотные зависимости его основных характеристик, чтобы в дальнейшем учесть эти параметры при разработке модели направленного ответвителя.

В ходе исследования были рассмотрены такие параметры, как:

1. Топология подводящих линий.
2. Ширина камеры связи W .
3. Высота камеры связи b .
4. Толщина связанных линий t .

Для проведения исследования за основу был взят материал *Rogers RT/Duroid 5880* с относительной диэлектрической проницаемостью 2,2 [103]. Для первых трёх этапов исследования толщина металлизации материала составила 17 мкм, а для исследования влияния толщины проводников связанных линий на частотные характеристики НО дополнительно рассматривалась толщина в 9 мкм, 35 мкм и 70 мкм.

2.2.1 Влияние топологии подводящих линий на частотные характеристики направленного ответвителя

Для исследования влияния топологий подводящих линий было решено рассмотреть четыре варианта (рисунок 2.5):

1. топология без подводящих линий (рисунок 2.5а);
2. прямые линии (рисунок 2.5б);
2. линии, изогнутые под прямым углом, с плавным изгибом (рисунок 2.5в);
3. комбинация прямых подводящих линий для основного канала и изогнутых – для вторичного (рисунок 2.5г).

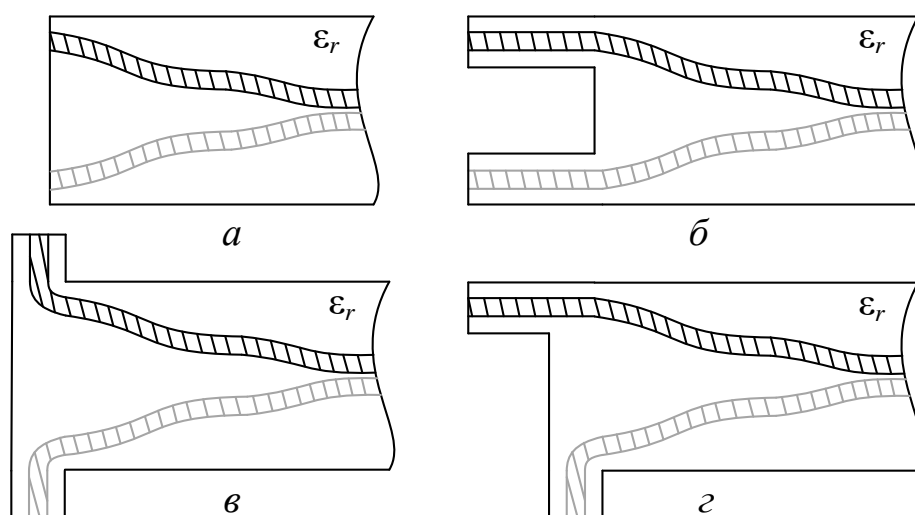


Рисунок 2.5. – Варианты топологий подводящих линий к камере связи

Моделирование проводилось для направленного ответвителя диапазона 2–30 ГГц с уровнем переходного ослабления, равным 20 дБ. Результаты моделирования (рисунки 2.6–2.8) показали, что степень влияния подводящих линий не вносит значительных искажений в частотные характеристики НО. Однако, наблюдается ряд незначительных искажений. Так, при использовании подводящих линий, изогнутых под прямым углом, модуль коэффициента отражения (рисунок 2.6) имеет наихудшие значения вдоль

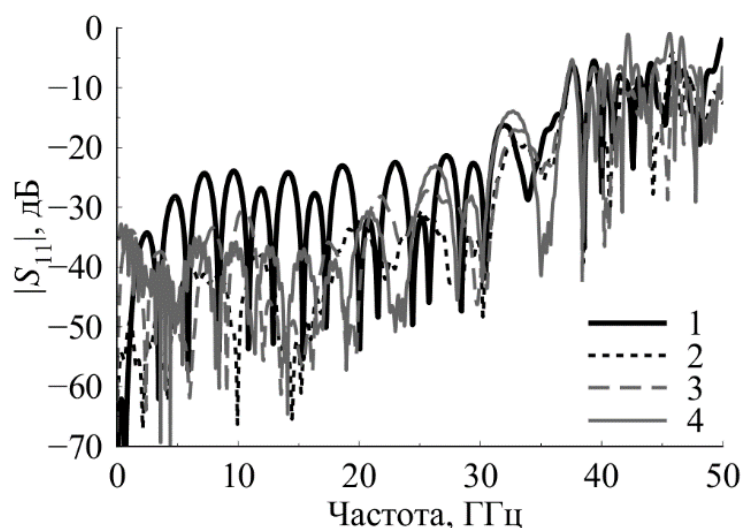


Рисунок 2.6 – Влияние подводящих линий к камере связи на модуль коэффициента отражения от портов НО: 1 – подводящие линии, изогнутые под прямым углом; 2 – топология без подводящих линий; 3 – прямые подводящие линии; 4 – комбинация прямых и изогнутых подводящих линий

рабочей области частот, что особенно заметно в диапазоне от 5 ГГц до 22 ГГц, где расхождение с остальными вариантами составляет более 6 дБ. В области более высоких частот расхождение значений всех исследуемых вариантов незначительны.

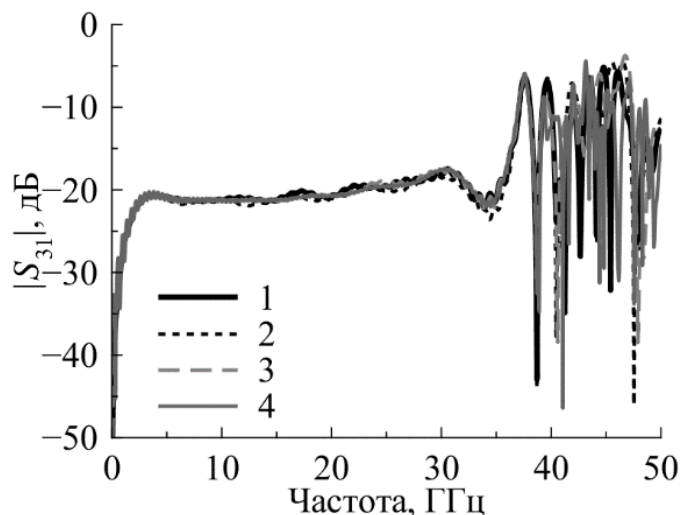


Рисунок 2.7 – Влияние подводящих линий к камере связи на модуль коэффициента ответвления в ненагруженный порт НО: 1 – подводящие линии, изогнутые под прямым углом; 2 – топология без подводящих линий; 3 – прямые подводящие линии; 4 – комбинация прямых и изогнутых подводящих линий

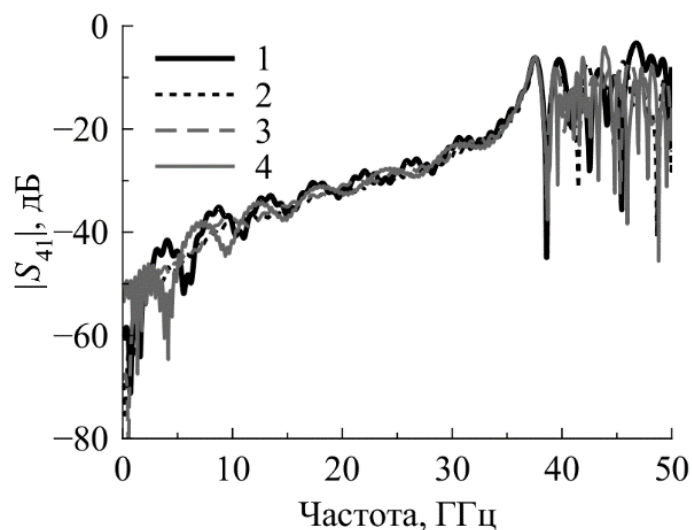


Рисунок 2.8 – Влияние подводящих линий к камере связи на модуль коэффициента ответвления в нагруженный порт НО: 1 – подводящие линии, изогнутые под прямым углом; 2 – топология без подводящих линий; 3 – прямые подводящие линии; 4 – комбинация прямых и изогнутых подводящих линий

Модули коэффициентов ответвления в ненагруженный (рисунок 2.7) и нагруженный (рисунок 2.8) порты в зависимости от топологии подводящих линий изменяются слабо.

Стоит также отметить, что каждая из полученных характеристик имеет ярко выраженный резонанс на частоте 37 ГГц, который является предельной частотой для экранированной полосковой линии с заданной конфигурацией, то есть выше этой частоты работа направленного ответвителя не соответствует заданному качеству. Более того, нетрудно заметить, что влияние предельной частоты заметно на частоте ниже, чем та, на которой она проявляется. Её влияние на частотные характеристики очевидно, а значит она должна учитываться при анализе направленного ответвителя.

2.2.2 Влияние ширины камеры связи на частотные характеристики направленного ответвителя

Ширина камеры связи W должна выбираться таким образом, чтобы искажения, вносимые боковыми стенками, сводились к минимуму. Исходя из этого, для направленного ответвителя, на котором исследовалось влияние топологии подводящих линий, были выбраны три варианта ширины: 7 мм, 14 мм и 28 мм. Уровень направленности во всех случаях менялся незначительно.

Модуль коэффициента отражения от портов (рисунок 2.9) ухудшается с уменьшением ширины камеры связи и при её ширине 7 мм, имеет наихудшие характеристики; разница с более высокими значениями составляет порядка 10 дБ в диапазоне частот до 22 ГГц. На более высоких частотах расхождения минимальны или почти отсутствуют.

Модуль коэффициента ответвления в ненагруженный порт (рисунок 2.10) слабо зависит от ширины камеры связи, однако предельная частота также вносит некоторые искажения, увеличивая уровень характеристики в области высоких частот рабочего диапазона. Модуль коэффициента ответвления в нагруженный порт (рисунок 2.11) увеличивается с ростом частоты под воздействием предельной частоты направленного ответвителя. Следовательно, направленность НО также будет уменьшаться, если не избавиться от негативных эффектов, вызванных

уменьшением ширины камеры связи. При сборке направленных ответвителей избавиться от этого влияния можно путём добавления поглощающего материала вдоль узкой стенки камеры связи.

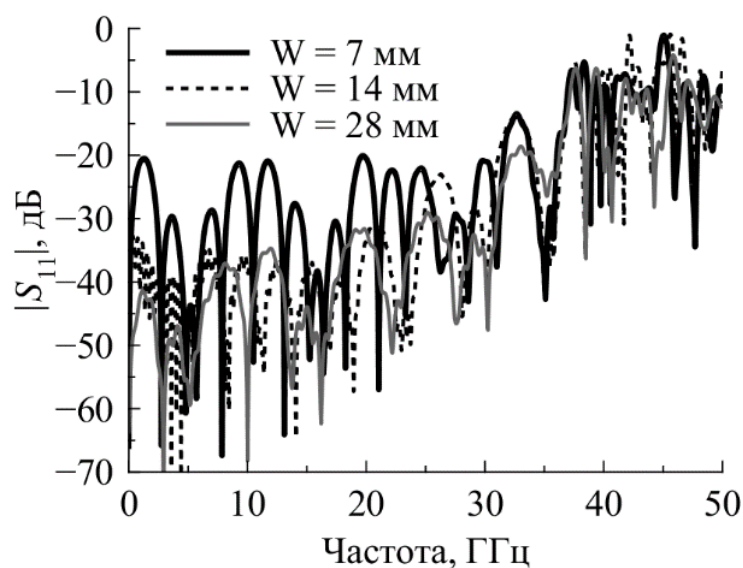


Рисунок 2.9 – Влияние ширины камеры связи на модуль коэффициента отражения от портов НО

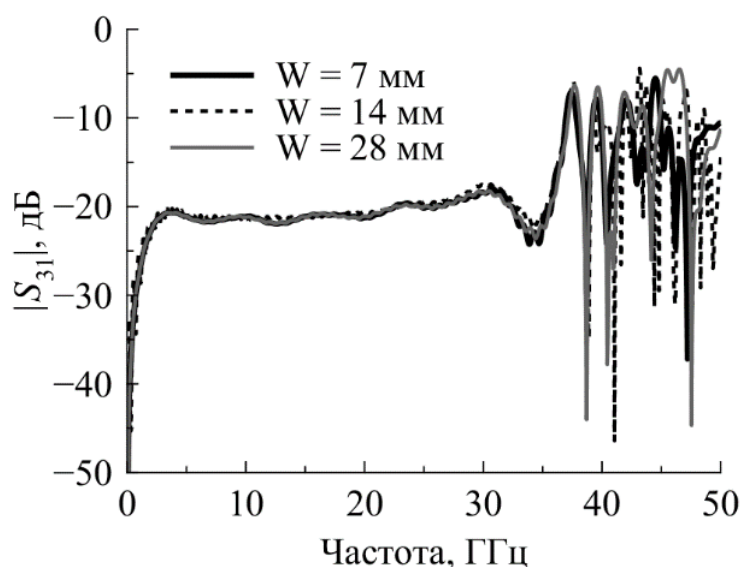


Рисунок 2.10 – Влияние ширины камеры связи на модуль коэффициента ответвления в ненагруженный порт НО

Можно заключить, что ширина камеры связи оказывает ограничение на её минимально допустимое значение, при котором отсутствует значительное влияние этого параметра на частотные характеристики направленного ответвителя. Для данного случая значение ширины камеры связи, равное 14 мм, является

оптимальным. Результаты моделирования показали слабое влияние данного параметра на частотные характеристики направленного ответвителя.

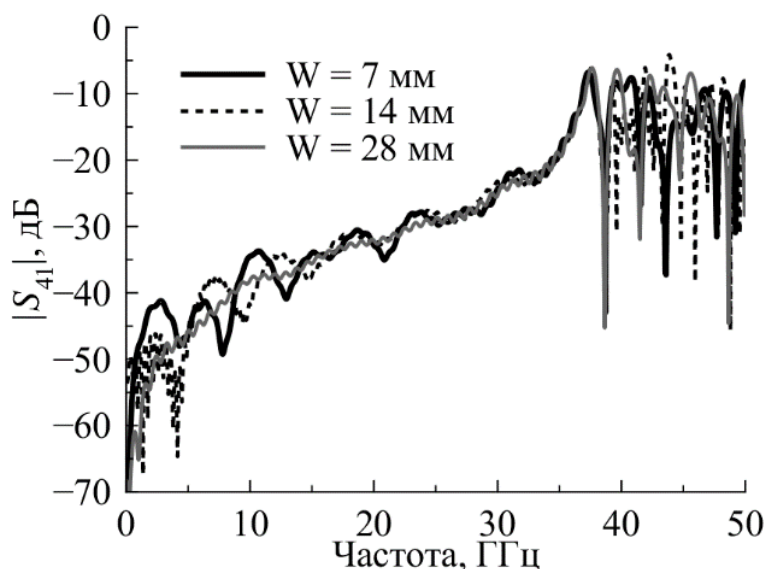


Рисунок 2.11 – Влияние ширины камеры связи на модуль коэффициента ответвления в ненагруженный порт НО

При разработке направленных ответвителей влияние данного параметра можно свести к минимуму путём добавления поглощающего материала вдоль узких стенок камеры связи.

2.2.3 Влияние высоты камеры связи на частотные характеристики направленного ответвителя

Высота камеры связи является основным параметром направленного ответвителя, поскольку именно от него в большей степени зависит предельная частота, выше которой устройство перестаёт выполнять свои функции. Согласно формуле (1.3) предельная частота обратно пропорциональна высоте камеры связи, откуда следует, что её уменьшение ведет к увеличению предельной частоты, на которой может работать направленный ответвитель.

С целью подтверждения данного факта были исследованы три направленных ответвителя, рассчитанные на частотный диапазон 10 – 60 ГГц, с различными значениями высоты камеры связи. Согласно [103], минимальная толщина диэлектрика *RT/Duroid* 5880, производимого компанией *Rogers*, составляет 127 мкм, следовательно, минимальная высота камеры связи, которая может быть

достигнута, равна 381 мкм. Помимо этого, для исследования было выбрано еще два варианта размера, равных 635 мкм и 889 мкм при неизменной толщине среднего слоя диэлектрика s , составляющей 127 мкм.

Результаты моделирования (рисунки 2.12 – 2.14) показали, что с ростом высоты камеры связи, как и ожидалось, уменьшается предельная рабочая частота направленного ответвителя. Так, при $b = 889$ мкм она составила примерно 83 ГГц, при $b = 635$ мкм её значение было примерно 118 ГГц, при $b = 381$ мкм предельная частота вышла за рамки исследуемого диапазона. Уменьшение предельной частоты оказало значительное влияние на частотные характеристики НО. Модуль коэффициента отражения (рисунок 2.12) при смещении предельной частоты на отметку 83 ГГц ухудшился в области рабочих частот устройства и на частотах выше 45 ГГц имеет значение более минус 22 дБ; для двух других случаев его значение не превышает минус 30 дБ.

Более заметное влияние предельная частота оказывает на другие характеристики направленного ответвителя. Модуль коэффициента ответвления в ненагруженный порт (рисунок 2.13) заметно искажается при $b = 889$ мкм, увеличиваясь в верхнем диапазоне рабочей области, отклоняясь от номинального значения более чем на 3 дБ. Модуль коэффициента ответвления в нагруженный порт (рисунок 2.14), по мере уменьшения предельной частоты значительно увеличивается в области рабочих частот НО, а значит направленность устройства пропорционально уменьшается. Так, при $b = 381$ мкм его значение в области рабочих частот не превышает минус 40 дБ, при $b = 635$ мкм значение модуля коэффициента ответвления хуже и равно минус 34 дБ на верхней частоте рабочего диапазона, при $b = 889$ мкм эта величина уже составляет минус 26 дБ.

Таким образом, в результате данного этапа исследования, оказалось, что высота камеры связи напрямую в определённой степени влияет на все частотные характеристики устройства и, в большей степени, на его направленность. Причём, даже если предельная частота находится далеко за пределами рабочей области частот направленного ответвителя, её влияние остаётся значительным настолько, что наблюдаются ухудшения характеристик, в том числе и в рабочей области. Из

анализа результатов моделирования, выявлено, что при отношении предельной частоты к верхней граничной частоте рабочего диапазона НО, превышающей 3 раза

$$f_{np} \geq 3f_{\text{верх}}, \quad (2.6)$$

влияние предельной частоты на частотные характеристики НО минимально.

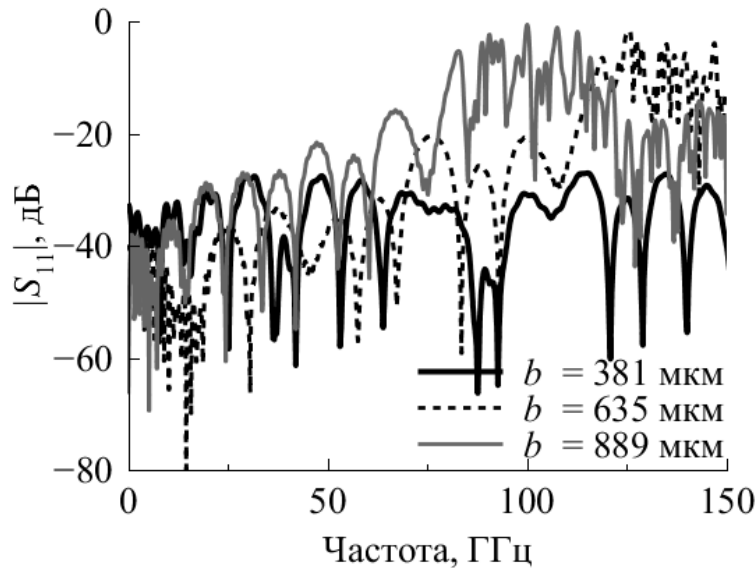


Рисунок 2.12 – Влияние высоты камеры связи на частотные характеристики направленного ответвителя

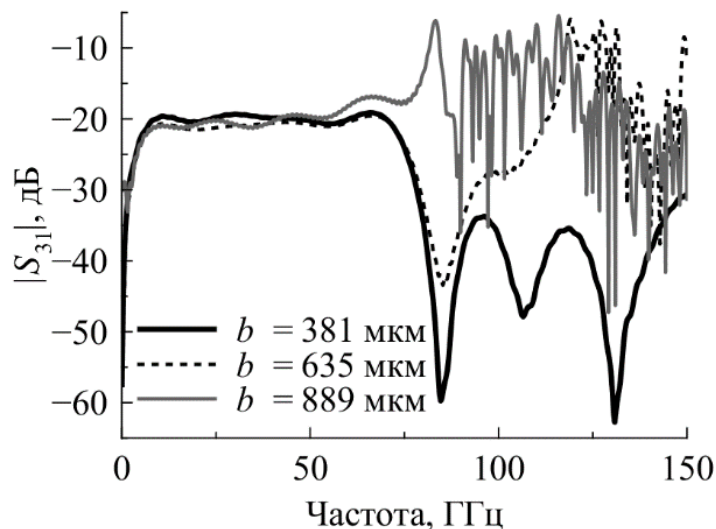


Рисунок 2.13 – Влияние высоты камеры связи на частотные характеристики направленного ответвителя

Эмпирическое соотношение (1.3) позволяет вычислить предельную частоту симметричной полосковой линии при известных высоте камеры связи b , ширине проводника w и диэлектрической проницаемости материала ϵ_r . Однако, данная

формула не учитывает толщину линии t , а также смещение проводника относительно центральной оси полосковой линии.

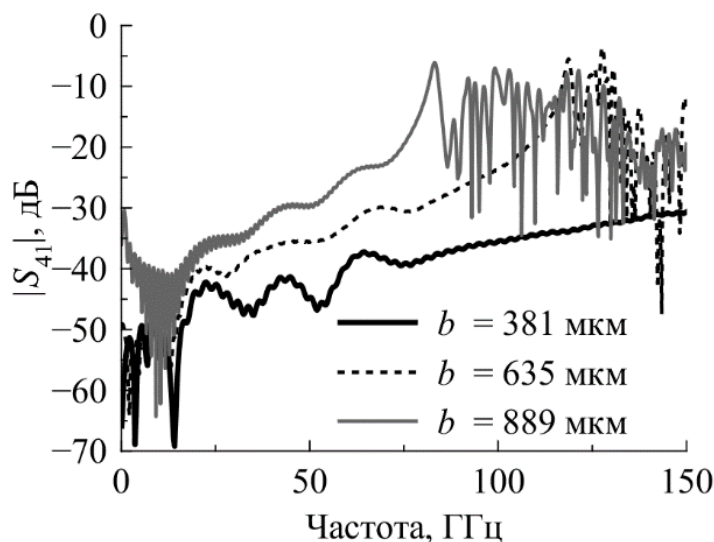


Рисунок 2.14 – Влияние высоты камеры связи на частотные характеристики направленного ответвителя

2.2.4 Влияние толщины связанных линий на частотные характеристики направленного ответвителя

Как было указано выше, компания *Rogers* производит материал *RT/Duroid 5880* с металлизацией толщиной 9 мкм, 17 мкм, 35 мкм и 70 мкм. Исследование влияния каждой из них проводилось на направленном ответвителе диапазона 10 – 60 ГГц с высотой камеры связи 381 мкм и толщиной центрального диэлектрика, равной 127 мкм. По результатам моделирования (рисунки 2.15 – 2.17) выяснилось, что изменение этого параметра оказывает эффект, аналогичный изменению высоты камеры связи. Только в данном случае увеличение толщины связанных линий приводит к увеличению предельной частоты, на которой способен работать НО.

Однако, при этом модуль коэффициента отражения (рисунок 2.15) меняется слабо и в полосе рабочих частот не зависит от толщины линий. Аналогично, модуль коэффициента ответвления в ненагруженный порт (рисунок 2.16) с ростом этого параметра не изменяется. Изменения модуля коэффициента отражения в

нагруженный порт (рисунок 2.17) заметны сильнее и проявляются только в изменении предельной частоты без значимых изменений в области рабочих частот.

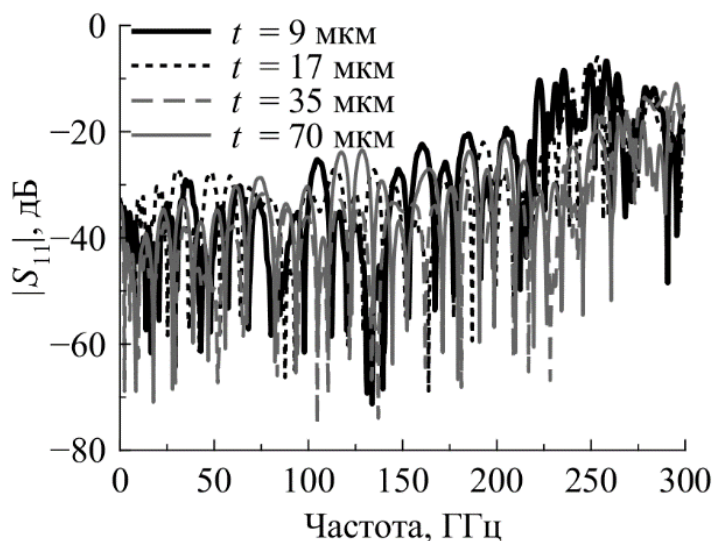


Рисунок 2.15 – Влияние толщины полосковых линий на частотные характеристики направленного ответвителя

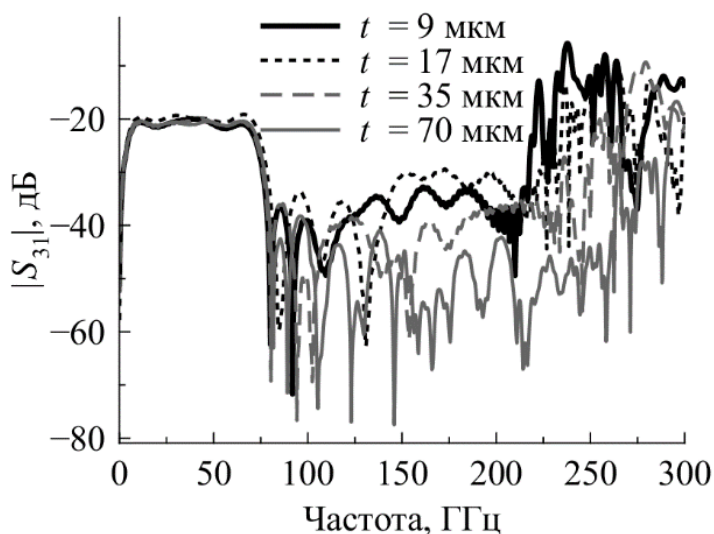


Рисунок 2.16 – Влияние толщины полосковых линий на частотные характеристики направленного ответвителя

Поэтому, можно сделать вывод, что чем толще проводник, тем выше предельная частота НО, а значит меньше искажения вносимые ей. При этом, рост толщины приводит к увеличению воздушной полости, которая образуется при послойной сборке устройства и ухудшает его характеристики. Стоит отметить, что выбор толщины линий связан не только с величиной, создаваемой им воздушной

полости при сборке направленного ответвителя, но и уровнем потерь, которые тем больше, чем тоньше проводник.

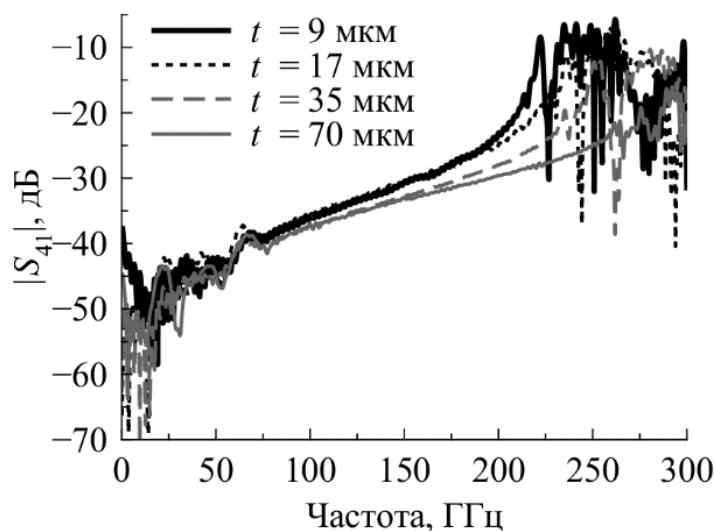


Рисунок 2.17 – Влияние толщины полосковых линий на частотные характеристики направленного ответвителя

Таким образом, логично заключить, что толщина связанных линий оказывает непосредственное влияние на частотные характеристики НО, а её выбор является компромиссом между потерями, величиной воздушной полости и значением предельной частоты устройства.

2.2.5 Коррекция формулы для расчёта предельной частоты направленного ответвителя

По результатам проведённого выше исследования выяснено, что эмпирическое соотношение (1.3) нуждается в коррекции, поскольку в нём отсутствует учёт таких параметров как толщина полосковых линий t и смещение их по вертикали относительно геометрического центра поперечного сечения камеры связи, которое равно половине толщины центрального слоя диэлектрика $s/2$. Это соотношение было скорректировано, в результате чего получена новая формула для расчёта предельной частоты полосковой линии со смещённым проводником:

$$f_{np} = \frac{300}{\sqrt{\varepsilon_r} \left(2 \cdot w + \frac{\pi}{2} \left(b - \frac{s-t}{2} \right) \right)}, \quad (2.7)$$

где $f_{пр}$ имеет размерность ГГц, b , s и t – мм.

В таблице 2.1 представлено сравнение некоторых из полученных результатов с использованием расчётного соотношения (1.3) до и после его коррекции.

Таблица 2.1 – Сравнение расчётных значений предельных частот направленного ответвителя до и после коррекции

w , мм	s , мм	b , мм	t , мм	ϵ_r	$f_{пр}(САПР)$, ГГц	Расчётная $f_{пр}$ до коррекции, ГГц (разница с моделью, %)	Расчётная $f_{пр}$ после коррекции, ГГц (разница с моделью, %)
0,210025	0 127	0,381	0,017	2,2	236,4	198,6 (19 %)	223,4 (6 %)
0,448990	0,127	0,635	0,017	2,2	118,7	106,7 (11,1 %)	113,5 (4,5 %)
0,660066	0,127	0,889	0,017	2,2	82,7	74,5 (11,2 %)	77,7 (6,4 %)
0,210025	0,127	0,381	0,035	2,2	254,6	213,3 (19,4 %)	246,3 (3,3 %)
0,087942	0,127	0,381	0,070	2,2	332,7	261,2 (27,4 %)	326,4 (2 %)
0,245028	0,127	0,381	0,009	2,2	220,7	185,8 (18,8 %)	204,6 (7,9 %)

Из таблицы 2.1 следует, что после коррекции расчётное значение предельной частоты значительно приблизилось к полученным значениям при моделировании в САПР. Следовательно, полученная формула (2.7) может быть использована при разработке симметричных направленных ответвителей на нерегулярных полосковых линиях с комбинированной связью.

2.3 Экспериментальное исследование влияния предельной частоты направленного ответвителя на его частотные характеристики

С целью подтверждения полученных результатов были разработаны два направленных ответвителя диапазона 1,5 – 4 ГГц на основе материала Флан с диэлектрической проницаемостью 2,8 и толщиной $s = 2$ мм. Первый НО состоит из трёх слоёв диэлектрика с высотой камеры связи 6 мм, второй – из пяти слоёв с

высотой камеры связи 10 мм. Для первого направленного ответвителя предельная частота согласно (2.7) равна $f_{кр} = 12,3$ ГГц, что удовлетворяет условию (2.6), тогда как для второго она равна $f_{кр} = 6,7$ ГГц, что, не удовлетворяет условию (2.6).

2.3.1 Электродинамическое моделирование направленных ответвителей на основе материала Флан с различной высотой камеры связи

По представленному в 2.1 алгоритму сначала было проведено электродинамическое моделирование направленных ответвителей. Результаты моделирования (рисунки 2.18-2.19), которые представляют собой набор частотных характеристик направленного ответвителя таких, как модуль коэффициента отражения $|S_{11}|$, модуль коэффициента передачи в прямом направлении $|S_{21}|$, модуль коэффициента ответвления в ненагруженный порт $|S_{31}|$, модуль коэффициента ответвления в нагруженный порт $|S_{41}|$ для топологии с высотой камер связи $b = 6$ мм и $b = 10$ мм, далее будут сравниваться с данными проведенных измерений.

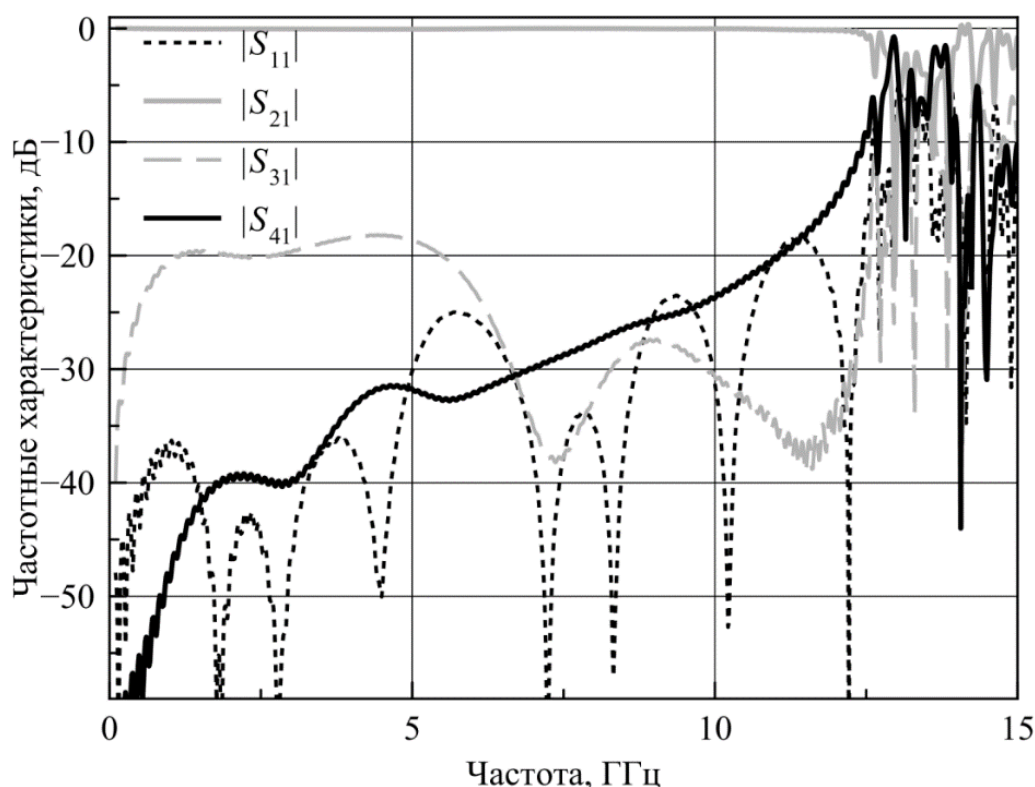


Рисунок 2.18 – Результаты моделирования направленного ответвителя с высотой камеры связи $b=6$ мм

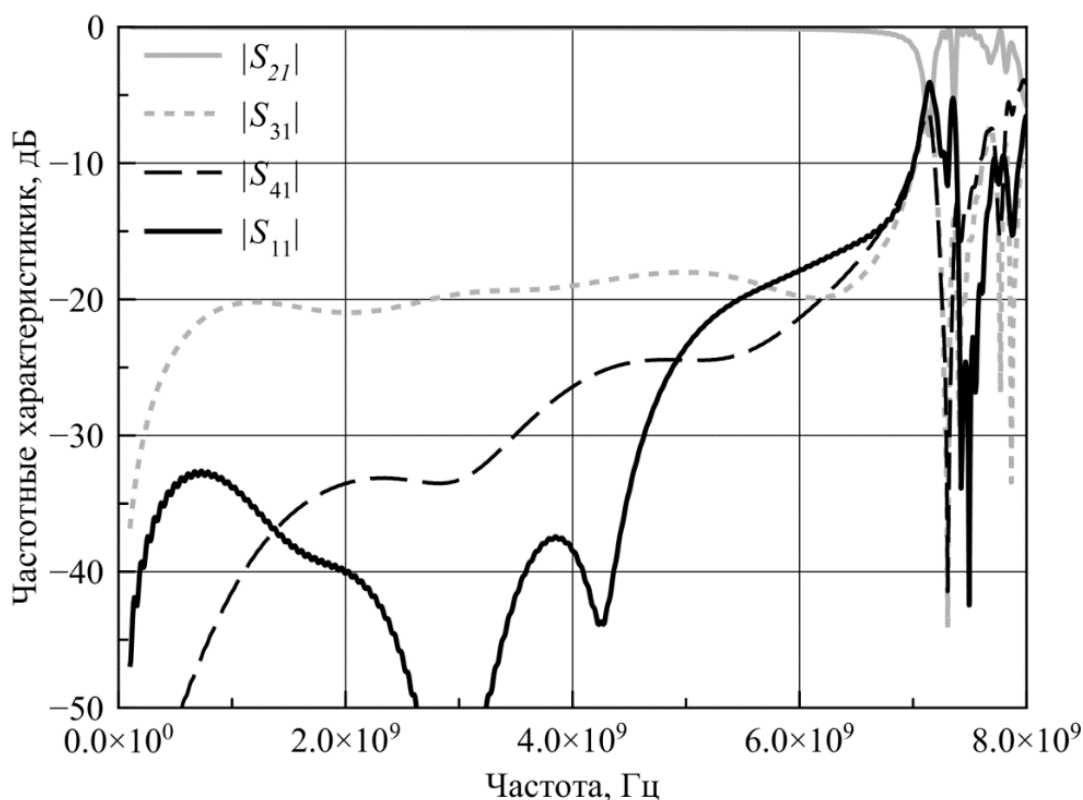


Рисунок 2.19 – Результаты моделирования направленного ответвителя с высотой камеры связи $b=10$ мм

Из рисунков видно, что в рабочем диапазоне частот характеристики обоих направленных ответвителей имеют схожее поведение. Однако, у НО с высотой камеры связи 10 мм предельная частота проявляется раньше и искажает характеристики в верхней части диапазона частот. Например, нетрудно заметить, что модуль коэффициента ответвления в нагруженный порт, начиная с частоты 3,5 ГГц имеет значение выше минус 30 дБ, что приводит к уровню направленности менее 10 дБ. Другой направленный ответвитель с высотой камеры связи 6 мм имеет направленность более 10 дБ во всём диапазоне рабочих частот.

Производство рассчитанных направленных ответвителей осуществлялось на фрезерном станке с последующей ручной обработкой плат устройств. Получившиеся платы (рисунок 2.20) далее собирались в готовое устройство. В качестве портов использовались SMA разъёмы. Вдоль узкой стенки камеры связи добавлялся поглощающий материал с целью уменьшения влияния её ширины на частотные характеристики направленного ответвителя.

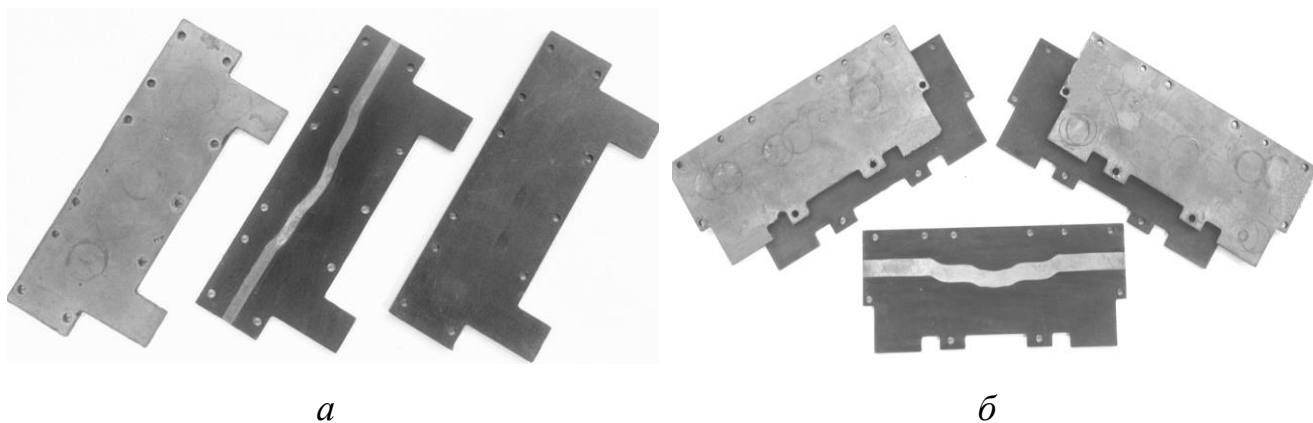


Рисунок 2.20 – Платы направленных ответвителей с высотой камеры связи 6 мм (*а*) и 10 мм (*б*)

2.3.2 Экспериментальное исследование направленных ответвителей на основе материала Флан с различной высотой камеры связи

Экспериментальное исследование проводилось на скалярном анализаторе цепей P2M-18 производства АО «НПФ «Микран». Поскольку коаксиально-полосковые переходы не разрабатывались и порты не учитывались при моделировании, то экспериментальные значения модулей коэффициентов ответвления (рисунок 2.21) значительно отличаются от полученных в результате моделирования. Если модель имеет значение этой характеристики не превышающее минус 37 дБ для высоты камеры связи 6 мм и минус 33 дБ – для 10 мм, то макеты направленного ответвителя имеют значения, не превышающие минус 19 дБ во всём рабочем диапазоне частот.

Различия между экспериментальными и полученными в результате моделирования модулями коэффициента ответвления в ненагруженный порт для направленного ответвителя с высотой камеры связи 6 мм (рисунок 2.22) и 10 мм (рисунок 2.23) незначительны. Наиболее очевидным является различие в предельных частотах устройств. Так для НО с высотой камеры связи 6 мм результат моделирования показал, что предельная частота равна 7,1 ГГц, а по результатам эксперимента – 7,6 ГГц. Для НО с высотой камеры связи 10 мм эти значения составили 12,6 ГГц и 13,8 ГГц соответственно. Расхождения предельных частот может быть обосновано различными факторами. В первую очередь, как было отмечено выше, в модели не учитывались порты и их соединение с платой

устройства. Модель подразумевала идеализированный вариант без учёта всех неоднородностей, вызванных конструктивными особенностями НО, или получившиеся в результате его сборки образцы. Одной из таких конструктивных особенностей является воздушная полость, которая образуется при сборке направленного ответвителя.

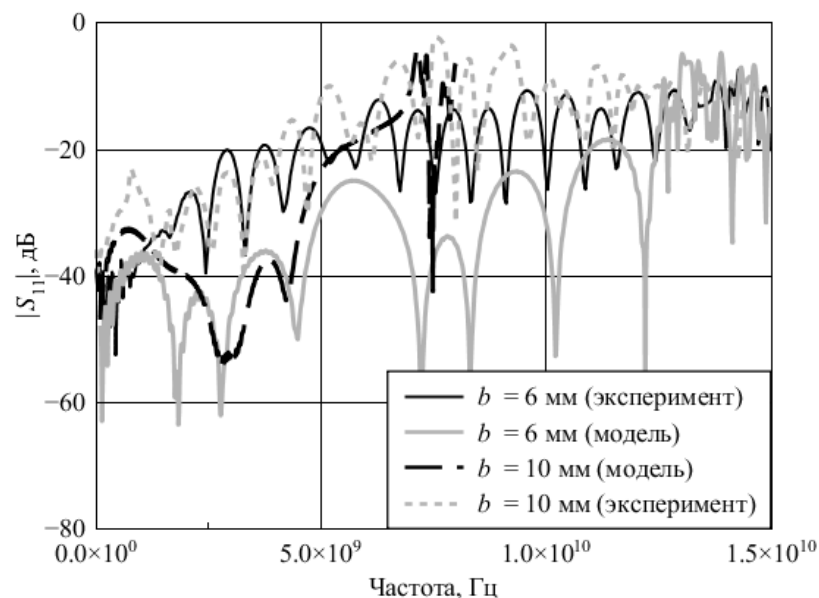


Рисунок 2.21 – Модуль коэффициента отражения направленных ответвителей с высотой камеры связи 6 мм и 10 мм

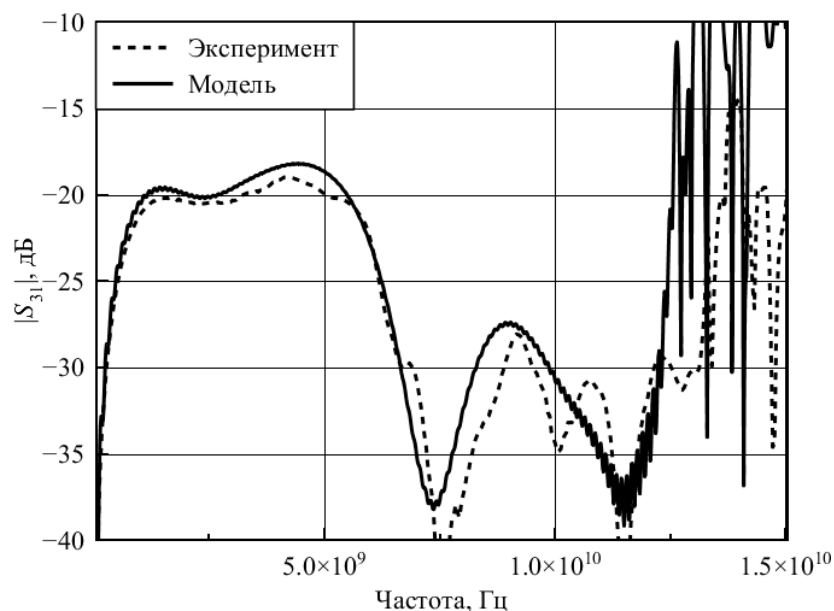


Рисунок 2.22 – Модуль коэффициента ответвления в ненагруженный порт направленного ответвителя с высотой камеры связи 6 мм

Дело в том, что из-за слоистой структуры верхний и нижний диэлектрические слои опираются своей плоскостью на полосковые линии, в то время как краями прилегают к среднему слою. Как результат, между краем НО и полосковыми проводниками образуется полость, заполненная воздухом и имеющая произвольную форму. В зависимости от степени сдавливания слоёв, размеры полости могут изменяться, что будет приводить к различной степени её влияния на характеристики устройства. В данном случае, воздух, имеющий диэлектрическую проницаемость близкую к единице, внёс изменения в эффективную диэлектрическую проницаемость материал, что вызвало смещение предельной частоты в сторону её увеличения.

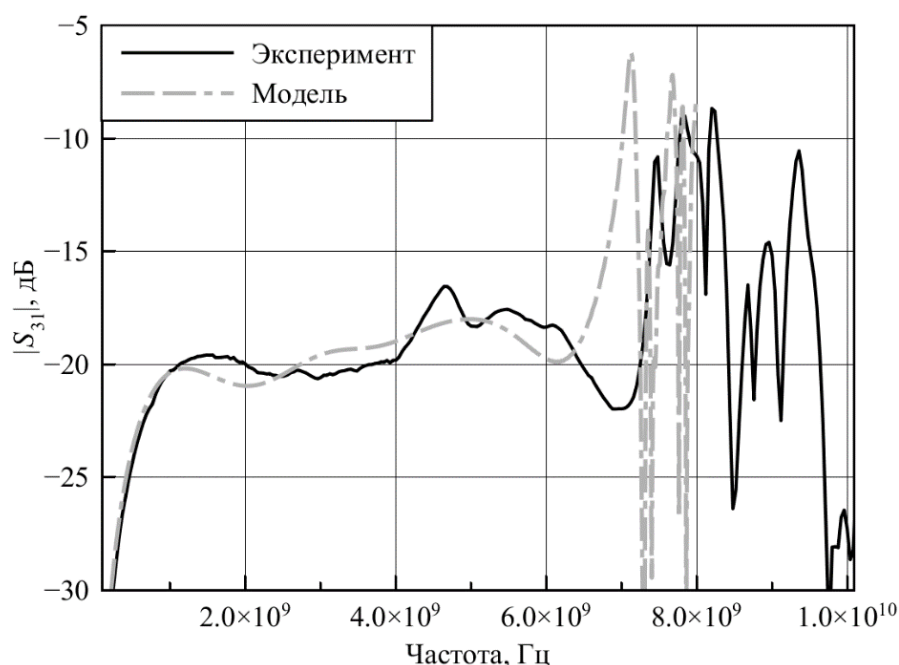


Рисунок 2.23 – Модуль коэффициента ответвления в ненагруженный порт направленного ответвителя с высотой камеры связи 10 мм

Этот же эффект наблюдается при рассмотрении модулей коэффициентов ответвления в нагруженный порт у НО с высотой камеры связи 6 мм (рисунок 2.24) и 10 мм (рисунок 2.25). В рабочем диапазоне частот расхождения результатов моделирования и эксперимента незначительны, однако, из-за разницы предельных частот на более высоких частотах наблюдаются заметные расхождения.

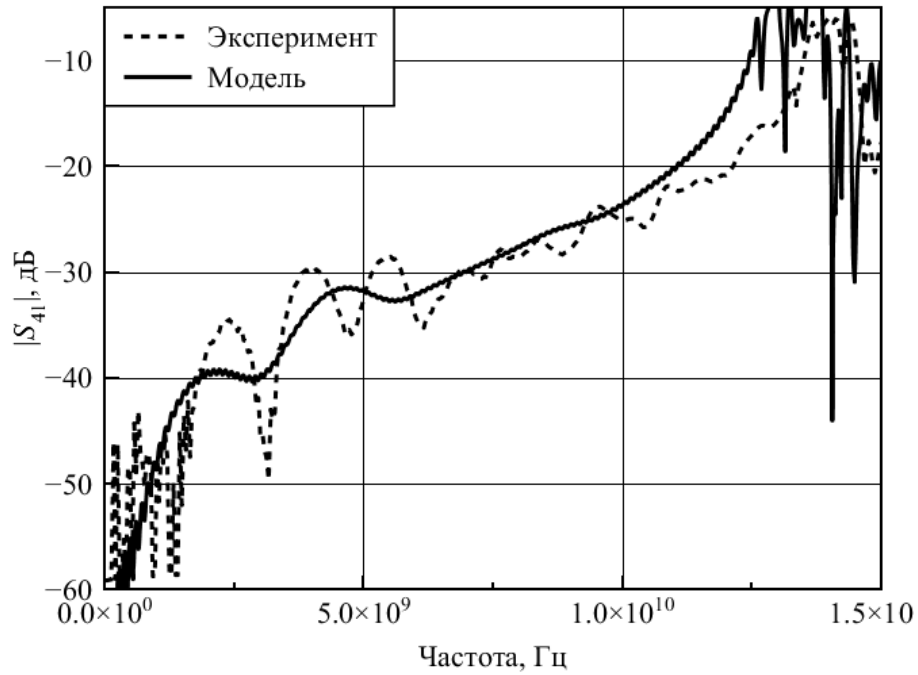


Рисунок 2.24 – Модуль коэффициента ответвления в нагруженный порт направленного ответвителя с высотой камеры связи 6 мм

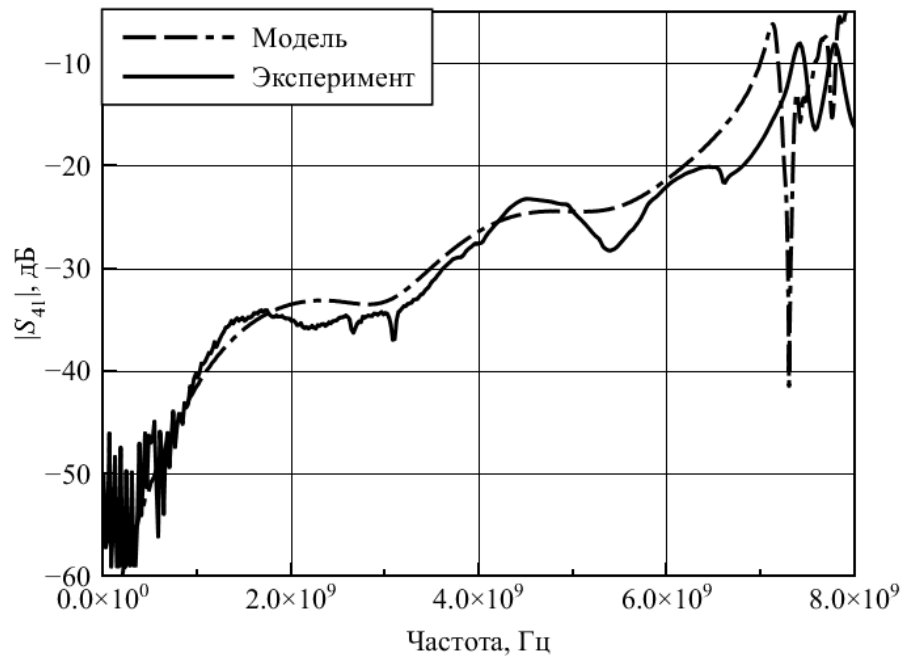


Рисунок 2.25 – Модуль коэффициента ответвления в нагруженный порт направленного ответвителя с высотой камеры связи 10 мм

Поскольку расхождения частотных характеристик в области рабочих частот незначительное, то и характеристика направленности (рисунок 2.26), полученная в результате эксперимента, мало отличается от результатов моделирования.

Направленный ответвитель с высотой камеры связи 6 мм имеет направленность выше 12 дБ, в то время, как направленность ответвителя с высотой камеры связи 10 мм не превышает значения 7 дБ.

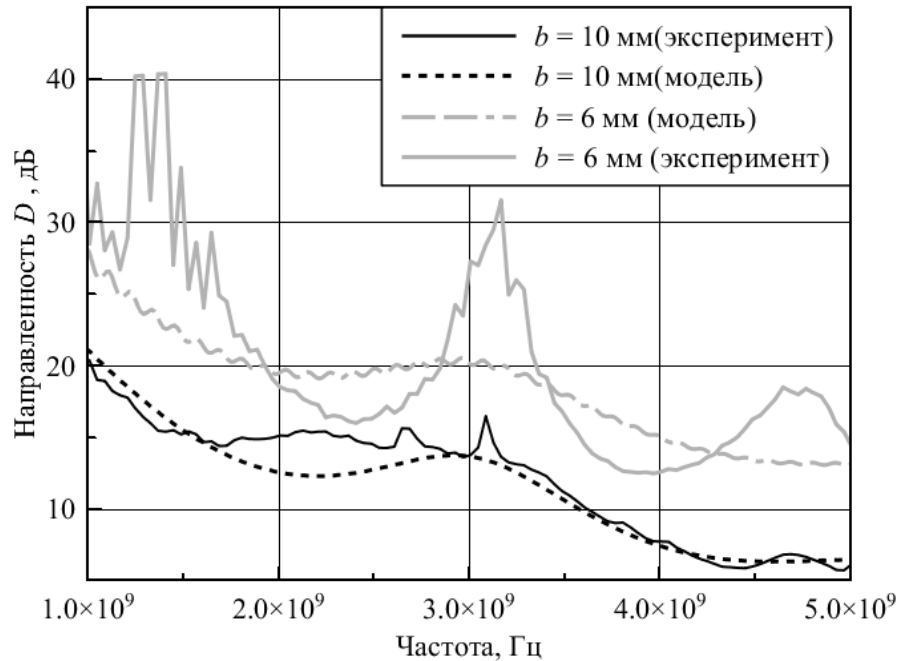


Рисунок 2.26 – Частотная характеристика направленности НО с высотой камеры связи 6 мм и 10 мм

Из анализа приведённых зависимостей следует, что предельная частота оказывает влияние на характеристики направленного ответвителя, как было отмечено выше, однако более всего этому влиянию подвержен модуль коэффициента ответвления в нагруженный порт, значение которого непосредственно связано с направленностью устройства.

2.4 Выводы по разделу 2

По алгоритму, приведённому в 2.1, были исследованы основные параметры симметричных направленных ответвителей на нерегулярных полосковых линиях с комбинированной связью, которые оказывают наибольшее влияние на их частотные характеристики. В ходе исследования выяснилось, что подводящие к камере связи линии слабо влияют на характеристики направленного ответвителя и все расхождения связаны с рассогласованием, которое они вносят. Ширина камеры связи вносит искажения только в том случае, если её размер находится ниже

некоторого значения, при котором появляются колебания частотных характеристик НО. Её учёт немаловажен, однако большее влияние оказывает высота камеры связи, так как именно от этого параметра зависит предельная частота, которая определяет верхнюю границу частотного диапазона устройства.

Толщина полосковых линий также является одним из параметров, который следует учитывать при расчёте предельной частоты направленного ответвителя. Поэтому для более точного её определения, исходное выражение (1.3) было скорректировано по критерию максимального соответствия результатов расчёта и моделирования в САПР. Эмпирическим путём была получена новая формула (2.7), в которой учтены толщина проводников полосковых линий и смещение их по вертикали относительно геометрического центра поперечного сечения камеры связи.

На основании полученных в разделе результатов было сформулировано первое научное положение: улучшение частотных характеристик симметричных направленных ответвителей со слабой связью на нерегулярных полосковых линиях достигается посредством уменьшения высоты камеры связи и увеличения толщины полосковых линий, удовлетворяющих условию, согласно которому верхняя граничная частота рабочего диапазона $f_{\text{верх}}$ должна быть не менее, чем в три раза меньше его предельной частоты $f_{\text{пр}}$, рассчитанной по полученной эмпирической формуле.

3. ВЛИЯНИЕ ВОЗДУШНОЙ ПОЛОСТИ НА ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛОСКОВЫХ НАПРАВЛЕННЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ

3.1 Предпосылки исследования влияния воздушной полости на характеристики направленного ответвителя

Основным недостатком устройств на основе полосковых линий передачи является сложность реализации и сборки, которая осуществляется путём послойного наложения диэлектрических материалов друг на друга, что сопровождается рядом конструктивных особенностей. Одной из таковых является образование воздушной полости вдоль полосковых линий, обусловленное их конечной толщиной (рисунок 3.1).

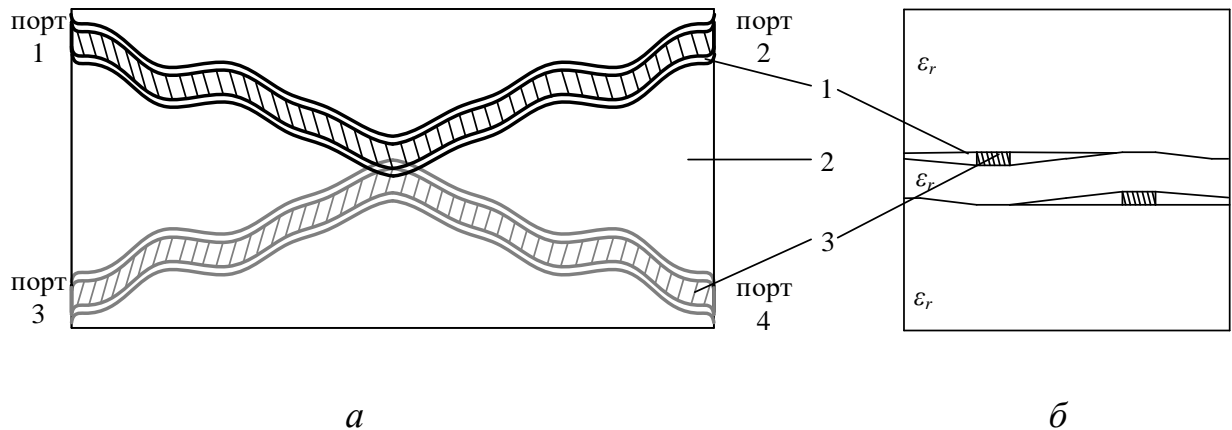


Рисунок 3.1 – Топология полосковых связанных линий с комбинированной связью, учитывающая воздушную полость между слоями диэлектрика:

вид сверху (*a*), поперечное сечении (*б*)

1 – воздушная полость; 2 – диэлектрик; 3 – полосковая линия

Как показано на рисунке, при сборке многослойных устройств происходит сдавливание всех слоёв, что при достаточной гибкости и упругости приводит к значительным искажениям центрального слоя диэлектрика, на котором расположены сами линии. Подобного рода искажения, а также наличие самой полости, в конечном итоге, приводят к искажению частотных характеристик в целом, и направленности НО в частности. В результате, частотные зависимости его

основных параметров отличаются от полученных в результате электродинамического моделирования в САПР (рисунки 3.2 – 3.4).

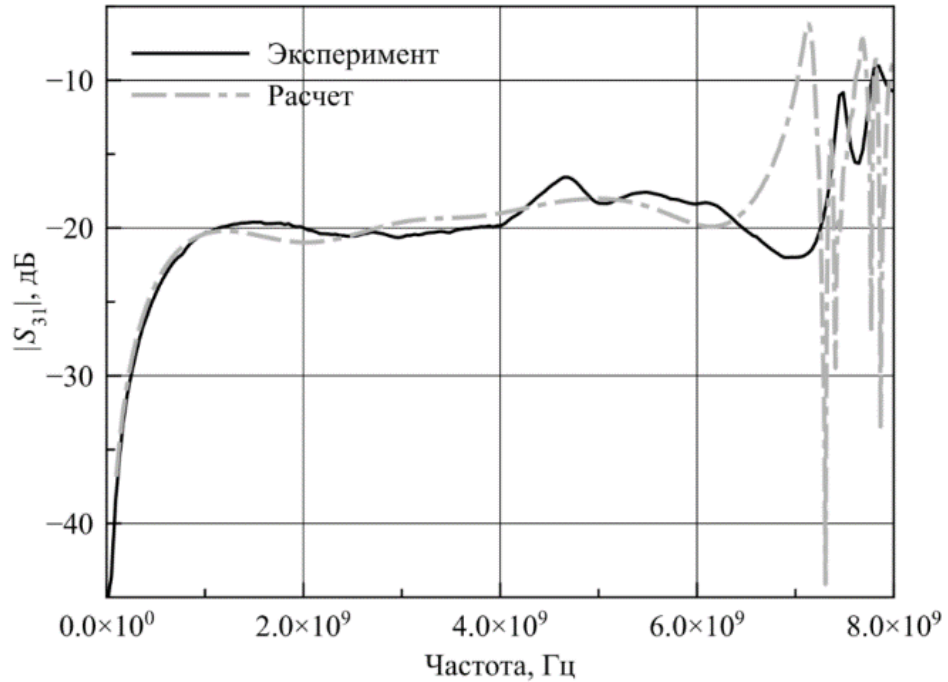


Рисунок 3.2 – Пример сравнения модулей коэффициента ответвления в ненагруженный порт НО диапазона 1 – 4 ГГц на основе материала Флан 2,8

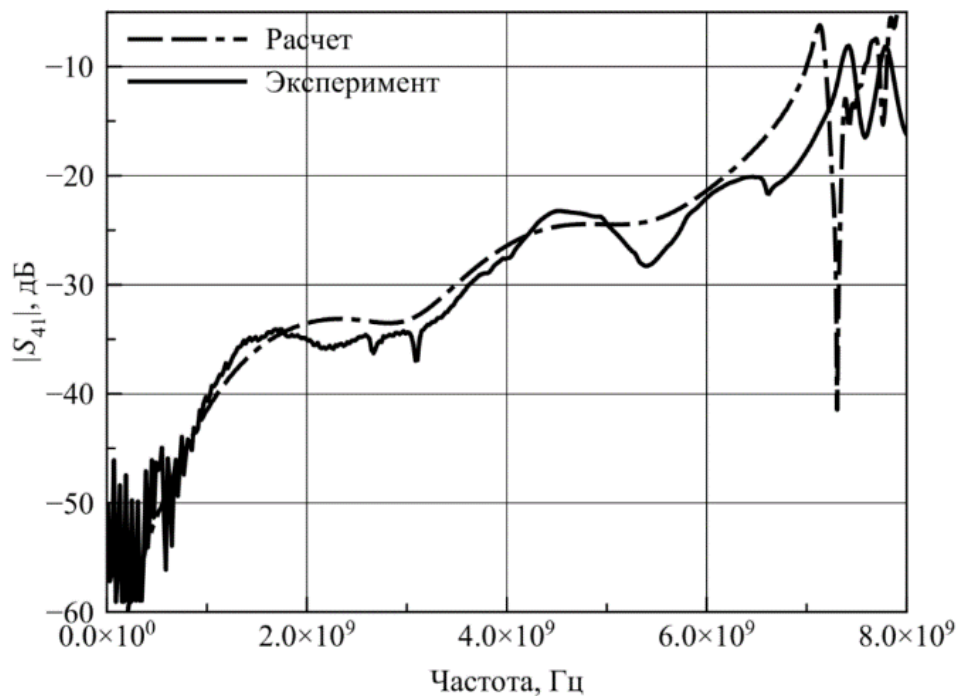


Рисунок 3.3 – Пример сравнения модулей коэффициента ответвления в нагруженный порт НО диапазона 1 – 4 ГГц на основе материала Флан 2,8

Как видно из графиков на рисунках 3.2 и 3.3, при электродинамическом моделировании предельная частота НО примерно равна 7,1 ГГц, в то время как в эксперименте она смещается более чем на 1 ГГц в сторону высоких частот, что приводит к искажению частотных характеристик. В данном случае подобное изменение, вызванное наличием воздушной полости в макете устройства и её отсутствием в модели, привело к незначительным различиям результатов эксперимента и моделирования, однако, модуль коэффициента отражения значительно ухудшился.

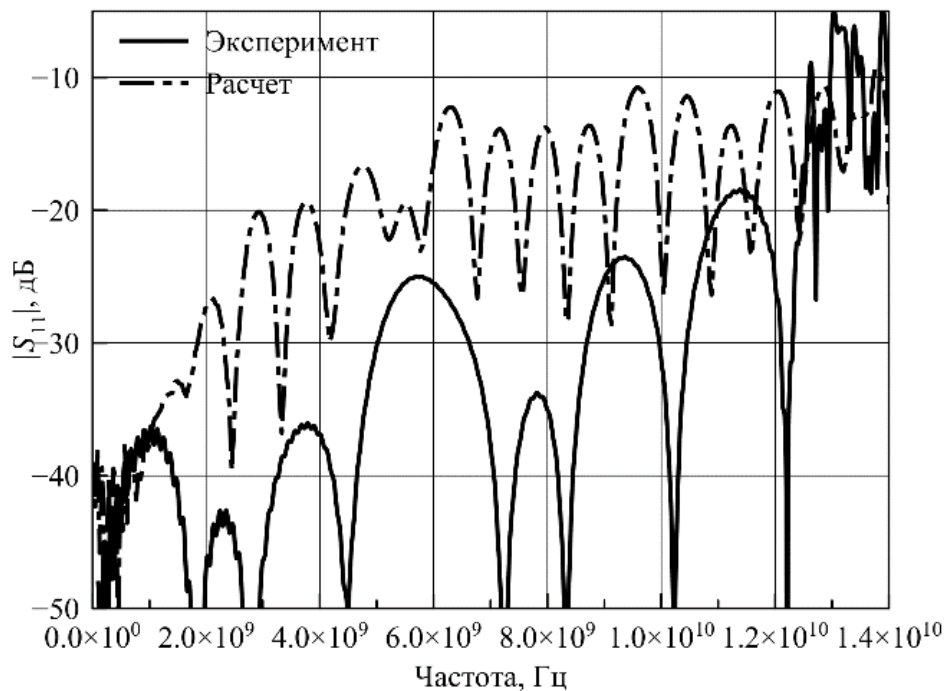


Рисунок 3.4 – Пример сравнения модулей коэффициента отражения от входа НО диапазона 1 – 4 ГГц на основе материала Флан 2,8

Из приведённых зависимостей следует, что смещение предельное частоты НО в сторону высших частот приводит к некоторому улучшению характеристики ответвления в ненагруженный порт. Поэтому было проведено исследование возможности использования воздушной полости как элемента настройки НО.

3.2 Электродинамическое моделирование в САПР направленного ответвителя с учётом воздушной полости

Исследование проводилось в два этапа. Первый этап связан с электродинамическим моделированием направленного ответвителя, в конструкции

которого имеется воздушная полость определённой формы. В данном случае, форма полости была обусловлена геометрией полосковых проводников и представляла собой по всей длине НО в поперечном сечении нерегулярную структуру треугольной формы. Геометрические размеры воздушной полости варьировались по высоте путём изменения толщины полосковых проводников. Поскольку за основу был взят материал *Rogers RT/Duroid 5880* с диэлектрической проницаемостью 2,2, то согласно [103] значения толщины полосковых проводников совпадало с толщиной металлизации материала подложки, то есть 9 мкм, 17 мкм, 35 мкм и 70 мкм. В качестве параметра выступала ширина воздушной полости a , которая могла изменяться в пределах от 5 мкм до 300 мкм.

Для более наглядного изучения исследуемого эффекта был рассмотрен максимально возможный диапазон частот, т.е. подбирались такие геометрические размеры, при которых предельная частота направленного ответвителя являлась максимальной. Для этого согласно [103] была выбрана минимально возможная высота камеры связи, которая составила 381 мкм. Моделирование исследуемого НО проводилось в диапазоне частот от 10 МГц до 300 ГГц. Выбор верхней частоты, равной 300 ГГц, обусловлен необходимостью определения предельной частоты для исследуемой конфигурации направленного ответвителя. По результатам моделирования оценивалось влияние величины воздушной полости на частотные характеристики направленного ответвителя (рисунки 3.5 – 3.12).

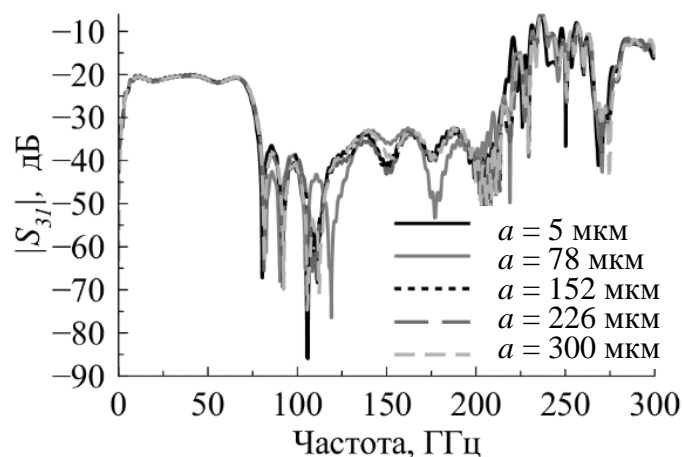


Рисунок 3.5 – Модули коэффициентов ответвления в ненагруженный порт при толщине полосковых проводников 9 мкм

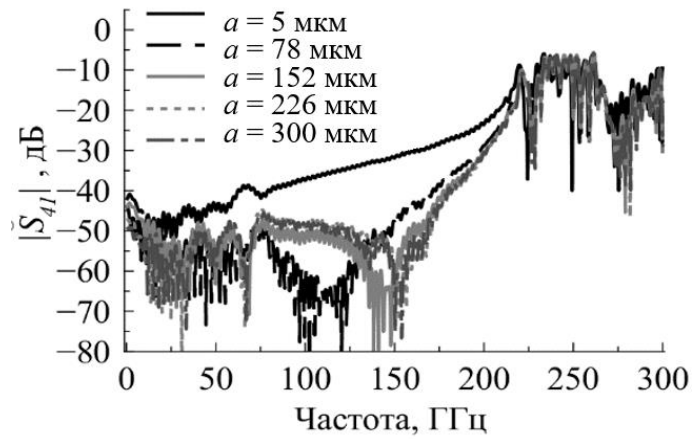


Рисунок 3.6 – Модули коэффициентов ответвления в нагруженный порт при толщине полосковых проводников 9 мкм

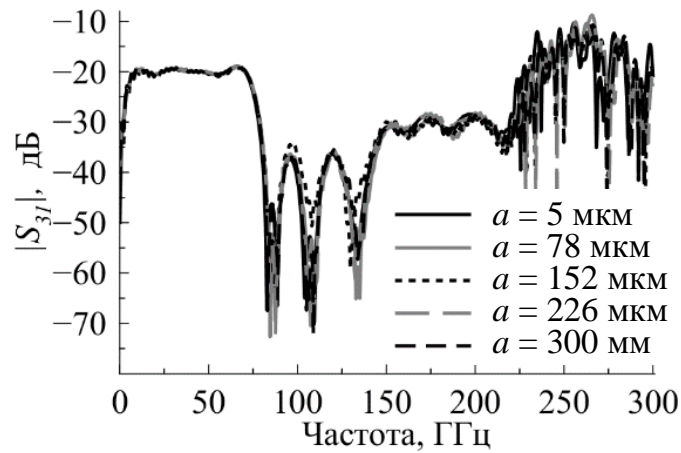


Рисунок 3.7 – Модули коэффициентов ответвления в ненагруженный порт при толщине полосковых проводников 17 мкм

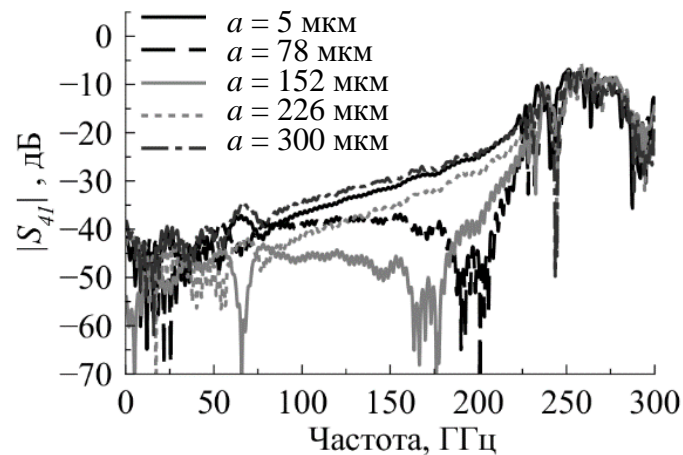


Рисунок 3.8 – Модули коэффициентов ответвления в нагруженный порт при толщине полосковых проводников 17 мкм

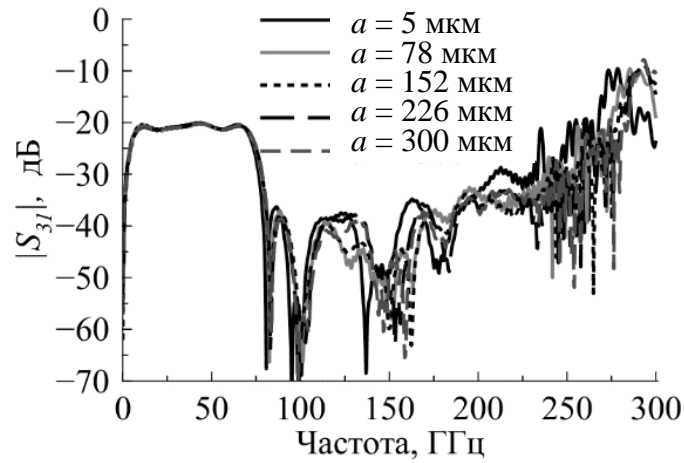


Рисунок 3.9 – Модули коэффициентов ответвления в ненагруженный порт при толщине полосковых проводников 35 мкм

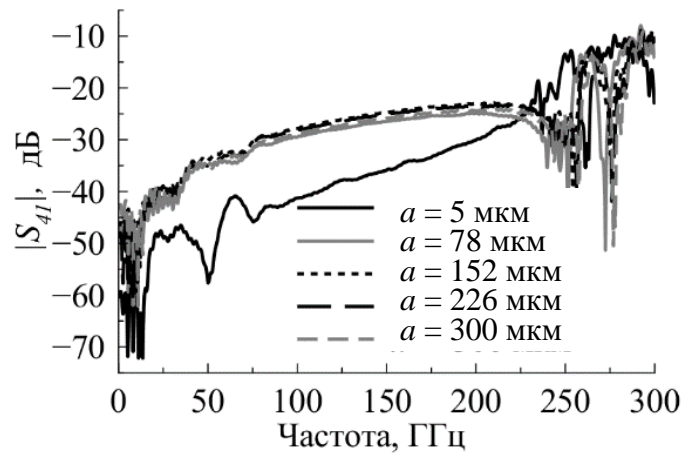


Рисунок 3.10 – Модули коэффициентов ответвления в нагруженный порт при толщине полосковых проводников 35 мкм

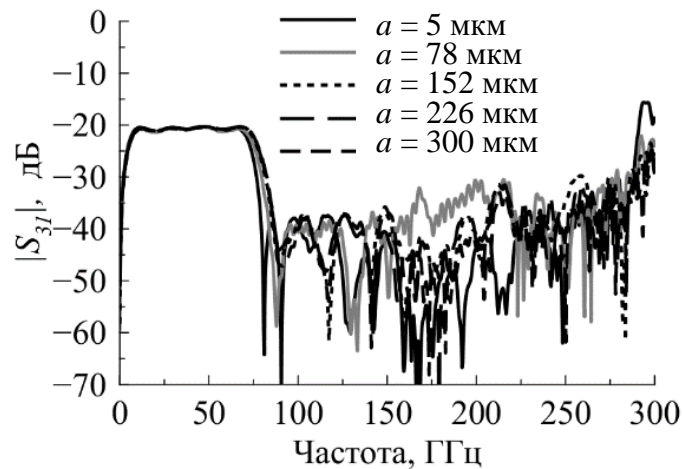


Рисунок 3.11 – Модули коэффициентов ответвления в ненагруженный порт при толщине полосковых проводников 70 мкм

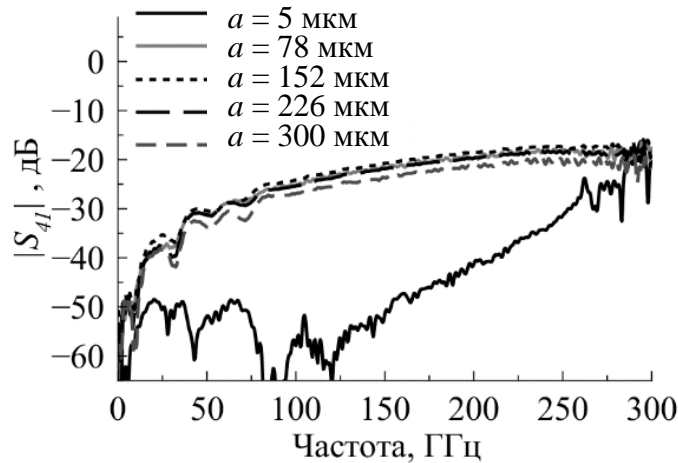


Рисунок 3.12 – Модули коэффициентов ответвления в нагруженный порт при толщине полосковых проводников 70 мкм

Анализируя полученные частотные характеристики, можно заключить, что наличие воздушной полости оказывает значительное влияние на частотные характеристики НО. В меньшей степени подвержено влиянию переходное ослабление. Нетрудно заметить, что в ряде случаев увеличение ширины воздушной полости приводит к уменьшению модуля коэффициента ответвления в нагруженный порт, что при неизменном переходном ослаблении даёт значительный выигрыш в направленности.

Так при толщине линий, равной 9 мкм, оптимальное значение ширины воздушной полости лежит в пределах от 78 мкм до 300 мкм, при толщине, равной 17 мкм – в пределах от 78 мкм до 152 мкм, при толщине линий, равной 35 мкм и 70 мкм увеличение ширины воздушной полости оказывает негативное влияние и она не должна превышать 5 мкм. На основании исследования логично предположить, что воздушная полость определённого размера может быть использована как средство настройки направленного ответвителя на этапе его сборки. Однако, следует понимать, что в готовом устройстве форма воздушной полости произвольна по причине неравномерности сжатия слоистой структуры, что усложняет задачу предварительной оценки её влияние на частотные характеристики НО.

3.3 Экспериментальное исследование влияния материалов подстроечных элементов на частотные характеристики направленного ответвителя

Для экспериментального исследования был взят симметричный направленный ответвитель на полосковых линиях с комбинированной связью диапазона 2–20 ГГц производства АО «НПФ «Микран» на основе диэлектрического материала *Rogers RT/Duroid 5880*, имеющего относительную диэлектрическую проницаемость равную 2,2. Регулировка размеров воздушной полости осуществлялась путём добавления подстроечных элементов в виде тонких узких отрезков диэлектрика между слоями НО так, чтобы была возможность путём перемещения этих отрезков изменять ширину полости в необходимых пределах. Основные требования, которые предъявлялись к материалу подстроечных элементов:

- *диэлектрическая проницаемость* должна быть близка к диэлектрической проницаемости материала, на основе которого изготовлен НО (диэлектрическая проницаемость материала *Rogers RT/Duroid 5880* равна 2,2 для центрального слоя и 2,33 для верхнего и нижнего слоёв диэлектрика);
- *упругость* материала должна быть достаточной, чтобы при сборке устройства не повредить его;
- *эластичность* материала должна быть достаточной, чтобы его можно было использовать при многократных сборках/разборках устройства во время настройки.

Стоит отметить, что экспериментальный макет имеет ряд отличий от модели. Например, в модели не учитываются такие особенности как искажение среднего слоя диэлектрика, наличие коаксиально-полосковых переходов и другие неоднородности, образующиеся в результате производства и сборки НО. Таким образом, каждый НО будет иметь свой собственный размер воздушной полости для проведения коррекции его частотных характеристик. Для экспериментального исследования частотных характеристик НО использовался скалярный анализатор цепей P2M-18 производства АО «НПФ «Микран» [6]. В первую очередь были

измерены частотные характеристики направленного ответвителя без подстроечных элементов (рисунок 3.13), т.е. в качестве материала-заполнителя выступал воздух.

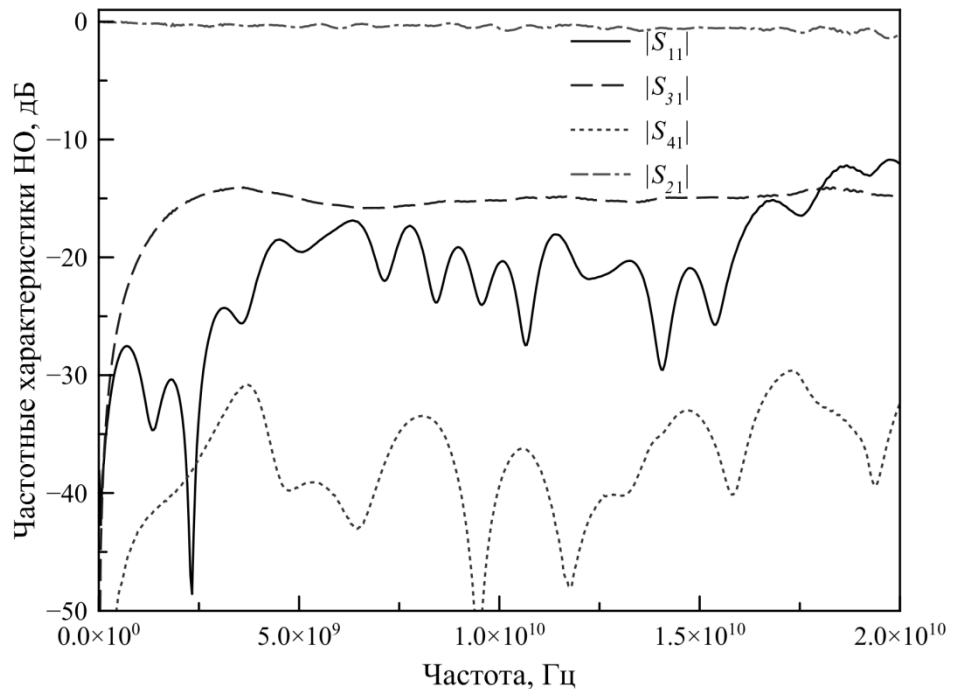


Рисунок 3.13 – Измеренные характеристики НО производства АО «НПФ «Микран» без подстроечных элементов

Из представленных на рисунке 3.13 зависимостей видно, что направленный ответвитель в рабочей области частот имеет следующие характеристики:

- номинальное переходное ослабление, дБ 15
- отклонение от номинального значения переходного ослабления, не более, дБ 1,5
- модуль коэффициента отражения, не более, дБ 12
- направленность, не менее, дБ 15
- отклонение от номинального коэффициента передачи в прямом направлении, не более, дБ 1,5

Очевидно, что с ростом частоты характеристики НО ухудшаются, что является прямым следствием наличия воздушной полости в структуре устройства. Для компенсации её влияния был выбран ряд материалов для подстроечных элементов (таблица 3.1), каждый из которых обладает своими параметрами толщиной, упругостью, эластичностью и относительной диэлектрической проницаемостью).

Таблица 3.1 – Перечень исследуемых материалов и их параметры

№	Материал	Диэлектрическая проницаемость	Толщина, мкм
1	Полипропилен	2,0	300
2	Полистирол	2,7	200
3	Полиэтилен	2,0	30
4	Поливинилхлорид	2,2	120
5	Поливинилхлорид	2,4	100
6	Фторопласт	2,0	110
7	Фторопласт	2,0	200
8	Воздух	1,0	-

Каждый из материалов представлен в виде прямоугольных полосок диэлектрика, которые укладываются вдоль области связи направленного ответвителя с одной или с двух сторон (рисунок 3.14).

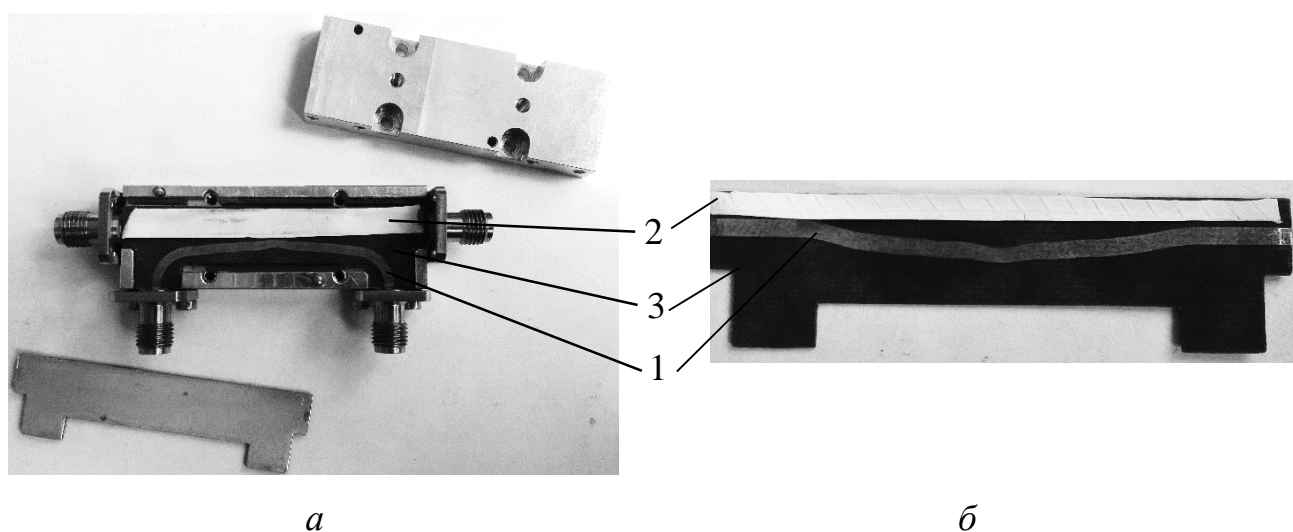


Рисунок 3.14 – Расположение первого (а) и второго (б) подстроечных элементов на среднем слое диэлектрика (вид сверху): 1 – полосковые линии; 2 – подстроечный элемент; 3 – диэлектрик

Измерение характеристик проводилось для двух случаев: с одним и с двумя подстроечными элементами. При этом для некоторых измерений с двумя

подстроечными элементами были использованы не все материалы, приведенные в таблице 3.1, в связи с трудностью контроля их положения на плате при сборке НО.

Помимо этого, размер воздушной полости не регулировался, а подстроечные элементы укладывались максимально близко к полосковым проводникам. При этом деформация полосок диэлектрика за счёт сдавливания конструкции НО при сборке позволяла заполнять воздушную полость максимально возможным образом. Экспериментальные исследования характеристик направленного ответвителя при изменении ширины воздушной полости было решено провести после отбора образцов материала подстроечных элементов по критерию наилучших характеристик.

Результаты измерений представлены на рисунках 3.15 – 3.22. Нумерация используемых материалов соответствует таблице 3.1. Модуль коэффициента отражения $|S_{11}|$ (рисунки 3.15 и 3.16) при добавлении подстроечных элементов изменяется слабо.

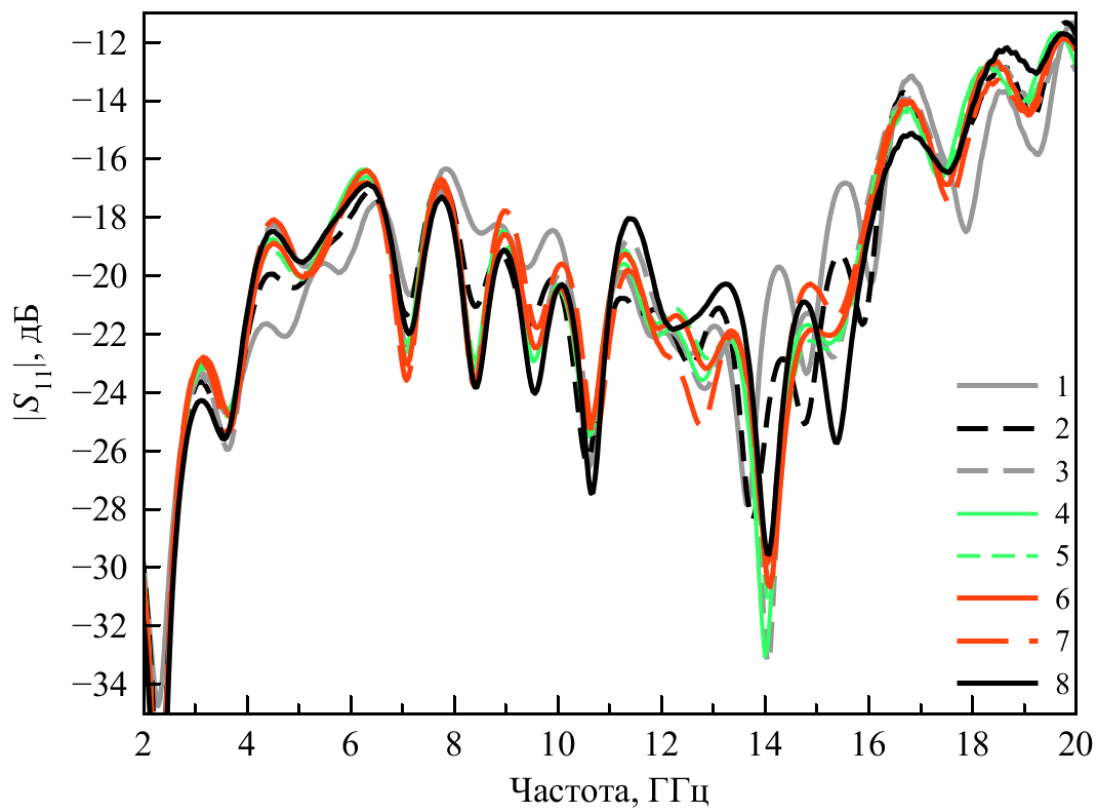


Рисунок 3.15 – Модуль коэффициента отражения от входного порта НО с одним подстроечным элементом

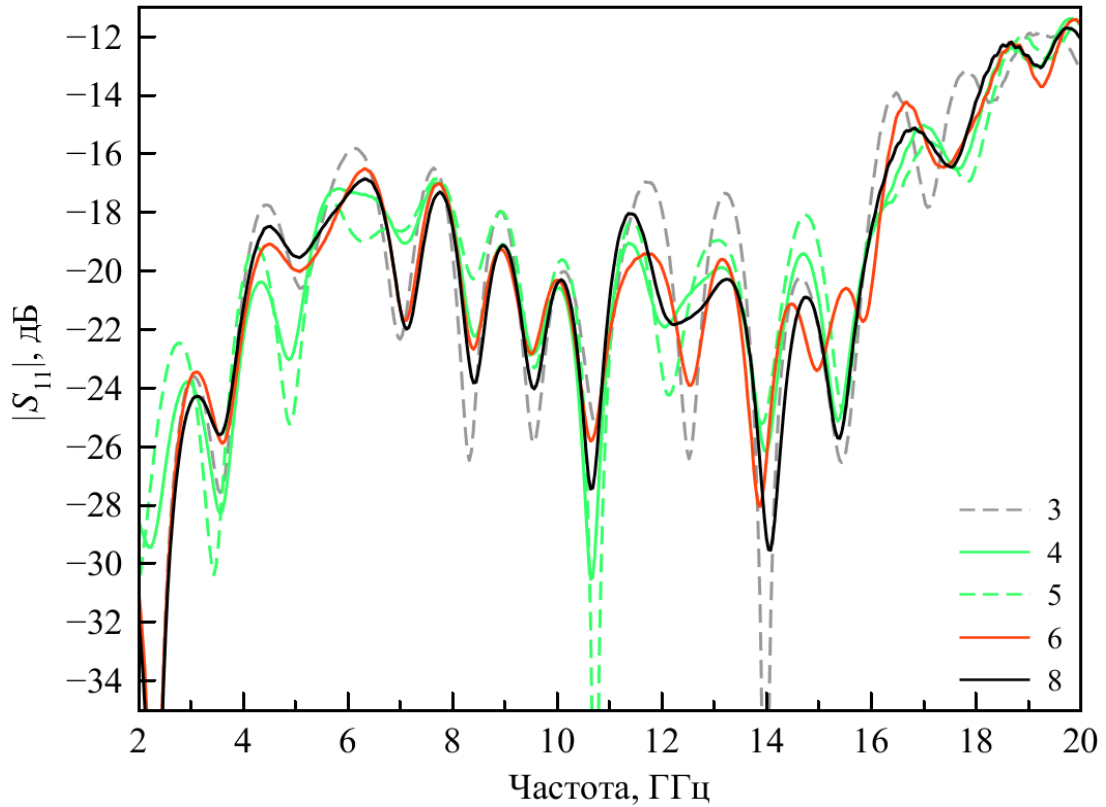


Рисунок 3.16 – Модуль коэффициента отражения от входного порта НО с двумя подстроечными элементами

Модуль коэффициента передачи в прямом $|S_{21}|$ направлении при добавлении одного подстроечного элемента (рисунок 3.17) изменяется в зависимости от используемого материала. Однако, самые значимые изменения наблюдаются только в верхней части диапазона частот. Наименьшее отклонение от номинального значения имеет НО без подстроечных элементов. При этом разница с худшим результатом составляет не более 0,5 дБ. При использовании двух подстроечных элементов (рисунок 3.18) эта разница не превышает 0,1 дБ. Использование подстроечных элементов, также оказывает минимальное влияние на переходное ослабление направленного ответвителя (рисунки 3.19 и 3.20). При этом, добавление одного подстроечного элемента влечёт за собой увеличение отклонения от номинального значения модуля коэффициента ответвления. Худший результат при этом имеет полиэтилен ($\Delta C_0 \leq 1,2$ дБ). Два подстроечных элемента почти не ухудшают характеристику. Таким образом, можно заключить, что в большинстве случаев добавление подстроечных элементов не оказывает влияние на переходное ослабление НО.

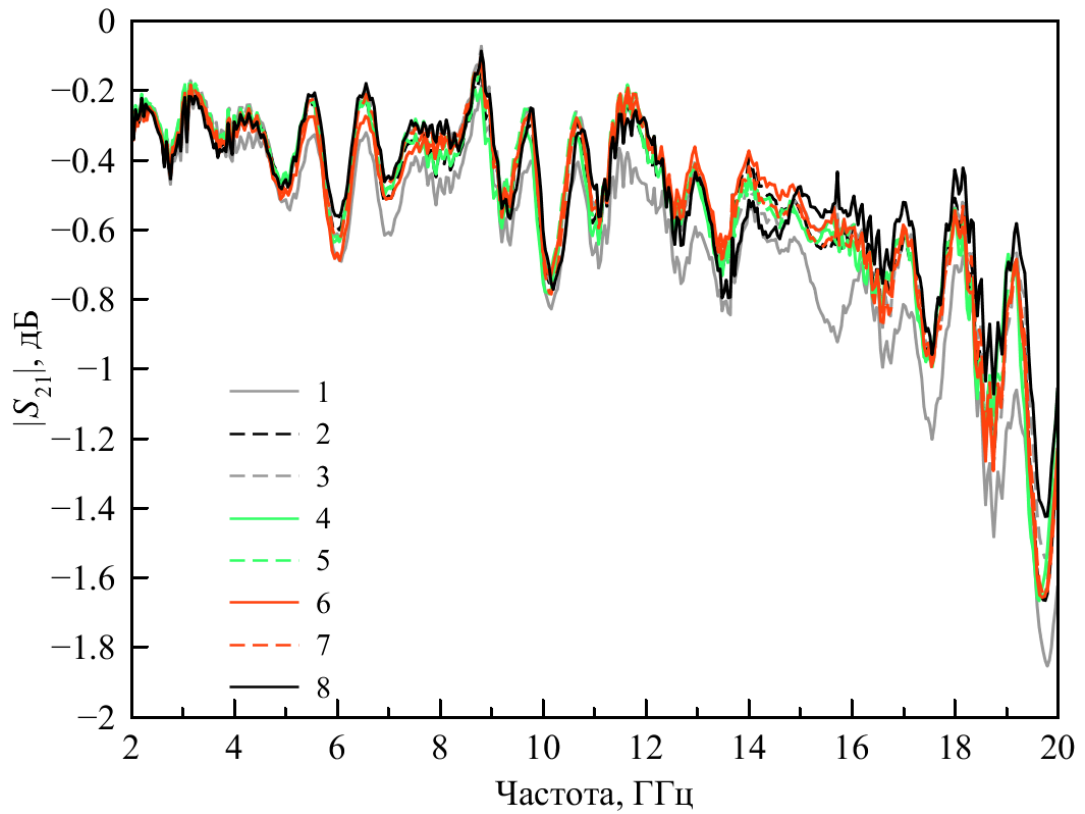


Рисунок 3.17 – Модуль коэффициента передачи в основном канале НО с одним подстроечным элементом

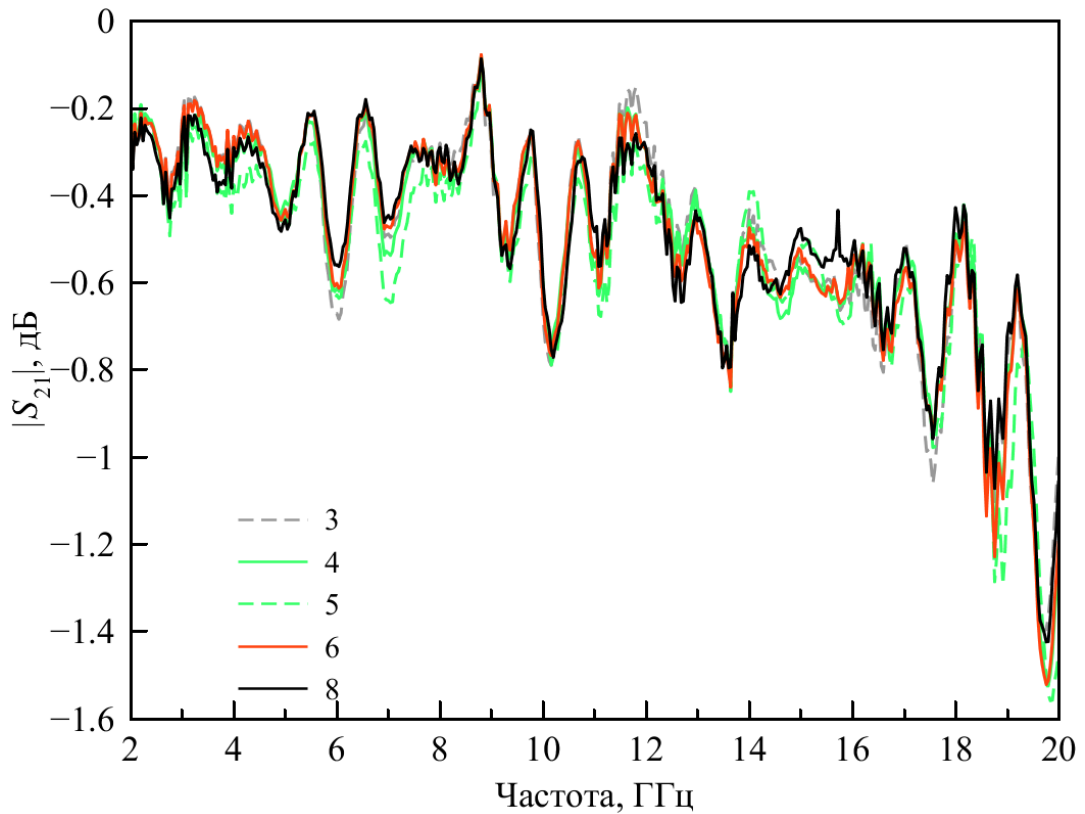


Рисунок 3.18 – Модуль коэффициента передачи в основном канале НО с двумя подстроечными элементами

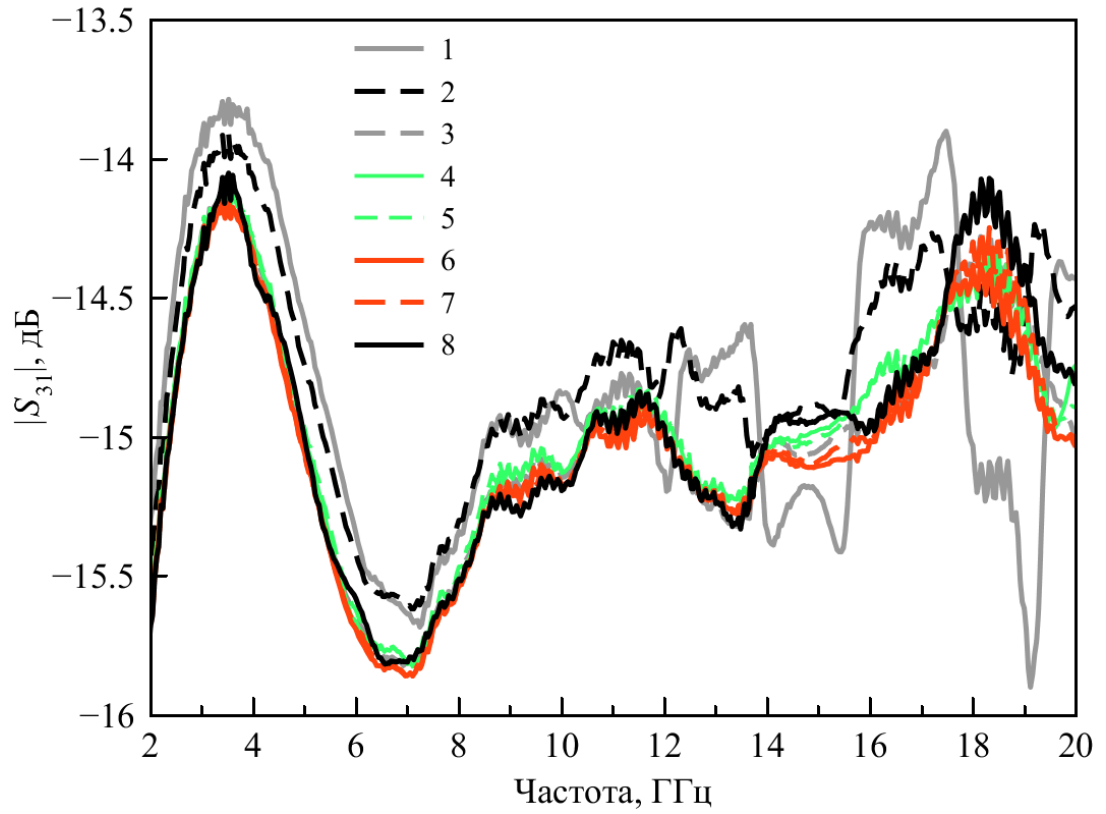


Рисунок 3.19 – Модуль коэффициента ответвления в ненагруженный порт НО с одним подстроечным элементом

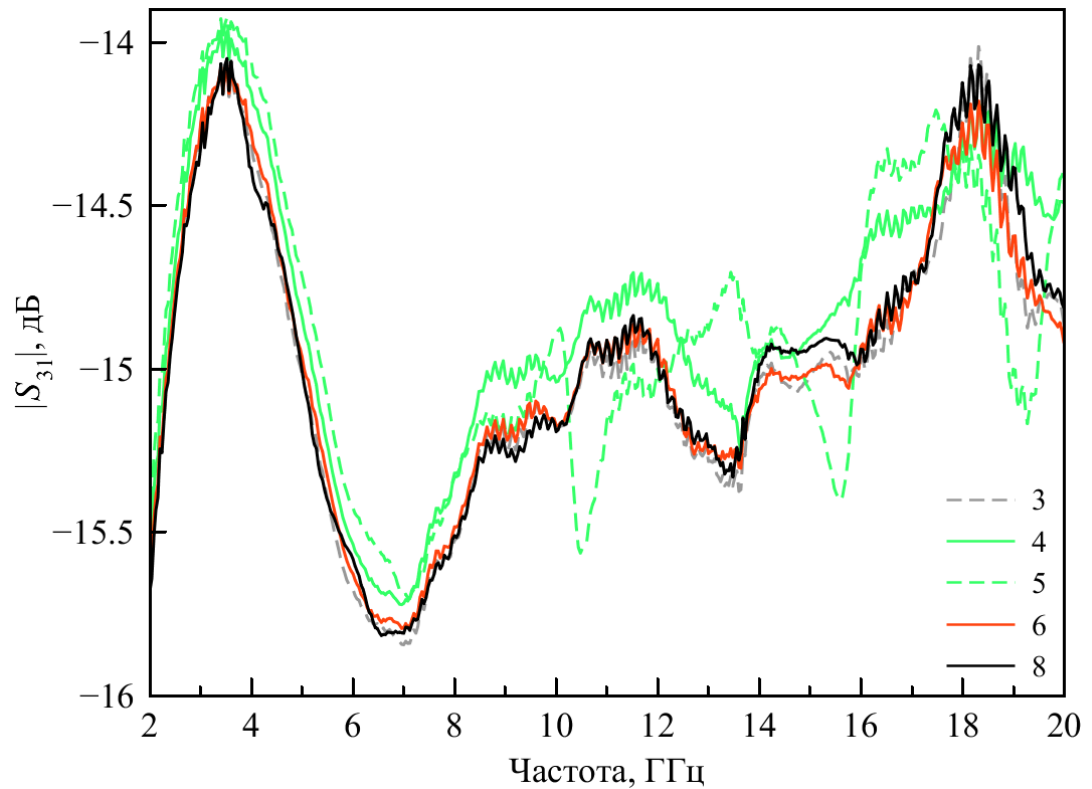


Рисунок 3.20 – Модуль коэффициента ответвления в ненагруженный порт НО с двумя подстроечными элементами

Следующей характеристикой, которая была исследована, являлась направленность. Поскольку переходное ослабление изменяется незначительно, то основной вклад в изменение направленности будет вносить модуль коэффициента ответвления в нагруженный порт НО. Измерение проводилось для случаев с одним (рисунок 3.21) и двумя (рисунок 3.22) подстроечными элементами.

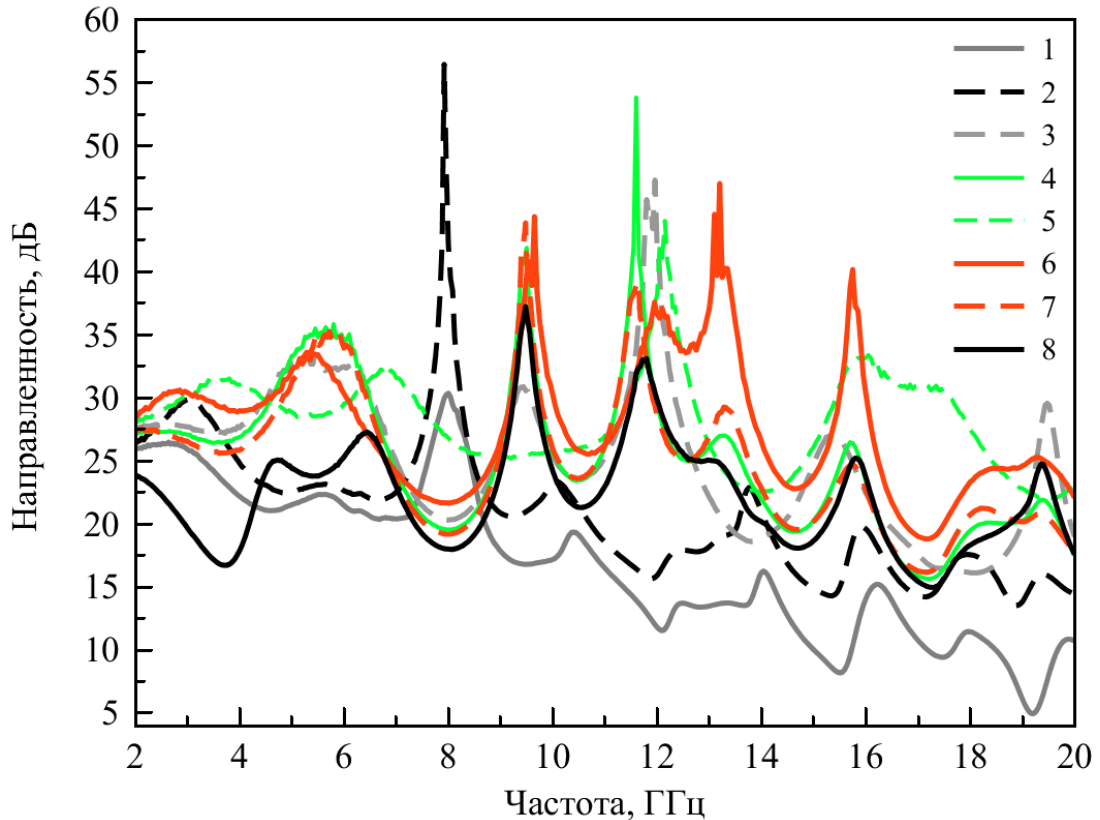


Рисунок 3.21 – Направленность с одним подстроечным элементом

Анализируя частотные характеристики на рисунке 3.21 можно заметить, что наилучшая характеристика направленности с минимальным значением, равным 23 дБ, наблюдается при использовании подстроечных элементов из поливинилхлорида толщиной 100 мкм. Однако, данный материал обладает низкой эластичностью, что при повторных сборке и разборке устройства приводило к искажению плат направленного ответвителя. Наихудшей направленностью подстроечных элементов направленность достигает значения 15 дБ. При использовании одного подстроечного элемента из полиэтиленовой плёнки $D \geq 14$ дБ, полистирола – $D \geq 12$ дБ, поливинилхлорида толщиной 120 мкм –

$D \geq 17,5$ дБ, фторопластовой ленты, толщиной 110 мкм – $D \geq 19$ дБ, фторопластовой ленты, толщиной 200 мкм – $D \geq 16$ дБ. Таким образом, наилучшим материалом для одного подстроечного элемента является фторопласт, поскольку он обладает достаточной эластичностью и упругостью, а его диэлектрическая проницаемость мало отличается от диэлектрической проницаемости материала, который использовался в направленном ответвителе.

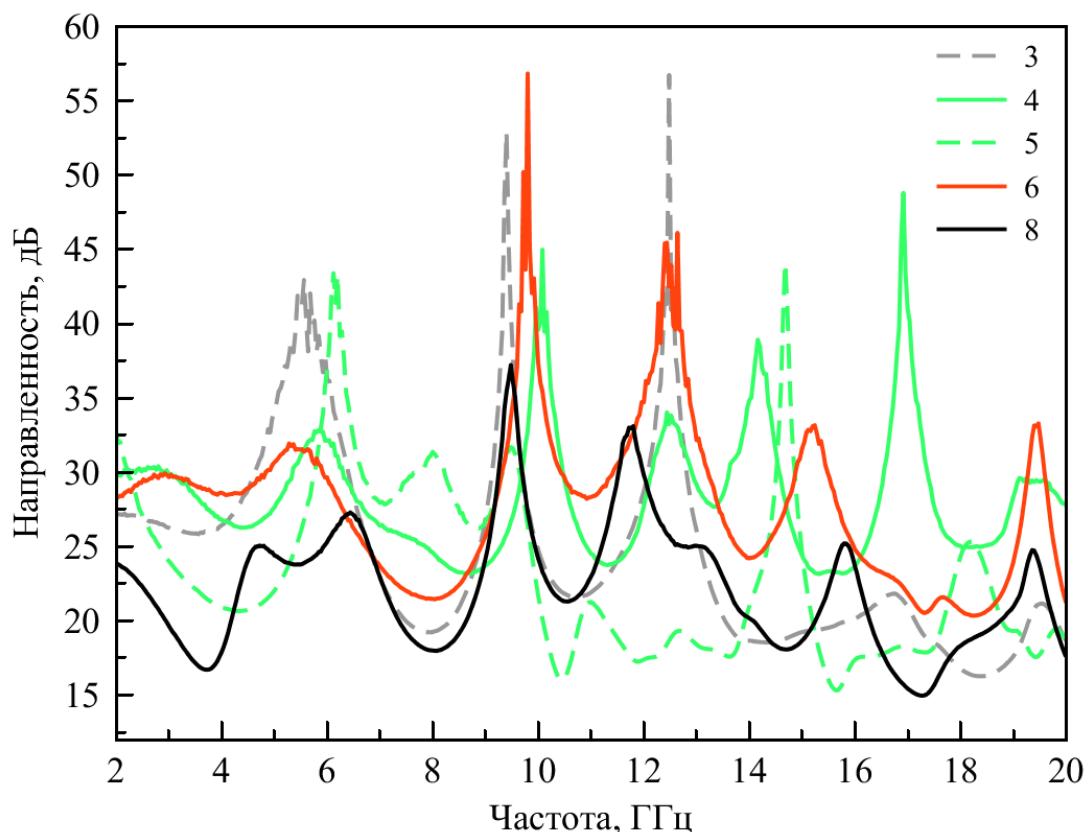


Рисунок 3.22 – Направленность с двумя подстроечными элементами

Анализируя частотные характеристики направленности НО с двумя подстроечными элементами видно, что в сравнении с использованием одного подстроечного элемента явное преимущество отсутствует. Следовательно, целесообразнее использовать один подстроечный элемент, поскольку при этом проще контролировать настройку НО при сборке. На основе полученных экспериментальных данных был выбран фторопласт толщиной 110 мкм, как материал, наиболее удовлетворяющий предъявляемым требованиям.

3.4 Экспериментальное исследование влияния ширины воздушной полости на частотные характеристики направленного ответвителя

Следующий этап исследования заключался в использовании фторопластовой ленты как подстроечного элемента НО с различной шириной воздушной полости. Этот этап осуществлялся в сборочном цехе АО «НПФ «Микран». Однако, для более точного сравнения и с целью убедиться, что фторопластовая лента позволяет получить лучший результат, чем используемая ранее бумага, был проведен дополнительный эксперимент с различными материалами: сухая бумага ($\epsilon_r=2-2,5$), силиконовая резина ($\epsilon_r=2,8-3,2$) и фторопластовая лента *PTFE* ($\epsilon_r=1,9-2,2$). Толщина всех материалов была одинаковой и составляла 120 мкм. Результаты эксперимента показали, что потери в основном канале и переходное ослабление слабо изменяются, а модуль коэффициента отражения (рисунок 3.17) и направленность (рисунок 3.18) сильно зависят от типа используемого материала.

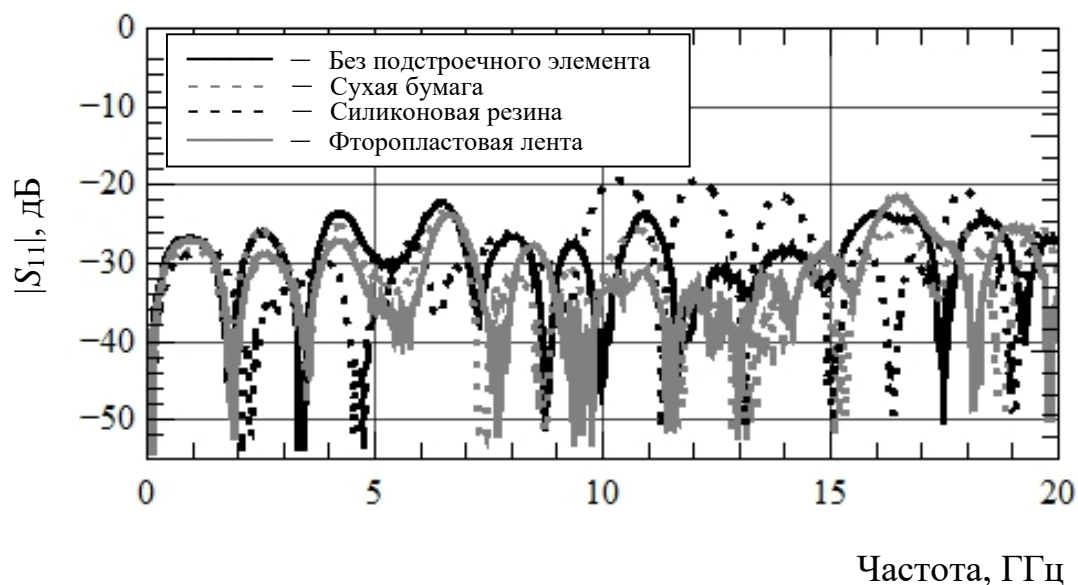


Рисунок 3.23 – Частотная характеристика модуля коэффициента отражения от первого порта для различных материалов

Как и следовало ожидать, в силу больших отличий относительной диэлектрических проницаемостей подложки и силиконовой резины, последняя имеет худший из результатов для модуля коэффициента отражения. В данном случае, на некоторых частотах его значение превышает уровень в 20 дБ, в то время, как остальные эксперименты показывают примерно одинаковый результат. Оценивая частотную зависимость направленности можно заключить, что

отсутствие компенсирующего диэлектрика приводит к значительному снижению её уровня на частотах выше 10 ГГц, а наилучшим результатом обладает НО с компенсацией влияния воздушной полости фторопластовой лентой.

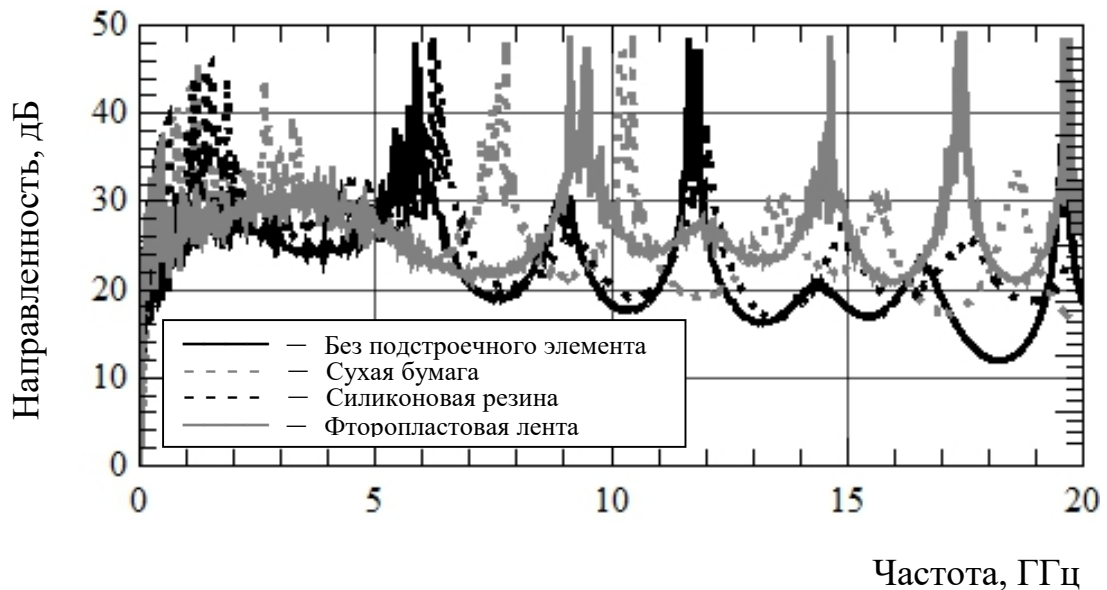


Рисунок 3.24 – Частотная характеристика направленности для различных материалов

После подтверждения результативности использования фторопласта в качестве материала подстроечного элемента был проведен эксперимент по влиянию размеров воздушной полости на частотные характеристики направленного ответвителя и определения её оптимального размера, при котором эти характеристики имеют наилучшее значение. Ширина воздушной полости регулировалась путем варьирования расстояния a от полоскового проводника до фторопластовой ленты (рисунок 3.25).

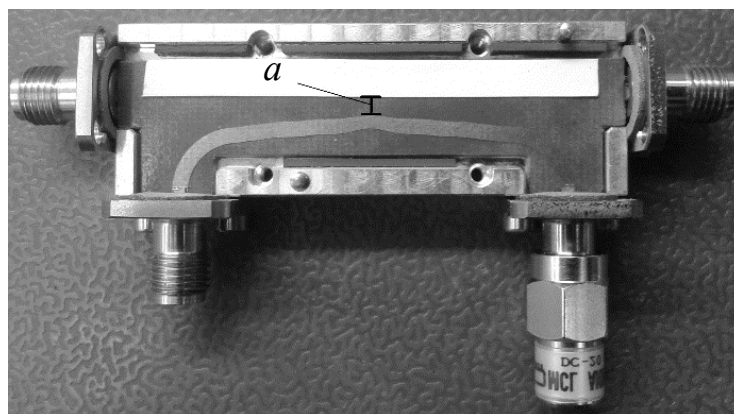


Рисунок 3.25 – Топология платы направленного ответвителя с фторопластовой лентой

Как и в предыдущем случае, в результате измерений выявлено, что изменение размеров воздушной полости почти не оказывает влияние на переходное ослабление и коэффициент передачи НО в прямом направлении. При этом изменяются значения модуля коэффициента отражения от первого порта (рисунок 3.26) и направленности устройства (рисунок 3.27).

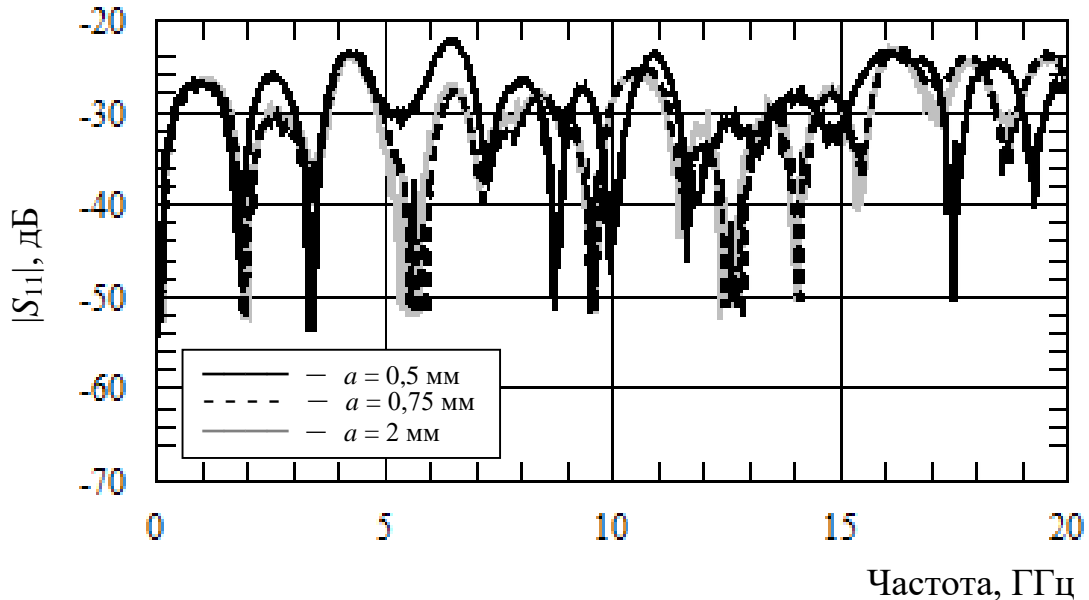


Рисунок 3.26 – Частотная характеристика модуля коэффициента отражения от первого порта при различных размерах воздушной полости

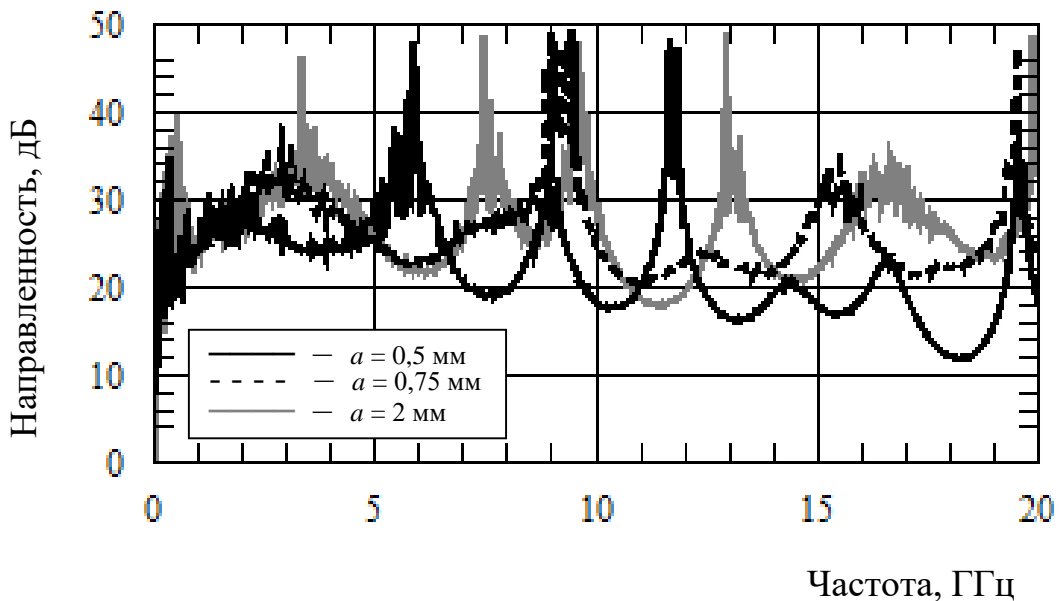


Рисунок 3.27 – Частотная характеристика направленности НО при различных размерах воздушной полости

Так, при $a = 0,5$ мм и $0,75$ мм на некоторых частотах очевидно преимущество в несколько децибел в сравнении с результатами, полученными при $a = 2$ мм. Значительные различия наблюдаются также при сравнении уровней направленности исследуемого устройства. Если на частотах до 10 ГГц преимущество образца с $a = 0,75$ мм не выглядит явным, то на частотах выше 10 ГГц и до конца рабочей области заметно повышение уровня направленности, в результате чего во всём частотном диапазоне её значение не опускается ниже 20 дБ, в то время как остальные варианты размеров воздушной области приводят к ухудшению этой характеристики.

Таким образом, конструктивные особенности симметричных направленных ответвителей на основе нерегулярных линий с комбинированной связью не позволяют получить однородную структуру диэлектрического заполнения вдоль области связи устройства. Причиной этому служит неплотное прижатие верхнего и нижнего диэлектрических слоёв в области полосковых проводников, что, приводит к образованию воздушной полости сложной формы.

3.5 Выводы по разделу 3

По результатам проведённых исследований можно заключить следующее:

1. Воздушная полость определённых размеров, образующейся в результате сборки симметричных направленных ответвителей на нерегулярных полосковых линиях с комбинированной связью позволяет повысить направленность и улучшить согласование устройства.

2. Материал, используемый в качестве подстроечного элемента должен обладать высокой гибкостью и эластичностью, а его относительная диэлектрическая проницаемость должна быть максимально близка к диэлектрической проницаемости основного материала, из которого изготовлен направленный ответвитель.

Данные выводы позволяют сформулировать второе научное положение: воздушная полость, образующаяся в результате сборки симметричных направленных ответвителей на нерегулярных полосковых линиях со слабой связью, может быть использована как средство улучшения направленности

устройства посредством применения подстроечных элементов в виде тонких узких полосок диэлектрика, размещённых вдоль области связи.

На основании полученных данных были даны рекомендации по сборке и настройке направленных ответвителей производства АО «НПФ «Микран», а также получена справка об использовании результатов диссертационного исследования в производственном процессе фирмы.

4. КВАЗИСТАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ НАПРАВЛЕННОГО ОТВЕТВИТЕЛЯ

Разработка аналитических методов моделирования является актуальной задачей в области проектирования пассивных микроволновых устройств. Наличие адекватной математической модели позволяет значительно сократить время разработки, задействовав гораздо меньшие вычислительные мощности в сравнении с численными методами моделирования. К аналитическим методам можно отнести такие, как метод преобразования эквивалентной схемы, метод конформных отображений, метод декомпозиции и так далее.

Однако, чаще всего, используемые модели являются идеализированными и не учитывают ряд факторов, необходимых для адекватного расчёта требуемых характеристик, и нуждаются в доработке под конкретное устройство. К таким моделям относится и метод декомпозиции, посредством которого была построена модель симметричного направленного ответвителя на нерегулярных полосковых линиях с комбинированной связью.

4.1 Метод декомпозиции при квазистатическом моделировании направленного ответвителя

Метод декомпозиции [104-108], в общем случае, заключается в разбиении системы на составные части с их последующим анализом для определения поведения системы в целом. Применительно к пассивным микроволновым устройствам метод декомпозиции осуществляется путём их разбиения на равные или регулярные части вдоль проводящих линий с определёнными параметрами, с помощью которых составляется $ABCD$ -матрица, либо матрица передачи T для каждой из частей. После чего находится общая матрица, характеризующая систему в целом.

Например, рассматривая нерегулярную линию передачи (рисунок 4.1), можно разбить её на несколько составных частей, каждая из которых будет иметь своё волновое сопротивление Z , и электрическую длину θ . На основе этих параметров можно построить $ABCD$ -матрицу для каждого из отрезков, перемножить их и трансформировать, например, в матрицу рассеяния S , используя соответствующие соотношения.

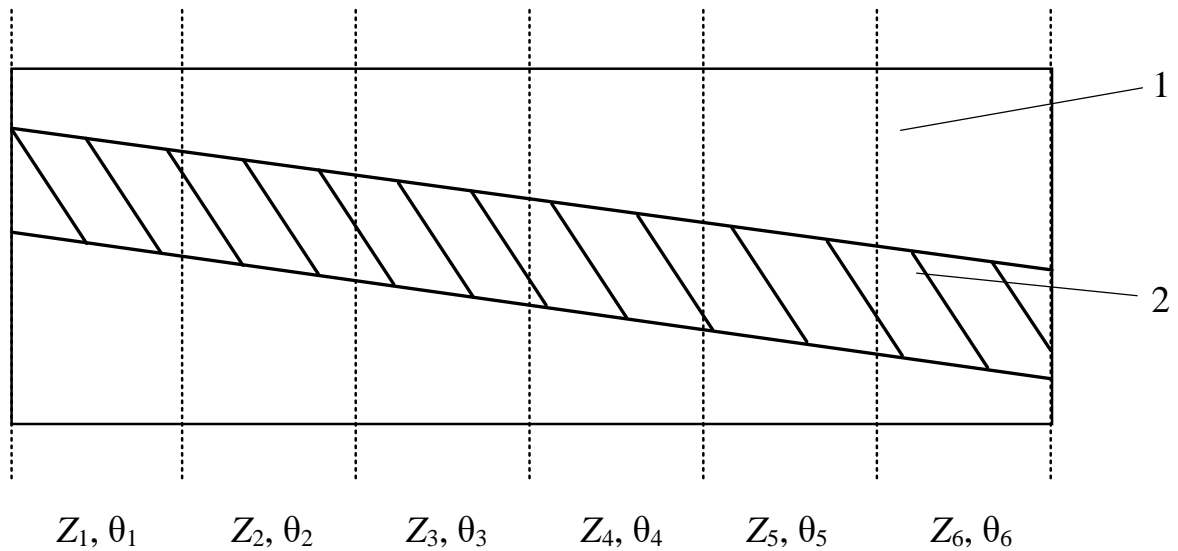


Рисунок 4.1 – Пример разбиения нерегулярной линии передачи (вид сверху) на равные отрезки для определения её характеристик методом декомпозиции:

1 – диэлектрическая подложка; 2 – проводник

Однако, чтобы адекватно охарактеризовать исследуемое устройство, необходимо включить в модель описание реально существующих неоднородностей, оказывающих существенное влияние на его характеристики.

4.2 Алгоритм построения модели направленного ответвителя

Для алгоритма построения математической модели симметричного направленного ответвителя на нерегулярных полосковых линиях с комбинированной связью требуется знать его основные параметры и требуемый уровень основных частотных характеристик. В качестве исходных данных используются:

- волновое сопротивление линии Z_0 ;
- относительная диэлектрическая проницаемость материала ϵ_r ;
- высота камеры связи b ;
- толщина среднего слоя диэлектрика s ;
- толщина проводников t ;
- требуемый уровень переходного ослабления S ;
- нижняя $f_{\text{нижн}}$ и верхняя $f_{\text{верх}}$ частоты рабочего диапазона.

На основе исходных данных необходимо создать алгоритм, который включает в себя следующий ряд шагов.

Шаг 1. Определение длины области связи и функции коэффициента связи по формулам (2.3) и (2.2), соответственно, согласно шага 2 второго этапа алгоритма проектирования, приведённого на рисунке 2.2.

Шаг 2. Разбиение области связи на n отрезков равной длины (рисунок 4.2).

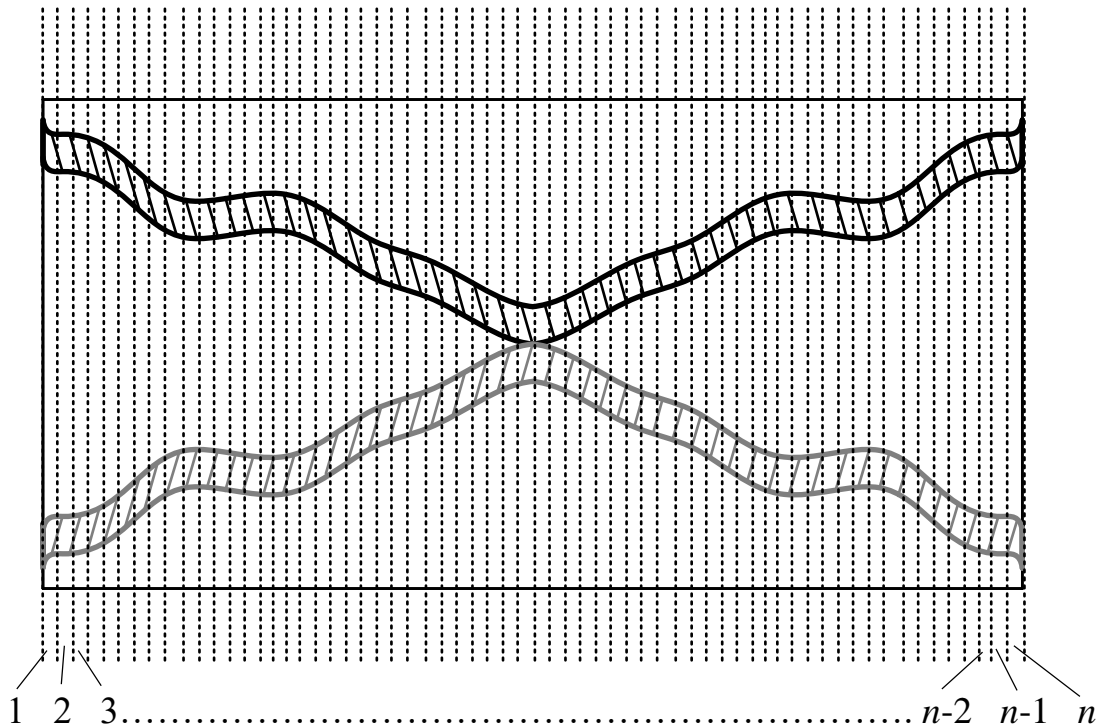


Рисунок 4.2 – Разбиение области связи направленного ответвителя на отрезки равной длины

Шаг 3. Расчёт волновых сопротивлений каждого отрезка для чётного и нечётного режимов работы направленного ответвителя по формулам:

$$Z_{0en} = Z_0 \sqrt{\frac{1+k(l_n)}{1-k(l_n)}}; \quad (4.1)$$

$$Z_{0on} = Z_0 \sqrt{\frac{1-k(l_n)}{1+k(l_n)}}, \quad (4.2)$$

где Z_{0en} и Z_{0on} – волновые сопротивления связанных линий каждого из n отрезков для чётного и нечётного режимов работы, соответственно; l_n – длина каждого из n отрезков связанной линии.

Шаг 4. Расчёт электрической длины каждого из отрезков связанных линий по формуле:

$$\theta_{i,n} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_i \cdot \sqrt{\epsilon_r} \cdot l_n}{c}, \quad (4.3)$$

где f_i – отсчёты по частоте вдоль области связи при $i = 0 \dots m$, где m – целое положительное число, c – скорость света.

Шаг 5. Расчёт $ABCD$ -матриц отрезков связанных линий для чётного и нечётного режимов работы. Согласно [29], каждому противонаправленному восьмиполюснику можно поставить в соответствие некоторый четырёхполюсник, поэтому, для описания направленного ответвителя достаточно использовать $ABCD$ -матрицы четырёхполюсников. Формулы для расчёта взяты из [28]:

$$Ae_{i,n} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{i,n}) & Z_{0en} \cdot j \cdot \sin(\theta_{i,n}) \\ \frac{j \cdot \sin(\theta_{i,n})}{Z_{0en}} & \cos(\theta_{i,n}) \end{bmatrix}, \quad (4.4)$$

$$Ao_{i,n} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{i,n}) & Z_{0on} \cdot j \cdot \sin(\theta_{i,n}) \\ \frac{j \cdot \sin(\theta_{i,n})}{Z_{0on}} & \cos(\theta_{i,n}) \end{bmatrix}, \quad (4.5)$$

где $Ae_{i,n}$ и $Ao_{i,n}$ – $ABCD$ -матрицы отрезка связанной линии для чётного и нечётного режимов работы соответственно.

Шаг 6. Расчёт полных $ABCD$ -матриц направленного ответвителя для чётного и нечётного режимов работы путём последовательного перемножения матриц каждого из отрезков связанных линий друг на друга:

$$AE_i = \prod_{p=1}^{n-1} Ae_{i,p}; \quad (4.6)$$

$$AO_i = \prod_{p=1}^{n-1} Ao_{i,p}. \quad (4.7)$$

Шаг 7. Пересчёт $ABCD$ -матриц направленного ответвителя для чётного и нечётного режимов работы в матрицы рассеяния проводится по формулам [28]:

$$Se_i = \frac{1}{(AE_{1,2})_i + (AE_{2,1})_i + (AE_{1,1})_i + (AE_{2,2})_i} \times \left[\begin{array}{c} (AE_{1,2})_i - (AE_{2,1})_i + (AE_{1,1})_i + (AE_{2,2})_i \\ 2 \end{array} \right. \\ \left. \begin{array}{c} (AE_{1,2})_i - (AE_{2,1})_i - (AE_{1,1})_i + (AE_{2,2})_i \end{array} \right], \quad (4.8)$$

$$So_i = \frac{1}{(AO_{1,2})_i + (AO_{2,1})_i + (AO_{1,1})_i + (AO_{2,2})_i} \times \left[\begin{array}{c} (AO_{1,2})_i - (AO_{2,1})_i + (AO_{1,1})_i + (AO_{2,2})_i \\ 2 \end{array} \right. \\ \left. \begin{array}{c} (AO_{1,2})_i - (AO_{2,1})_i - (AO_{1,1})_i + (AO_{2,2})_i \end{array} \right], \quad (4.9)$$

где Se_i и So_i – матрицы рассеяния для чётного и нечётного режимов работы направленного ответвителя; $(AO_{11})_i$, $(AO_{12})_i$, $(AO_{21})_i$, $(AO_{22})_i$, $(AE_{11})_i$, $(AE_{12})_i$, $(AE_{21})_i$, $(AE_{22})_i$, – элементы ABCD-матриц для чётного и нечётного режимов работы направленного ответвителя.

Шаг 8. Составление суммарной матрицы рассеяния симметричного направленного ответвителя:

$$S_i = \frac{1}{2} \cdot \left(\begin{array}{cccc} (Se_{1,1})_i + (So_{1,1})_i & (Se_{1,2})_i + (So_{1,2})_i & (Se_{1,1})_i - (So_{1,1})_i & (Se_{1,2})_i - (So_{1,2})_i \\ (Se_{2,1})_i + (So_{2,1})_i & (Se_{2,2})_i + (So_{2,2})_i & (Se_{2,1})_i - (So_{2,1})_i & (Se_{2,2})_i - (So_{2,2})_i \\ (Se_{1,1})_i - (So_{1,1})_i & (Se_{1,2})_i - (So_{1,2})_i & (Se_{1,1})_i + (So_{1,1})_i & (Se_{1,2})_i + (So_{1,2})_i \\ (Se_{2,1})_i - (So_{2,1})_i & (Se_{2,2})_i - (So_{2,2})_i & (Se_{2,1})_i + (So_{2,1})_i & (Se_{2,2})_i + (So_{2,2})_i \end{array} \right), \quad (4.10)$$

где $(Se_{1,1})_i$, $(Se_{1,2})_i$, $(Se_{2,1})_i$, $(Se_{2,2})_i$, $(So_{1,1})_i$, $(So_{1,2})_i$, $(So_{2,1})_i$, $(So_{2,2})_i$, – элементы матриц рассеяния Se_i и So_i , соответственно.

Шаг 9. Построение частотных характеристик направленного ответвителя. Результат показан на рисунке 4.3.

Частотные характеристики модулей коэффициента отражения от входного порта $|S_{11}|$ и коэффициента ответвления в нагруженный порт $|S_{41}|$ приведены в абсолютных величинах с целью показать, что при использовании идеальной модели их значения равны нулю, а значит не имеют ничего общего с реальными устройствами.

Для более точного определения уровня частотных характеристик направленного ответвителя необходимо учитывать ряд факторов. В первую очередь, из-за неточностей аппроксимации ширины линий и расстояния между

ними во время первого этапа алгоритма разработки направленного ответвителя (рисунок 2.2), волновое сопротивление устройства отличается от заданного.

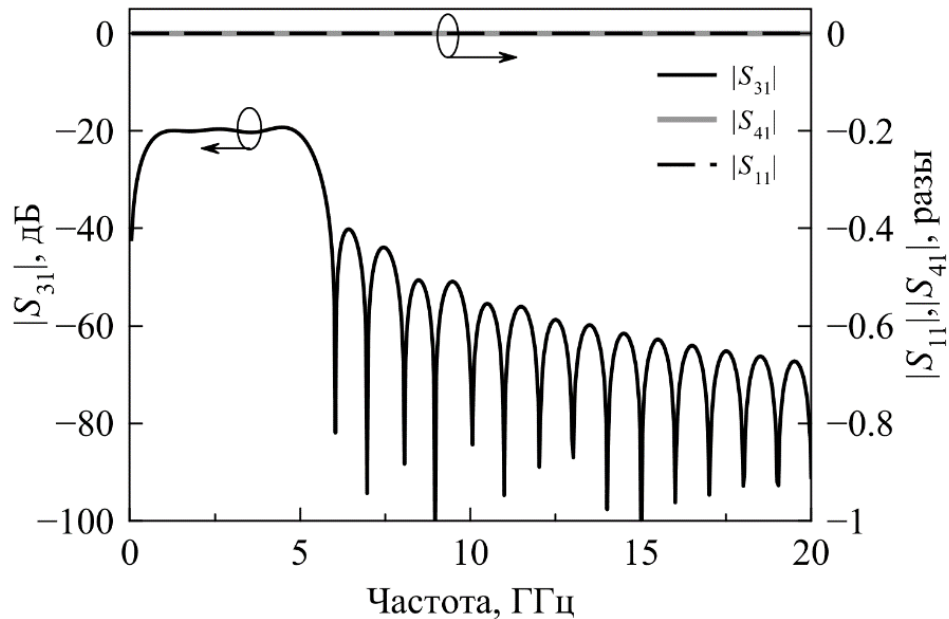


Рисунок 4.3 – Частотные характеристики направленного ответвителя

Кроме того, следуя выводам по разделу 2, в модели также необходимо учитывать влияние предельной частоты на частотные характеристики направленного ответвителя.

4.3 Учёт влияния различия волновых сопротивлений связанных линий на частотные характеристики направленного ответвителя

Для учёта неточностей построения трёхмерной модели направленного ответвителя необходимо знать реальные значения ширины полосковых линий и расстояния между ними. При их расчёте на первом этапе алгоритма разработки направленного ответвителя, приведённого в 2.1, в выходном массиве данных при помощи метода конечных разностей также были рассчитаны волновые сопротивления для чётного и нечётного режимов, которые можно отсортировать аналогично тому, как были отсортированы параметры ширины линий и расстояния между ними. Полученный массив значений волновых сопротивлений в зависимости от величины коэффициента связи далее можно аппроксимировать полиномом (2.1) (рисунок 4.4).

После нахождения коэффициентов полиномов, необходимо найти зависимости от длины области связи волновых сопротивлений для чётного и нечётного режимов (рисунок 4.5). Для этого, в качестве переменной в функции аппроксимации используется функция коэффициента связи, зависящая от длины области связи (2.2). В итоге, волновые сопротивления для чётного и нечётного режимов работы в шаге 3 алгоритма построения модели заменяются на полиномы аппроксимации. Остальная часть алгоритма остаётся без изменений. Затем строятся частотные характеристики направленного ответвителя (рисунок 4.6).

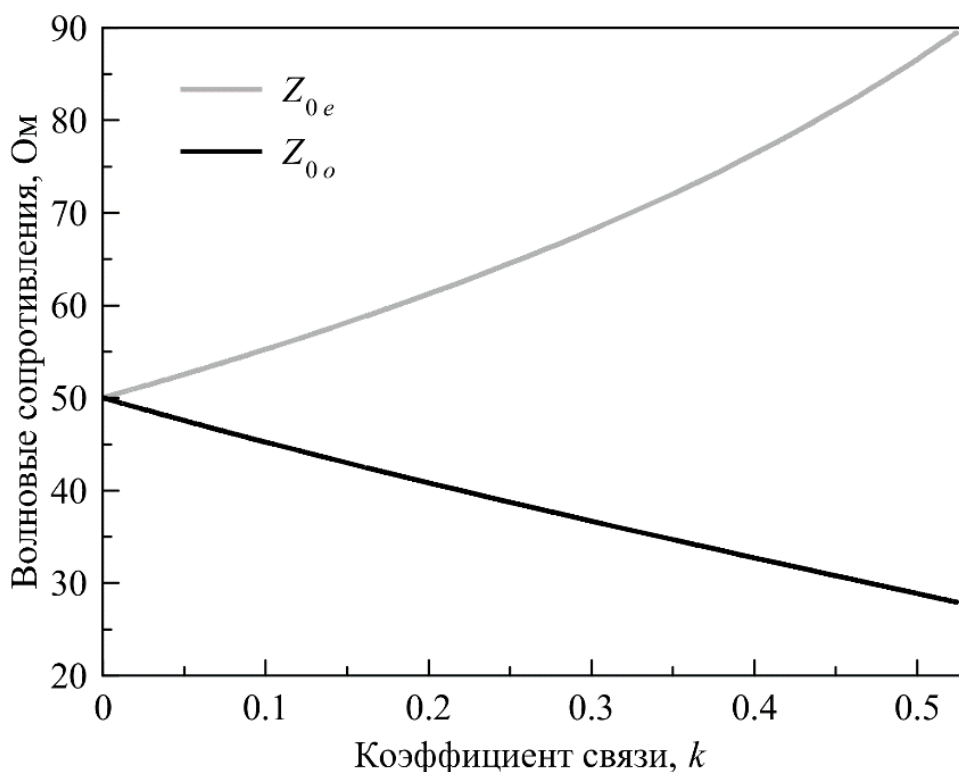


Рисунок 4.4 – Пример аппроксимации волновых сопротивлений полиномом

$\sum_n a_n \cdot x^n$ для чётного и нечётного режимов работы направленного ответвителя

Как видно из зависимостей на рисунке 4.6, результирующие характеристики модулей коэффициента отражения от входного порта и коэффициента ответвления в нагруженный порт имеют ненулевые абсолютные значения, что позволяет построить эти зависимости в относительном масштабе. Таким образом, различие волновых сопротивлений полосковых линий, влияющее на характеристики направленного ответвителя, учитывается в модели НО.

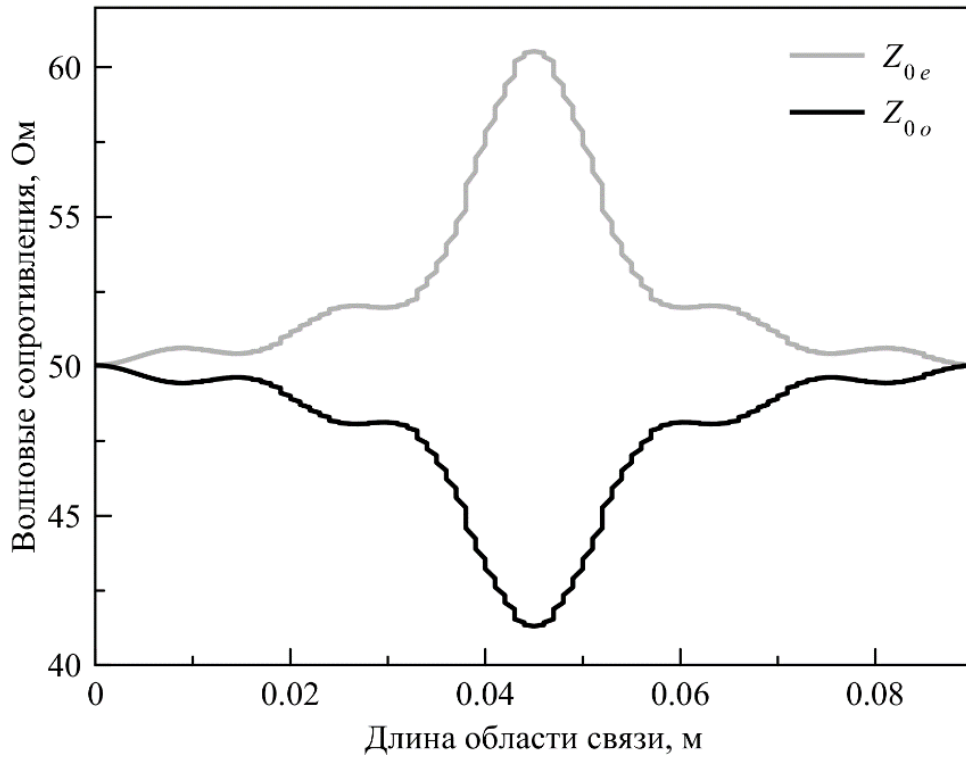


Рисунок 4.5 – Пример аппроксимации волновых сопротивлений по длине области связи

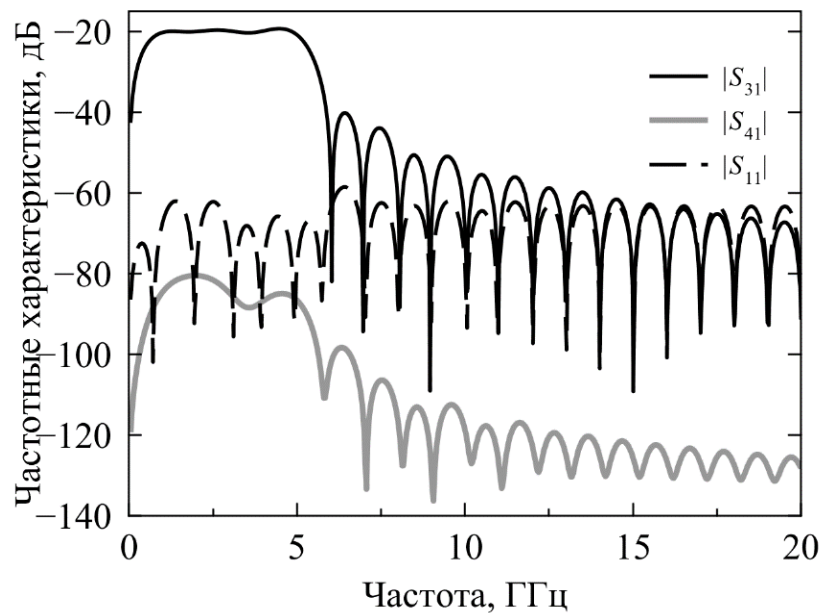


Рисунок 4.6 – Пример частотных характеристик направленного ответвителя с учётом аппроксимации волновых сопротивлений

Однако, этот результат ещё не является окончательным, поскольку не учитывает влияние предельной частоты на частотные характеристики направленного

ответвителя. При учёте неоднородности связанных линий использовались результаты расчётов методом конечных разностей ширины полосковых проводников и расстояния между ними, поэтому разрабатываемая модель не является чисто аналитической и будет более правильным считать её квазистатической моделью направленного ответвителя.

4.4 Учёт влияния предельной частоты на характеристики направленного ответвителя

Влияние предельной частоты на частотные характеристики направленных ответвителей было рассмотрено в разделе 2 диссертации. Необходимость её учёта является основной задачей при построении модели устройства. Провести анализ влияния предельной частоты возможно только с использованием численных методы моделирования. В связи с этим было принято решение рассчитать предельную частоту $f_{кр}$ по формуле (2.7), на которой может работать направленный ответвитель с заданной конфигурацией, а далее провести аппроксимацию частотных характеристик с помощью корректирующей функции. В данном случае была выбрана экспоненциальная зависимость:

$$y(f) = e^{d \cdot f} - \delta, \quad (4.11)$$

где f – переменная, описывающая изменение частоты, δ – смещение функции вдоль оси ординат, d – коэффициент, задающий скорость нарастания функции.

Анализируя частотные характеристики направленных ответвителей, которые были получены в результате моделирования в разделе 2, можно сказать, что при коррекции частотных характеристик НО на частотах выше предельной, их значения можно принять равными нулю. В диапазоне частот ниже предельной частоты коррекцию проведём путём наложения графиков зависимостей на корректирующую функцию, если значения характеристик меньше этой функции по амплитуде. Если корректирующая функция имеет меньшую амплитуду на каком-то участке рабочих частот, чем корректируемая зависимость, то коррекция не требуется. Модель корректировки математически запишется следующим образом:

$$(S_{gq})_i = \begin{cases} 20 \cdot \lg((S_{gq})_i) & \text{при } 20 \cdot \lg((S_{gq})_i) \geq e^{d \cdot f_i} - \delta \\ 20 \cdot \lg((S_{gq})_i) - (\Delta - (e^{d \cdot f_i} - \delta)) & \text{при } 20 \cdot \lg((S_{gq})_i) \leq e^{d \cdot f_i} - \delta, \\ 0 & \text{при } f_i \geq f_{кр} \end{cases} \quad (4.12)$$

где S_{gq} – элемент матрицы S -параметров направленного ответвителя; Δ – разница между корректирующей функцией и усреднённым значением характеристики направленного ответвителя, которое можно найти используя встроенную функцию *Mathcad supsmooth*(\vec{X} , \vec{Y}) [109], возвращающую n -мерный вектор, созданный локальным использованием симметричной линейной процедуры сглаживания методом наименьших квадратов по правилу m -ближайших соседей, в которой m выбирается адаптивно:

$$\Delta = \text{supsmooth}(\vec{X}, \vec{Y}) - (e^{d \cdot f_i} - \delta), \quad (4.13)$$

где \vec{X} и \vec{Y} – векторы значений частоты и функции, соответственно.

Подставляя (4.13) в (4.12) получим частотные характеристики направленного ответвителя с учётом коррекции:

$$(S_{31})_i = \begin{cases} 20 \cdot \lg(|(S_{31})_i|) & \text{при } 20 \cdot \lg(|(S_{31})_i|) \geq e^{d \cdot f_i} - \delta; \\ 20 \cdot \lg(|(S_{31})_i|) - (\Delta - (e^{d \cdot f_i} - \delta)) & \text{при } 20 \cdot \lg(|(S_{31})_i|) \leq e^{d \cdot f_i} - \delta; \\ 0 & \text{при } f_i \geq f_{кр}, \end{cases} \quad (4.14)$$

$$(S_{11})_i = \begin{cases} 20 \cdot \lg(|(S_{11})_i|) & \text{при } 20 \cdot \lg(|(S_{31})_i|) \geq e^{d \cdot f_i} - \delta; \\ 20 \cdot \lg(|(S_{11})_i|) - (\Delta - (e^{d \cdot f_i} - \delta)) & \text{при } 20 \cdot \lg(|(S_{11})_i|) \leq e^{d \cdot f_i} - \delta; \\ 0 & \text{при } f_i \geq f_{кр}, \end{cases} \quad (4.15)$$

$$(S_{41})_i = \begin{cases} 20 \cdot \lg(|(S_{41})_i|) & \text{при } 20 \cdot \lg(|(S_{31})_i|) \geq e^{d \cdot f_i} - \delta; \\ 20 \cdot \lg(|(S_{41})_i|) - (\Delta - (e^{d \cdot f_i} - \delta)) & \text{при } 20 \cdot \lg(|(S_{41})_i|) \leq e^{d \cdot f_i} - \delta; \\ 0 & \text{при } f_i \geq f_{кр}, \end{cases} \quad (4.16)$$

где $(S_{31})_i$ – модуль коэффициента ответвления в ненагруженный порт; $(S_{41})_i$ – модуль коэффициента ответвления в нагруженный порт; $(S_{11})_i$ – модуль коэффициента отражения от входного порта направленного ответвителя.

Помимо приведённых выше характеристик также рассматривалась направленность устройства, определяемая, как:

$$D_i = |(S_{31})_i - (S_{41})_i| \quad (4.17)$$

По соотношениям (4.14 – 4.17) были рассчитаны частотные характеристики симметричных направленных ответвителей на нерегулярных полосковых линиях с комбинированной связью с высотой камеры связи 6 мм и 10 мм, рассмотренные в разделе 2 текста диссертации.

4.5 Сравнение результатов квазистатического и электродинамического моделирования

На основе приведённого в 4.2 алгоритма, с учётом изложенного в 4.3 и 4.4, были построены квазистатические модели направленных ответвителей с учётом высших типов волн и погрешности аппроксимации ширины линий и расстояния между ними. Сравнительные графики частотных зависимостей для направленных ответвителей диапазона 1 – 4 ГГц на основе материала Флан с диэлектрической проницаемостью 2,8 и высотой камер связи 6 мм и 10 мм приведены на рисунках 4.7 – 4.14.

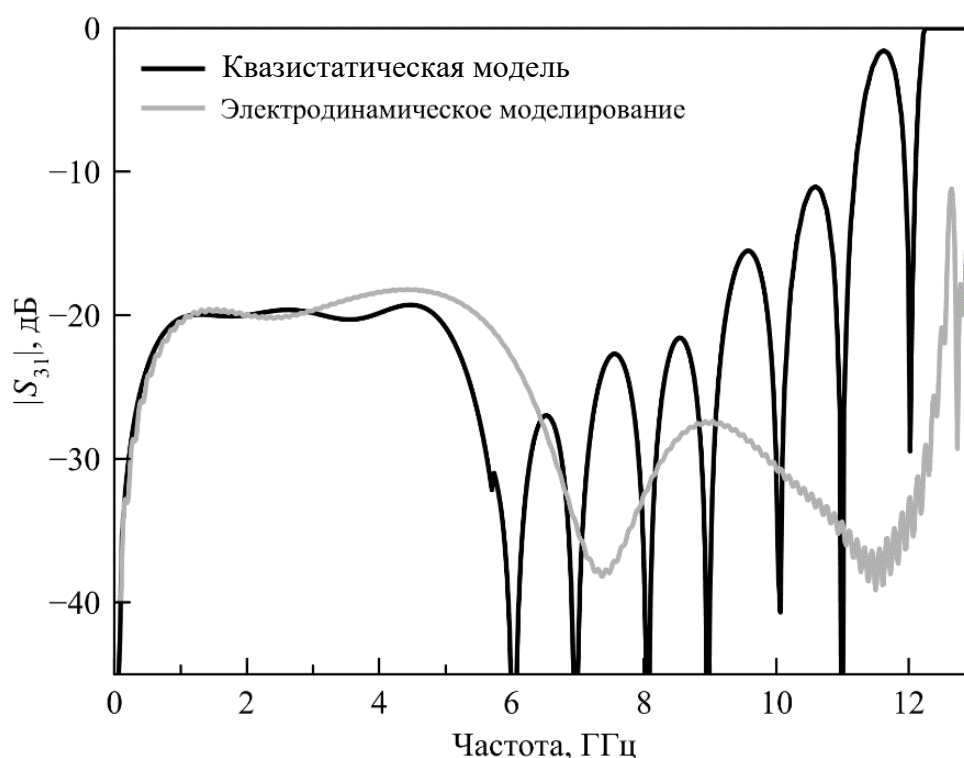


Рисунок 4.7 – Модуль коэффициента отклонения в ненагруженный порт направленного ответвителя с высотой камеры связи 6 мм

Модули коэффициента ответвления в ненагруженный порт (рисунки 4.7 и 4.8) в пределах рабочей области частот отличаются незначительно для обоих направленных ответвителей. При этом за её пределами характеристики имеют общую тенденцию роста вплоть до предельной частоты, но с большим различием по уровню. Так для направленного ответвителя с высотой камеры связи 6 мм разница по уровню характеристик, полученных в результате электродинамического и квазистатического моделирования, достигает более 30 дБ на частоте, близкой к предельной. Для направленного ответвителя с высотой камеры связи 10 мм эта разница не превышает 17 дБ.

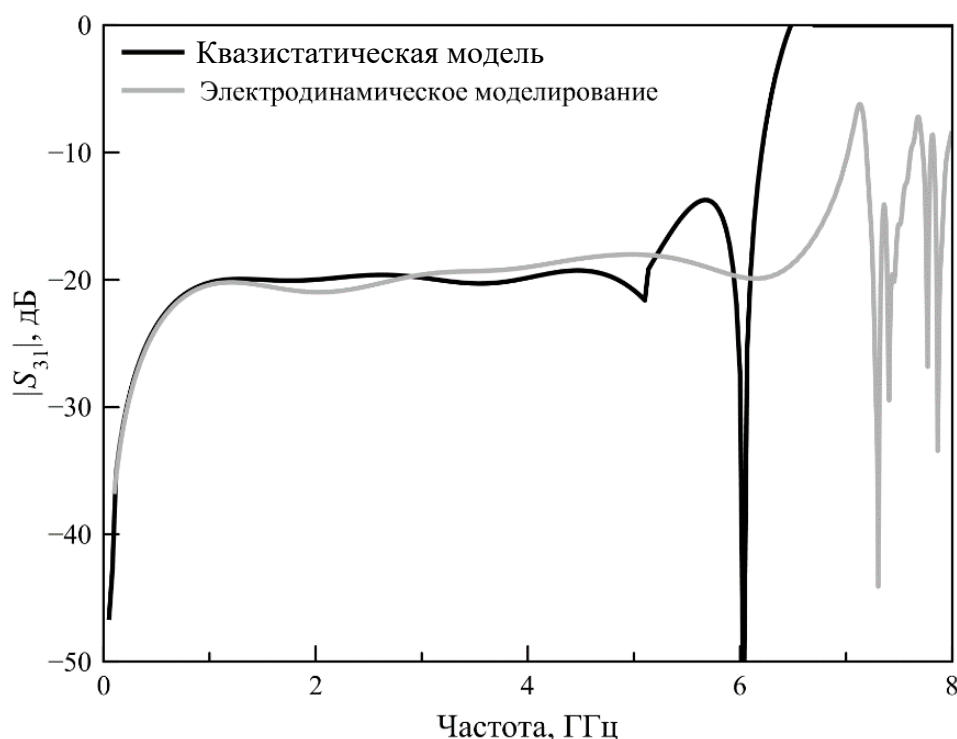


Рисунок 4.8 – Модуль коэффициента ответвления в ненагруженный порт направленного ответвителя с высотой камеры связи 10 мм

Модули коэффициентов отражения от входного порта направленного ответвителя различаются незначительно и в пределах рабочей области частот устройство с высотой камеры связи 6 мм (рисунок 4.9) имеет минимальное различие характеристик, равное 7 дБ, а устройство с высотой камеры связи 10 мм (рисунок 4.10) имеет различие в 3 дБ. При этом тенденции роста частотной зависимости с увеличением частоты сохраняется.

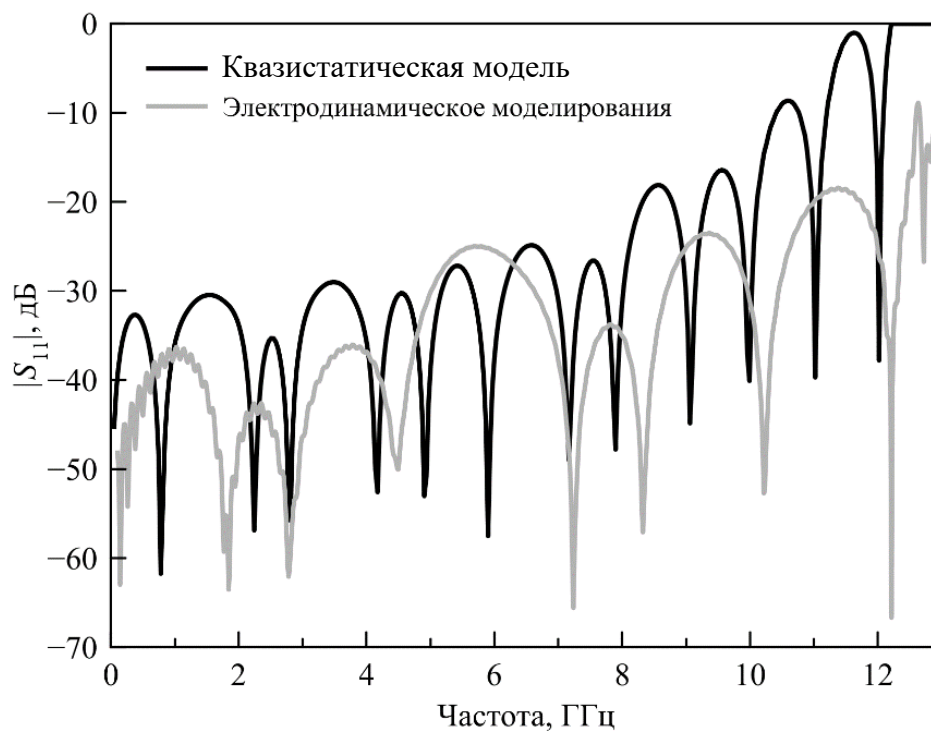


Рисунок 4.9 – Модуль коэффициента отражения от входного порта направленного ответвителя с высотой камеры связи 6 мм

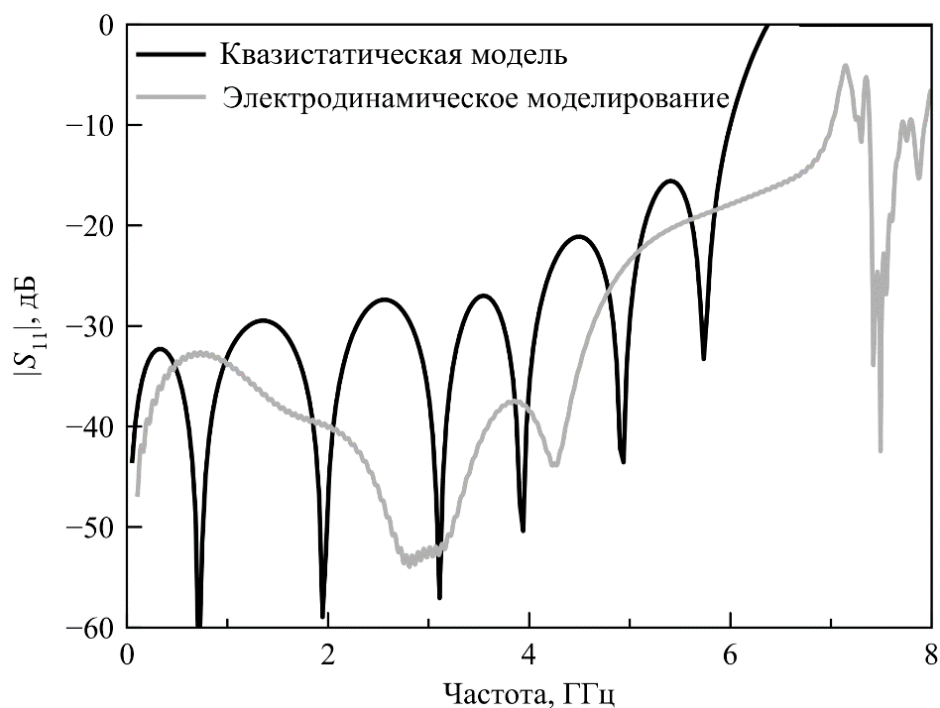


Рисунок 4.10 – Модуль коэффициента отражения от входного порта направленного ответвителя с высотой камеры связи 10 мм

Рассматривая модули коэффициентов ответвления в нагруженный порт (рисунки 4.11 и 4.12), видно, что расхождения результатов электродинамического

и квазистатического моделирования незначительны и больше всего заметны в области низких частот.

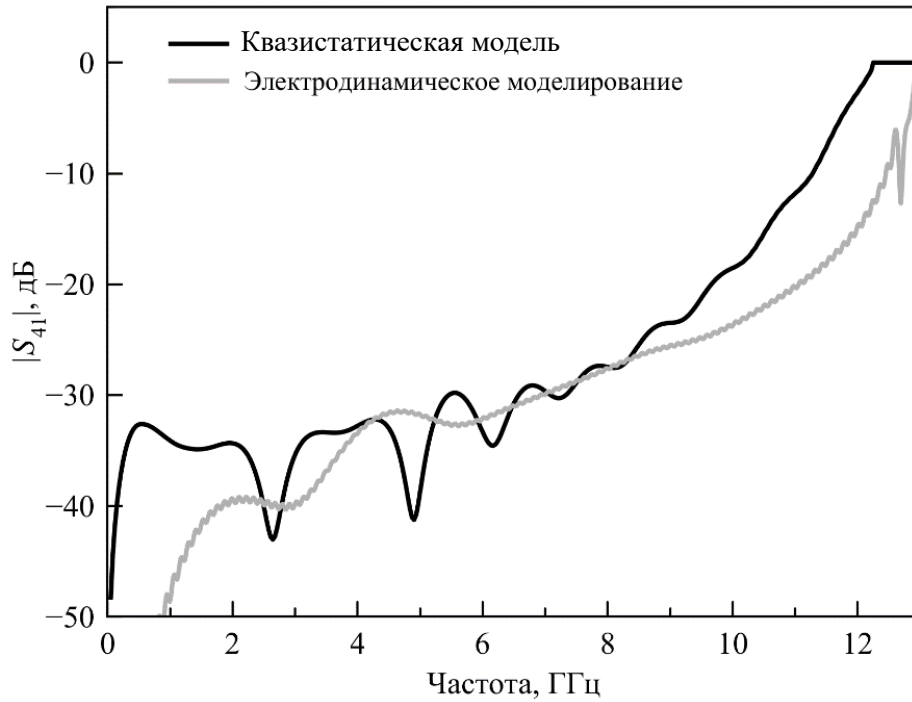


Рисунок 4.11 – Модуль коэффициента ответвления в нагруженный порт направленного ответвителя с высотой камеры связи 6 мм

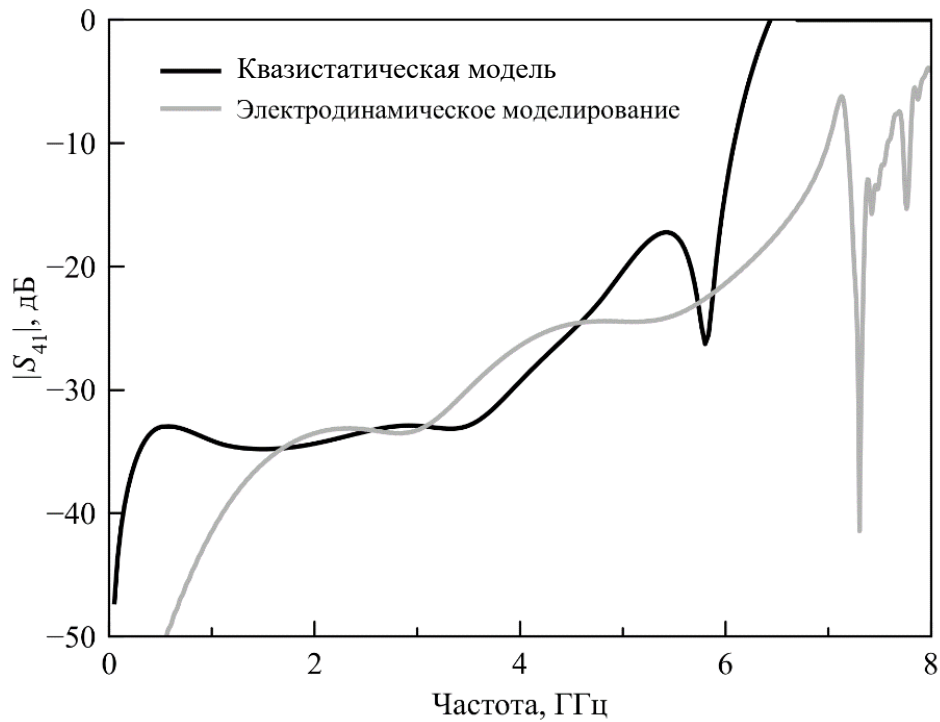


Рисунок 4.12 – Модуль коэффициента ответвления в нагруженный порт направленного ответвителя с высотой камеры связи 6 мм

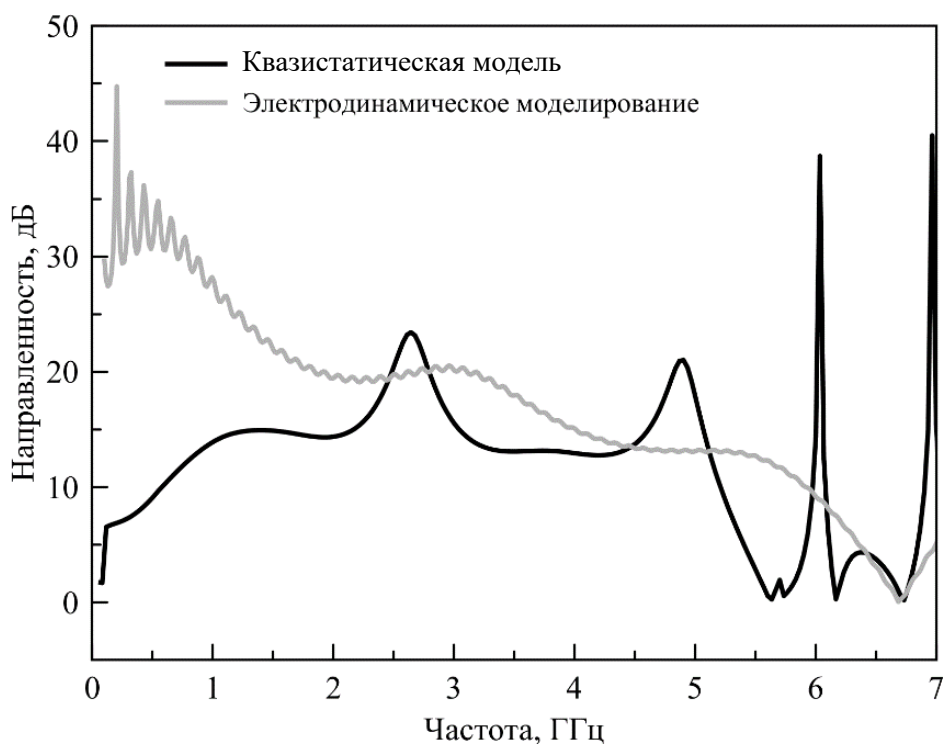


Рисунок 4.13 – Направленность ответвителя с высотой камеры связи 6 мм

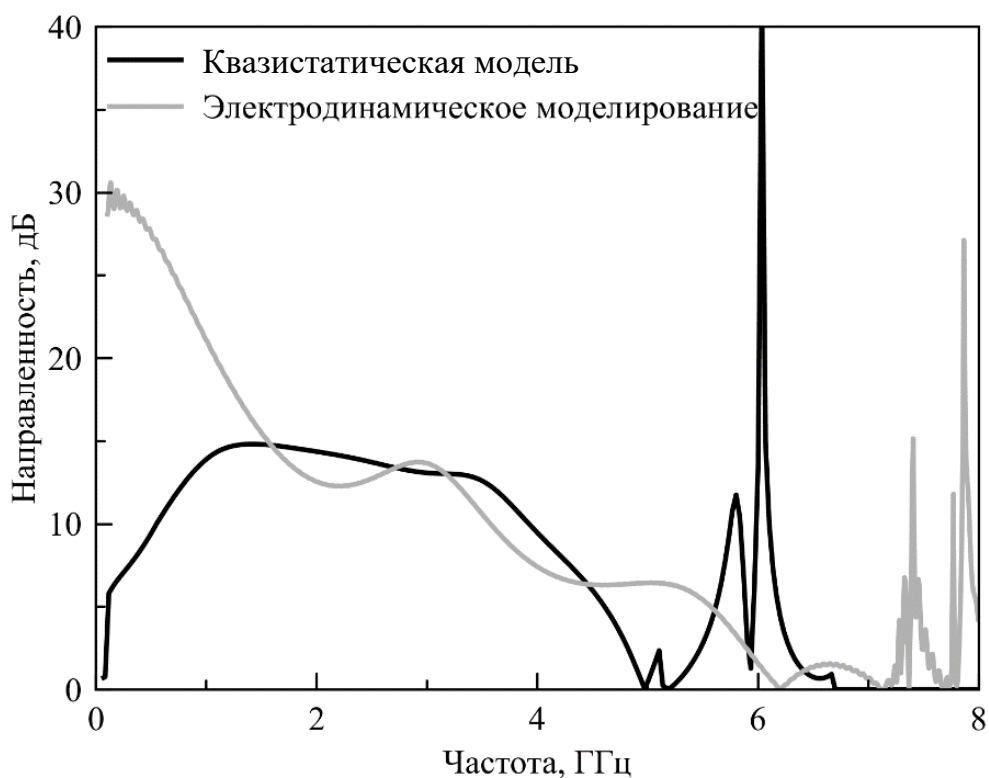


Рисунок 4.14 – Направленность ответвителя с высотой камеры связи 10 мм

Как видно, направленность устройства также различается в области низких частот, почти совпадая во всём остальном диапазоне. При этом максимальное различие в рабочем диапазоне частот направленного ответвителя составляет 12 дБ

для устройства с высотой камеры связи 6 мм и 10 дБ для устройства с высотой камеры связи 10 мм. Все расхождения могут быть вызваны разными причинами – от неверного подбора корректирующей функции или её некорректной интеграции в квазистатическую модель до отсутствия ряда других параметров, которые должны быть учтены для более точного описания направленного ответвителя.

Исходя из выше изложенного, можно заключить, что квазистатическая модель достаточно адекватно описывает поведение НО в заданном диапазоне частот и может быть использована для разработки симметричных направленных ответвителей на нерегулярных полосковых линиях с комбинированной связью.

4.6 Выводы по разделу 4

В результате проведённого исследования с использованием методов декомпозиции и конечных разностей был разработан алгоритм построения квазистатической модели полоскового симметричного направленного ответвителя на нерегулярных линиях со слабой связью. Полученная модель позволяет рассчитать частотные характеристики устройства, совпадающие с результатами, полученными посредством электродинамического моделирования в САПР. При этом, время расчёта с использованием квазистатической модели заметно ниже и на этапе получения характеристик составляет считанные секунды, в то время как моделирование в САПР может длиться несколько часов.

Ещё одним достоинством разработанной квазистатической модели является то, что с её помощью возможно учесть такой фактор, как влияние предельной частоты на частотные характеристики направленного ответвителя. Кроме того, она также учитывает расхождения волновых сопротивлений полосковых линий, полученные в результате аппроксимации их поведения в зависимости от изменения коэффициента связи.

Таким образом, полученные результаты позволяют сформулировать третье научное положение: разработанная с использованием методов декомпозиции и конечных разностей квазистатическая модель симметричного полоскового направленного ответвителя на нерегулярных линиях со слабой связью, учитывает

влияние предельной частоты на его частотные характеристики и позволяет описать поведение устройства в заданном частотном диапазоне.

ОБЩИЕ ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящей работе рассмотрен ряд теоретических и практических вопросов, связанных с исследованием и разработкой симметричных полосковых направленных ответвителей на нерегулярных линиях со слабой связью. В разделе 2 диссертации представлены результаты исследования влияния на частотные характеристики НО его основных геометрических параметров. Все исследования проводились с использованием современного высокоточного измерительного оборудования и физически обоснованных экспериментальных методик. Электродинамический анализ направленных ответвителей осуществлялся с использованием специализированных САПР. В результате исследования были сделаны следующие выводы:

- Подводящие линии и ширина камеры связи слабо влияют на модуль коэффициента ответвления в ненагруженный порт НО, однако могут ухудшать согласование устройства, увеличивая отражение сигнала от портов. Результаты демонстрируют увеличение уровня модуля коэффициента отражения от входного порта НО. Кроме того при использовании изогнутых линий и минимальной ширины камеры связи наблюдаются колебания модуля коэффициента ответвления в нагруженный порт устройства, что приводит к ухудшению направленности.

- Большее влияние на частотные характеристики НО оказывают высота камеры связи и толщина полосковых линий. Именно от этих параметров зависит предельная рабочая частота устройства.

Основываясь на этих выводах, был сформулирован критерий выбора оптимальных геометрических параметров направленного ответвителя, согласно которому его верхняя граничная частота должна быть минимум в 3 раза меньше его предельной частоты, рассчитанной по полученной в работе формуле:

$$f_{np} = \frac{300}{\sqrt{\varepsilon_r} \left(2 \cdot w + \frac{\pi}{2} \left(b - \frac{s-t}{2} \right) \right)}.$$

В разделе 3 диссертации представлено исследование влияния воздушной полости, образующейся в результате послойной сборки направленного

ответвителя, на его частотные характеристики. Установлено, что воздушная полость может выступать в качестве элемента, с помощью которого можно корректировать частотные характеристики. Для этого необходимо разместить вдоль одной из линий подстроечный элемент в виде тонкой узкой диэлектрической полоски. С изменением расстояния от этого элемента до одной из связанных линий, также изменяется и размер воздушной полости, а значит и эффективная диэлектрическая проницаемость среды. Эффективная диэлектрическая проницаемость непосредственно связана с волновым сопротивлением связанных линий, а значит, изменяя её можно добиться улучшения согласования направленного ответвителя и улучшить его частотные характеристики.

В разделе 4 диссертационного исследования представлена квазистатическая модель НО, которая учитывает неоднородности и влияние предельной частоты на частотные характеристики НО. В основу модели, с помощью которой можно разработать НО с заданными параметрами и частотными характеристиками, легли методы конечных разностей и декомпозиции. Основное преимущество использования разработанной модели – существенное уменьшение времени разработки в сравнении с использованием только методов электродинамического моделирования в САПР.

Основываясь на выше изложенных результатах, можно заключить, что цель исследования достигнута, а решение поставленных во Введении задач отражено в научных положениях, обоснование которых изложено в оригинальных разделах текста диссертации.

Автор надеется, что представленные в настоящей работе расчётные соотношения и алгоритмы, квазистатическая модель, сформулированные критерии, а также выводы об особенностях конструкции будут полезны исследователям и разработчикам симметричных полосковых направленных ответвителей на нерегулярных линиях со слабой связью.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Delgado S., Leija L., Vera A. Power meter for HIFU transducers using logarithmic amplifiers // Proc. of the Pan American Health Care Exchanges (ПАНСЕ). – IEEE, 2015. – P. 1–5.
2. Linton R.L. Power Meter for Communication Frequencies // Proceedings of the IRE, – vol. 37, issue: 11, 1949. – P.1245–1246.
3. Основы векторного анализа цепей / М. Хибель. – пер. с англ. С.М. Смольского; под ред. У. Филипп. – М.: Издательский дом МЭИ, 2009. – 500 с.
4. Microwave Network Analysis [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.vnahelp.com (дата обращения: 22.05.2016).
5. Радиоизмерительная аппаратура СВЧ и КВЧ. Узловая и элементная базы. Коллективная монография / Под ред. А.М. Кудрявцева. – М.: Радиотехника, 2006. – 208с.
6. Скалярный анализатор цепей P2M-18 [Электронный ресурс] – Режим доступа <http://www.micran.ru/productions/instrumentation/sna/p2m/?print=on> (дата обращения 8.06.2016).
7. A wideband scalar network analyzer for biomedical dehydration measurements / M. Hofmann, J. Nehring, R. Weigel et al. // Proc. of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. Annual Conference. – 2012. – Vol. 2013. – P. 4050–4053.
8. *Filatov A.V.* A microwave four-channel null L-band radiometer / A.V. Filatov, A.V. Ubaichin, D.E. Paraev // Instruments and Experimental Techniques. – 2012. – Vol. 55. – №. 1. – P. 59 – 64.
9. *Filatov A.V.* A two-receiver microwave radiometer with high transfer characteristic linearity / A.V. Filatov, A.V. Ubaichin, A.A. Bombizov // Measurement Techniques. – 2013. – Vol. 55. – №. 11. – P. 1281.
10. Cohn S.B., Levy R. History of microwave passive components with particular attention to directional couplers // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1984. – Vol. 32. – №. 9. – P. 1046–1054.

11. Пат. № 1 615 896 США, МПК H04B3/56 (US CL. 343/737, 340/288, 343/720, 455/400). High-frequency signaling system / Affel Herman A.; заявитель и патентообладатель American Telephone & Telegraph. – заявл. 15.12.1922; опубл. 01.02.1927.
12. Schwartz R.F. Bibliography on Directional Couplers, 1935–1953 // Transactions of the IRE Professional Group on Microwave Theory and Techniques. – 1954. – Vol. 2. – №. 2. – P. 58–63.
13. Пат. № 1 999 250 США, МПК G01R27/28, G01R25/00 (US CL. 324/84, 333/262, 324/95). Power Factor Meter for High-Frequency Measurement / Mollath Arthur, Roosenstein Hans Otto; заявитель и патентообладатель Telefunken GmbH. – заявл. 31.08.1933; опубл. 30.04.1935.
14. Alford A. Coupled networks in radio-frequency circuits // Proceedings of the IRE. – 1941. – Vol. 29. – №. 2. – С. 55–70.
15. *Пистолькорс А.А.* Прибор для измерения коэффициентов бегущей волны в фидерах / А.А. Пистолькорс, М.С. Нейман // Электросвязь. – 1941. – № 4. – С. 9–15.
16. *Levy R.* Directional couplers / R. Levy, L. Young // Advances in microwaves. – 1966. – Vol. 1. – P. 115–209.
17. Qamar Z., Chan W.S., Ho D. Design technique for meta-structure planar directional couplers with arbitrary coupling ratios // Proc. of the 21st International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON),. – IEEE, 2016. – P. 1–4.
18. Abramowicz A., Golaszewski A., Kowalczyk L. High directivity couplers realized in microstrip line technology // Proc. of the International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA). – IEEE, 2015. – P. 730-733.
19. Cassan E., Lupu A. Compact and spectrally selective asymmetric co-directional coupler using slow light photonic crystal waveguide // Proc. of the Asia Communications and Photonics Conference. – Optical Society of America, 2012. – P. 1–2.

20. Design and construction of an ultrawideband backward wave directional coupler / M. Hrobak, M. Sterns, E. Seler et al. // IET microwaves, antennas & propagation. – 2012. – Vol.6. – №. 9. – P. 1048–1055.
21. Sakagami I., Tuya W. Impedance-transforming lumped-element co-directional couplers and their circuit structure // Proc. of the Asia-Pacific Microwave Conference. – IEEE, 2005. – Vol. 3. – P.1–4.
22. Uysal S., Watkins J., Turner C. W. Sum-difference circuits using 0 dB and 3 dB co-directional couplers for hybrid microwave and MIMIC circuit applications // MTT-S International Microwave Symposium Digest. – IEEE, 1992. – P. 937–940.
23. Keshavarz R., Movahhedi M., Hakimi A.A. compact 0-dB coupled-line forward coupler by loading with shunt periodic stubs // Proc. of the Asia-Pacific Microwave Conference. – IEEE, 2010. – P. 1248–1251.
24. Design of 0-dB forward coupler using half-mode groove waveguide for wireless power transmission / S. Mori, M. Kishihara, K. Okubo et al. // Proc. of the Asia Pacific Microwave Conference. – IEEE, 2012. – P. 1004–1006.
25. Transdirectional coupled-line couplers implemented by periodical shunt capacitors / C. Shie, J. Cheng, S. Chou, Y. Chiang // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2009. – Vol. 57. – №. 12. – P. 2981–2988.
26. *Liu H.* Modified coupled line trans-directional coupler with arbitrary power divisions and its application to a 180° hybrid / H. Liu, S. Fang, Z. Wang // IET Microwaves, Antennas & Propagation. – 2014. – Vol. 9. – №. 7. – P. 682–688.
27. *Mongia R.* RF and Microwave Coupled-Line Circuits / R. Mongia, I. Bahl, P. Bhartia. – London: Artech House microwave library, 2007. – 521 p.
28. Сверхширокополосные микроволновые устройства / Под ред. А.П. Креницкого и В.П. Мещанова. – М: Радио и связь, 2001. – 560 с.
29. *Мещанов В.П.* Автоматизированное проектирование направленных ответвителей СВЧ / В.П. Мещанов, А.Л. Фельдштейн. – М.: Связь, 1980. – 144 с.
30. Directional filters on coupled nonuniform TEM transmission lines / A.V. Beljaev, A.P. Krenitskiy, V.P. Meschanov, L.V. Shikova // IEEE

transactions on microwave theory and techniques. – 2004. – Vol. 52. – №. 1. – P. 133–138.

31. *Prudyus I.N.* Method of computation of electrical parameters of transdirectional coupler / I.N. Prudyus, V.I. Oborzhytskyuy // Proc. of the 20th International Crimean Conference «Microwave&Telecommunication Technology». – IEEE, 2010. – P.632–633.

32. *Щетинин Н.Н.* Двухдиапазонный микрополосковый направленный ответвитель с двумя типами направленности / Н.Н. Щетинин, А.В. Останков, Е.И. Воробьёва // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2014. – Т. 10. – №. 4. – С. 86–87.

33. Антипенко Р.В. Мікросмужковий направлений відгалужувач / Р.В. Антипенко, А.И. Рыбин // Вісник Національного технічного університету України Київський політехнічний інститут. Серія: Радіотехніка. Радіоапаратобудування – 2010. – № 43. – С. 157–160.

34. *Сычев А.Н.* Трёхкаскадный транснаправленный ответвитель X-диапазона / А.Н. Сычев, С.М. Стручков, Н.Ю. Рудый // Доклады ТУСУР. – 2015. – Т. 38. – №. 4. – стр. 12–16.

35. Связанные полосковые линии и устройства на их основе / Н.Д. Малютин, А.Н. Сычев, Э.В. Семенов, А.Г. Лощилов. – Томск, 2012. – В 2-х частях: Ч.1 – 176 с. Ч.2 – 244 с.

36. *Сазонов Д.М.* Антенны и устройства СВЧ: Учеб. для радиотехнич. спец. вузов / Д.М. Сазонов. – М.: Высш. шк., – 1988. 432 с.

37. *Гошин Г.Г.* Устройства СВЧ и антенны: учебное пособие, Ч.2 / Г.Г. Гошин – Томск, 2003. – 131с.

38. Полосковые системы сверхвысоких частот: Сб. статей / Под ред. В.И. Сушкевича. – М.: ИЛ, 1959. – 208 с.

39. Изюмова Т.И. Волноводы, коаксиальные и полосковые линии / Т.И. Изюмова, В.Т. Свиридов. – М.: «Энергия», 1975. – 115 с.

40. *Нефёдов Е.И.* Техническая электродинамика: учеб. Пособие для студ. высш. учеб. заведений / Е.И. Нефёдов. – М.: Издательский центр «Академия», 2008. – 416 с.
41. Конструирование экранов и СВЧ-устройств: Учебник для вузов/ Под ред. А.М. Чернушенко. – М.: Радио и связь, 1990. – 352 с.
42. Исследование способов увеличения направленности симметричных направленных ответвителей диапазона 2 - 20 ГГц / Г.Г. Гошин, А.В. Зорин, А.Ю. Попков и др. // Доклады ТУСУР. – 2016. – Т.19, №3. – С. 5–7.
43. *Попков А.Ю.* Исследование влияния воздушного заполнения вдоль связанных полосковых линий на частотные характеристики направленного ответвителя / А.Ю. Попков, С.А. Подлиннов, А.В. Фатеев // XI Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления»: Материалы докладов в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2015. – С. 150–153.
44. Справочник по элементам полосковой техники / Под ред. А.Л. Фельдштейна. – М.: Связь, 1979. – 336 с.
45. *Атабеков Г.И.* Теоретические основы электротехники. Ч.1: Линейные электрические цепи / Г.И. Атабеков. – М.: Энергия, 1978. – 592 с.
46. Фуско В. СВЧ цепи: Анализ и автоматизированное проектирование / В. Фуско. – М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.
47. *Grieg D.D.* Engelmann H. F. Microstrip-a new transmission technique for the kilomegacycle range / D.D. Grieg // Proc. of the IRE. – 1952. – Vol. 40. – №. 12. – P. 1644–1650.
48. *Cory H.* Dispersion characteristics of microstrip lines / H. Cory // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1981. – Vol. 29. – №. 1. – P. 59–61.
49. *Wheeler H.A.* Transmission-line properties of a strip on a dielectric sheet on a plane / H.A. Wheeler // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1977. – Vol. 25. – №. 8. – P. 631–647.

50. Полосковые платы и узлы. Проектирование и изготовление /Под ред. Е.П. Котова и В.Д. Каплуна. – М.: Советское радио, 1979. – 243 с.
51. *Gupta K.* Машинное проектирование СВЧ устройств / К. Гупта, Р. Гардж, Р. Чадха. – М.: Радио и связь, 1987. – 428 с.
52. Квази-ТЕМ волна в линии передачи [электронный ресурс] - Режим доступа <http://nparah.com> (дата обращения 8.06.2016)
53. *Islam R.* A planar metamaterial co-directional coupler that couples power backwards / R. Islam, G.V. Eleftheriades // MTT-S International Microwave Symposium Digest. – IEEE, 2003. – Vol. 1. – С. 321–324.
54. *Gupta S.* Forward/backward coupled ring based phasers for real-time signal processing / S. Gupta, B.A. Khan, C. Caloz // Proc. of the 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). – IEEE, 2015. – P. 1–3.
55. *Levy R.* Analysis and synthesis of waveguide multiaperture directional couplers / R. Levy //IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1968. – Vol. 16. – №. 12. – P. 995–1006.
56. *Tung W.S.* Wide-band lumped-element directional coupler with an arbitrary coupling coefficient / W.S. Tung , Y.C. Chiang // Proc. of the Microwaves, Antennas and Propagation. – 2004. – Vol. 151. – №. 4. – P. 303–306.
57. *Hirota A.* A wide band forward coupler with balanced composite right-/left-handed transmission lines / A. Hirota, Y. Tahara, N. Yoneda // Proc. of the International Microwave Symposium Digest. – IEEE, 2011. – P. 1–4.
58. A novel compact 3-dB forward-wave directional coupler with periodic capacitive enhancement / T. Lin, J. Yen, S. Hsu, T. Wu // Proc. of the Asia Pacific Microwave Conference. – IEEE, 2012. – P. 983–985.
59. *Dongtien L.* New Types of 3-dB Directional Couplers of Microstrip Transmission Lines / L. Dongtien // Proc. of the Microwave Symposium Digest. – IEEE, 1986. – P. 265–266.
60. Официальный сайт компании Krytar [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://krytar.com/> (дата обращения: 01.04.2016).

61. Пат. № 4 139 827 США, МПК H01P5/18 (US CL. 333/116, 333/246). High directivity TEM mode stripline coupler and method of making same / Thomas J. Russell; заявитель и патентообладатель Krytar – заявл. 16.02.1977; опубл. 13.02.1979.
62. Пат. № 7 002 433 США, МПК H01P5/18 (US CL. 333/116, 333/238). Microwave coupler / Marek E. Antkowiak, Andrzej Sawicki; заявитель и патентообладатель Microlab/Fxr – заявл. 14.02.2003; опубл. 21.02.2006
63. *Arndt F.* Tables for asymmetric Chebyshev high-pass TEM-mode directional couplers / F. Arndt //IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1970. – Vol. 18. – №. 9. – P. 633–638.
64. Пат. № 3 390 356 США, МПК H01P5/18, H01P1/16, H01P5/02, H01P1/162, H01P5/16 (US CL. 333/115, 333/127, 333/81.00R, 333/34). TEM Mode Coupler Having An Exponentially Varying Coefficient Of Coupling / Auber G. Ryals, Palo Alto, Richard W. Anderson; заявитель и патентообладатель Hewlett Packard Co – заявл. 30.07.1965; опубл. 21.07.1968.
65. Пат. № 3 528 038 США, МПК H01P5/187 (US CL. 333/116, 333/34). Tapered Line Directional Coupler / Tresselt Carl P; заявитель и патентообладатель Bendix Corp. – заявл. 11.07.1969; опубл. 08.09.1970.
66. Пат. № 2364997, Российская Федерация, МПК H01P5/18. . Направленный ответвитель /Балина И.А., Ломовская Т.А., Мосейчук Г.Ф., Синани А.И., АгеевП.А.; заявитель и патентообладатель Открытое акционерное общество «Научно-исследовательский институт Приборостроения имени В.В. Тихомирова». – № 2008129068/09, заявл. 15.07.2008, опубл. 20.08.2009.
67. Анализ модели направленного ответвителя на основе нерегулярных полосковых линий с комбинированной связью / А.Ю. Попков, Г.Г. Гошин, А.В. Фатеев, С.А. Подлиннов // Доклады ТУСУР. – 2015 – вып. 4 (38), ч. 1. – С. 5–11.
68. *Podlinnov S.A.* Design of the directional coupler based on offset coupled striplines / S.A. Podlinnov, A.Y. Popkov, A.V. Fateev // Proc. of the International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). – IEEE, 2015. – P.1–5.

69. Ultra wideband directional coupler with matching resistive elements / E.V. Andronov, G.G. Goshin, O.Yu. Morozov et al. // Proc. of the 20th International Crimean Conference «Microwave & Telecommunication Technology». – IEEE, 2010. – P. 639–640.
70. *Yen J.C.* A novel compact backward-wave directional coupler design with defected ground structure / J.C. Yen, S.K. Hsu, T.L. Wu // Proc. of the Asia-Pacific Microwave Conference. – IEEE, 2011. – P. 1150–1153.
71. Metamaterial microstrip backward couplers for fully planar fabrication techniques / E. Jarauta, M.A.G. Laso, T. Lopetegi et al. // Proc. of the 12th International Conference on Terahertz Electronics and Infrared and Millimeter Waves. – IEEE, 2004. – P. 185–186.
72. Hong I.P. Design of tight coupled backward-wave directional coupler using coupled lines with dielectric guide and finite metallization thickness / I.P. Hong, N.I. Yun, J.K. Yook // Proc. of the Microwaves, Antennas and Propagation. – 2004. – Vol. 151. – №. 4. – P. 283–286.
73. Millimeter-wave monolithic balanced BPSK modulator using a miniaturised backward-wave coupler / T. Gokdemir, S. Nam, A.E. Ashtiani et al. // Proc. of the MTT-S International Microwave Symposium Digest. – IEEE, 1998. – Vol. 2. – P. 877–880.
74. Broadband, nonuniform stripline directional couplers for use in VNA testsets / M.Hrobak, M. Sterns, E. Seler et al. // Proc of the 7th German Microwave Conference. – IEEE, 2012. – С. 1–4.
75. *Wang C.C.* Miniaturized coupled-line couplers using uniplanar synthesized coplanar waveguides / C.C. Wang, C.H. Lai, T.G. Ma // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2010. – Vol. 58. – №. 8. – P. 2266–2276.
76. Пат. № 2033668, Российская Федерация, МПК H01P5/18. Микрополосковый направленный ответвитель / Следков В.А. заявл. 08.02.1991; опубл. 20.04.1995.
77. Пат. № 2436203, Российская Федерация, МПК H01P5/18. Полосковый противонаправленный ответвитель / О.Ю. Морозов, А.В. Фатеев, Г.Г. Гошин, А.В. Семенов. - № 2010125799, заявл. 31.08.2010; опубл. 04.07.2011.

78. Пат. № 2121736, Российская Федерация, МПК H01P5/18. Направленный ответвитель СВЧ мощности / Глуховский Г.И., Кошуринов Ю.И., Кревский М.А. заявл. 01.08.1995; опубл. 10.11.1998.
79. Пат. № 2174729, Российская Федерация, МПК H01P5/18. Полосковый направленный ответвитель / Горбачёв А.П. заявл. 22.11.1999; опубл. 10.10.2001.
80. *Malherbe J.A.G. Microwave transmission line couplers / J.A.G. Malherbe.* – Norwood, MA: Artech House on Demand, 1988. – 232 p.
81. *Бачинина Е.Л.* Направленные ответвители на связанных неоднородных линиях / Е.Л. Бачинина, А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич // Радиотехника и электроника. – 1975. – Т. 20. – С. 889–897.
82. Фатеев А.В. Сверхширокополосные пассивные устройства СВЧ и КВЧ диапазонов на основе нерегулярных линий с потерями: Диссертация на соискание ученой степени канд. тех. наук. – Томск., 2011. – 151 с.
83. Официальный сайт компании Keysight Technologies [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.keysight.com/> (дата обращения: 07.09.2016).
84. Официальный сайт компании Pulsar Microwave Corporation [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.pulsarmicrowave.com/> (дата обращения: 07.09.2016).
85. Ultra-Wideband, DC Pass Directional Coupler [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.minicircuits.com/pdfs/ZUDC20-183+.pdf> (дата обращения: 07.09.2016).
86. Отчет о НИР по договору № 74/10 Разработка элементов коаксиально-волноводного тракта и поиск возможных способов и методик измерений параметров антенн и материалов с диапазоном частот до 50 ГГц. Этап 1. Научный руководитель д.ф.-м.н., профессор, Г. Г. Гошин. – Томск: ТУСУР, 2013. – 39 с.
87. *Панков С.В.* Особенности проектирования широкополосных полосковых ответвителей / С.В. Панков // Радиоизмерительная техника. – 1985. – №2. – С. 89–97.

88. К вопросу о повышении направленности широкополосных направленных ответвителей / Г.Г. Гошин, А.Ю. Попков, А.В. Фатеев, С.А. Подлиннов // Известия вузов. Физика. Томск, ТГУ. – 2015. – Т. 58, №8/2. – С.104–108.
89. *Попков А.Ю.* Исследование влияния геометрических параметров широкополосного направленного ответвителя на его характеристики / А.Ю. Попков, Г.Г. Гошин // XI Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления»: Материалы докладов в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2015. – С. 153–159.
90. *Громадка Т.* Комплексный метод граничных элементов в инженерных задачах: пер. с англ. / Т. Громадка, Ч.Лей. – М.: Мир, 1990.–303с.
91. *Иоссель Ю.Я.* Расчет электрической емкости / Ю.А. Иоссель, Э.С. Кочанов, М.Г. Струнский. – 2-е изд. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 288 с.
92. *Яшин А.А.* Разработка элементной базы микроэлектронных устройств с использованием геометрических методов ТФКП / А.А. Яшин // Зарубежная радиоэлектроника. – 1985. – № 6. – С. 16–33.
93. *Лаврик В.И.* Конформные отображения физико-топологических моделей / В.И. Лаврик, В.П. Фильчакова, А.А. Яшин. – Киев: Наукова думка, 1990. – 376 с.
94. *Попков А.Ю.* Математическая модель сверхширокополосного фиксированного микрополоскового аттенюатора /А.Ю. Попков // Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР – 2012»: Материалы докладов – Томск: Издательство «В-Спектр», 2012. Ч.1. – С.1–3.
95. *Гошин Г.Г.* Синтез и оптимизация геометрических размеров микрополосковых аттенюаторов диапазона до 50 ГГц методом преобразования его эквивалентной схемы / Г.Г. Гошин, А.Ю. Попков, А.В. Фатеев // Известия вузов. Физика.: Томск, ТГУ, 2013. – Т. 55, №8/3. – С.21–26.
96. *Григорьев А.Д.* Численные методы расчета электромагнитных полей свободных волн и колебаний в регулярных волноводах и полых

резонаторах / А.Д. Григорьев, В.Б. Янкевич // Зарубежная радиоэлектроника. – 1977. – №. 5. – С. 43–67.

97. *Itoh T.* Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures / T. Itoh. – Wiley-Interscience, 1989. – 720 p.

98. *Канторович Л.В.* Приближенные методы высшего анализа. Изд. 5-е, испр. / Л.В. Канторович, В.И. Крылов. – М.: Гос. изд-во физ.-мат. лит., 1962. – 708 с.

99. *Галлагер Р.* Метод конечных элементов. Основы: Пер. с англ. / Р. Галлагер. – М.: Мир, 1984 – 430 с.

100. *Katsikadelis J.T.* Boundary elements: Theory and applications / J.T. Katsikadelis. – Oxford: Elsevier, 2002, – 336 p.

101. *Флетчер К.* Численные методы на основе метода Галеркина: Пер. с англ. / К. Флетчер. – М.: Мир, 1988, – 352 с.

102. *Фельдштейн А.Л.* Связанные неоднородные линии и их применение на СВЧ / А.Л. Фельдштейн // Вопросы радиоэлектроники. серия ОТ. – 1960. – вып. 11 – С. 116–121.

103. RT/duroid 5870/6880 High Frequency Laminates [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.rogerscorp.com/documents/606/acm/RT-duroid-5870-5880-Data-Sheet.pdf> (дата обращения: 01.03.2016).

104. *Sharma P.C.* Desegmentation method for analysis of two-dimensional microwave circuits / P.C. Sharma, K.C. Gupta // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1981. – Vol. 29. – №. 10. – P. 1094–1098.

105. *Okoshi T.* The Segmentation Method-An Approach to the Analysis of Microwave Planar Circuits / T. Okoshi, Y. Uehara, T. Takeuchi // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1976. – Vol. 24. – №. 10. – P. 662–668.

106. *Sharma P.C.* An alternative procedure for implementing the desegmentation method / P.C. Sharma, K.C. Gupta // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1984. – Vol. 32. – №. 1. – P. 1–4.

107. *Abaei E.* Efficient desegmentation technique for analysis of planar circuits
E. Abaei, E. Mehrshahi // Proc. of the German Microwave Conference. – IEEE, 2011. –
P. 1–4.
108. *Abaei E.* Modified desegmentation technique in analysis of arbitrary shaped
planar circuit / E. Abaei, E. Mehrshahi, H. Sadreazami // Proc. of the Asia-Pacific
Conference on Applied Electromagnetics (APACE). – IEEE, 2010. – P.1–4.
109. *Гурский Д.А.* Вычисления в MATHCAD 12 / Д.А. Гурский, Е.С. Турбина.
– СПб.: Питер, 2006. – 544 с

ПРИЛОЖЕНИЕ А**Акт об использовании результатов****ТУСУР**

Министерство образования и науки Российской Федерации
 Федеральное государственное бюджетное образовательное
 учреждение высшего образования
**«ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
 УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ
 И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ»**

ОКПО 02069326, ОГРН 1027000867068,
 ИНН 7021000043, КПП 701701001

пр. Ленина, 40, г. Томск, 634050

тел: (382 2) 510-530
 факс: (382 2) 513-262, 526-365
 e-mail: office@tusur.ru
 http:// www.tusur.ru

№ _____

**УТВЕРЖДАЮ**

Ректор ТУСУР, д.т.н., профессор
 А.А. Шелупанов

«30» сентября 2016 г.

АКТ**об использовании результатов**

кандидатской диссертационной работы Попкова Александра Юрьевича «Влияние электрофизических и геометрических параметров на частотные характеристики полосковых направленных ответвителей со слабой связью», представленной на соискание учёной степени кандидата технических наук по специальности 05.12.07 «Антенны, СВЧ устройства и их технологии».

Комиссия в составе:

председатель – зав. каф. СВЧиКР, к.ф.-м.н. Шарангович С.Н.,
 член комиссии: профессор каф. СВЧиКР, д.ф.-м.н. Гошин Г.Г.

составила настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы «Влияние электрофизических и геометрических параметров на частотные характеристики полосковых направленных ответвителей со слабой связью» использованы на каф СВЧиКР в учебном процессе с 2015/2016 учебного года:

- для студентов направления подготовки 11.03.01 «Радиотехника» по профилю «Микроволновая техника и антенны» при проведении практических занятий по дисциплине «Устройства сверхвысокой частоты и антенны»;
- для студентов направления подготовки 11.04.01 «Радиотехника» по магистерской программе «Микроволновая техника и антенны» по дисциплине «НИР в семестре», а также в виде компьютерной лабораторной работы «Исследование влияния геометрических параметров на частотные характеристики направленных ответвителей со слабой связью» в составе лабораторного практикума по дисциплине «Микроволновая техника».

Член комиссии

Г.Г. Гошин

Председатель комиссии

С.Н. Шарангович