

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

На правах рукописи



Чинь То Тхань

МОДЕЛИ И КОНСТРУКЦИИ НЕОТРАЖАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ СВЧ НА
ОСНОВЕ СВЯЗАННЫХ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ И
СОСРЕДОТОЧЕННЫХ RLC-ЭЛЕМЕНТОВ

Специальность 2.2.14 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
д-р. техн. наук, профессор
Малютин Николай Дмитриевич

Томск 2024

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
1 НЕОТРАЖАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ СВЧ НА СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ И СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ЭЛЕМЕНТАХ (ОБЗОР).....	15
1.1 История развития неотражающих фильтров.....	15
1.2 Направленные фильтры.....	18
1.3 Неотражающие фильтры на сосредоточенных элементах.....	23
1.4 Неотражающие фильтры с нагруженными отрезками линий передачи.....	27
1.5 Неотражающие фильтры на связанных линиях.....	30
1.6 Выбранные параметры оценки качественных показателей и выбор конструкции неотражающего фильтра.....	33
1.7 3D конструкции связанных линий.....	35
1.7.1 История развития.....	35
1.7.2 Классификация типов 3D конструкций связанных полосковых линий.....	38
1.8 Выводы к разделу 1.....	44
2 АНАЛИТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ НЕОТРАЖАЮЩИХ ПОЛОСКОВЫХ ФИЛЬТРОВ.....	45
2.1 Конструкции и эквивалентные схемы НПФ.....	46
2.2 Задача анализа (прямая задача).....	49
2.3 Обратная задача.....	56
2.4 Численные результат при решении прямой и обратной задачи .	60
2.5 Отыскание относительных диэлектрических проницаемостей подложек 3D-конструкции связанных полосковых линий по заданному отношению фазовых скоростей синфазных и противофазных волн v_c/v_π	62
2.5.1 Конструкции и модель связанных линий с вертикально расположенной подложкой.....	64

2.5.2	Методика и результаты синтеза конструкций с заданным отношением фазовых скоростей синфазных и противофазных волн.....	72
2.6	Способ измерения частотной зависимости фазовых скоростей синфазных и противофазных волн в связанных линиях.....	74
2.6.1	Эквивалентная схема секции и конструкция связанных линий.....	74
2.6.2	Детализация способа. Результат измерения фазовых скоростей	77
2.7	Влияние модальных параметров составляющих элементов НФ на характеристики неотражающих фильтров	81
2.7.1	Влияния коэффициента электромагнитной связи связанных полосок.....	82
2.7.2	Влияния коэффициента неравенства фазовых скоростей v_c и v_π	84
2.7.3	Влияние характеристического сопротивления RLC-цепи на полосу пропускания.....	85
2.8	Выводы по разделу 2	88
3	ЧИСЛЕННОЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ НЕОТРАЖАЮЩИХ ПОЛОСКОВЫХ ФИЛЬТРОВ	90
3.1	Конструкция базового блока с распределенными параметрами	90
3.2	Результаты моделирования НПФ на разных САПР.....	93
3.3	Однозвенный фильтр неотражающего типа.....	96
3.4	Двухкаскадный фильтр неотражающего типа	97
3.5	Неотражающий полосковый полосо-пропускающий фильтр нечетных гармоник	100
3.6	Полосковый неотражающий полосо-пропускающий перестраиваемый фильтр	104
3.7	Малогабаритный неотражающий полосо-пропускающий фильтр.....	106

3.8 Выводы по разделу 3	112
4 ПРОЕКТИРОВАНИЕ НЕОТРАЖАЮЩИХ ПОЛОСКОВЫХ ФИЛЬТРОВ	113
4.1 Декомпозиция и алгоритм проектирования	114
4.2 Моделирование распределенной системы.....	116
4.3 Моделирование сосредоточенной системы.....	120
4.4 Рекомпозиция и расчет фильтров	123
4.5 Выводы к разделу 4.....	125
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	127
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ	130
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	131
ПРИЛОЖЕНИЯ А	147
ПРИЛОЖЕНИЕ Б	150
ПРИЛОЖЕНИЕ В	152
ПРИЛОЖЕНИЕ Г	155

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность исследования

Фильтры СВЧ являются широко применяемыми устройствами практически во всех радиотехнических системах связи, радиолокации, а также в измерительной технике. Фундаментальные принципы работы и теория фильтров, их оптимизация и проектирование хорошо известны еще с середины прошлого века [1–3]. Тем не менее, сегодня эта область в радиоэлектронике является активно исследуемой и актуальной в связи с постоянным ростом требований к аппаратуре по таким важным показателям, как электромагнитная совместимость, частотная селекция формируемых и принимаемых сигналов [4–8].

Особый интерес представляют фильтры неотражающего или поглощающего типа. Часть частотного спектра сигнала, поступающего на вход таких фильтров в полосе непропускания, не отражается обратно к источнику сигнала, а поглощается самими фильтрами в противовес традиционным фильтрам на основе добротных резонаторов. Это позволяет обеспечить хорошее согласование с другими устройствами системы, что является важной характеристикой при проектировании широкополосной аппаратуры, имеющей несколько выходных каналов, настроенных на разные частоты. Идеи и решения проблемы построения неотражающих фильтров при сохранении свойства частотной селекции рассмотрены в многих работах [9–22]. Далеко не сразу разработка неотражающих фильтров получила высокий уровень интереса, так как традиционные СВЧ фильтры на волноводах, коаксиальных резонаторах явно превосходили по избирательности неотражающие фильтры. Создание широкого ряда дискретных элементов поверхностного монтажа, развитие полосковых технологий, разработка интегральных схем СВЧ в настоящее время открыли новые возможности построения неотражающих фильтров (НФ). Одновременно с этим выросли потребности в полосковых НФ. Поэтому разработка неотражающих фильтров актуальна.

Степень разработанности темы

Многие публикации последних лет посвящены неотражающим фильтрам. Известными зарубежными исследователями в этой области являются Morgan M.A., Boyd T.A., Psychogiou D., Gómez-García R., Muñoz-Erreras J., Wu X., Li Y., Liu X., Yang L., Lee J., Jin X. H., Huang X. D., Ren Q., Cheng C. H., Zhang S., Liu H., Wang Z., Fang S. Следует отметить существенный вклад в данной области исследований и разработок Тиличенко М.П., Баранова А.В., Козикова А.Л., Осипенков В.М., Веснина С.Г. и др. Разработка полосковых неотражающих фильтров основывается на предшествовавшем опыте создания направленных фильтров, представленных работами Фельдштейна А.Л., Агуреева А.В., Губарева Д.Е., Кочубея А.С., Зикия А.Н. Созданию неотражающих фильтров на основе полосковых линий передачи и связанных линий, в немалой степени способствовали работы Газизова Т.Р и его школы, внесший большой вклад в исследования импульсных характеристик полосковых модальных фильтров, Малютина Н.Д., Сычев А.Н. Семенов Э.В. по развитию теории и практики устройств на связанных линиях с неоднородным диэлектрическим заполнением. Однако, несмотря на созданные благоприятные условия по теме создания неотражающих частотно-селективных устройств, степень ее разработанности остается явно недостаточной, особенно в отечественной научно-технической литературе и базе патентов.

Цель работы – исследование, разработка моделей и конструкций неотражающих полосковых фильтров на связанных полосковых линиях и сосредоточенных RLC-элементах с максимально возможным коэффициентом передачи в полосе пропускания и минимально достижимым коэффициентом отражения в полосе заграждения.

Для достижения поставленной цели необходимо было решить следующие **задачи**:

1. Выполнить аналитический обзор источников по теме создания неотражающих фильтров и конструкций связанных полосковых линий (СПЛ), используемых для построения неотражающих полосковых фильтров (НПФ).

2. Провести математическое моделирование неотражающих фильтров СВЧ, эквивалентная схема которых содержит распределенные цепи связанных линий и цепи, образованные сосредоточенными RLC-элементами.

3. Решить обратную задачу отыскания частотной зависимости импеданса RLC-цепей, входящих в состав НПФ при известных параметрах СПЛ, на этой основе разработать алгоритм синтеза схемы неотражающих фильтров.

4. Исследовать влияние неуравновешенности электромагнитной связи СПЛ 3D конструкции с гетерогенным диэлектрическим заполнением на характеристики НПФ и разработать метод определения диэлектрических проницаемостей подложек по заданному отношению фазовых скоростей синфазной и противофазной волн.

5. Разработать способ измерения коэффициента распространения и фазовых скоростей синфазных и противофазных волн в связанных линиях, используемых для проектирования НПФ.

6. На основе результатов исследований разработать неотражающие полосно-пропускающие фильтры (НППФ) с одной полосой пропускания, НППФ с двумя полосами пропускания нечетных гармоник, малогабаритный НППФ.

7. Разработать методику проектирования неотражающих фильтров на основе связанных полосковых линий и сосредоточенных RLC-элементов.

Научная новизна

1. Предложена обобщенная эквивалентная схема неотражающих фильтров на основе применения принципа декомпозиции, которая позволяет проводить анализ частотных характеристик НПФ по известным параметрам конструкции СПЛ и значениям номиналов сосредоточенных элементов.

2. Построены аналитические модели неотражающих фильтров как результат решения обратной задачи отыскания частотной зависимости импеданса RLC-цепей, входящих в состав НПФ при известных параметрах

СПЛ, позволяющие решать задачу синтеза схемы и параметров элементов RLC-цепи и фильтров.

3. Определена зависимость частотных свойств базового варианта неотражающего полосно-пропускающего фильтра от первичных и модальных параметров связанных линий, а также от согласованности характеристического импеданса RLC-цепи и среднего геометрического характеристических сопротивлений синфазного и противофазного возбуждения СПЛ.

4. Разработан и запатентован способ определения отношения фазовых скоростей синфазных и противофазных волн в связанных полосковых линиях.

5. Решена задача определения диэлектрических проницаемостей подложек СПЛ по заданному отношению фазовых скоростей синфазной и противофазной волн.

6. Предложен и реализован способ уменьшения габаритов неотражающих фильтров путем изменения топологии проводников СПЛ в форме меандра.

Методы исследования

При выполнении работы проводилось математическое моделирование, экспериментальные исследования, численный расчет, экстракция параметров по данным измерений с использованием моделей неотражающих фильтров и их элементов. В ходе исследований разработан новый способ определения фазовых скоростей синфазных и противофазных волн в связанных линиях. Моделирование разрабатываемых новых устройств проводилось в среде математического моделирования Mathcad и с помощью САПР CST Studio Suite 2017, AWR. Экспериментальные исследования проводились на векторных анализаторах цепей производства АО «НПФ «Микран» и ООО «Планар» с подтвержденными метрологическими характеристиками.

Положения, выносимые на защиту

1. Решение обратной задачи определения частотной зависимости импеданса RLC-цепей в явном виде в результате декомпозиции обобщенной эк-

вивалентной схемы неотражающих полосковых полосно-пропускающих фильтров на блок с распределенными параметрами, образуемый связанными линиями, и блоки с сосредоточенными параметрами в виде RLC-цепей при известных параметрах блока с распределенными параметрами позволяет ускорить синтез фильтров по заданным частотным характеристикам.

2. Исследование зависимости частотных свойств базового варианта неотражающего полосно-пропускающего фильтра от первичных и модальных параметров связанных линий доказало, что коэффициент передачи НППФ на центральной частоте полосы пропускания максимален при одинаковых емкостных и индуктивных коэффициентах связи и равных фазовых скоростях синфазных и противофазных волн вследствие синфазного сложения волн равной амплитуды на выходе фильтра.

3. Рассогласование характеристического импеданса Z_0 RLC-цепи и среднего геометрического характеристических сопротивлений синфазного и противофазного возбуждения СПЛ приводит к изменению ширины полосы пропускания неотражающих фильтров, что позволяет управлять этим параметром, расширяя полосу от 12% до 54% при изменении Z_0 от 200 Ом до 45 Ом.

4. Исполнение топологии горизонтально и вертикально расположенных полосок связанных полосковых линий в виде меандра уменьшает габариты неотражающих фильтров до 2-х раз при сохранении частотных параметров неотражающих фильтров при условии одинаковой длины связанных полосок, ориентированных ортогонально друг к другу вследствие уменьшения перекрестных связей между разделенными воздушным промежутком смежных параллельных полосок и отсутствия связи между полосками, соединяющих концы смежных параллельных полосок.

Достоверность результатов основывается на корректном применении теории связанных линий передачи, согласованности результатов моделирования и эксперимента, использовании современных методик измерения сертифицированными приборами.

Теоретическая значимость работы

Полученные аналитические соотношения для анализа неотражающих фильтров и решение обратной задачи отыскания частотной зависимости импеданса RLC-цепей, необходимых для получения задаваемых параметров НПФ, представляют теоретически значимый результат для решения задач моделирования частотно-селективных неотражающих цепей распределенно-сосредоточенного типа.

Обобщенная эквивалентная схема неотражающих частотно-селективных устройств инвариантна к методам ее анализа, что позволяет использовать подходы, основанные на анализе квази-Т-волн в связанных полосковых линиях и методы расчета сосредоточенных цепей, и на этой основе разрабатывать программы моделирования в среде математического моделирования Mathcad, а также применять для электродинамического анализа устройств САПР CST Studio Suite 2017.

Практическая значимость работы

Предложены и разработаны макеты полосковых неотражающих полосно-пропускающих фильтров, обладающих новизной. Разработаны программы анализа неотражающих фильтров и программа для расчета частотных характеристик RLC-цепей по задаваемым параметрам фильтра как четырехполюсника.

Предложенный способ определения отношения фазовых скоростей синфазных и противофазных волн в связанных полосковых линиях позволяет решать практическую задачу выбора конструкции связанных полосковых линий.

Алгоритм и программа синтеза связанных полосковых линий с гетерогенным диэлектрическим заполнением позволяют решить задачу выбора подложек по критерию относительных диэлектрических проницаемостей для проектирования конструкции связанных полосковых линий, базового элемента НПФ.

Получены результаты экспериментальных исследований частотных характеристик полосковых неотражающих фильтров, которые составляют базу данных реальных параметров НПФ.

Апробация результатов работы

Результаты диссертации прошли экспертную оценку в составе отчетов по выполнению госзаданий по проектам FEWM-2020-0039 от 01.03.2020, FEWM-2023-0014 от 16.01.2023 Министерства науки и высшего образования РФ. Разработанные конструкции и модели использованы при проведении исследований в НИР по хозяйственному договору 14/22 с АО «НПФ «Микран» от 01.06.2022. Разработанный макет неотражающего полосно-пропускающего фильтра и вычислительные эксперименты по использованию программных средств для расчета частотных характеристик неотражающего фильтра внедрены в ООО "Микроэлектронные Системы". Материалы диссертации использовались в лабораторных и практических работах по дисциплине «Основы проектирования микроволновых устройств» для студентов и магистрантов каф. КУДР.

Результаты докладывались на конференциях:

1. Международной «Крымской конференции СВЧ-техника и телекоммуникационных технологий» (КрыМиКо), Севастополь, 2021, 2023 гг.
2. Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления», Томск, 2021, 2022 гг.
3. Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная Сессия ТУСУР», Томск, 2021, 2022, 2023 гг.
4. IEEE Int. conf. of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM), Эрлагол (Алтай), 2022 г.
5. IEEE Int. Siberian conf. on control and communications (SIBCON), Томск, 2022 г.
6. IEEE Ural-Siberian conf. on biomedical engineering, radioelectronics and information technology (USBREIT), Екатеринбург, 2023 г.

7. IEEE International Scientific and Technical Conference "Actual Problems of Electronic Instrument Engineering" (APEIE), Новосибирск, 2023 г.

Публикации

Результаты опубликованы в 23 работах (3 без соавторов).

Тип публикации	Количество
Статья в журналах из перечня ВАК	8
Патенты на изобретение	2
Доклады в трудах конференций, индексируемых в Scopus и Web of Science	4
Доклад и тезисы в трудах отечественных конференций	5
Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ	3
Монография	1
ИТОГО	23

Личный вклад автора

Результаты, сформулированные в положениях, выносимых на защиту, и составляющие научную новизну, получены автором лично или при его участии. Личный вклад состоит в проведении всех этапов исследований и непосредственном участии в получении исходных данных. Их обработка и интерпретация выполнены совместно с соавторами публикаций и научным руководителем. Непосредственный вклад автора состоит в разработке прототипов устройств, проведении экспериментальных исследований, разработке программ для моделирования и подготовке публикаций.

Постановка задач для экспериментальных исследований, анализ и обобщение экспериментальных данных выполнены совместно с научным руководителем, д.т.н., профессором Н.Д. Малютиным.

Структура и объем диссертации

Диссертация состоит из введения, четырех разделов, заключения, списка литературы и приложений. Работа изложена на 156 страницах текста, включает 93 рисунков и 3 таблиц. Список литературы состоит из 134 наименований.

В первом разделе представлен обзор по теме создания неотражающих фильтров СВЧ на связанных полосковых линиях (СПЛ) и сосредоточенных элементах и применения 3D конструкций СПЛ в устройствах.

Во втором разделе приведены результаты получения аналитических моделей неотражающих полосковых фильтров на основе 3D конструкции связанных полосковых линий и сосредоточенных RLC-цепей, необходимых для разработки алгоритмов и программ для исследования и проектирования НПФ. При этом рассматриваются детализированные задачи диссертационных исследований: задача расчета частотных характеристик фильтров по известным параметрам конструкции и материалов (прямая задача) и обратная задача отыскания частотной зависимости импеданса RLC-цепи, обеспечивающих получение требуемых характеристик фильтра; задача отыскания относительных диэлектрических проницаемостей подложек 3D-конструкции связанных полосковых линий; задача разработки способа измерения частотной зависимости фазовых скоростей синфазных и противофазных волн в связанных линиях. В разделе приведены результаты численных экспериментов по моделированию неотражающих фильтров.

В третьем разделе изложены результаты численного и экспериментального исследования неотражающих полосковых фильтров. Рассмотрены частотные характеристики однокаскадного и двухкаскадного НПФ, фильтра нечетных гармоник; малогабаритного и перестраиваемого НПФ; фильтра с расширенной полосой пропускания. Проведено сравнение результатов моделирования и экспериментальных характеристик изготовленных макетов фильтров. Показаны достижимые параметры НПФ.

В четвертом разделе, основанного на материалах второго и третьего разделов, описаны алгоритм и программы для проектирования НПФ. Приведен пример проектирования фильтра по заданным параметрам матрицы рассеяния.

В заключении кратко изложены основные результаты диссертационной работы, рекомендации и перспективы дальнейшей разработки темы.

В приложения вынесены копии патента на изобретение, свидетельства о регистрации программ для ЭВМ и акт использования результатов исследования.

1 НЕОТРАЖАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ СВЧ НА СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ И СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ЭЛЕМЕНТАХ (ОБЗОР)

В данном разделе приведены краткие сведения из истории создания неотражающих фильтров (НФ). Рассматриваются направленные фильтры, послужившие прототипом неотражающих фильтров, НФ на сосредоточенных элементах, неотражающие фильтры с нагруженными отрезками линий передачи, неотражающие фильтры на связанных линиях. Все эти типы устройств отличаются от обычных фильтров [23–32] тем, что они остаются согласованными как в рабочей полосе пропускания (или непропускания), так и вне ее. Кроме этого, приведен краткий обзор 3D конструкций связанных линий, являющихся базовым компонентом НПФ.

1.1 История развития неотражающих фильтров

Идеи и решения проблемы построения неотражающих фильтров при сохранении свойства частотной селекции рассмотрены, например, в работах [33–36].

Работа [33] одна из первых, в которой сообщается о разработке неотражающего разветвляющегося фильтра СВЧ в волноводном исполнении. Структурная схема устройства показана на рисунке 1.1. Схема N -канального разветвленного фильтра включает следующие элементы: гибридные волноводные переходы, отрезки четвертьволновых волноводов; отражающие фильтры; нагрузки. Гибридный переход (рисунок 1.2) имеет плечи A и B , которые являются ведомыми, расположенными симметрично относительно входного ведущего плеча C . Плечо D соединено с плечами A и B коаксиальной линией. Эта линия соединена с волноводом D с помощью обычного зонда. Центральный проводник проходит через переход таким образом, что он нормален к электрическим векторам волн в волноводах A , B и C .

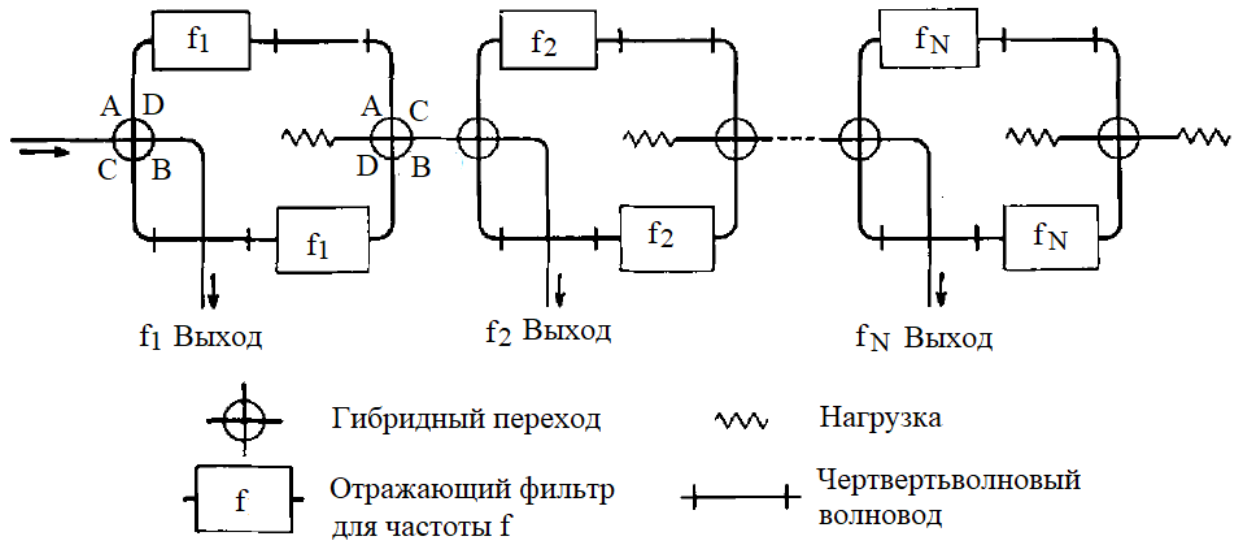


Рисунок 1.1 – Структурная схема неотражающего N -канального разветвляющегося фильтра [33]

Работа фильтра по схеме рисунка 1.1 основывается на том, что много-частотный сигнал поступает на вход гибридного перехода, разделяется на две составные части. С помощью отражающих фильтров часть спектра на определенной частоте отражается и попадает на плечо D . Оставшийся спектр проходит дальше, на следующий каскад. Для того, чтобы отраженный сигнал не попадал обратно на вход, в гибридном переходе установлен зонд P (рисунок 1.2). Конструкция фильтра в сборе показана на рисунке 1.3.

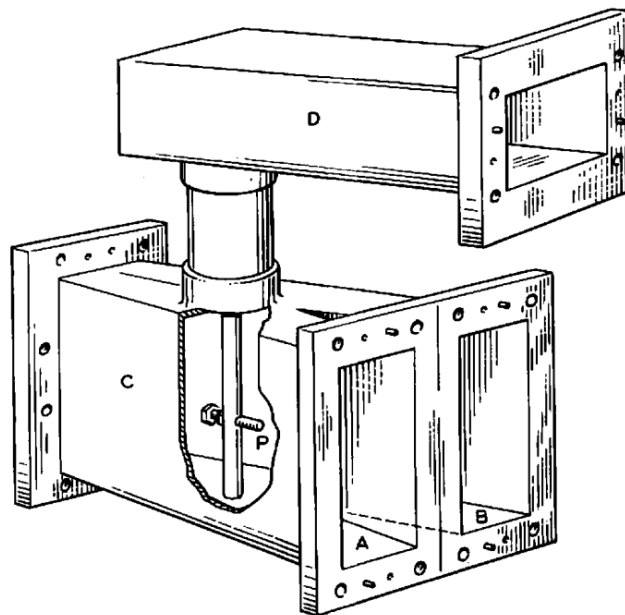


Рисунок 1.2 – Гибридный переход [33]

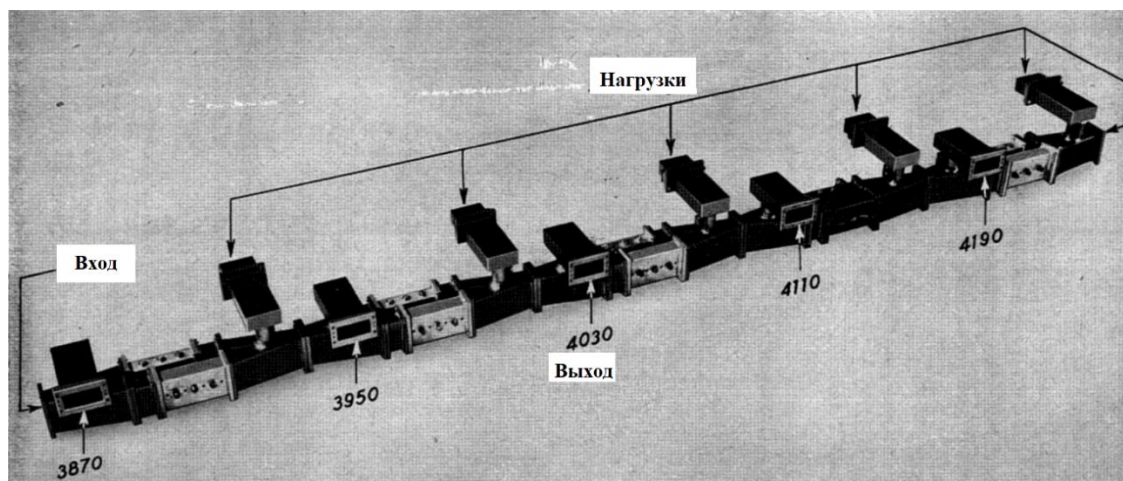


Рисунок 1.3 – Конструкция неотражающего N-канального разветвляющегося фильтра [33]

Как видим, образец фильтра представляет достаточно сложную конструкцию в волноводном исполнении. Тщательная настройка отражающих фильтров, введение нагрузок, поглощающих несбалансированную энергию в плечах D и C, позволили обеспечить фильтрацию входного сигнала с диапазоном частот от 3950 МГц до 4190 МГц с шагом 80 МГц. При этом коэффициент стоячей волны в полосе частот каждого канала не превышал 0,6 дБ, а вносимые потери были около $-1,0$ дБ. Таким образом, авторы разработки [33], применив гибридное устройство мостового типа, отражающие фильтры в каждом плече моста и балластные нагрузки, добились предельно возможных низких потерь при хорошем согласовании со стороны входа.

Другое интересное применение технологии неотражающих фильтров показано в работе [34]. В этой статье предложено фильтровать неосновные моды в волноводах без существенных потерь для основной моды колебаний. Сначала производится фильтрация второй гармоники в ответвление в виде ловушки-волновода через связывающую апертуру, а затем энергия нежелательного типа колебаний поглощается в среде с потерями и на оконечной нагрузке этого ответвления. Показано уменьшение мощности «паразитных» типов волн на -50 дБ по отношению к санкционированному типу колебаний в волноводе. Таким образом, принцип получения эффекта неотражающего фильтра состоял в селекции нежелательных мод и направлением их в допол-

нительный канал с поглощающим материалом и согласованной нагрузкой этого канала.

Стремительное развитие и применение самых разных типов полосковых линий передачи начиная с 60-70-х годов XX века создало уникальные возможности для создания неотражающих фильтров. Эволюция НФ на примере фильтров нижних частот (ФНЧ) продемонстрирована в работе [35]. В этой работе сообщается о разработке ФНЧ на основе копланарной линии передачи с частотой среза 40 ГГц и с потерями $-2,5$ дБ в полосе прозрачности, возвратными потерями не хуже -10 дБ в полосе непрозрачности. Разработка топологии неотражающего фильтра нижних частот выполнена с использованием прототипа на RLC-элементах. Получены зависимости частотных характеристик НФ от количества звеньев. В сравнении с волноводными фильтрами разработка полосковых НФ позволила значительно улучшить параметры широкополосности, технологичности, но стало неизбежным увеличение потерь и ухудшение согласования до приемлемого уровня.

Следует отметить, что далеко не сразу разработка неотражающих фильтров получила высокий уровень интереса, так как традиционные СВЧ фильтры на волноводах, коаксиальных резонаторах, полосковых линиях явно превосходили по избирательности неотражающие фильтры. Однако потребности обеспечения электромагнитной совместимости и построения многоканальных систем стимулировали разработки в этом направлении, особенно в начале 2000-годов [35–38].

1.2 Направленные фильтры

Основными элементами направленных фильтров служат резонатор бегущей волны и направленные ответвители на связанных линиях или волноводах [39-41]. При этом могут быть спроектированы режекторные [42, 43] или полосовые [47] неотражающие (поглощающие) фильтры.

Схема включения резонатора бегущей волны для построения режекторных фильтров неотражающего типа, взятая из [20], показана на рисунке 1.4.

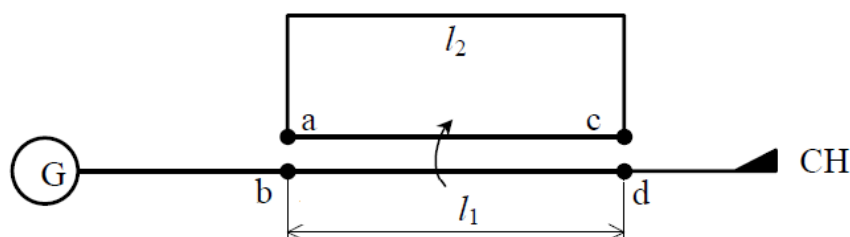


Рисунок 1.4 – Режекторный фильтр на основе резонатора бегущей волны: G – СВЧ-генератор; СН – согласованная нагрузка; $l_1 = \lambda_B/4$ – длина отрезка связанных линий; $l_2 = 3\lambda_B/4$ – длина линии, образующей замкнутое кольцо от точки *a* до точки *c* [42]

Устройство представляет собой отрезок полосковой линии или коаксиального кабеля, замкнутый в кольцо и связанный с питающей линией через направленный ответвитель с распределенной электромагнитной связью. Такая конструкция не позволяет получить хорошее согласование в широкой полосе частот, так как вне узкого диапазона частот резонанса отражение энергии достаточно велико по причине малых потерь в кольце. Решить задачу уменьшения отражения позволяет схема, показанная на рисунке 1.5, в которой резонатор бегущей волны дополнительно связан с линией передачи длиной l_2 с нагрузками на концах 3 и 4. Схема фильтра, показанная на рисунке 1.5, по существу является классическим направленным фильтром, используемым как четырехполюсник. При оптимально выбранных коэффициентах связи k_1 , k_2 между отрезками связанных линий длиной l_1 и l_2 возможно улучшить согласование на частотах вне полосы запираания.

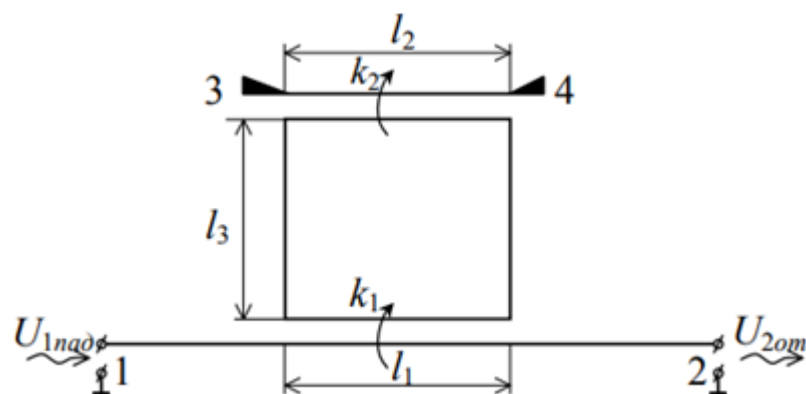


Рисунок 1.5 – Схема поглощающего режекторного фильтра на основе резонатора бегущей волны, связанного с отрезком линии с нагрузками [42]

В работах [42, 43], утверждается, применение в СВЧ-фильтрах резонаторов бегущей волны и направленных ответвителей позволяет реализовать фильтры, обеспечивающие высокий уровень согласования входа фильтра с источником сигнала как в полосе пропускания, так и в полосе заграждения. Этот эффект обеспечивается за счет передачи сигнала либо в согласованную нагрузку, либо за счет резонансного поглощения мощности в кольцевом резонаторе. Однако экспериментального подтверждения в публикация [42, 43] не приведено. Очевидно, что на согласование как в полосе запираания, так и вне ее, будет сказываться неравенство фазовых скоростей в связанных линиях направленных ответвителей и другие факторы [44, 45], поэтому аналитические соотношения, приводимые в [42], позволяют оценить потенциально достижимые параметры при идеальных условиях работы направленных ответвителей.

Интересная модификация направленного фильтра в гибридном исполнении предложена и исследована в работе [46]. Схема такого фильтра приведена на рисунке 1.6. Направленный фильтр состоит из двух направленных ответвителей на связанных линиях (рисунок 1.7, а) и двух фильтров нижних частот (ФНЧ) на связанных индуктивностях (рисунок 1.7, б). Применение распределенных и сосредоточенных элементов в конструкции направленного фильтра позволяет уменьшить габариты устройства, что важно в дециметровом диапазоне частот.

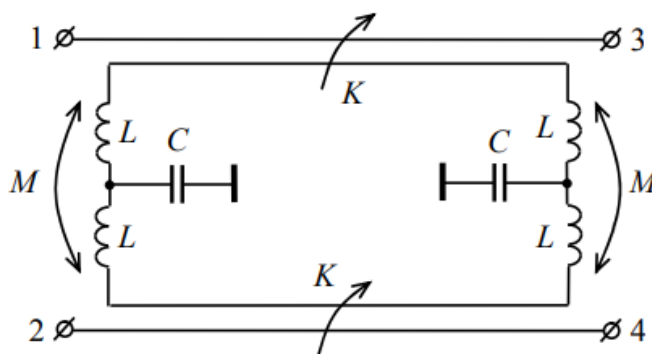


Рисунок 1.6 – Схема направленного фильтра в гибридном исполнении [46]

В [46] выполнен расчет коэффициентов матрицы рассеяния идеального направленного неотражающего фильтра, выполненного по показанной на рисунке 1.6 схеме. Получены характеристики однозвенного полосно-пропускающего фильтра при передаче сигнала из порта 1 в порт 2 (коэффициент передачи $S_{12} \approx 1$).

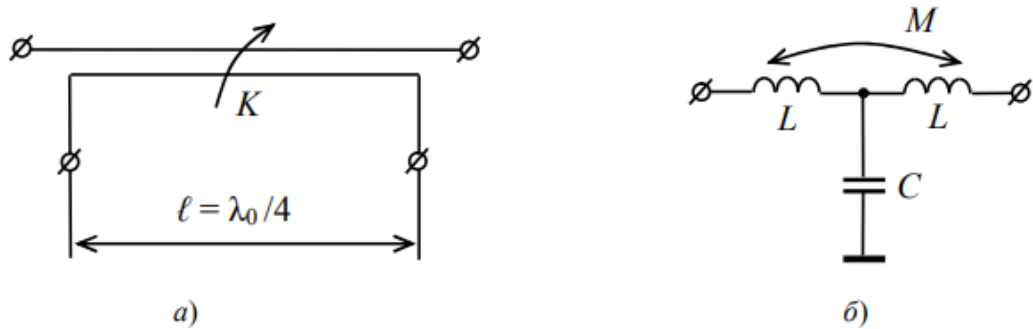


Рисунок 1.7 – Элементы направленного фильтра: направленный ответвитель (а) и ФНЧ (б)[46]

При передаче из порта 1 в порт 3 получена характеристика полосно-запирающего фильтра (коэффициент передачи $S_{13} \approx 0$) при максимальном коэффициенте отражения $S_{11} \leq 0,077$ от входного порта 1. Порт 4 развязан, коэффициент передачи из порта 1 в порт 4 составляет $S_{14} \leq 0,08$.

В работе [47] сообщается о разработке двух полосковых фильтров бегущей волны. Исследуемые фильтры бегущей волны входят в состав модуля, в котором имеются еще три направленных ответвителя и три нагрузки, образующих каскадное соединение двух направленных фильтров. Фото устройства показано на рисунке 1.8. Модуль имеет габариты $460 \times 160 \times 20$ мм. Модуль выполнен на симметричной воздушно-полосковой линии передачи с волновым сопротивлением $Z_0 \approx 50$ Ом. Частоты настройки фильтров равны $f_1 = 837,5$ МГц и $f_2 = 1090,0$ МГц, а полосы пропускания 30 ± 5 и 40 ± 5 МГц соответственно, минимальные потери в полосе пропускания не превышают 3,2 дБ.

Основными недостатками этого фильтра являются значительные габариты, большие потери в полосе пропускания, существование нежелательных полос пропускания, кратных основным частотам f_1 и f_2 .

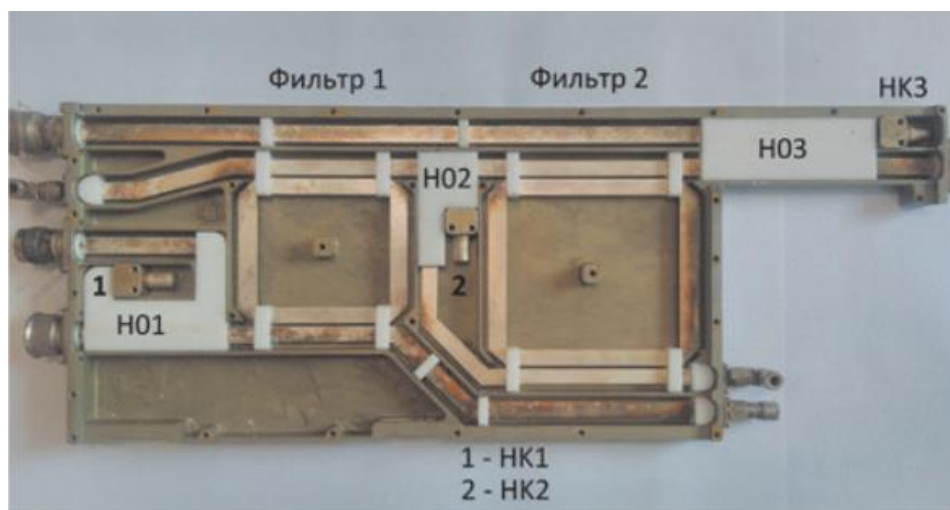


Рисунок 1.8 – Фото конструкции модуля с двумя фильтрами бегущей волны [47]

В работе [48] представлен микрополосковый направленный фильтр в планарном исполнении, выполненный на отрезках микрополосковых линий (рисунок 1.9). Частотные характеристики S -параметров направленного фильтра в диапазоне 2-3 ГГц показаны на рисунке 1.10. Коэффициент отражения S_{11} не превышает -22 дБ для всего рассматриваемого частотного диапазон. На центральной частоте $S_{11} = -25$ дБ. Коэффициенты передачи $S_{41} = -2,67$ дБ, а развязка порта 2 и порта 1 в полосе прозрачности полосы фильтра $S_{21} = -12,41$ дБ.

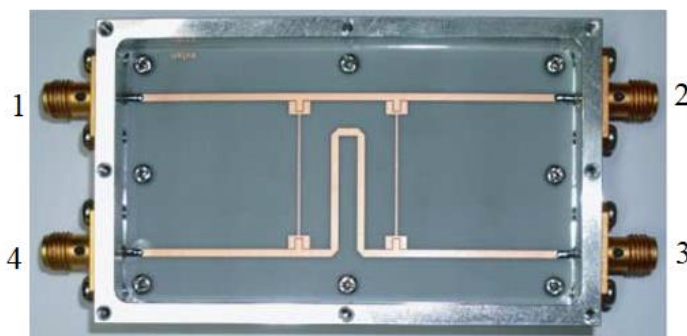


Рисунок 1.9 – Макет однокаскадного микрополоскового направленного фильтра [48]

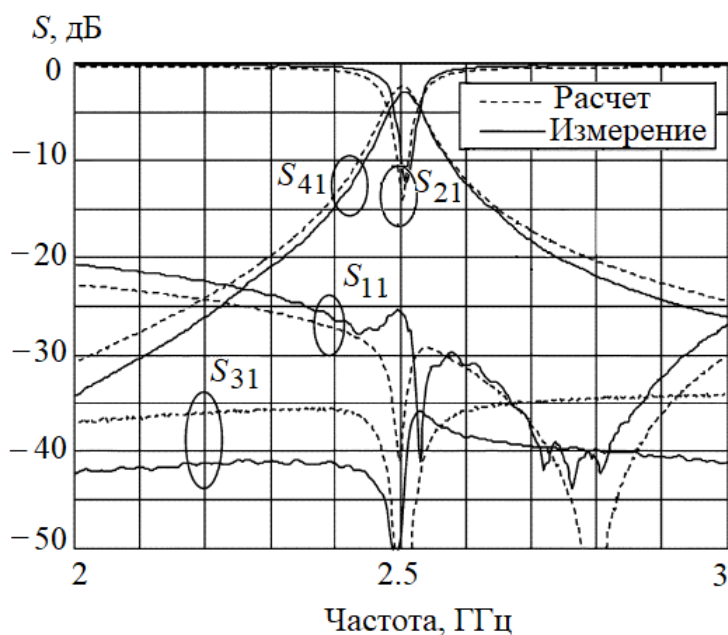


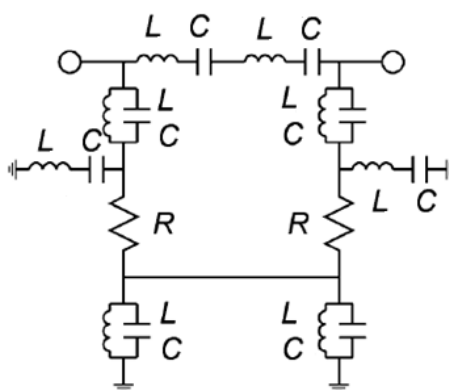
Рисунок 1.10 – Частотные характеристики S-параметров направленного фильтра в диапазоне 2-3 ГГц [48]

Таким образом, рассмотренные направленные фильтры позволяют реализовать функции полосно-пропускающих и полосно-запирающих фильтров с хорошим согласованием во всей полосе частот. Но общими недостатками являются большие габариты и существование нежелательных полос пропускания. Это связано с тем, что для изготовления мостов используются распределенные элементы в виде линий передачи. Поэтому уменьшение размеров мостов представляет актуальную задачу. В работах [49, 50] приведено описание методов миниатюризации двухшлейфного моста. Процедура, на которой основан принцип уменьшения геометрических размеров мостов, заключается в замене четвертьволновых отрезков микрополосковой линии передачи на структуры, которые будут обладать схожими характеристиками с заменяемыми отрезками в определенной полосе частот.

1.3 Неотражающие фильтры на сосредоточенных элементах

Применение сосредоточенных элементов на высоких частотах и СВЧ стало возможным при переходе к технологиям SMD компонент, что позволило разработать компактные конденсаторы, резисторы и катушки индуктивности. Ко времени перехода к SMD технологии теория цепей на сосредоточенных

элементах получила глубокое развитие. До этого была разработана и распространена методика представления СВЧ полноводных и полосковых фильтров эквивалентными схемами в виде цепей на сосредоточенных элементах. Поэтому оставалось только изготовить сами RLC-компоненты и собрать подобно тому, как это делалось на низких частотах. Однако при таком подходе оказалось, что сосредоточенные элементы подвержены частотной зависимости их параметров и вырождению в распределенные элементы на СВЧ. По мере развития численных методов электродинамического анализа СВЧ устройств, стало возможным исследовать частотные характеристики и предельные возможности RLC-компонент для проектирования самых разнообразных частотно-селективных устройств. Неотражающие фильтры стало возможным создавать исключительно на сосредоточенных элементах, если они реализуемы на СВЧ. В работе [51] представлен полосно-пропускающий трехкаскадный фильтр с нижним и верхним полюсами на частотах 110 и 310 МГц соответственно. Схема полосового однокаскадного фильтра показана на рисунке 1.11а, а его фотография показана на рисунке 1.11б. Частотные зависимости S-параметры показаны на рисунке 1.12. Видно, что во всем частотном диапазоне коэффициент возвратных потерь не превышает -10 дБ. Для улучшения избирательности в полосе пропускания последовательно включаются несколько таких каскадов.



а)



б)

Рисунок 1.11 – Неотражающий полосно-пропускающего фильтр, схема фильтра (а) и изготовленный макет (б) [51]

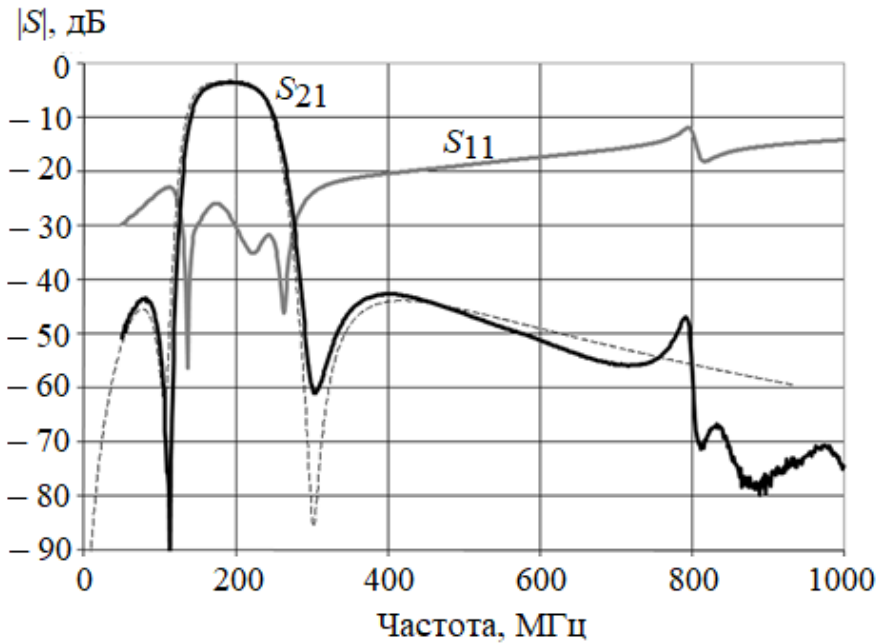
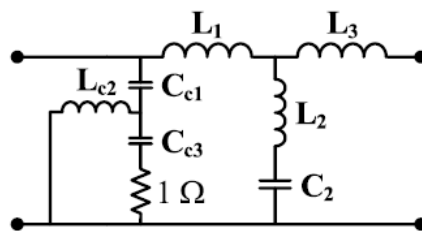
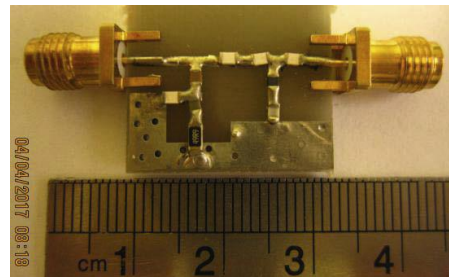


Рисунок 1.12 – Частотные зависимости S-параметров ППФ [51]

В работе [52] представлен неотражающий фильтр, имеющий обратную чебышевскую характеристику с произвольным затуханием в полосе заграждения. Предлагаемая схема состоит из двух взаимодополняющих друг друга схем. На рисунке 1.13(а) показана схема данного фильтра, а на рисунке 1.13(б) показан его макет.



а)



б)

Рисунок 1.13 – Фильтр низких частот, схема фильтра (а) и макет фильтра (б) [52]

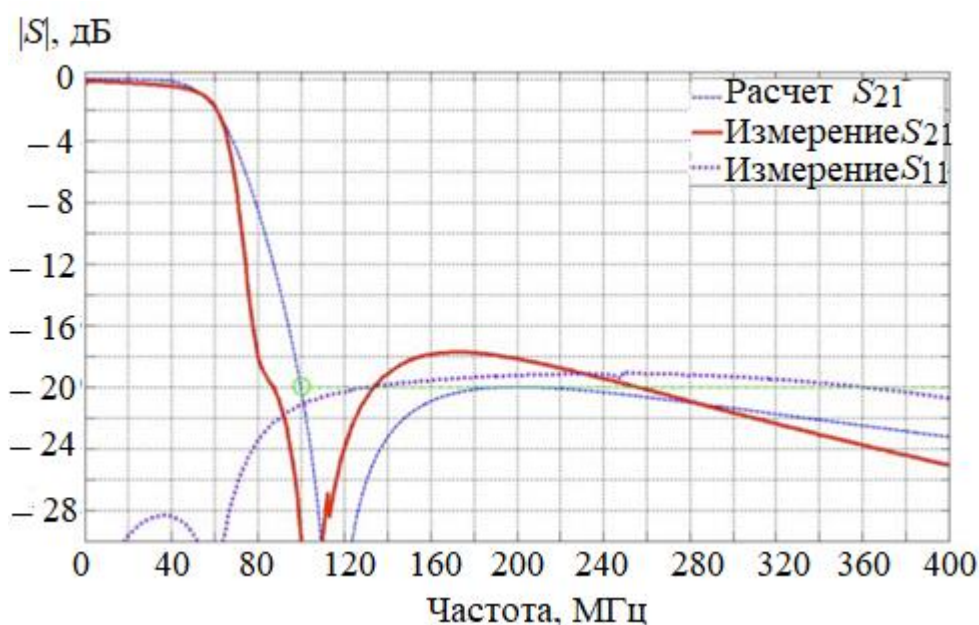


Рисунок 1.14 – Частотные зависимости S-параметров ФНЧ [52]

На рисунке 1.14 показаны частотные характеристики S-параметров ФНЧ на сосредоточенных элементах. Это ФНЧ третьего порядка с затуханием -20 дБ в полосе заграждения, начиная с частоты $f = 100$ МГц. Импедансы источника и нагрузки 50 Ом. Из рисунки 1.14 видно приемлемое согласие между теорией и измерениями.

Недостатком неотражающих фильтров на RLC-компонентах является большое количество элементов с жесткими требованиями к допускам. Кроме того, почти все неотражающие фильтры на сосредоточенных элементах имеют ограничения по частоте для использования в СВЧ по причине частотной зависимости индуктивностей, сопротивлений и в меньшей степени емкостей от частоты. Особенно проблематично получение катушек индуктивности со значениями номиналов меньше 1 нГн. Однако существуют технологии построения фильтров, способные решить эту проблему. Работы [53-55] посвящены исследованию возможностей создания библиотеки достоверных моделей интегральных пассивных элементов на подложках Si, SiGe, GaAs. Эти модели оказываются достаточными для проектирования интегральных LC-фильтров в частотном диапазоне от 1 до 40 ГГц с погрешностями, не превышающими 2% для номиналов индуктивностей от $0,1$ до 10 нГн. На рисунке

1.15 показаны частотные зависимости коэффициента передачи LC полосно-пропускающего фильтра в диапазоне от 14 до 18 ГГц, отражающего внеполосные частоты.

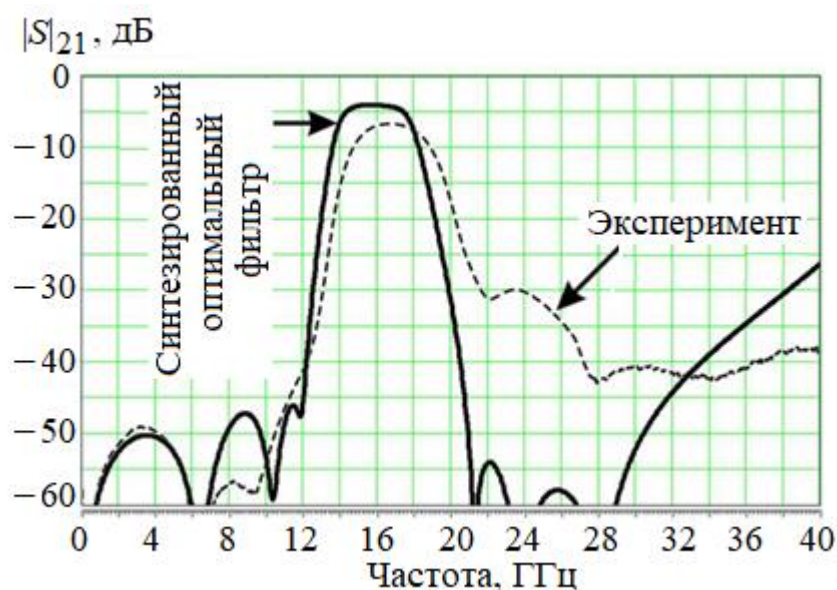


Рисунок 1.15 – Частотные зависимости коэффициента передачи ППФ [55]

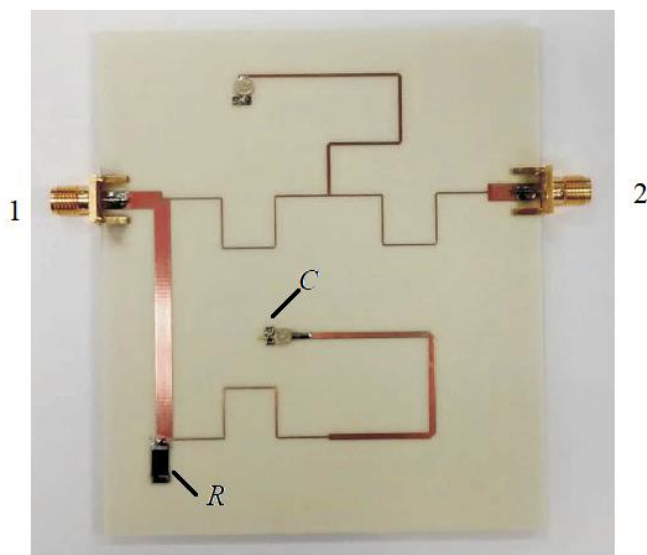
Очевидно, что решение технологической задачи изготовления резисторов с минимально возможными паразитными параметрами позволит проектировать неотражающие фильтры на частотах до 40 ГГц. Успехи в создании LC фильтров могут служить базой для разработки неотражающих RLC-фильтров.

1.4 Неотражающие фильтры с нагруженными отрезками линий передачи

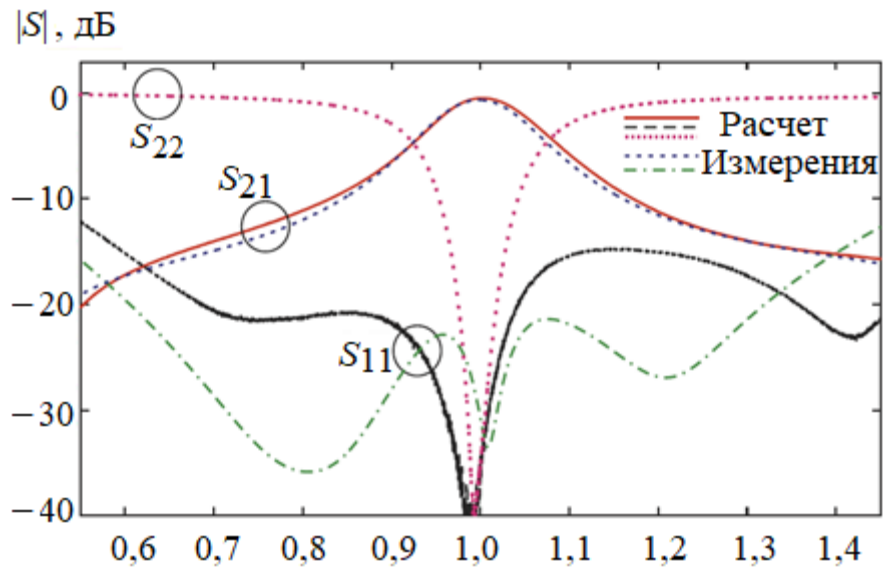
Еще одним вариантом реализации фильтров неотражающего типа является использование нагруженных полосковых и микрополосковых линий передачи. Фильтры состоят из основного и вспомогательного каналов с противоположными передаточными функциями фильтрации. Подключив резистор опорного сопротивления к вспомогательному каналу и выбрав выходной узел основного канала в качестве выхода для всей схемы, можно создать неотражающий фильтр [56-61].

В работе [56] представлен квазипоглощающий микрополосковый полотно-пропускающий фильтр. Его фотография и частотные зависимости S-параметры показаны на рисунке 1.16 (а) и (б). Основные измеренные характеристики однокаскадного фильтра: центральная частота равна 1 ГГц, абсолютная полоса пропускания 127 МГц (т. е. 12,7% в относительном выражении) по уровню 3 дБ, минимальные вносимые потери – 0,47 дБ на центральной частоте полосы пропускания, коэффициент отражения S_{11} не хуже –12,2 дБ в интервале 0,55–1,45 ГГц.

Та же идея используется при разработке микрополосковых однопортовых поглощающих многополосных полотно-пропускающих фильтров и полотно-запирающих фильтров [58], фильтрующих делителей мощности [59], полотно-пропускающих фильтров [60] и мультиплексоров [61]. Пример фильтра из работы [60] представлен на рисунке 1. 17, где показан макет неотражающего ППФ и графики частотных зависимостей S-параметров. В этой работе центральная частота составляет 1,81 ГГц, полоса пропускания по уровню –3 дБ составляет 160 МГц, т. е. 8,8 %, минимальные вносимые потери –0,96 дБ на центральной частоте полосы пропускания.

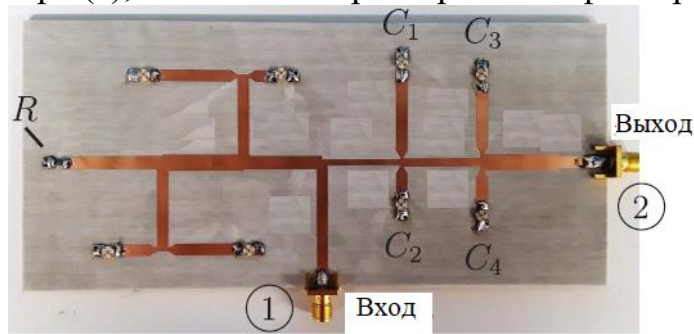


а)

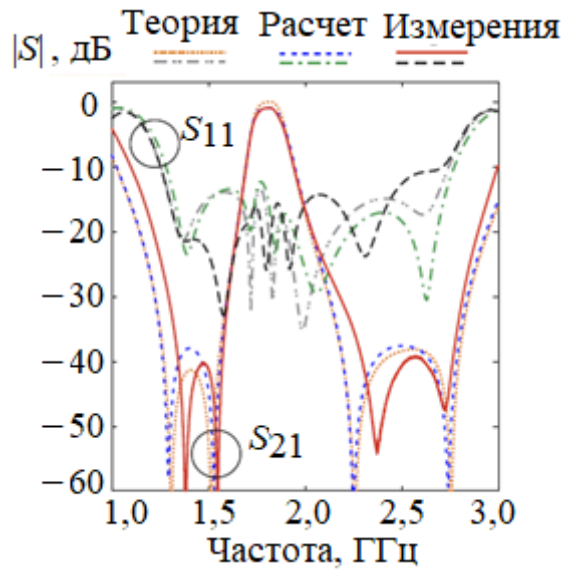


б)

Рисунок 1.16– Квазипоглощающий микрополосковый полосовой фильтр, макет фильтра (а), частотные характеристики фильтра (б) [56]



а)



б)

Рисунок 1.17 – Неотражающий фильтр ППФ, макет фильтра (а) и частотные характеристики фильтра (б) [60]

Таким образом, общие схемы неотражающих фильтров с нагруженными отрезками линий передачи имеют большие габариты в силу разветвленной

топологии проводников, обеспечивают согласование в ограниченной полосе частот, причем $S_{11} \neq S_{22}$.

1.5 Неотражающие фильтры на связанных линиях

В направленных фильтрах, рассмотренных в подразделе 1.2, используются направленные ответвители (НО), связанные с резонаторами бегущей волны. Развитие основной идеи уменьшения отражений вне полосы прозрачности в таких фильтрах возможно получить, используя свойства сонаправленных НО и частотно-зависимых распределенных или сосредоточенных резонаторов. В [62] были представлены исследования неотражающего ППФ на связанных линиях. Исследуемая структура содержит отрезки связанных линий и шунтирующие линии передачи, закороченные на конце и соединенные с концами отрезков связанных линий через резисторы. Резисторы и линии передачи являются частотно-зависимыми нагрузками подводящих и связанных полосковых линий. Поскольку короткозамкнутые шлейфы обладают периодически повторяющейся частотной характеристикой, то и фильтр, выключающий такие шунтирующие линии, также обладает периодически повторяющейся полосой пропускания.

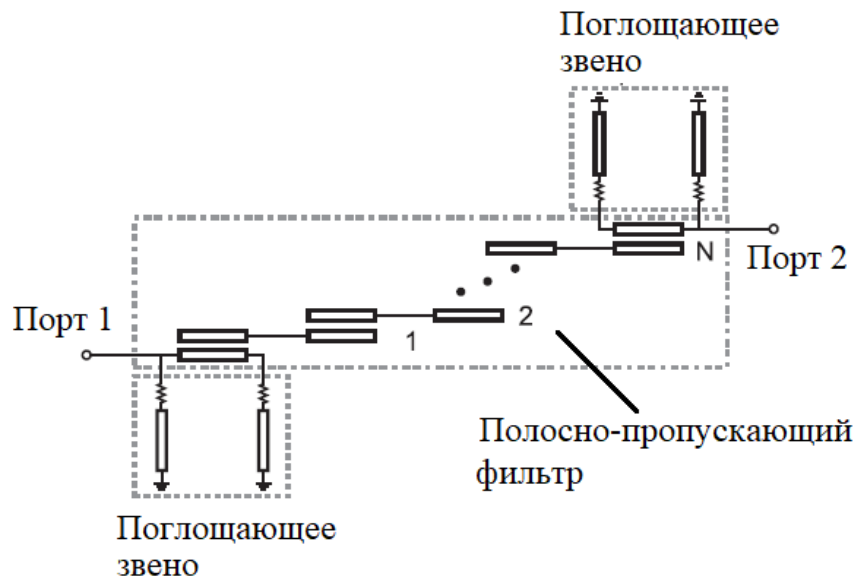


Рисунок 1.18 – Принципиальная схема квазипоглощающего ППФ N -го порядка

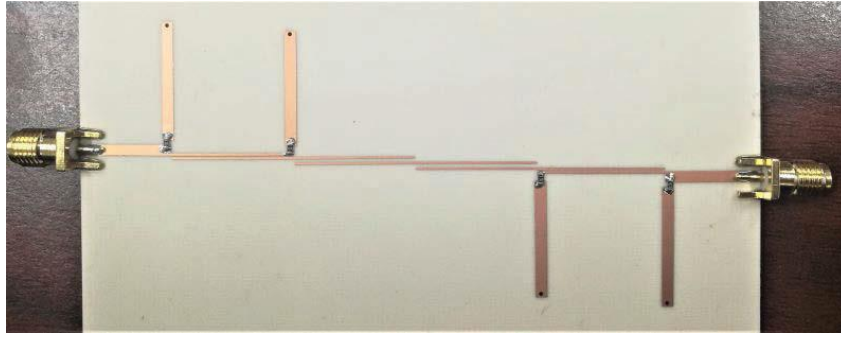


Рисунок 1.19 – Фотография топологии фильтра 4-го порядка [62]

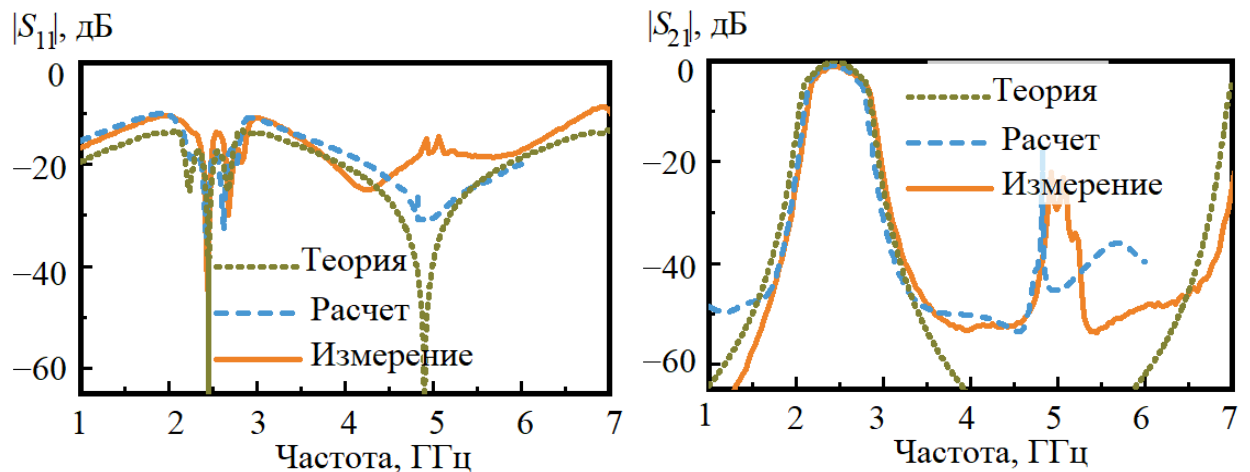


Рисунок 1.20 – Частотные характеристики фильтра [62]

Принципиальная схема квазипоглощающего ППФ N-го порядка представлена на рисунке 1.18, а на рисунке 1.19 показан изготовленный макет фильтра четвертого порядка. На рисунке 1.20 показаны его частотные зависимости коэффициентов передачи $|S_{21}|$ и коэффициентов отражения $|S_{11}|$ в диапазоне 1-7 ГГц. Видно, что измеренный коэффициент отражения не хуже -10 дБ в диапазоне 1-7 ГГц, измеренные вносимые потери в полосе пропускания составляют $-1,1$ дБ на частоте 2,45 ГГц, измеренная полоса пропускания 3 дБ составляет 2,2–2,76 ГГц (22,8%).

В статье [63] описывается неотражающий полосковый фильтр, названный фильтром поглощающего типа (ФПТ), схема которого представлена на рисунке 1.21. Фильтр состоит из 3-дБ моста, в котором диагональные порты соединены с частотно-зависимыми нагрузками, представляющими отражающие фильтры на распределенных элементах с резистивными нагрузками.

Мощность, поступающая на вход фильтра, равномерно распределяется между нагруженными портами. Отраженные от нагрузок сигналы на выходе фильтра в полосе пропускания суммируются, так как фазы отраженных волн совпадают на средней частоте полосы пропускания НО частотах. Данный фильтр имеет следующий основной недостаток – периодическое повторение полосы пропускания по причине применения в качестве частотно-зависимых нагрузок связанных линий, как и в работе [62].

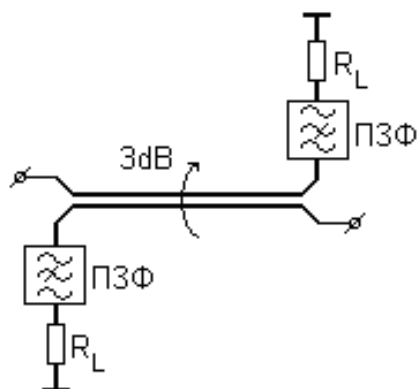


Рисунок 1.21 – Структурная схема фильтра поглощающего типа [63]

На основе структурной схемы (рисунок 1. 21) был разработан макет фильтра поглощающего типа. Макет ФПТ (рисунок 1. 22) состоял из отрезка связанных линий с вертикальной подложкой со связью 3 дБ, двух полосно-заграждающих фильтров на связанных линиях [64], в которых одна из линий нагружена на сопротивлением 50 Ом. Такая трехмерная структура была выбрана для обеспечения сильной электромагнитной связи. Измеренные характеристики ФПТ приведены на рисунке 1. 23.

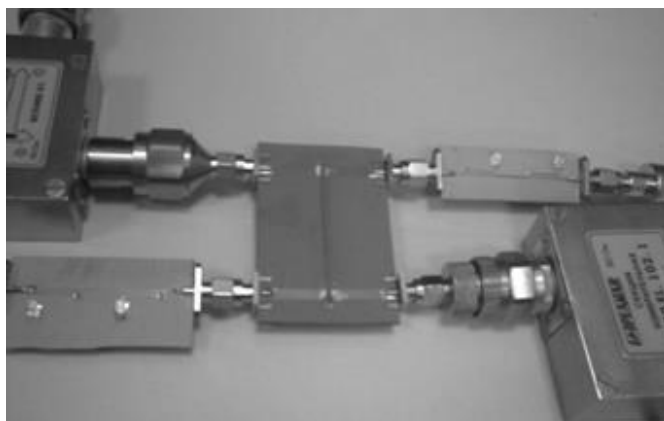


Рисунок 1.22 – Макет фильтра поглощающего типа [63]

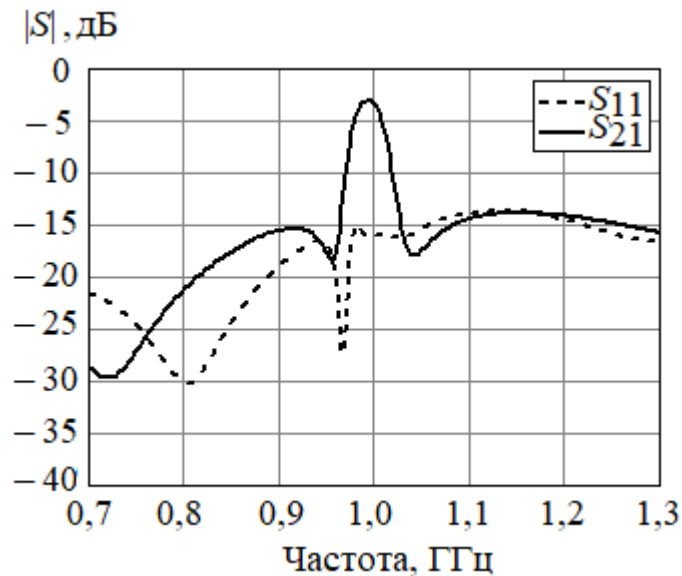


Рисунок 1.23 – Частотные характеристики фильтра поглощающего типа [63]

Как видно из рисунка 1.23, ФПТ обладает достаточно хорошими избирательными свойствами для однозвенного фильтра, при этом обратные потери от входа и выхода фильтра во всей полосе рабочих частот не превышают -13 дБ.

1.6 Выбранные параметры оценки качественных показателей и выбор конструкции неотражающего фильтра

Выбор конструкции связанных полосковых линий из большого многообразия созданных и исследованных вариантов их исполнения зависит от нескольких основных факторов. Первый из них – доступность и реализуемость технологии изготовления. Здесь отдается предпочтение планарным конструкциям связанных линий. Однако планарное расположение проводников СПЛ не всегда позволяет получать заданные параметры устройств. Причины этого могут быть разные, но наиболее важные состоят в получении требуемых первичных и вторичных параметров. Как известно [65-68], к первичным параметрам относятся погонные емкости и индуктивности. Матрицы погонных емкостей \mathbf{C} и индуктивностей \mathbf{L} СПЛ при числе связанных проводников $n = 2$ имеют следующий вид [66]

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} C_{11} & -C_{12} \\ -C_{21} & C_{22} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{L} = \begin{pmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{pmatrix}, \quad (1.1)$$

где C_{11} , C_{22} , L_{11} , L_{22} – собственные емкости и индуктивности, C_{12} , C_{21} , L_{12} , L_{21} – взаимные емкости и индуктивности между проводниками.

Вторичные параметры СПЛ находятся через элементы матрицы \mathbf{C} и \mathbf{L} . Связь между проводниками определяется через коэффициенты емкостей k_C и индуктивностей k_L связи [66]

$$k_C = \frac{C_{12}}{\sqrt{C_{11} \cdot C_{22}}}, \quad k_L = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_{11} \cdot L_{22}}}. \quad (1.2)$$

Следующими важными параметрами СПЛ являются относительные эффективные диэлектрические проницаемости синфазного ε_{rec} и противофазного $\varepsilon_{re\pi}$ возбуждения связанных линий:

$$\begin{aligned} \varepsilon_{rec} &= c^2 (L_{11} + L_{12})(C_{11} - |C_{12}|), \\ \varepsilon_{re\pi} &= c^2 (L_{11} - L_{12})(C_{11} + |C_{12}|), \end{aligned} \quad (1.3)$$

где c – скорость света.

Процесс распространения синфазной и противофазной волн определяется фазовыми скоростями синфазной и v_c и противофазной v_π составляющих

$$v_c = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{effe}}}, \quad v_\pi = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{effo}}}. \quad (1.4)$$

Волновые сопротивления синфазного Z_{0c} и противофазного $Z_{0\pi}$ возбуждения

$$\begin{aligned} Z_{0e} &= \sqrt{(L_{11} + L_{12})(C_{11} - |C_{12}|)}, \\ Z_{0o} &= \sqrt{(L_{11} - L_{12})(C_{11} + |C_{12}|)}. \end{aligned} \quad (1.5)$$

К основным недостаткам СПЛ в планарном исполнении относятся определенные трудности обеспечения заданных достаточно больших коэффициентов связи по емкости k_C и индуктивности k_L , неравенство фазовых скоростей синфазных v_c и противофазных v_π волн или наоборот – недоста-

точно большая разница ν_c и ν_π при создании, например, фильтров на связанных линиях [65].

Отмечается, что 3D конструкции связанных полосковых линий обладают преимуществами по сравнению с другими полосковыми структурами, обусловленными возможностью формирования сильной электромагнитной связи между полосками. Этот результат достигается простыми технологическими методами, такими как установка вертикальной подложки с припаиванием (или сваркой) проводников, ориентированных соответственно горизонтально и вертикально на подложках.

1.7 3D конструкции связанных линий

1.7.1 История развития

По всей видимости, первой 3D конструкцией СПЛ можно считать связанные полосковые линии с лицевой связью [69], поперечное сечение которых показано на рисунке 1. 24. Связанные токонесущие полоски 1 и 2 выполняются на верхней и нижней поверхности диэлектрической подложки с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_{r1} . Подложка обычно устанавливается (подвешивается) в корпусе, являющемся экраном. Пространство между экраном и подложкой может заполняться неоднородным диэлектриком с относительными диэлектрическими проницаемостями ϵ_{r2} , ϵ_{r3} . Такая конструкция позволяет получить $k_C, k_L \geq 0,7$, варьировать волновые сопротивления Z_{0c} , $Z_{0\pi}$ в широких пределах и получать разные эффективные диэлектрические проницаемости синфазного ϵ_{rec} и противофазного ϵ_{rep} режимов возбуждения. Эти свойства связанных линий с лицевой связью позволяют проектировать направленные ответвители с 3 дБ связью, широкополосные частотно-селективные устройства (фильтры) и другие устройства. Их основной недостаток в том, что полоски расположены на противоположных сторонах диэлектрической подложки, которую необходимо монтировать в корпусе в подвешенном состоянии.

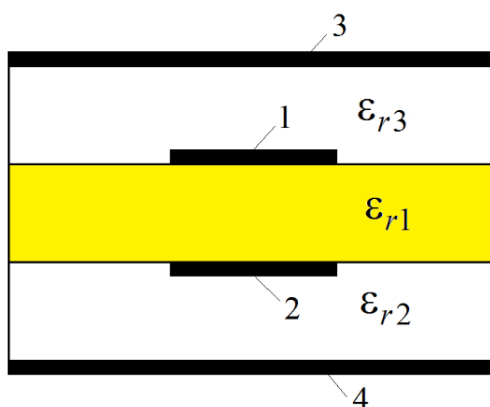
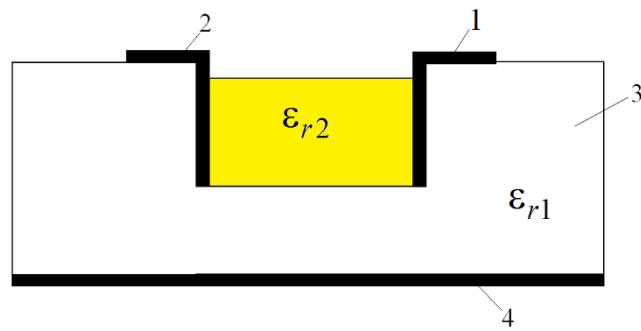
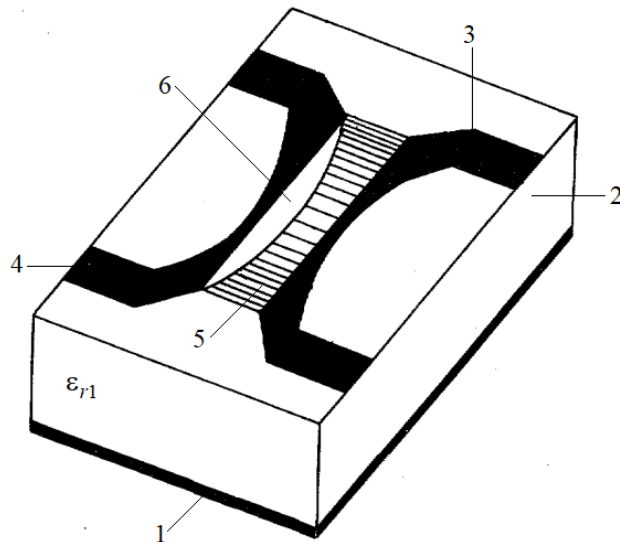


Рисунок 1.24 – Поперечное сечение связанных полосковых линий с лицевой связью на подвешенной подложке с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_{r1} ; 1, 2 – токонесущие полоски; 3, 4 – верхняя и нижняя стенки экрана [69]

Дальнейшие идеи использовать трехмерные конструкции полосковых линий были сформулированы и обоснованы, в том числе, в работах [70– 74]. На рисунке 1. 25, *a* показан один из вариантов 3D конструкции связанных линий в объемном исполнении [70]. На основе данной структуры был разработан трехдецибелльный микрополосковый направленный ответвитель [71] с целью расширения диапазона рабочих частот и повышения технологической эффективности (рисунок 1. 25, *б*). Этот тип СПЛ получил название «Рельефные связанные микрополосковые линии». Связанные полоски 1 и 2 выполнены в виде буквы Г и перевернутой буквы Г, расположены горизонтальной частью на поверхности подложки 3 с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_{r1} и вертикальной частью в канавке, заполненной диэлектриком с проницаемостью ϵ_{r2} . Наряду с преимуществом возможности варьировать коэффициенты связи k_C и k_L в широких пределах, конструкция рельефных СПЛ имеет недостаток – сложность нанесения полосок внутри канавки. Поэтому в рамках развития концепции объемных интегральных схем [72] искались варианты конструкций, сохраняющие достоинства рельефных СПЛ, но более технологичные.



а)



б)

Рисунок 1.25 – Поперечное сечение связанных полосковых линий 1 и 2, выполненных частично на поверхности диэлектрической подложки 3 и в канавке с диэлектрическим заполнением (а) [70] и трехдецибельный микрополосковый направленный ответвитель (б), в диэлектрической подложке 2 в области связи полосковых проводников 3 и 4 выполнена канавка 5, боковые поверхности 6 которой, имеющие форму сегмента, металлизированы и соединены каждая с соответствующим полосковым проводником 3 и 4 [71]

Так были предложены и исследованы связанные полосковые линии с вертикально и горизонтально расположенными подложками 1 и 2 [73, 74] (рисунок 1. 26). В работе [73] для обозначения СПЛ такого типа был введен термин «Vertically Installed Planar circuit» (VIP circuit), или просто VIP, т.к. буква P может означать подложку (plate).

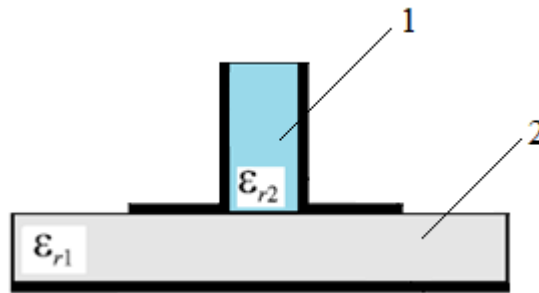


Рисунок 1.26 – Поперечное сечение конструкции связанных полосковых линий с вертикально расположенной подложкой (VIP) [74]

Конструкция СПЛ типа VIP имеет весьма важное преимущество по сравнению с другими структурами, связанное с возможностью получения сильной электромагнитной связи между полосками. Это достигается несложным технологическим приемом установки вертикальной подложки путем припаивания (или сварки) проводников, ориентированных горизонтально и вертикально соответственно на подложках 1 и 2.

Такова краткая история истоков появления разнообразных 3D конструкций СПЛ.

1.7.2 Классификация типов 3D конструкций связанных полосковых линий

Использование конструкций связанных полосковых линий широко распространено в современной практике проектирования СВЧ-устройств. СПЛ предоставляют основу для разработки фильтров, фазовращателей, трансформаторов импеданса, направленных ответвителей, модальных фильтров, диплексоров, корректоров и других устройств [73–79]. Многие из указанных устройств могут быть построены с применением 3D конструкций СПЛ, поэтому классификация связанных полосковых линий, в том числе 3D типа, полезна для разработчиков СВЧ компонент, устройств и систем.

По наиболее важным физическим свойствам СПЛ можно разделить по следующим параметрам:

- величина связи между линиями;
- количество собственных волн.

Степенью связи между линиями является граница коэффициента связи, определяемая при равных коэффициентах связи по емкости k_C и индуктивности k_L , когда $k_C = k_L = 0,70795$. В этом случае считается, что связь составляет 3 дБ. Менее этой границы – связь слабая, более – сильная, а связь 3 дБ считается достаточной для построения направленных ответвителей, неотражающих фильтров и других устройств.

В общем случае в СПЛ распространяется $2n$ собственных волн (мод), где n – количество связанных полосок. Поскольку магнитоэлектрическая среда в СПЛ может быть неоднородна, распространяющиеся волны могут иметь разную фазовую скорость, но, тем не менее, до определенной частоты считают, что в СПЛ распространяются квази-Т-волны [78, 79].

На схеме рисунок 1. 27 показана схема классификация 3D конструкций связанных полосковых линий при разделении на подклассы по признакам: количества проводников; геометрическая форма и расположение проводников; симметрия поперечного сечения. Конструкция 3D, показанная на рисунке 1.27 классифицируется как двухпроводная, регулярная или нерегулярная в зависимости от топологии проводников, без экрана, симметричная в поперечном сечении.

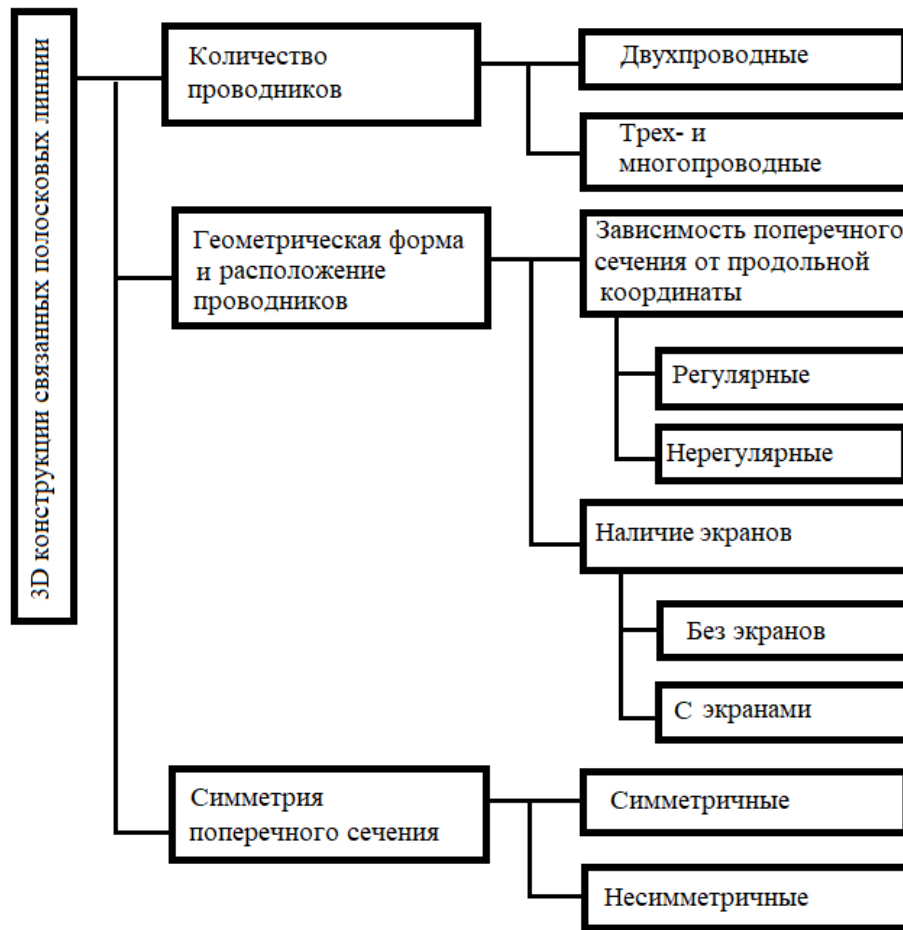


Рисунок 1.27 – Классификация 3D конструкций связанных полосковых линий

Разновидности 3D конструкций СПЛ показаны на рисунках 1.28–1.32. Конструкция типа VIP (рисунок 1.28), предложенная и исследованная в [73, 74], был применена для построения направленного ответвителя, конвертора и полосно-пропускающего фильтра.

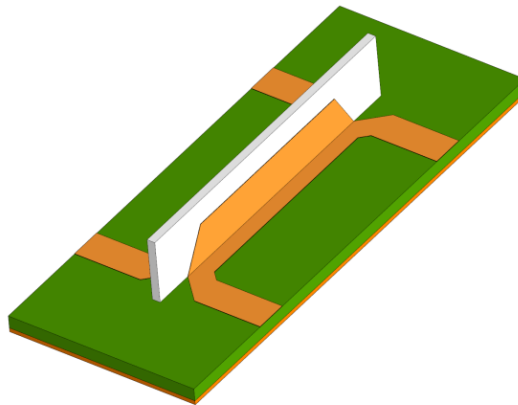


Рисунок 1.28 – 3D конструкция СПЛ, описанная в [73, 74], использованная для построения ряда устройств СВЧ (показан направленный ответвитель)

В работе [73] получены частотные характеристики направленного ответвителя с большой неравномерностью коэффициентов передачи и низкой развязкой портов, что связано с неравенством эффективных диэлектрических проницаемостей синфазного и противофазного возбуждения ϵ_{rec} , $\epsilon_{reп}$ связанных линий. Поэтому в статье [74] решалась проблема выравнивания ϵ_{rec} , $\epsilon_{reп}$ и, тем самым, существенного улучшения частотных характеристик направленных ответвителей.

Конструкция СПЛ с вертикальной подложкой удобна для изготовления нерегулярных СПЛ, которые позволяют получить уникальные частотные характеристики направленных ответвителей и формирователей импульсов [80, 81]. На рисунке 1.29 показана конструкция ступенчато-неоднородных связанных полосковых линий. Частотная зависимость коэффициентов передачи этого устройства позволяет получить неперiodическую зависимость коэффициентов передачи S_{21} , S_{31} . При плавной зависимости первичных параметров нерегулярных СПЛ типа VIP возможно расширение полосы рабочих частот направленных ответвителей вследствие двух причин: за счет обеспечения необходимой зависимости волновых сопротивлений Z_{0c} , $Z_{0п}$ и эффективных диэлектрических проницаемостей синфазного ϵ_{rec} и противофазного $\epsilon_{reп}$ возбуждения. Однако эта задача до настоящего времени не решена в силу ее сложности.

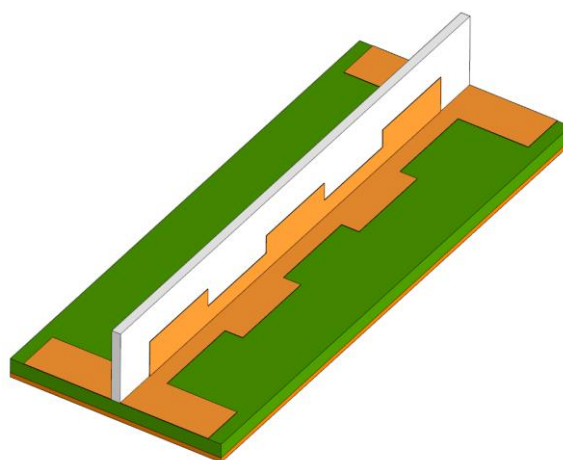


Рисунок 1.29 – Конструкция ступенчато-неоднородных связанных полосковых линий [80, 81]

Определенный интерес представляют многопроводные связанные полосковые линии с вертикально расположенной подложкой [65]. В указанной монографии рассмотрен управляемый направленный ответвитель на основе многопроводной СПЛ, показанной на рисунке 1.30. Полоски на вертикальной и горизонтальной подложках образуют решетки проводников, имеющих разное назначение. Вертикально расположенные полоски имеют сильную электромагнитную связь и при соединении с горизонтально расположенными полосками образуют эквивалентную двухпроводную СПЛ соответственно с сильной связью.

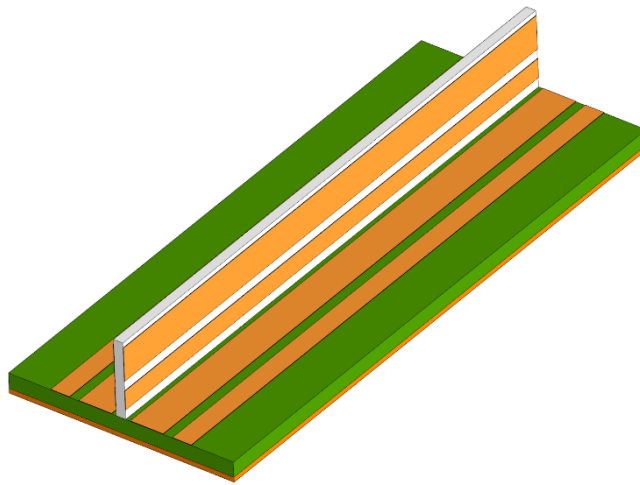


Рисунок 1.30 – Конструкция многопроводной СПЛ с вертикально расположенной подложкой. Полоски образуют горизонтальные и вертикальные решетки проводников [65]

Соединение друг с другом горизонтальных полосок позволяет изменять волновое сопротивление структуры $Z_o = \sqrt{Z_{or} \cdot Z_{оп}}$ и одновременно коэффициенты связи между полосками k_C, k_L .

Наличие вертикальной подложки позволяет разместить на ней полоски, выполняющие функции резонатора или элемента трансформатора импеданса [73]. На рисунке 1.31 показана конструкция с четвертьволновыми отрезками на вертикальной подложке.

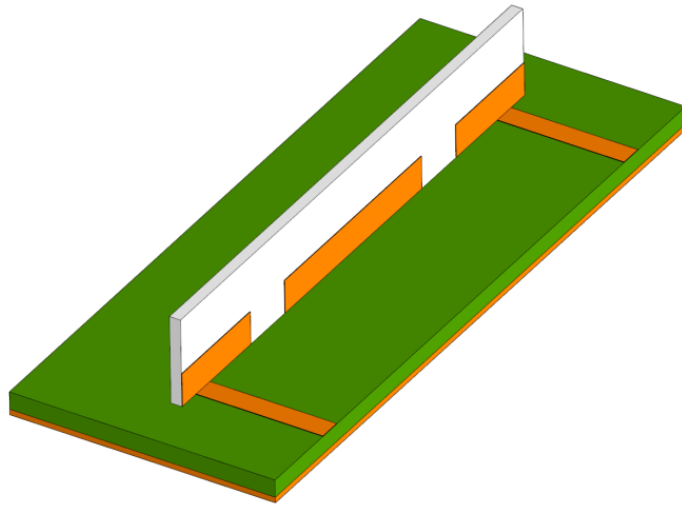


Рисунок 31 – Конструкция 3D связанных линий с четвертьволновыми отрезками на вертикальной подложке, входящих в схему устройства [73]

VIP конструкции СПЛ при наличии диэлектриков с большой диэлектрической проницаемостью, как показано в работах [78, 79], позволяют получать большое отношение эффективных диэлектрических проницаемостей $\epsilon_{rec} / \epsilon_{re\pi}$ и, соответственно, фазовых скоростей $v_c / v_\pi = \sqrt{\epsilon_{rec} / \epsilon_{re\pi}}$ синфазной (индекс “с”) и противофазной (индекс “ π ”) мод. Увеличение v_c / v_π до 3 привело к возникновению транснаправленного ответвителя. Его конструкция показана на рисунке 1. 32.

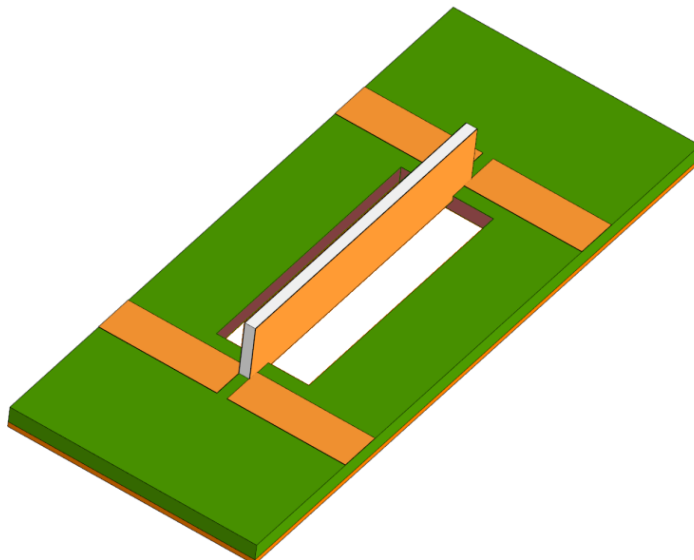


Рисунок 1.32 – Конструкция связанных полосковых линий с отношением фазовых скоростей синфазного v_c и противофазного v_π возбуждения $v_c / v_\pi \approx 3$ [78]

1.8 Выводы к разделу 1

Проведенный аналитический обзор [120] позволяет сделать следующие выводы:

1. Разработка компактных и эффективных неотражающих фильтров СВЧ остается важной и актуальной задачей в современной радиотехнике.
2. Существует ряд подходов к построению неотражающих фильтров, таких как направленные фильтры, неотражающие фильтры на сосредоточенных элементах, неотражающие фильтры с нагруженными отрезками линий передачи, а также фильтры на связанных линиях.
3. Направленные фильтры можно рассматривать как полезный прототип для проектирования неотражающих фильтров.
4. Фильтры на сосредоточенных элементах реализуются на частотах до нескольких сотен мегагерц по причине ограниченности нижнего предела индуктивностей в виде сосредоточенных элементов.
5. Неотражающие фильтры с нагруженными отрезками линий передачи и фильтры на связанных линиях имеют большие габариты и паразитные полосы пропускания.
6. Подход, основанный на комбинировании распределенных и сосредоточенных цепей, перспективен для исследований и создания неотражающих фильтров.
7. Актуальна разработка моделей и конструкций неотражающих фильтров с единственной полосой пропускания в широком диапазоне частот с обеспечением согласования по входу и по выходу и уменьшением габаритов.

2 АНАЛИТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ НЕОТРАЖАЮЩИХ ПОЛОСКОВЫХ ФИЛЬТРОВ

В данном разделе рассматриваются вопросы моделирования неотражающих полосковых фильтров на основе распределенных и сосредоточенных цепей. В основе содержания раздела положены результаты, опубликованные в работах [82–90,124], а также монографии [112].

Основная цель помещенных здесь материалов – разработка аналитических моделей, необходимых для разработки алгоритмов и программ для исследования неотражающих полосковых фильтров (НПФ) и их проектирования. При этом рассматриваются: задача расчета частотных характеристик фильтров по известным параметрам конструкции и материалов (прямая задача) и обратная задача отыскания частотной зависимости импеданса RLC-цепи, необходимой для получения требуемых характеристик фильтра.

Для достижения поставленной цели сформулированы и решены следующие задачи, представляющие детализацию задач 2-5, сформулированных во введении:

1. Описание конструкций разработанных неотражающих фильтров.
2. Построение модели НПФ на основе применения автоном при декомпозиции эквивалентной схемы на многополюсники, являющиеся цепями с распределенными параметрами и многополюсники, описываемые как RLC-цепи с сосредоточенными параметрами.
3. Решение обратной задачи отыскания частотной зависимости импеданса RLC-цепи, обеспечивающей заданные частотные параметры НПФ и построение аналитической модели на этой основе с возможностью быстрых вычислений при проектировании фильтров. Раскрыть подходы к моделированию неотражающих полосковых фильтров, которые состоят из распределенных и сосредоточенных цепей [82-84].
4. Решение задачи отыскания относительных диэлектрических проницаемостей подложек 3D-конструкции связанных полосковых линий, обеспечиваю-

щих получение требуемого отношения фазовых скоростей синфазных и противофазных волн v_c/v_π в используемых связанных линиях [85–88].

5. Разработка способа измерения частотной зависимости фазовых скоростей синфазных и противофазных волн в связанных линиях [89, 90] при экспериментальном исследовании СПЛ.

2.1 Конструкции и эквивалентные схемы НПФ

На рисунке 2.1 представлена одна из рассмотренных далее конструкций НПФ в виде трехмерной модели [70, 71]. Ее особенностью является применение связанных полосковых линий (СПЛ), выполненных на горизонтальной 1 и вертикальной 2 подложках с разными относительными диэлектрическими проницаемостями ϵ_{r1} и ϵ_{r2} [70-74].

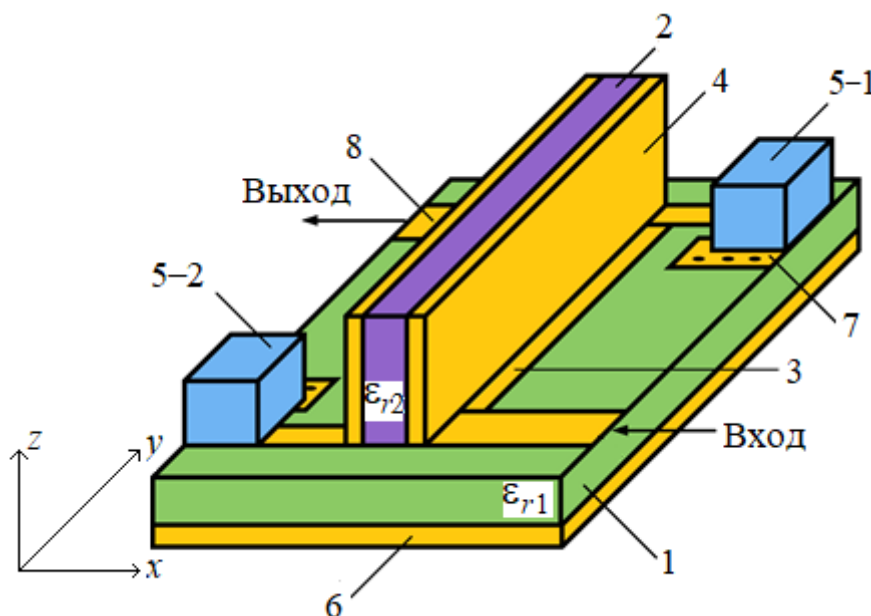


Рисунок 2.1 – Трехмерная модель НПФ на СПЛ 3D- конструкции, где 1–горизонтально расположенная подложка с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_{r1} ; 2–вертикально расположенная подложка с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_{r2} ; 3–горизонтальная полоска связанных линий; 4–вертикальная полоска связанных линий; 5-1,5-2–RLC-цепи, составленная из сосредоточенных элементов; 6–заземляемое основание; 7–контактная площадка заземления; 8–соединительная линия

Связанные линии представляют соединение горизонтально и вертикально расположенных полосок 3 и 4. Они образуют направленный ответвитель (НО) в общем случае с неуравновешенной электромагнитной связью [78, 79]. Одни диа-

гональные порты связанных линий используются как вход и выход устройства, а другие (см. рисунок 2.1) нагружены на частотно-зависимые нагрузки в виде RLC-цепей 5-1 и 5-2, заземляемых через контактные площадки 7. Подложка 1 снабжена заземляемым основанием 6. Вход и выход производятся через соединительные отрезки линий 8.

На рисунке 2.2 показана конструкция малогабаритного НПФ. Связанные полосковые линии на горизонтальной 1 и вертикальных подложках 2 образованы горизонтально расположенными полосками 3, выполненными в виде меандра, и вертикально расположенными полосками 4, также образующих меандр. Очевидно, что показанная конструкция связанных полосковых линий не может рассматриваться как СПЛ с регулярными параметрами, поскольку части СПЛ с вертикально расположенными полосками, ориентированными по оси x , оказываются связанными, а части СПЛ, ориентированные по оси y , удалены друг от друга и поэтому связь между ними и другими участками СПЛ мала.

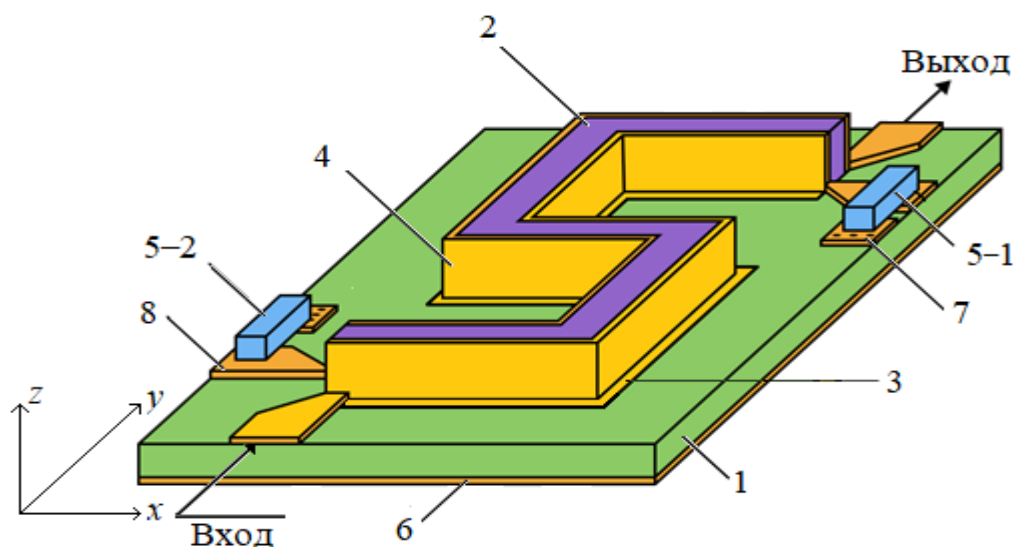


Рисунок 2.2 – Трехмерная модель малогабаритного НПФ на связанных полосковых линиях 3D-конструкции, уложенных в форме меандра, где 1–горизонтально расположенная подложка с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_{r1} ; 2–вертикально расположенные подложки с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_{r2} ; 3–горизонтальные полоски связанных линий; 4–вертикальные полоски связанных линий; 5-1, 5-2 – RLC-цепи, составленные из сосредоточенных элементов; 6–заземляемое основание; 7–контактная площадка заземления; 8–соединительная линия

Размер вертикально расположенных полосок 4 мал по отношению к длине волны на используемых частотах, поэтому показанные конструкции будем рассматривать с позиции существования в них квази-Т-волн [31, 39, 93]. Это означает, что размер полосок по координате z учитывается только при расчете первичных параметров. Поэтому эквивалентную схему неотражающих фильтров представим в 2D-измерении. На рисунке 2.3 представлена наиболее полная обобщенная эквивалентная схема неотражающего полоскового фильтра. Эта схема соответствует конструкции, показанной на рисунке 2.2 и может рассматриваться как базовая при моделировании.

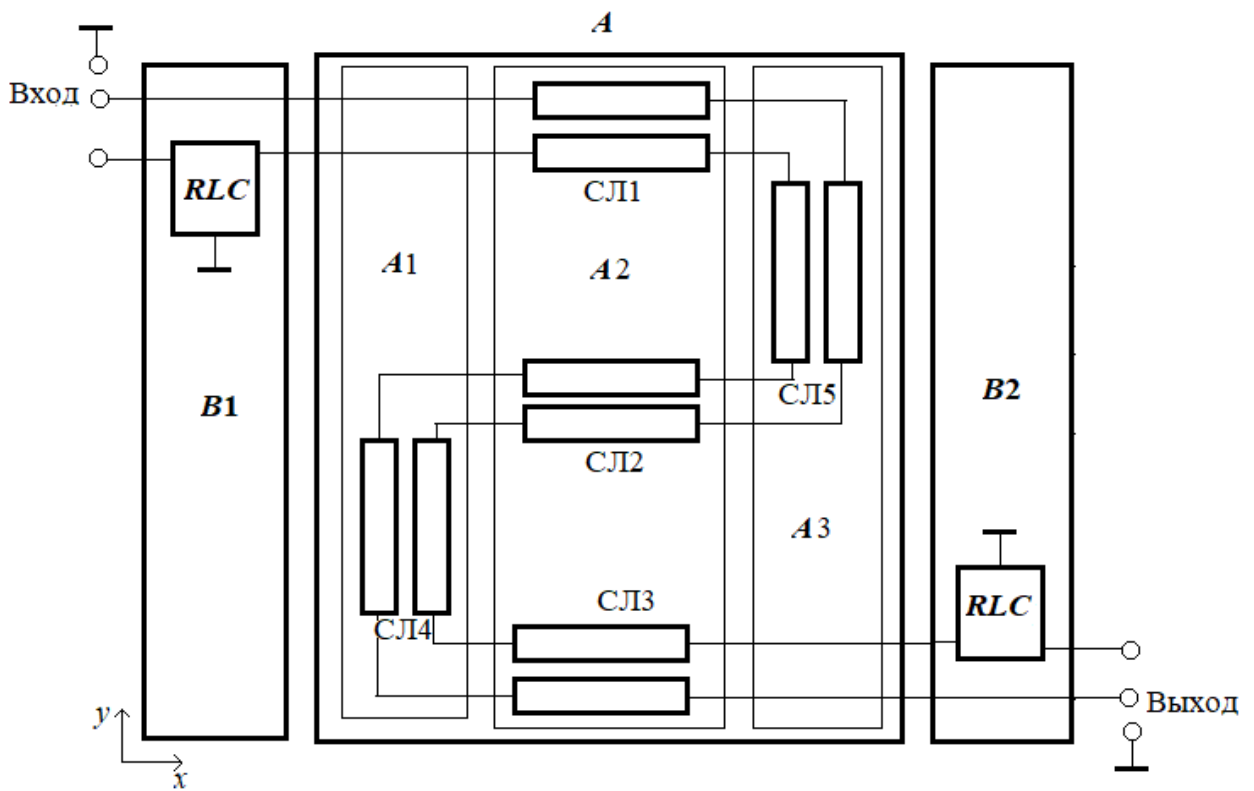


Рисунок 2.3 – Обобщенная эквивалентная схема неотражающего полоскового фильтра: A – блок распределенной структуры из трех пар связанных линий СЛ1, СЛ2, СЛ3, ориентированных по оси x , и двух пар связанных линий СЛ4, СЛ5, ориентированных по оси y ; $B1$, $B2$ – блоки сосредоточенных RLC-цепей; $A1$ – восьмиполусник, составленный из СЛ4; $A2$ – восьмиполусник, составленный из СЛ1, СЛ2, СЛ3; $A3$ – восьмиполусник, включающий СЛ5

Схема (рисунок 2.3) получена путем декомпозиции конструкции (рисунок 2.2) на составные части, каждая из которых представляется как многополусник. Секции связанных полосковых линий, образующих меандр, выделены в блок A ,

названный блоком распределенных элементов. Блоки $B1$ и $B2$ состоят из RLC-цепей и соединительных линий (см. рисунок 2.3). Схема имеет вход и выход, т.е. по существу является четырехполюсником, производным от многополюсника, построенного по схеме рисунка 2.3. Поэтому необходима декомпозиция блока A и блоков $B1$ и $B2$ на составляющие, что и показано на рисунке 2.3. Как уже отмечалось, звенья меандра, ориентированные по оси x , электромагнитно связаны, поэтому они показаны как многополюсник $A2$, образованный отрезком много-связной полосковой линии [65] $A2$. Звенья СПЛ, ориентированные по оси y (см. рисунок 2.3), представляются восьмиполюсниками $A1$ и $A3$.

2.2 Задача анализа (прямая задача)

Эквивалентная схема рисунка 2.3 упрощается, если пренебречь связью между полосками, ориентированными по оси x . Поэтому в ходе моделирования неотражающих полосковых фильтров в качестве расчетной схемы была рассмотрена схема, показанная на рисунке 2.4. В этой схеме блок A – полосковая линия с $2n$ токонесущими проводниками. Конструкция, показанная на рисунке 2.3, содержит пять отрезков СПЛ и для нее $n = 5$, но при этом меандровая структура связанных линий приводится известным приемом [125] к восьмиполюснику, эквивалентному СПЛ с $n = 2$. На рисунке 2.4 представлена расчетная схема прототипа НПФ, составленная из блока A распределенного типа и блоков $B1$, $B2$, составленных из сосредоточенных цепей.

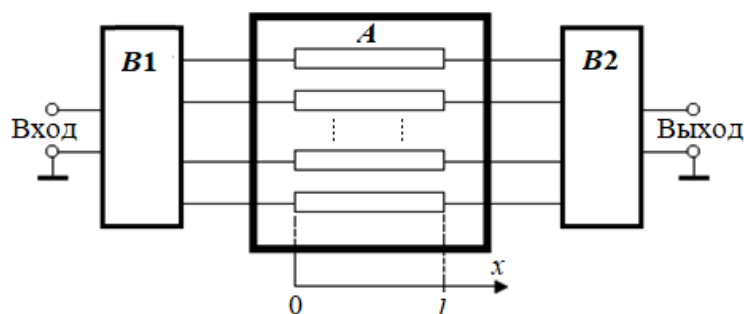


Рисунок 2.4. Расчетная схема НПФ, составленная из блока A распределенного типа и блоков $B1$, $B2$, составленных из сосредоточенных цепей

Блок **A** представляет собой распределенную структуру, выполняющую функцию формирования волнового процесса с predetermined характеристиками. Блоки **B1**, **B2** построены с использованием сосредоточенных элементов и представляют собой соответствующие сосредоточенные RLC-цепи. Они выполняют функции формирования определенной частотной зависимости нагрузок и соответственно граничных условий в сечениях $x=0$, $x=l$, а также обеспечивают соединение с внешними цепями.

Для СПЛ с $n=2$ модель блока **A** рассматривается независимо от заданных граничных условий и представляется матрицей, связывающей напряжения и токи в начале и в конце связанных линий. Такая связь была получена в работе [93] и представлена в виде соотношения (2.1).

$$\begin{bmatrix} U_1(l) \\ U_2(l) \\ I_1(l) \\ I_2(l) \end{bmatrix} = \left([A_m] \begin{bmatrix} e^{-\gamma_c l} & 0 & & \\ & e^{-\gamma_\pi l} & & \\ \hline & & e^{\gamma_c l} & 0 \\ & & 0 & e^{\gamma_\pi l} \end{bmatrix} [A_m]^{-1} \right) \begin{bmatrix} U_1(0) \\ U_2(0) \\ I_1(0) \\ I_2(0) \end{bmatrix}. \quad (2.1)$$

где $[A_m]$ – матрица нормированных амплитуд записывается следующим образом:

$$[A_m] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & & \\ k_c & k_\pi & & \\ \hline Y_{1c} & Y_{1\pi} & -Y_{1c} & -Y_{1\pi} \\ Y_{2c} & Y_{2\pi} & -Y_{2c} & -Y_{2\pi} \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

Коэффициенты k_c , k_π и проводимости Y_{1c} , $Y_{1\pi}$ находятся по формулам (2.3)

$$\begin{aligned} k_{c,\pi} &= (\gamma_{c,\pi}^2 - \alpha_{11}) / \alpha_{12}; \\ Y_{1c} &= (Y_{11} + k_c Y_{12}) / \gamma_c; \quad Y_{1\pi} = (Y_{11} + k_\pi Y_{12}) / \gamma_\pi; \\ Y_{2c} &= (Y_{12} + k_c Y_{22}) / \gamma_c; \quad Y_{2\pi} = (Y_{12} + k_\pi Y_{22}) / \gamma_\pi. \end{aligned} \quad (2.3)$$

В (2.1) $\gamma_{c,\pi}$ – коэффициенты распространения синфазной и противофазной волн, определяемые в результате решения задачи о собственных значениях матрицы $\mathbf{\alpha}$

$$\gamma_{c,\pi} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\alpha_{11} + \alpha_{22} \pm \sqrt{(\alpha_{11} - \alpha_{22})^2 + 4\alpha_{12}\alpha_{21}} \right). \quad (2.4)$$

Коэффициенты распространения γ_c, γ_π , получаемые как собственные значения матрицы $\mathbf{\alpha}$ с помощью оператора Mathcad $\text{eigenvals}(\mathbf{\alpha})$ [93], не всегда удовлетворяют условиям физического смысла. При уточнении определения этих коэффициентов исходя из физических особенностей конструкции полосковых линий установлено, что если эффективная диэлектрическая проницаемость для синфазной волны ϵ_{rec} и эффективная диэлектрическая проницаемость противофазной волны $\epsilon_{re\pi}$, коэффициенты связи по емкости k_C и по индуктивности k_L соотносятся как $\epsilon_{rec} > \epsilon_{re\pi}$, $k_C < k_L$, тогда в формуле (2.4) при определении γ_c, γ_π берутся знаки «+» и «-» соответственно для γ_c, γ_π , а при обратных неравенствах, т.е. $\epsilon_{rec} < \epsilon_{re\pi}$; $k_C > k_L$, ставятся знаки «-» и «+» [87].

В (2.4) $\alpha_{i,j}$ — элементы матрицы $\mathbf{\alpha} = \mathbf{ZY}$, а \mathbf{Z} и \mathbf{Y} определяются через коэффициенты матриц первичных погонных параметров $L_{i,j}, C_{i,j}, R_{i,j}, G_{i,j}$ [99, 109]

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} (R_{11} + j\omega L_{11}) & (R_{12} + j\omega L_{12}) \\ (R_{12} + j\omega L_{12}) & (R_{22} + j\omega L_{22}) \end{bmatrix}, \quad (2.5)$$

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} (G_{11} + j\omega C_{11}) & (G_{12} + j\omega C_{12}) \\ (G_{12} + j\omega C_{12}) & (G_{22} + j\omega C_{22}) \end{bmatrix}.$$

Связь между напряжениями и токами в виде столбовых матриц на входе и выходе блока \mathbf{A} , т.е. в сечениях $x=0$ и $x=l$, находится через матрицу передачи \mathbf{a} [94]:

$$\begin{bmatrix} U_1(0) \\ U_2(0) \\ I_1(0) \\ I_2(0) \end{bmatrix} = \mathbf{a} \begin{bmatrix} U_1(l) \\ U_2(l) \\ I_1(l) \\ I_2(l) \end{bmatrix}, \quad (2.6)$$

$$\mathbf{a} = \left([A_m] \begin{bmatrix} e^{-\gamma_c l} & 0 & & \\ & e^{-\gamma_\pi l} & & \\ \hline & & e^{\gamma_c l} & 0 \\ & & 0 & e^{\gamma_\pi l} \end{bmatrix} [A_m]^{-1} \right)^{-1}. \quad (2.7)$$

Схема блоков **B1**, **B2** имеет несимметричную конфигурацию, поскольку количество портов на входе и выходе расчетной схемы различно (см. рисунок 2.3), что затрудняет процесс декомпозиции блоков после построения модели автономных блоков. Для упрощения и согласования размерности матриц, описывающих блоки **B1**, **B2**, с размерностью матрицы **a** (см. формула (2.7)), предложено симметризовать схему. Это привело к формированию структуры каскадного типа, что облегчало нахождение матрицы передачи обобщенной схемы с дополнительными входными и выходными внешними портами. Порты симметризованной обобщенной схемы обозначаются, как показано на рисунке 2.5.

Результирующую матрицу передачи \mathbf{a}_Σ структурной схемы на рисунке 2.5 можно записать в виде произведения трех матриц: $\mathbf{a}_\Sigma = \mathbf{a}_{B1} \times \mathbf{a} \times \mathbf{a}_{B2}$, где \mathbf{a}_{B1} , \mathbf{a}_{B2} представляют матрицы передачи блоков **B1** и **B2** соответственно, **a** – матрица передачи связанных полосковых линий с неоднородным диэлектриком [121]. В рассматриваемом нами варианте построения неотражающих фильтров блоки **B1**, **B2** включают RLC-цепи, их структуру можно упростить с использованием уравнений Кирхгофа при переходе к эквивалентной схеме.

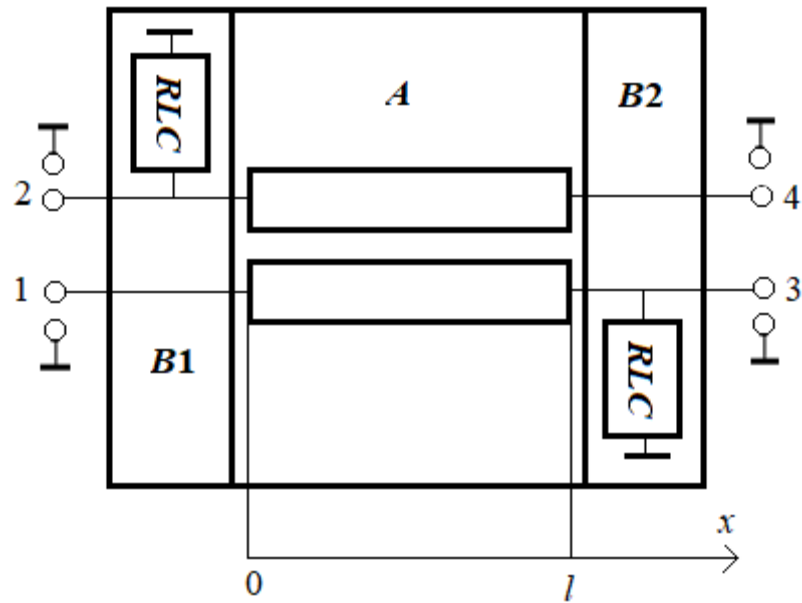


Рисунок 2.5 – Симметризация обобщенной схемы

Возврат от искусственно образованной схемы рисунки 2.5 к схеме рисунка 2.4 выполняется заданием граничных условий на портах 2 и 3 в виде равенства нулю токов на них $I_2 = I_3 = 0$. Это позволяет составить систему линейных уравнений для отыскания параметров четырехполюсника, производного от восьмиполусника [39].

Перейдем к решению задачи построения модели симметризованной обобщенной схемы. Для начала представим результат преобразования RLC-цепей в блоках **B1**, **B2** к эквивалентным импедансам z_2 и z_3 , включенным согласно схемам, представленным на рисунке 2.6.

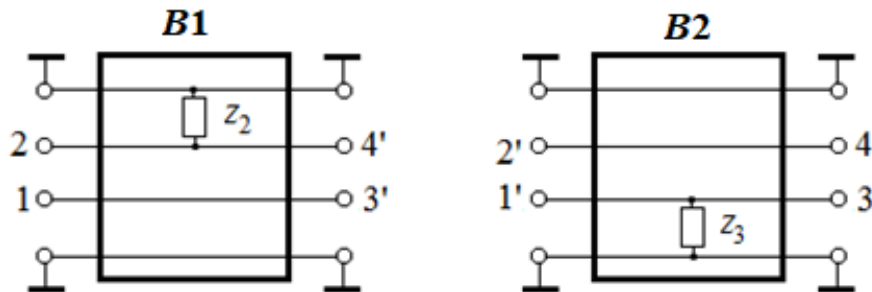


Рисунок 2.6 – Структура блоков **B1**, **B2** с RLC-цепями, приведенными к эквивалентным импедансам z_2 и z_3 в схемах восьмиполусников

В ходе решения системы уравнений Кирхгофа для напряжений и токов на входе и выходе блоков $\mathbf{B1}$, $\mathbf{B2}$, матрицы \mathbf{a}_{B1} , \mathbf{a}_{B2} записываются в общем виде [39]:

$$\mathbf{a}_{B1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & (z_2)^{-1} & 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{a}_{B2} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ (z_3)^{-1} & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.8)$$

После выполнения перемножения матриц $\mathbf{a}_\Sigma = \mathbf{a}_{B1} \times \mathbf{a} \times \mathbf{a}_{B2}$, для \mathbf{a}_Σ получается выражение (2.9)

$$\mathbf{a}_\Sigma = \begin{bmatrix} a_{11} + a_{13} \cdot g_3 & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} + a_{14} \cdot g_3 & a_{22} & a_{13} & a_{24} \\ a_{31} + a_{11} \cdot g_3 & a_{32} & a_{11} & a_{21} \\ a_{32} + (a_{12} + a_{14} \cdot g_2) \cdot g_3 + a_{21} \cdot g_2 & a_{42} + a_{22} \cdot g_2 & a_{12} + a_{14} \cdot g_2 & a_{22} + a_{24} \cdot g_2 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

где $g_2 = (z_2)^{-1}$, $g_3 = (z_3)^{-1}$.

Нагрузки z_2 и z_3 являются "внутренними", т.е. восьмиполюсник (рисунок 2.5) нагружен только на z_1 и z_4 . Поэтому можно перейти от схемы восьмиполюсника к схеме производного четырехполюсника [39]. Для этого переобозначим элементы матрицы (2.9):

$$\begin{aligned} A_{11} &= a_{11} + a_{13} \cdot g_3, \quad A_{12} = a_{12}, \quad A_{13} = a_{13}, \quad A_{14} = a_{14}, \\ A_{21} &= a_{21} + a_{14} \cdot g_3, \quad A_{22} = a_{22}, \quad A_{23} = a_{13}, \quad A_{24} = a_{24}, \\ A_{31} &= a_{31} + a_{11} \cdot g_3, \quad A_{32} = a_{32}, \quad A_{33} = a_{11}, \quad A_{34} = a_{21}, \\ A_{41} &= a_{32} + (a_{12} + a_{14} \cdot g_2) \cdot g_3 + a_{21} \cdot g_2, \quad A_{42} = a_{42} + a_{22} \cdot g_2, \\ A_{43} &= a_{12} + a_{14} \cdot g_2, \quad A_{44} = a_{22} + a_{24} \cdot g_2. \end{aligned} \quad (2.10)$$

В результате перехода к системе линейных уравнений пониженного порядка получается матрица \mathbf{ap} размером 2×2 , связывающая входное напряжение и ток с выходным напряжением и током. Элементы матрицы производного четырехполюсника \mathbf{ap} записываются в соответствии с (2.11)

$$ap_{11} = \frac{A_{12} \cdot A_{41} - A_{11} \cdot A_{42}}{A_{41}}, \quad ap_{12} = \frac{A_{14} \cdot A_{41} - A_{11} \cdot A_{44}}{A_{41}}, \quad (2.11)$$

$$ap_{21} = \frac{A_{32} \cdot A_{41} - A_{31} \cdot A_{42}}{A_{41}}, \quad ap_{22} = \frac{A_{34} \cdot A_{41} - A_{31} \cdot A_{44}}{A_{41}}.$$

Теперь подставим в (2.11) элементы матрицы \mathbf{A} , записанные через элементы матрицы \mathbf{a} , g_2 , g_3 :

$$\begin{aligned} ap_{11} &= \frac{a_{12} \cdot [a_{32} + g_3 \cdot (a_{12} + a_{14} \cdot g_2) + a_{21} \cdot g_2] - (a_{11} + a_{13} \cdot g_3) \cdot (a_{42} + a_{22} \cdot g_2)}{a_{32} + g_3 \cdot (a_{12} + a_{14} \cdot g_2) + a_{21} \cdot g_2}, \\ ap_{12} &= \frac{a_{14} \cdot [a_{32} + g_3 \cdot (a_{12} + a_{14} \cdot g_2) + a_{21} \cdot g_2] - (a_{11} + a_{13} \cdot g_3) \cdot (a_{22} + a_{24} \cdot g_2)}{a_{32} + g_3 \cdot (a_{12} + a_{14} \cdot g_2) + a_{21} \cdot g_2}, \\ ap_{21} &= \frac{a_{32} \cdot [a_{32} + g_3 \cdot (a_{12} + a_{14} \cdot g_2) + a_{21} \cdot g_2] - (a_{31} + a_{11} \cdot g_3) \cdot (a_{42} + a_{22} \cdot g_2)}{a_{32} + g_3 \cdot (a_{12} + a_{14} \cdot g_2) + a_{21} \cdot g_2}, \\ ap_{22} &= \frac{a_{21} \cdot [a_{32} + g_3 \cdot (a_{12} + a_{14} \cdot g_2) + a_{21} \cdot g_2] - (a_{31} + a_{11} \cdot g_3) \cdot (a_{22} + a_{24} \cdot g_2)}{a_{32} + g_3 \cdot (a_{12} + a_{14} \cdot g_2) + a_{21} \cdot g_2}. \end{aligned} \quad (2.12)$$

Для упрощения описания матрицы \mathbf{a} обозначим:

$$\begin{aligned} \varphi &= a_{32} + g_3 \cdot (a_{12} + a_{14} \cdot g_2) + a_{21} \cdot g_2, \quad \beta = a_{11} + a_{12} \cdot g_3, \quad \eta = a_{31} + a_{11} \cdot g_3, \\ \Delta &= a_{32} + g_3 \cdot (a_{12} + a_{14} \cdot g_2) + a_{21} \cdot g_2. \end{aligned}$$

Элементы матрицы \mathbf{ap} находятся таким образом:

$$\begin{aligned} ap_{11} &= [a_{12} \cdot \varphi - \beta \cdot (a_{22} + a_{24} \cdot g_2)] \cdot \Delta^{-1}, \\ ap_{12} &= [a_{14} \cdot \varphi - \beta \cdot (a_{42} + a_{22} \cdot g_2)] \cdot \Delta^{-1}, \\ ap_{21} &= [a_{32} \cdot \varphi - \eta \cdot (a_{42} + a_{22} \cdot g_2)] \cdot \Delta^{-1}, \\ ap_{22} &= [a_{21} \cdot \varphi - \eta \cdot (a_{22} + a_{24} \cdot g_2)] \cdot \Delta^{-1}. \end{aligned} \quad (2.13)$$

Формулы (2.13) предоставляют возможность перейти от классической матрицы передачи \mathbf{ap} к матрице коэффициентов рассеяния \mathbf{S} , которая чаще всего используется при проектировании и измерениях [94].

2.3 Обратная задача

Сначала зафиксируем решение задачи анализа, что позволит проводить расчет частотных характеристик устройств при выбранных параметрах входящих в схему элементов. Неравенство частотно-зависимых эквивалентных адмиттансов нагрузок $g_2 = (z_2)^{-1}$, и $g_3 = (z_3)^{-1}$ в блоках **B1**, **B2** приводит к неравенству коэффициентов возвратных потерь (коэффициентов отражения) $S_{11} \neq S_{22}$ матрицы **S**, что не всегда допустимо и, кроме того, затрудняет проектирование фильтров неотражающего типа. Поэтому рассмотрим частный случай, когда $g_2 = g_3 = g$. Подставив g в (2.12) получены элементы матрицы производного четырехполюсника **ap**:

$$\begin{aligned}
 ap_{11} &= \frac{a_{12} \cdot [a_{32} + g \cdot (a_{12} + a_{14} \cdot g) + a_{21} \cdot g] - (a_{11} + a_{13} \cdot g) \cdot (a_{42} + a_{22} \cdot g)}{a_{32} + g \cdot (a_{12} + a_{14} \cdot g) + a_{21} \cdot g} \\
 ap_{12} &= \frac{a_{14} \cdot [a_{32} + g \cdot (a_{12} + a_{14} \cdot g) + a_{21} \cdot g] - (a_{11} + a_{13} \cdot g) \cdot (a_{22} + a_{24} \cdot g)}{a_{32} + g \cdot (a_{12} + a_{14} \cdot g) + a_{21} \cdot g} \\
 ap_{21} &= \frac{a_{32} \cdot [a_{32} + g \cdot (a_{12} + a_{14} \cdot g) + a_{21} \cdot g] - (a_{31} + a_{11} \cdot g) \cdot (a_{42} + a_{22} \cdot g)}{a_{32} + g \cdot (a_{12} + a_{14} \cdot g) + a_{21} \cdot g} \\
 ap_{22} &= \frac{a_{21} \cdot [a_{32} + g \cdot (a_{12} + a_{14} \cdot g) + a_{21} \cdot g] - (a_{31} + a_{11} \cdot g) \cdot (a_{22} + a_{24} \cdot g)}{a_{32} + g \cdot (a_{12} + a_{14} \cdot g) + a_{21} \cdot g}
 \end{aligned} \tag{2.14}$$

Преобразуем числители в выражениях (2.14)

$$\begin{aligned}
 ap_{11} &= \frac{(a_{12} \cdot a_{14} - a_{13} \cdot a_{22}) \cdot g^2 + (a_{12}^2 + a_{21} \cdot a_{12} - a_{11} \cdot a_{22} - a_{13} \cdot a_{42}) \cdot g + (a_{12} \cdot a_{32} - a_{11} \cdot a_{42})}{a_{14} \cdot g^2 + (a_{12} + a_{21})g + a_{32}} \\
 ap_{12} &= \frac{(a_{14}^2 - a_{13} \cdot a_{24}) \cdot g^2 + (a_{21} \cdot a_{14} + a_{21} \cdot a_{14} - a_{11} \cdot a_{24} - a_{13} \cdot a_{22}) \cdot g + (a_{14} \cdot a_{32} - a_{11} \cdot a_{22})}{a_{14} \cdot g^2 + (a_{12} + a_{21})g + a_{32}} \\
 ap_{21} &= \frac{(a_{14} \cdot a_{32} - a_{11} \cdot a_{22}) \cdot g^2 + (a_{12} \cdot a_{32} + a_{21} \cdot a_{32} - a_{11} \cdot a_{24} - a_{31} \cdot a_{22}) \cdot g + (a_{32}^2 - a_{31} \cdot a_{42})}{a_{14} \cdot g^2 + (a_{12} + a_{21})g + a_{32}} \\
 ap_{22} &= \frac{(a_{21} \cdot a_{14} - a_{11} \cdot a_{24}) \cdot g^2 + (a_{21}^2 + a_{12} \cdot a_{21} - a_{11} \cdot a_{22} - a_{31} \cdot a_{24}) \cdot g + (a_{21} \cdot a_{32} - a_{22} \cdot a_{31})}{a_{14} \cdot g^2 + (a_{12} + a_{21})g + a_{32}}
 \end{aligned} \tag{2.15}$$

Получена матрица **ap**:

$$\mathbf{ap} = \begin{bmatrix} \frac{p_1 \cdot g^2 + p_2 \cdot g + p_3}{q_1 \cdot g^2 + q_2 \cdot g + q_3} & \frac{p_4 \cdot g^2 + p_5 \cdot g + p_6}{q_1 \cdot g^2 + q_2 \cdot g + q_3} \\ \frac{p_7 \cdot g^2 + p_8 \cdot g + p_9}{q_1 \cdot g^2 + q_2 \cdot g + q_3} & \frac{p_{10} \cdot g^2 + p_{11} \cdot g + p_{12}}{q_1 \cdot g^2 + q_2 \cdot g + q_3} \end{bmatrix}, \quad (2.16)$$

где

$$\begin{aligned} q_1 &= a_{14}, \quad q_2 = a_{21} + a_{12}, \quad q_3 = a_{32}, \quad p_1 = a_{12} \cdot a_{41} - a_{13} \cdot a_{22} \\ p_2 &= a_{12}^2 + a_{21} \cdot a_{12} - a_{11} \cdot a_{22} - a_{13} \cdot a_{42}, \\ p_3 &= a_{12} \cdot a_{32} - a_{11} \cdot a_{42}, \quad p_4 = a_{14}^2 - a_{13} \cdot a_{24}, \\ p_5 &= a_{12} \cdot a_{14} - a_{11} \cdot a_{24} + a_{21} \cdot a_{14} - a_{13} \cdot a_{22}, \\ p_6 &= a_{14} \cdot a_{32} - a_{11} \cdot a_{22}, \quad p_7 = p_6, \\ p_8 &= a_{12} \cdot a_{32} - a_{11} \cdot a_{42} + a_{21} \cdot a_{32} - a_{22} \cdot a_{31}, \\ p_9 &= a_{32}^2 - a_{31} \cdot a_{42}, \quad p_{10} = a_{21} \cdot a_{14} - a_{11} \cdot a_{24}, \\ p_{11} &= a_{21}^2 + a_{12} \cdot a_{21} - a_{11} \cdot a_{22} - a_{31} \cdot a_{24}, \\ p_{12} &= a_{21} \cdot a_{32} - a_{22} \cdot a_{31}, \end{aligned} \quad (2.17)$$

Переходим теперь к решению обратной задачи с таким сформулированным вопросом: необходимо найти функцию зависимости адмиттанса RLC-цепи $g(f)$, при которой можно гарантировать достижение заданных значений коэффициента передачи $|S_{21}(f)|$ и коэффициента отражения $|S_{11}(f)|$ на центральной частоте f_0 единственной полосы пропускания, а также в полосах непропускания.

Коэффициенты $a_{i,j}$ ($i, j = 1, \dots, 4$) матрицы \mathbf{a} блока A распределенной цепи рассматриваемых связанных линий считаются известными, так как конструкция связанных линий обычно выбирается из известных конструкций, например Ю рассмотренных в разделе 1. Следовательно, в выражении (2.13) неизвестным является адмиттанс $g(f)$ RLC-цепи. Матрица передачи \mathbf{ap} определяется через матрицу рассеяния \mathbf{S} . В свою очередь, матрица \mathbf{S} может быть задана на основе требуемых частотных характеристик фильтра и обозначена как \mathbf{Sd} . Обратное

преобразование от **Sd** к классической матрице передачи дает нам **ad**. Матрицы **Sd** и **ad** могут быть экспериментально определены. Тогда формулировка обратной задачи сводится к определению параметров RLC-цепи из известных экспериментальных данных.

Теперь возвратимся к уравнениям (2.16) и получим квадратное уравнение:

$$ap_{11} = \frac{p_1 \cdot g^2 + p_2 \cdot g + p_3}{q_1 \cdot g^2 + q_2 \cdot g + q_3},$$

$$ap_{11} \cdot (q_1 \cdot g^2 + q_2 \cdot g + q_3) = p_1 \cdot g^2 + p_2 \cdot g + p_3,$$

$$(ap_{11} \cdot q_1 - p_1) \cdot g^2 + (ap_{11} \cdot q_2 - p_2) \cdot g + (ap_{11} \cdot q_3 - p_3) = 0.$$

Аналогично для ap_{12} , ap_{21} и ap_{22} получены:

$$(ap_{12} \cdot q_1 - p_4) \cdot g^2 + (ap_{12} \cdot q_2 - p_5) \cdot g + (ap_{12} \cdot q_3 - p_6) = 0$$

$$(ap_{21} \cdot q_1 - p_7) \cdot g^2 + (ap_{21} \cdot q_2 - p_8) \cdot g + (ap_{21} \cdot q_3 - p_9) = 0$$

$$(ap_{22} \cdot q_1 - p_{10}) \cdot g^2 + (ap_{22} \cdot q_2 - p_{11}) \cdot g + (ap_{22} \cdot q_3 - p_{12}) = 0$$

Запишем систему квадратных уравнений (2.18) относительно g

$$\left. \begin{aligned} (ad_{11} \cdot q_1 - p_1) \cdot g^2 + (ad_{11} \cdot q_2 - p_2) \cdot g + (ad_{11} \cdot q_3 - p_3) &= 0 \\ (ad_{12} \cdot q_1 - p_4) \cdot g^2 + (ad_{12} \cdot q_2 - p_5) \cdot g + (ad_{12} \cdot q_3 - p_6) &= 0 \\ (ad_{21} \cdot q_1 - p_7) \cdot g^2 + (ad_{21} \cdot q_2 - p_8) \cdot g + (ad_{21} \cdot q_3 - p_9) &= 0 \\ (ad_{22} \cdot q_1 - p_{10}) \cdot g^2 + (ad_{22} \cdot q_2 - p_{11}) \cdot g + (ad_{22} \cdot q_3 - p_{12}) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (2.18)$$

Введем коэффициенты m_k ($k=1, \dots, 12$) для упрощения (2.18), в результате получаем компактную запись системы в виде (2.19):

$$\left. \begin{aligned} m_1 \cdot g^2 + m_2 \cdot g + m_3 &= 0, \\ m_4 \cdot g^2 + m_5 \cdot g + m_6 &= 0 \\ m_7 \cdot g^2 + m_8 \cdot g + m_9 &= 0 \\ m_{10} \cdot g^2 + m_{11} \cdot g + m_{12} &= 0 \end{aligned} \right\}, \quad (2.19)$$

$$\text{где } m_1 = ad_{11} \cdot q_1 - p_1, \quad m_2 = ad_{11} \cdot q_2 - p_2,$$

$$m_3 = ad_{11} \cdot q_3 - p_3, \quad m_4 = ad_{12} \cdot q_1 - p_4,$$

$$m_5 = ad_{12} \cdot q_2 - p_5, \quad m_6 = ad_{12} \cdot q_3 - p_6, \quad (2.20)$$

$$\begin{aligned}
m_7 &= ad_{21} \cdot q_1 - p_7, \quad m_8 = ad_{21} \cdot q_2 - p_8, \\
m_9 &= ad_{21} \cdot q_3 - p_9, \quad m_{10} = ad_{22} \cdot q_1 - p_{10}, \\
m_{11} &= ad_{22} \cdot q_2 - p_{11}, \quad m_{12} = ad_{22} \cdot q_3 - p_{12}.
\end{aligned}$$

Решение системы квадратных уравнений (2.19), по сути, представляет собой решение обратной задачи нахождения частотной зависимости адмиттанса $g(f)$ RLC-цепи на основе известных коэффициентов матрицы **ad**, которая определяется через матрицу рассеяния **Sd**. При этом, конечно, необходимо иметь определенную матрицу **a**, что может быть легко выполнено при известных размерах полосковой структуры и свойствах диэлектрика.

Система квадратных уравнений (2.20) переопределена, т.к. мы фактически рассматриваем устройство с симметричной и взаимной матрицей рассеяния **Sd**. Запишем систему (2.21) из двух уравнений для определения g^2 и g , поскольку g – комплексная переменная:

$$\left. \begin{aligned}
\sigma_1 \cdot g^2 + \tau_1 \cdot g &= \mu_1, \\
\sigma_2 \cdot g^2 + \tau_2 \cdot g &= \mu_2.
\end{aligned} \right\} \quad (2.21)$$

где $\sigma_1 = m_1 + m_4$, $\sigma_2 = m_7 + m_{10}$, $\tau_1 = m_2 + m_5$, $\tau_2 = m_8 + m_{11}$, $\mu_1 = -m_3 - m_6$, $\mu_2 = -m_9 - m_{12}$ рассматриваются как частотно-зависимые коэффициенты, определяемые через m_k из (2.20). Далее получаем выражение (2.22) для нахождения g^2 и g

$$\begin{bmatrix} g^2 \\ g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_1 & \tau_1 \\ \sigma_2 & \tau_2 \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} \mu_1 \\ \mu_2 \end{bmatrix}. \quad (2.22)$$

Таким образом, использование декомпозиционного подхода к математическому моделированию неотражающих полосковых фильтров позволило успешно решить задачи анализа и синтеза устройств на основе распределено-сосредоточенных цепей. Разработанная математическая модель послужила основой для создания алгоритма и программ, что позволяет достигать конечной цели проектирования устройств при детализации автономных блоков и их взаи-

модействия. Еще одним важным применением данных решений является возможность извлечения частотной зависимости импеданса RLC-цепи с неизвестными параметрами входящих в нее элементов в случае, когда матрица получается экспериментальным путем.

2.4 Численные результат при решении прямой и обратной задачи

Был разработан комплекс программ, основанных на представленных математических моделях для решения прямой и обратной задач. В состав комплекса включены четыре программы.

1) Программа для расчета методом сеток [131] первичных и вторичных параметров связанных полосковых линий с вертикальной вставкой подложкой. Данные расчета в виде матрицы емкостей \mathbf{C} , матрицы индуктивностей \mathbf{L} передаются через обменные файлы в следующую программу.

2) Во второй программе решается задача расчета частотных характеристик блока A при меняющейся длине связанных линий l . Расчет ведется в отсутствие частотной зависимости сосредоточенной цепи блоков $B1, B2$ при согласованных нагрузках во всех портах $z_1 = z_2 = z_3 = z_4 = 50$ Ом. В этой программе реализована процедура вычисления длины линий l , при которой на частоте f_0 электрическая длина линий $\varphi = \text{Im}(\gamma_1 l + \gamma_2 l) / 2 = \pi / 2$.

3) В третьей программе проводится расчет (анализ) [122] эквивалентных параметров $g_2 = (z_2)^{-1}$, $g_3 = (z_3)^{-1}$ сосредоточенных RLC-цепей блоков $B1, B2$ и на основе полученной модели рассчитываются частотные характеристики устройства.

4) Решение обратной задачи определения частотной зависимости $g_2(f) = g_3(f) = g(f)$ с использованием формулы (2.17) в следующей последовательности вычислений [126]. Вначале используются результаты вычисления параметров блока A , затем задается \mathbf{Sd} , определяется \mathbf{ad} и на основании (2.14) – (2.17) определяется $g(f)$. Было установлено, что получаемая частотная ха-

рактеристика $g(f)$ в результате синтеза схемы RLC-цепи должна содержать активное сопротивление R , величина которого равна среднегеометрическому волновых сопротивлений синфазного и противофазного режима возбуждения связанных линий.

В качестве примера спроектированы фильтры неотражающего типа с центральной частотой $f_0 = 1$ ГГц, но с разной полосой пропускания Δf . Выполнение программы 1 при исходных размерах и параметрах диэлектриков, приведенных в описании конструкции, дало следующие первичные и вторичные параметры:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 157,03 & -110,02 \\ -110,02 & 157,03 \end{bmatrix} \times 10^{-12}, \text{ Ф/м} - \text{ матрица погонных емкостей};$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 3,9715 & 2,7783 \\ 2,7783 & 3,9715 \end{bmatrix} \times 10^{-7}, \text{ Гн/м} - \text{ матрица погонных индуктивностей};$$

$\varepsilon_{rec} = 2,858$ – эффективная диэлектрическая проницаемость синфазной волны;

$\varepsilon_{rep} = 2,858$ – эффективная диэлектрическая проницаемость противофазной волны.

Выполнение программы 2 позволило определить длину отрезка связанных линий $l = 0,045$ м. Обращением к программе 3 решается задача вычисления параметров блоков с сосредоточенными параметрами и частотных характеристик устройства, т.е. провести анализ. И, наконец, посредством программы 4 осуществятся решение обратной задачи по расчету частотной зависимости импеданса сосредоточенной цепи $|z(f)| = |g(f)|^{-1}$, обеспечивающей частотные характеристики неотражающего полосно-пропускающего фильтра на основе связанных полосковых линий и сосредоточенных RLC-цепей. На рисунок 2.7 и 2.8 показаны зависимости $|z(f)|$, $|S(f)|$, для фильтра с полосой пропускания $\Delta f_1 = 197$ МГц.

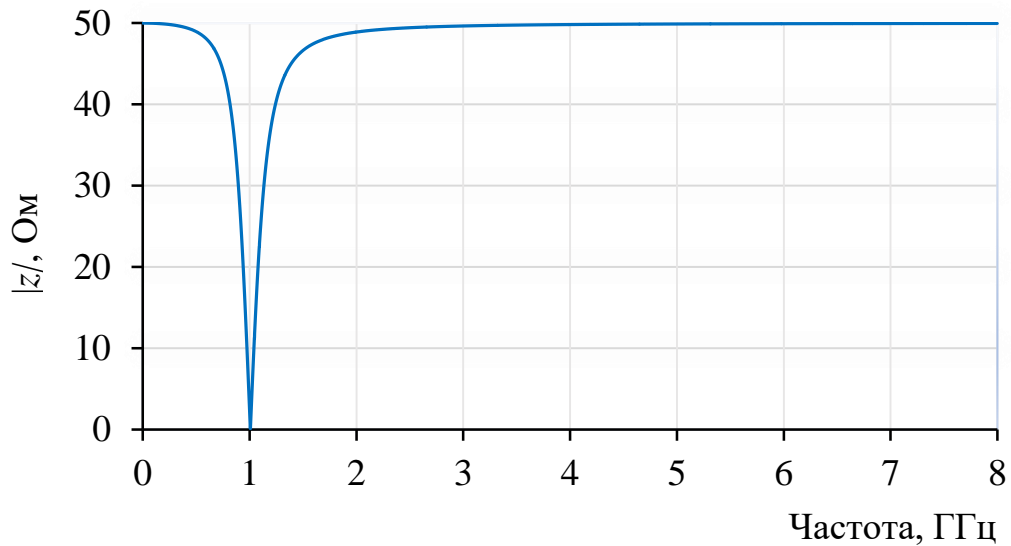


Рисунок 2.7 – Частотные зависимости модуля импеданса $|z(f)|$ RLC-цепи из сосредоточенных элементов для построения фильтра неотражающего типа с $f_0 = 1,0$ ГГц

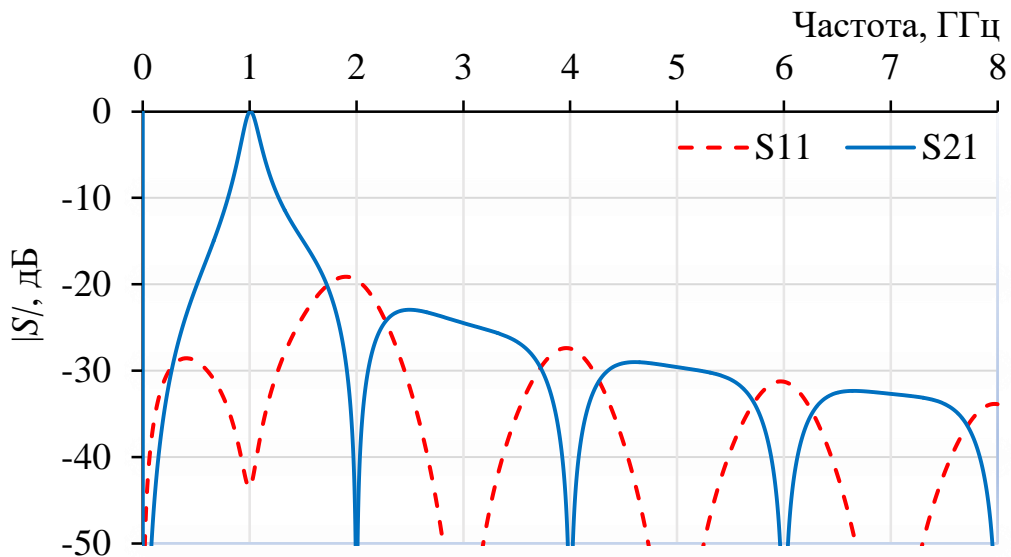


Рисунок 2.8 – Частотные характеристики НПФ с центральной частотой полосы пропускания $f_0 = 1,0$ ГГц

2.5 Отыскание относительных диэлектрических проницаемостей подложек 3D-конструкции связанных полосковых линий по заданному отношению фазовых скоростей синфазных и противофазных волн v_c/v_π

Вопросы теории связанных полосковых линий (СПЛ), основывающейся на решении обобщенных телеграфных уравнений для одинаковых линий, были рассмотрены в работе [95], в которой введены коэффициенты связи линий по

напряжению $K_U = Z_{12}Z^{-1}$ и по току $K_I = Y_{12}Y^{-1}$, где Z и Y – погонное собственное сопротивление и погонная собственная проводимость каждой линии, Z_{12} и Y_{12} – погонные взаимные сопротивления и проводимость линий. В общем случае K_U и K_I не равны. При анализе волн в СЛ в [95] получено четыре значения коэффициентов распространения синфазной (индекс “с”) и противофазной (индекс “π”) волн:

$$\gamma_{c,\pi} = \sqrt{Z \cdot Y \cdot (1 \pm K_U) \cdot (1 \pm K_I)}. \quad (2.23)$$

Но неравенство $\gamma_c \neq \gamma_\pi$ не было учтено при анализе матрицы передачи устройств на связанных линиях, т.к. полагалось, что в связанных линиях с ТЕМ волнами при любой частоте волны движутся с одинаковой скоростью. В [95] также не рассматривался вопрос о реальных конструкциях СЛ, в которых возможно неравенство K_U и K_I .

В работе [96] получена матрица ABCD параметров одинаковых связанных линий в гетерогенной (неоднородной) диэлектрической среде. Неоднородность диэлектрической среды учитывалась введением неравенства электрических длин связанных линий при синфазном и противофазном их возбуждении. Полученные в [96] матричные параметры СЛ использованы для анализа эквивалентных схем нескольких секций, рассмотренных ранее [97]. В [96] было показано, что частотные характеристики известных схем на основе СЛ [97], которые ранее считались всепропускающими, вследствие неравенства электрических длин синфазного и противофазного типов колебаний существенно изменяются вследствие появления резонансов. Отмечено, что причиной изменения частотных характеристик схем является неоднородность диэлектрического заполнения в поперечном сечении связанных линий.

Процесс распространения синфазной и противофазной волн определяется фазовыми скоростями синфазной v_c и противофазной v_π составляющих

$$v_c = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{rec}}}, \quad v_\pi = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re\pi}}}, \quad (2.24)$$

где c – скорость света.

В данном подразделе рассмотрен вопрос определения диэлектрических проницаемостей подложек 3D-конструкции связанных полосковых линий по заданному отношению фазовых скоростей синфазных и противофазных волн v_c и v_π , чтобы обеспечить оптимальную степень неравенства фазовых скоростей для решения задач улучшения частотно-селективных характеристик НПФ.

2.5.1 Конструкции и модель связанных линий с вертикально расположенной подложкой

На рисунке 2.9 показано поперечное сечение связанных полосковых линий с вертикально расположенной подложкой и зазором в заземляемом основании. Эта конструкция представляет модификацию связанных полосковых линий с вертикально расположенной подложкой (VIP), предложенных и исследованных в работах [73, 74].

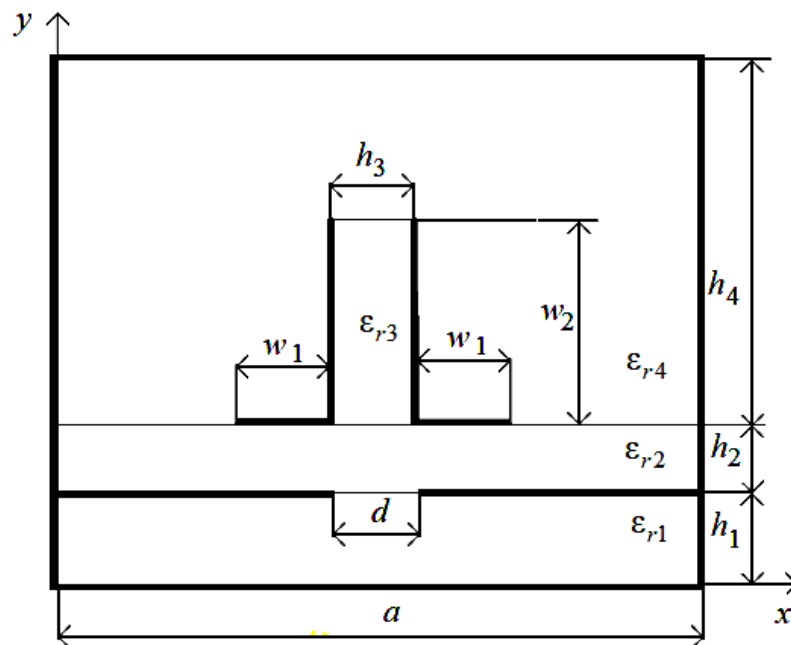


Рисунок 2.9 – Поперечное сечение связанных полосковых линий с вертикально расположенной подложкой и зазором в заземляемом основании

В работах [74, 78, 98] рассмотрен расчет первичных и вторичных параметров СПЛ с вертикальной подложкой различными методами при заданных геометрических размерах и свойствах подложек. Исходными данными могут быть вторичные параметры в виде характеристических сопротивлений синфаз-

ного Z_{0c} и противофазного $Z_{0\pi}$ возбуждения, а также коэффициенты емкостной k_C и индуктивной k_L связи, аналогичные по смыслу коэффициентами K_U и K_I и определяющие отношение фазовых скоростей синфазной и противофазной волн [66]

$$\frac{v_c}{v_\pi} = \sqrt{\frac{(1-k_L)(1+k_C)}{(1+k_L)(1-k_C)}}. \quad (2.25)$$

Отмеченные особенности СПЛ (рисунок 2.9) исследованы нами при изменении размеров w_1 и w_2 . Расчет первичных параметров проводился методом сеток [99]. При этом ставилась задача вне зависимости от выбранного метода (как инструментария) обосновать алгоритм синтеза ε_{r2} и ε_{r3} физически реализуемой конструкции поперечного сечения СПЛ, позволяющей получать заданное неравенство фазовых скоростей нормальных волн v_c/v_π при ограничениях на вторичные параметры. Выбор метода расчета параметров по заданным размерам имеет подчиненное значение.

Расчет электрического поля при синфазном и противофазном возбуждении связанных полосок (рисунок 2.9) проводился по заданным параметрам конструкции СПЛ путем перехода от дифференциального уравнения Лапласа к конечно-разностной аппроксимации и отыскания электрического поля с помощью итерационной процедуры на ПЭВМ с погрешностью 10^{-6} при количестве узлов 125×95 . Результаты расчета в виде эквипотенциальных линий при синфазном и противофазном возбуждении связанных полосок приведены на рисунке 2.10 и рисунке 2.11.

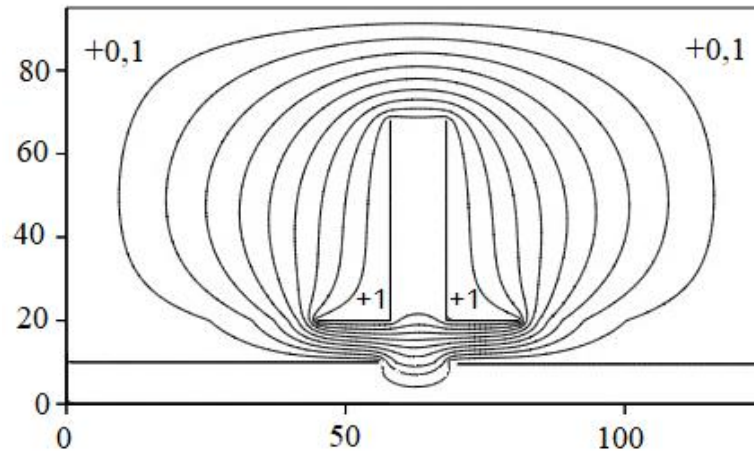


Рисунок 2.10 – Эквипотенциальные линии электрического поля при синфазном возбуждении горизонтальных и вертикальных полосок связанных линий

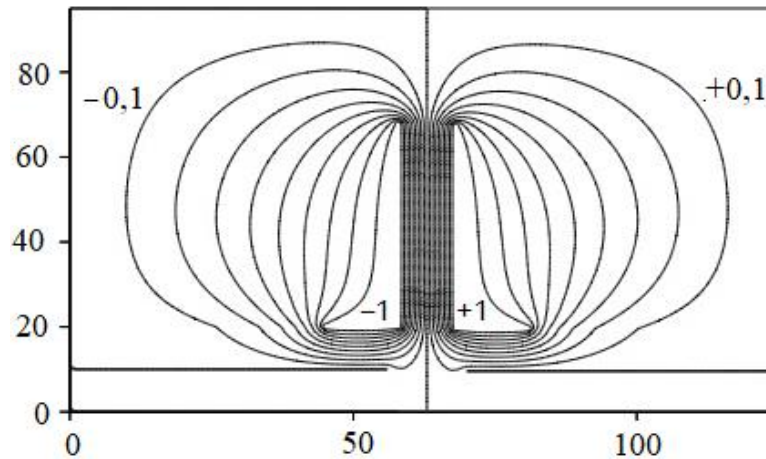


Рисунок 2.11 – Эквипотенциальные линии электрического поля при противофазном возбуждении горизонтальных и вертикальных полосок связанных линий

При этом взяты следующие размеры поперечного сечения полосковых линий и относительные диэлектрические проницаемости: $w_1 = 1,0$ мм, $w_2 = 3,8$ мм, $h_1 = h_2 = h_3 = 0,8$ мм, $h_4 = 6$ мм, $\varepsilon_{r1} = \varepsilon_{r4} = 1,0$, $w_1 = 1,0$ мм, $d = 1,0$ мм. В результате решения конечно-разностных уравнений для потенциалов $U_{i,j}$ в узлах сетки вычислялись проекции электрического поля E_x и E_y на оси x и y . Затем для синфазного и противофазного возбуждений находилась полная энергия, запасенная в электрическом поле (2.26)

$$WE = \sum_{i=1}^{\max(i)-1} \sum_{j=1}^{\max(j)-1} \Delta WE_{i,j}, \quad (2.26)$$

где $\Delta WE_{i,j}$ – энергия, запасенная в элементе $\Delta x \times \Delta y$. Вычисление $\Delta WE_{i,j}$ проводится по выражению (2.27)

$$\Delta WE_{i,j} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{4} \cdot \left[(U_{i,j} - U_{i+1,j+1})^2 + (U_{i+1,j} - U_{i,j+1})^2 \right], \quad (2.27)$$

где ε_0 – абсолютная диэлектрическая проницаемость; ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость элемента $\Delta x \times \Delta y$; $U_{i,j}$ – потенциал в узле i, j . $U_{i+1,j}$, $U_{i,j+1}$, $U_{i+1,j+1}$ – потенциалы в узлах элемента $\Delta x \times \Delta y$.

При вычислении полной энергии WE внутренняя область полосковой структуры разбивается на подобласти Ω_m с номерами $m=1, \dots, 6$, в которых относительные диэлектрические проницаемости $\varepsilon_{r,m}$ ($m=1, \dots, 6$) постоянны. Подобласти Ω_m , в которых вычисляются составляющие энергии WE_1, \dots, WE_6 , показаны на рисунке 2.12. WE_1, \dots, WE_6 определяются следующим образом:

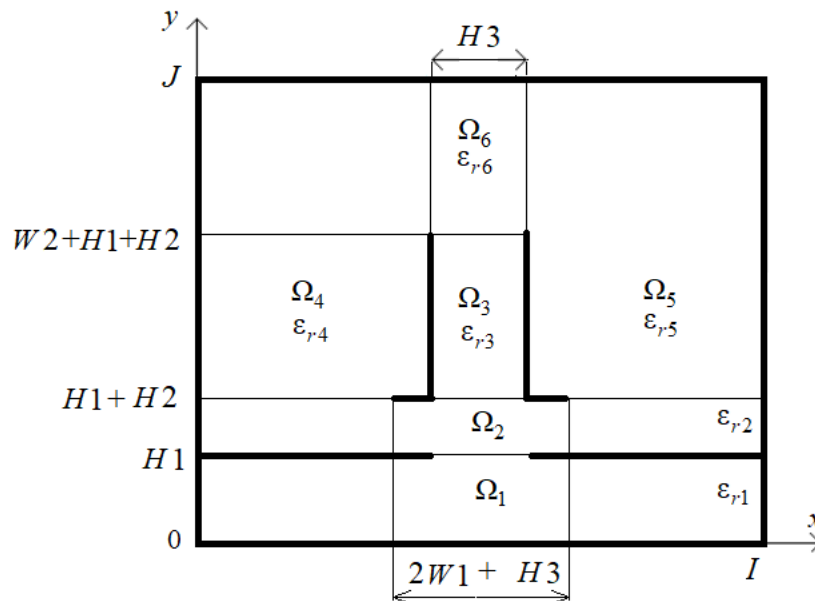


Рисунок 2.12 – Разбиение поперечного сечения VIP на подобласти (указаны целые значения координат на сетке)

$$WE_1 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{r1}}{4} \cdot \sum_{i=1}^{I-1} \sum_{j=1}^{H1-1} (E_x^2 + E_y^2),$$

$$WE_2 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{r2}}{4} \cdot \sum_{i=1}^{I-1} \sum_{j=H1+1}^{H1+H2} (E_x^2 + E_y^2),$$

$$\begin{aligned}
WE_3 &= \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{r3}}{4} \cdot \sum_{i=T2}^{I-1} \sum_{j=H1+H2}^{H1+H2+W2-1} (E_x^2 + E_y^2), \\
WE_4 &= \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{r4}}{4} \cdot \sum_{i=1}^{T2-1} \sum_{j=H1+H2}^{J-1} (E_x^2 + E_y^2), \\
WE_5 &= \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{r5}}{4} \cdot \sum_{i=T4+1}^{I-1} \sum_{j=H1+H2}^{J-1} (E_x^2 + E_y^2), \\
WE_6 &= \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{r6}}{4} \cdot \sum_{i=T2}^{T4} \sum_{j=H1+H2+W2+1}^{J-1} (E_x^2 + E_y^2).
\end{aligned} \tag{2.28}$$

В выражениях (2.28) пределы суммирования содержат координаты i, j границ подобластей $\Omega_1, \dots, \Omega_6$, получаемые после дискретизации поперечного сечения полосковой структуры. Сумма квадратов проекций вектора напряженности электрического поля на оси x и y вычисляется так

$$E_x^2 + E_y^2 = (U_{i,j} - U_{i+1,j+1})^2 + (U_{i+1,j} - U_{i,j+1})^2. \tag{2.29}.$$

Формулы (2.28) используются при вычислении матрицы погонных емкостей и индуктивностей связанных линий. Для этого потенциалы на токонесущих полосках задаются равными $+1, +1$ при синфазном возбуждении и $-1, +1$ при противофазном возбуждении. Затем решается уравнение Лапласа в конечно-разностном виде и определяется зависимость $U_{i,j}$. Для синфазного возбуждения рассчитывается распределение потенциалов $U_{i,j}^c$ при заполнении диэлектриками с относительными диэлектрическими проницаемостями $\varepsilon_{r1}, \dots, \varepsilon_{r4}$ и потенциалы $U_{i,j}^c(1)$ при воздушном заполнении. Процедура повторяется для противофазного возбуждения связанных полосок, в результате чего получается $U_{i,j}^\pi$ и $U_{i,j}^\pi(1)$. Для каждого указанного распределения потенциалов в поперечном сечении полосковой структуры рассчитываются WE_1, \dots, WE_6 . Снабдим их такими же индексами соответствия синфазному и противофазному возбуждению и состоянию диэлектрического заполнения:

WE_m^c – накопленная энергия при синфазной моде при заполнении диэлектриками с $\varepsilon_{r1}, \dots, \varepsilon_{r4}$,

$WE_m^c(1)$ – накопленная энергия для синфазной моды, заполнение воздухом,

WE_m^π – накопленная энергия для противофазной моды, заполнение диэлектриками с $\varepsilon_{r1}, \dots, \varepsilon_{r4}$,

$WE_m^\pi(1)$ – накопленная энергия для противофазной моды, заполнение воздухом.

Погонная емкость одной полоски для синфазной моды при одинаковых размерах связанных линий и заполнении диэлектриками с $\varepsilon_{r1}, \dots, \varepsilon_{r4}$ определяется так

$$C^c = \sum_{m=1}^6 WE_m^c. \quad (2.30)$$

При заполнении воздухом погонная емкость при синфазном возбуждении находится следующим образом

$$C^c(1) = \sum_{m=1}^6 WE_m^c(1). \quad (2.31)$$

Погонные емкости при противофазном возбуждении находятся аналогично:

$$C^\pi = \sum_{m=1}^6 WE_m^\pi, \quad (2.32)$$

$$C^\pi(1) = \sum_{m=1}^6 WE_m^\pi(1). \quad (2.33)$$

Формулы (2.30) – (2.33) позволяют представить погонные емкости C^c , $C^c(1)$, C^π , $C^\pi(1)$ как суммы частичных емкостей, поскольку выражения (2.28) получены при суммировании $\Delta WE_{i,j}$ в пределах подобластей, каждая из которых представляет поперечное сечение сложного конденсатора.

Запишем теперь коэффициенты матрицы емкостей рассматриваемых связанных линий

$$C_{11} = C_{22} = 0,5 \cdot \left(\sum_{m=1}^6 WE_m^\pi + \sum_{m=1}^6 WE_m^c \right), \quad (2.34)$$

$$C_{12} = 0,5 \cdot \left(\sum_{m=1}^6 WE_m^\pi - \sum_{m=1}^6 WE_m^c \right). \quad (2.35)$$

Коэффициенты матрицы емкостей при воздушном заполнении записываются на основе (2.31) и (2.33)

$$C_{11}(1) = C_{22}(1) = 0,5 \cdot \left(\sum_{m=1}^6 WE_m^\pi(1) + \sum_{m=1}^6 WE_m^c(1) \right), \quad (2.36)$$

$$C_{12}(1) = 0,5 \cdot \left(\sum_{m=1}^6 WE_m^c(1) - \sum_{m=1}^6 WE_m^\pi(1) \right). \quad (2.37)$$

Записав матрицу погонных емкостей при воздушном заполнении, находим матрицу погонных индуктивностей [66]

$$L = \frac{1}{c^2} \begin{bmatrix} C_{11}(1) & C_{12}(1) \\ C_{12}(1) & C_{22}(1) \end{bmatrix}^{-1}, \quad (2.38)$$

где c – скорость света.

Далее определим относительные эффективные диэлектрические проницаемости при синфазном возбуждении

$$\varepsilon_{rec} = \sum_{m=1}^6 WE_m^c / \sum_{m=1}^6 WE_m^c(1), \quad (2.39)$$

и для противофазного возбуждения

$$\varepsilon_{re\pi} = \sum_{m=1}^6 WE_m^\pi / \sum_{m=1}^6 WE_m^\pi(1). \quad (2.40)$$

Обозначим $WE_m^{c,\pi} / \varepsilon_{rm} = \overline{WE}_m^{c,\pi}$. Допустим, что ε_{rec} и $\varepsilon_{re\pi}$ известны. Тогда (2.39) и (2.40) позволяют записать систему уравнений, из которой устанавливается связь между относительными диэлектрическими проницаемостями ε_{rm}

($m=1, \dots, 6$), эффективными диэлектрическими проницаемостями $\varepsilon_{rec, \pi}$ и размерами поперечного сечения, т.к. $\overline{WE}_m^{c, \pi}$, $WE_m^{c, \pi}(1)$ зависят от отношения поперечных размеров полосковой структуры. Если $\varepsilon_{r1} = \varepsilon_{r4} = \varepsilon_{r5} = \varepsilon_{r6} = 1$ (заполнение воздухом), тогда получаем систему двух уравнений для определения ε_{r2} , ε_{r3} горизонтально и вертикально расположенных подложек (рисунок 2.12):

$$\varepsilon_{r2} \overline{WE}_2^c + \varepsilon_{r3} \overline{WE}_3^c = \varepsilon_{rec} \sum_{m=1}^6 WE_m^c(1) - \left(\overline{WE}_1^c + \sum_{m=4}^6 \overline{WE}_m^c \right), \quad (2.41 \text{ а})$$

$$\varepsilon_{r2} \overline{WE}_2^\pi + \varepsilon_{r3} \overline{WE}_3^\pi = \varepsilon_{re\pi} \sum_{m=1}^6 WE_m^\pi(1) - \left(\overline{WE}_1^\pi + \sum_{m=4}^6 \overline{WE}_m^\pi \right), \quad (2.41 \text{ б})$$

Отсюда

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_{r2} \\ \varepsilon_{r3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{WE}_2^c & \overline{WE}_3^c \\ \overline{WE}_2^\pi & \overline{WE}_3^\pi \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \varepsilon_{rec} \sum_{m=1}^6 WE_m^c(1) - A \\ \varepsilon_{re\pi} \sum_{m=1}^6 WE_m^\pi(1) - B \end{bmatrix}, \quad (2.42)$$

где

$$A = \overline{WE}_1^c + \sum_{m=4}^6 \overline{WE}_m^c; \quad B = \overline{WE}_1^\pi + \sum_{m=4}^6 \overline{WE}_m^\pi.$$

При изменении ε_{rec} и $\varepsilon_{re\pi}$ значения входящих в (2.42) других параметров не изменяются, т.к. размеры поперечного сечения полосковой структуры считаем неизменными. Но мы знаем, что вариация ε_{r2} и ε_{r3} приводит к изменению картины электрического поля. Поэтому выражение (2.42) справедливо, строго говоря, только при малом изменении электрического поля вследствие изменения ε_{rec} и $\varepsilon_{re\pi}$. Тем не менее, как будет показано далее на ряде примеров, расчет ε_{r2} и ε_{r3} по ф-ле (2.42) приводит к поставленной цели получения заданного отношения v_c/v_π в результате двух-трех итераций. При этом практически всегда решения, получаемые из (2.42), дают правильное направление изменения ди-

электрических проницаемостей и позволяют сделать вывод о реализуемости конструкции связанных линий по критерию $1 \leq \varepsilon_{r2}, 1 \leq \varepsilon_{r3}$.

Для тестирования полученных соотношений предпринято решение прямой и обратной задачи. Прямая задача состояла в задании конструктивных размеров связанных полосковых линий $w_1 = 1,0$ мм, $w_2 = 3,8$ мм, $h_4 = 6$ мм, $h_1 = h_2 = h_3 = 0,8$ мм, $a = 10$ мм, $b = 6$ мм, $d = 0$ мм, относительных диэлектрических проницаемостей $\varepsilon_{r1} = \varepsilon_{r4} = \varepsilon_{r5} = \varepsilon_{r6} = 1$, $v_c/v_\pi = 1,235$. Был проведен расчёт первичных и вторичных параметров СПЛ при выбранной базовой модели на подложках с $\varepsilon_{r2} = \varepsilon_{r3} = 2,68$. В результате получены ε_{rec} , ε_{rep} и $v_c/v_\pi = 1,235$. Обратная задача – определение ε_{r2} , ε_{r3} по формуле (2.42), содержащей найденные при решении прямой задачи значения парциальных энергий. Получено полное совпадение результатов расчета v_c/v_π , что подтверждает корректность приводимых выражений.

2.5.2 Методика и результаты синтеза конструкций с заданным отношением фазовых скоростей синфазных и противофазных волн

Синтезированы конструкции с разными отношениями фазовых скоростей синфазных и противофазных волн. За основу взята конструкция с размерами и относительными диэлектрическими проницаемостями $w_1 = 0$, $a = 10$ мм, $h_4 = 6$ мм, $h_1 = h_2 = h_3 = 1,0$ мм, $d = 0$, $\varepsilon_{r1} = \varepsilon_{r4} = 1,0$. При синтезе делалось, как правило, две итерации. Их суть сводилась к тому, чтобы на первом шаге определить путем применения формулы (2.42) диэлектрические проницаемости ε_{r2} и ε_{r3} , обеспечивающие заданное v_c/v_π в пределах $0,8 \dots 2,5$. После получения первого приближения вновь рассчитывались ε_{r2} и ε_{r3} по (2.39) и определялись первичные и вторичные параметры.

Примеры

Задано $v_e/v_o = 1,4$.

За основу взята конструкция с размерами и относительными диэлектрическими проницаемостями $w_1 = 0,7$, $a = 24$ мм, $h_4 = 6$ мм, $h_2 = 1,6$ мм, $h_1 = 1$ мм, $h_3 = 0,6$ мм, $d = 0$, $\varepsilon_{r1} = \varepsilon_{r4} = 1,0$, $w_2 = 2,5$ мм. Берем $\varepsilon_2 = 4,5$, $\varepsilon_3 = 6,15$. Расчет первичных параметров дал значение $v_e/v_o = \sqrt{5,213/2,697} = 1,392$.

Вторая итерация проведена изменением $\varepsilon_{rec} = 2,66$. Получены необходимые $\varepsilon_2 = 4,388$, $\varepsilon_3 = 6,175$. Для расчета взяты $\varepsilon_2 = 4,39$, $\varepsilon_3 = 6,18$. Результат

$$\varepsilon_{rec} = 2,601, \varepsilon_{re\pi} = 5,13, v_e/v_o = 1,4,$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 288.6 & -235.9 \\ -235.9 & 288.6 \end{bmatrix}, \text{ пФ/м,}$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 0,3284 & 0,2197 \\ 0,2197 & 0,3284 \end{bmatrix}, \text{ мкГн/м.}$$

Задано $v_c/v_\pi = 1,0$

При первой итерации, используя базовые параметры и взяв $\varepsilon_{r2} = \varepsilon_{r3} = 2,68$, $w_2 = 3$, применяем (2.42) и приходим к выводу о том, относительные диэлектрические проницаемости должны удовлетворять неравенству $\varepsilon_{r2} > \varepsilon_{r3}$, и условие выравнивания v_c и v_π выполняется, если $\varepsilon_{r2}/\varepsilon_{r3} = 4,738/2,289$.

Вторая итерация проведена при $\varepsilon_{r2} = 5,0$, $\varepsilon_{r3} = 2,4$, но потребовалась и третья итерация после уточнения с помощью выражения (2.42). При этом достигается отношение $v_c/v_\pi = 1,004$ при $\varepsilon_{rec} = 2,35$, $\varepsilon_{re\pi} = 2,37$, а первичные параметры в виде матриц емкостей и индуктивностей получаются следующими

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 117,6 & -65,18 \\ -65,18 & 117,6 \end{bmatrix}, \text{ пФ/м,}$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 0,3212 & 0,1771 \\ 0,1771 & 0,3212 \end{bmatrix}, \text{ мкГн/м.}$$

Таким образом, представлено решение обратной задачи отыскания относительных диэлектрических проницаемостей по заданному отношению фазовых

скоростей синфазных и противофазных волн, распространяющихся в линиях. Погонные емкости определялись как сумма парциальных емкостей в выделенных подобластях полосковой структуры, в которых вычислялась накопленная энергия электрического поля. Приведены примеры синтеза конструкций СПЛ с заданным отношением фазовых скоростей.

2.6 Способ измерения частотной зависимости фазовых скоростей синфазных и противофазных волн в связанных линиях

Для успешного моделирования НПФ необходимо определение фазовых скоростей синфазного и противофазного v_c , v_π возбуждения связанных полосковых линий экспериментально. Однако для этого необходимы достаточно сложные методы и установки [100-104], основанные на измерении фазовых задержек или измерениях группового запаздывания. По известным v_c , v_π можно найти эффективные диэлектрические проницаемости СПЛ и затем определить диэлектрические проницаемости подложек, как это показано в подразделе 2.5.

В данном подразделе представлены результаты разработки и реализации расчетно-экспериментального способа измерения частотной зависимости фазовых скоростей синфазных и противофазных волн в связанных полосковых линиях передачи [90, 112, 133]. В основе способа лежит экспериментальное определение резонансных частот секции связанных полосковых линий с неоднородным диэлектрическим заполнением [96].

2.6.1 Эквивалентная схема секции и конструкция связанных линий

На рисунке 2.13 показана эквивалентная схема секции связанных полосковых линий, моделируемая и экспериментально исследуемая в процессе реализации описываемого расчетно-экспериментального метода измерения фазовых скоростей синфазных и противофазных волн в СПЛ.

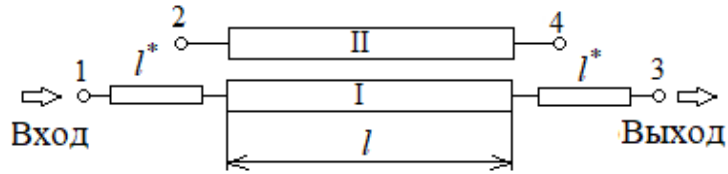


Рисунок 2.13 – Эквивалентная схема секции связанных полосковых линий

Секция состоит из двух параллельных полосок I и II длиной $l = 0,048$ м и двух соединительных полосок длиной $l^* = 0,011$ м. В секции полоска I является токонесущей, она включается через соединительную полоску с входом (порт 1). Противоположный конец полоски I через другую соединительную полоску соединен с выходом секции (порт 3).

Полоска II, связанная с токонесущей полоской I, находится под плавающим потенциалом с граничными условиями холостого хода на обоих концах (порты 2 и 4). Впервые наличие резонанса в секции представленных типов было показано в работе [96]. В предложенном способе проводится определение резонансных частот в широком диапазоне частот, количество резонансов может достигать 5–10 в зависимости от конструктивного исполнения связанных линий и параметров используемых подложек. Возможность наблюдать ограниченное множество резонансов позволяет в одной позиции подключения испытуемого образца (секции связанных линий) получать необходимые данные для определения частотной зависимости фазовых скоростей волн синфазного и противофазного типов. В таких секциях возникают резонансы вследствие интерференции распространяющихся мод с разными фазовыми скоростями. Если же резонансов не наблюдается, тогда отношение фазовых скоростей $v_c/v_\pi = 1$. Теоретические особенности интерференции синфазных и противофазных мод в подобных конструкциях связанных полосковых линий были рассмотрены в [105-108].

На рисунке 2.14 показано поперечное сечение секции связанных полосковых линий, взятой для апробации способа. Параметры полосок структуры: ширина горизонтальных полосок $w_1 = 0,7$ мм; размер вертикальных полосок $w_2 = 2$ мм; толщина горизонтальной подложки $h_1 = 1,6$ мм; толщина вертикаль-

ной подложки $h_2 = 0,635$ мм; ширина горизонтальной подложки $a = 24$ мм; относительные диэлектрические проницаемости $\epsilon_{r1} = 4,5$, $\epsilon_{r2} = 6,15$; толщина проводников $0,035$ мм.

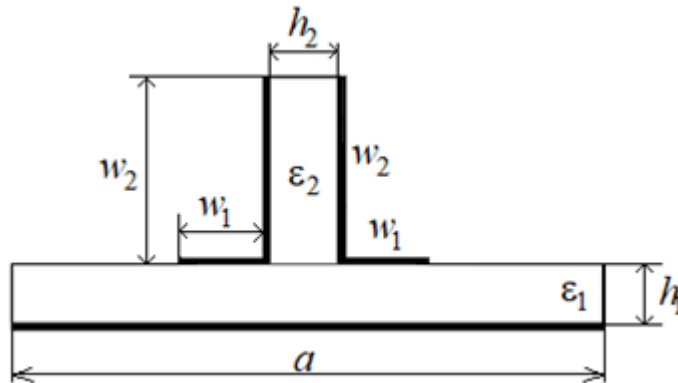


Рисунок 2.14 – Поперечное сечение связанных полосковых линий
На рисунке 2.15 показан изготовленный макет СПЛ.

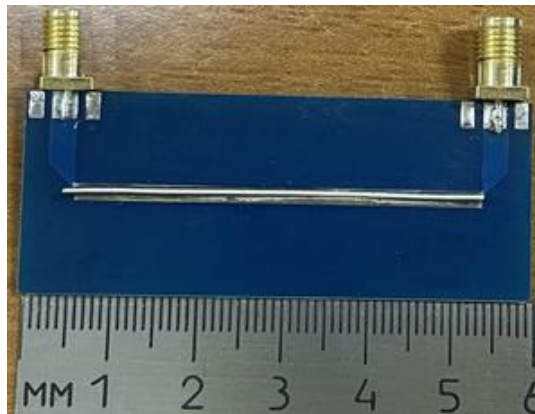


Рисунок 2.15 – Изготовленный макет СПЛ

В макете горизонтальная подложка сделана из фольгированного материала FR-4 размером 60×24 мм с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{r1} = 4,5$, $\text{tg}\delta_1 = 0,02$, а вертикальная – из материала RO-4360 G2 с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{r1} = 6,15$, $\text{tg}\delta_2 = 0,0038$.

На рисунке 2.16 показаны экспериментальная и расчетная частотные зависимости коэффициента передачи секции в виде модуля коэффициента матрицы рассеяния $|S_{31}(f)|$. Пунктиром изображена измеренная частотная зависимость коэффициента передачи секции в виде модуля коэффициента матрицы рассеяния $|S_{31}(f)|_{\text{эксп}}$. Сплошной линией показана рассчитанная частотная зависимость $|S_{31}(f)|_{\text{расч}}$. На графиках размечены экспериментально полученные резонанс-

ные частоты $f_{i \text{ эксп}}$ ($i=1, \dots, 5$) и расчетные резонансные частоты $f_{i \text{ расч}}$ ($i=1, \dots, 5$).

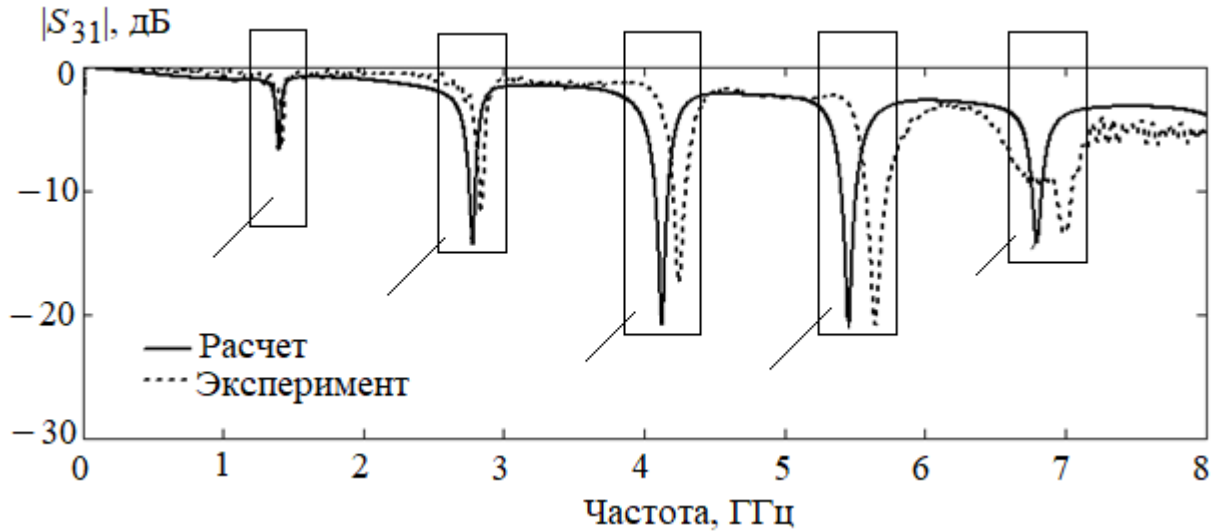


Рисунок 2.16 – Экспериментальные и расчетные частотные зависимости коэффициента передачи секции в виде модуля коэффициента матрицы рассеяния $|S_{31}(f)|$

2.6.2 Детализация способа. Результат измерения фазовых скоростей

Способ измерения частотной зависимости фазовых скоростей синфазных и противофазных волн в связанных линиях с неуравновешенной электромагнитной связью состоит в следующей последовательности действий. Производят изготовление тестируемой секции связанных линий. На векторном анализаторе цепей измеряется коэффициент передачи в виде модуля коэффициента матрицы рассеяния $|S_{31}(f)|_{\text{эксп}}$ в широком диапазоне частот, определяются экспериментальные значения резонансных частот $f_{i \text{ эксп}}$ из условия минимума $\min |S_{31}(f_i)|_{\text{эксп}}$. Пример измерений $|S_{31}(f)|_{\text{эксп}}$ показан на рисунке 2.16 (пунктирная кривая). Индекс $i=1, 2, \dots, 5$ – номер резонанса, начиная с самого низкочастотного и заканчивая высокочастотным в частотном диапазоне измерений до 8 ГГц. Затем рассчитывается частотная зависимость коэффициента передачи $|S_{31}(f)|$ по приближенно определенным первичным параметрам в виде матриц коэффициентов электростатической индукции \mathbf{C} , индуктивностей \mathbf{L} , сопротив-

лений \mathbf{R} и проводимостей \mathbf{G} [99, 109]. На этом первом шаге расчет частотной зависимости $|S_{31}(f)|$ был проведен при следующих значениях матриц \mathbf{C} и \mathbf{L} :

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} C_{11} & -C_{12} \\ -C_{21} & C_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 316,7 & -273,6 \\ -273,6 & 316,7 \end{bmatrix} \cdot 10^{-12}, \text{ Ф/м,}$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{12} & L_{11} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0,4093 & 0,3096 \\ 0,3096 & 0,4093 \end{bmatrix} \cdot 10^{-6}, \text{ Гн/м.}$$

При этом на первом и последующих шагах учитывались потери в связанных линиях. Частотная зависимость матрицы \mathbf{L} определялась так же, как в [110, 111]:

$$\mathbf{L}(w) = \mathbf{L} + \frac{\mathbf{R}(w)}{2\pi f}, \text{ Гн/м,}$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \left(w_1 \cdot \delta \cdot 10^{-3}\right)^{-1} & 0 \\ 0 & \left(w_1 \cdot \delta \cdot 10^{-3}\right)^{-1} \end{bmatrix}, \text{ Ом/м.}$$

Матрица \mathbf{G} рассчитывалась из условия того, что G_{12} зависит от потерь в диэлектрике вертикальной подложки, что обусловлено картиной электрического поля [109]:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \text{tg}\delta_1 \cdot (C_{11} - C_{12}) \cdot f & \text{tg}\delta_2 \cdot C_{12} \cdot f \\ \text{tg}\delta_2 \cdot C_{12} \cdot f & \text{tg}\delta_1 \cdot (C_{11} - C_{12}) \cdot f \end{bmatrix} \cdot 2\pi, \text{ См/м,}$$

где $\delta = \frac{2,074}{\sqrt{f \cdot 10^{-9}}}$, мкм – толщина скин-слоя [29], $\text{tg}\delta_1 = 0,02$ – для подложки FR-

4, $\text{tg}\delta_2 = 0,0038$ – для подложки из RO4360G2.

На следующих шагах решалась задача уточнения погонных параметров и приближения расчетных значений резонансных частот $f_{i \text{ расч}}$ к $f_{i \text{ эксп}}$ путем вариации элементов \mathbf{C} и \mathbf{L} .

Расчетные значения резонансных частот $f_{i \text{ расч}}$ определяются исходя из условия $\min |S_{31}(f_i)|_{\text{расч}}$. Далее производится сравнение экспериментальных

частот резонанса $f_{i \text{ эксп}}$ и вычисленных $f_{i \text{ расч}}$, выполняется вариация первичных параметров в виде матриц коэффициентов электростатической индукции \mathbf{C} и матриц погонных индуктивностей \mathbf{L} , используемых при расчете частотных характеристик секции связанных линий с целью изменения $f_{i \text{ расч}}$ до совпадения $f_{i \text{ расч}}$ с $f_{i \text{ эксп}}$ по критерию

$$\min\left(\left|f_{i \text{ эксп}} - f_{i \text{ расч}}\right| \cdot f_{i \text{ эксп}}^{-1}\right) \leq \delta, \quad (2.43)$$

где δ – погрешность несовпадения резонансных частот, полученных в результате вариации матриц \mathbf{C} и \mathbf{L} . Варьирование элементов матриц проводилось случайным образом. При этом определялось условие (2.43) не только по совпадению частот $f_{i \text{ эксп}}$ и $f_{i \text{ расч}}$, но и по глубине резонанса. На каждой из частот $f_{i \text{ эксп}}$ получены значения матрицы $\mathbf{C}_{i \text{ корр}}$ и $\mathbf{L}_{i \text{ корр}}$.

В результате получается множество откорректированных значений $\mathbf{C}_{i \text{ корр}}$ и $\mathbf{L}_{i \text{ корр}}$ на каждой из частот $f_{i \text{ эксп}}$ удовлетворяется условие $\min\left(\left|f_{i \text{ эксп}} - f_{i \text{ расч}}\right| \cdot f_{i \text{ эксп}}^{-1}\right) \leq \delta$, а частотные зависимости $\left|S_{31}(f)\right|_{\text{расч}}$ и $\left|S_{31}(f)\right|_{\text{эксп}}$ удовлетворяют условию устойчивости $\max\left(\left|f_{i \text{ эксп}} - f_{i \text{ расч}}\right|\right) \leq \Delta$ при любых из $\mathbf{C}_{i \text{ корр}}$ и $\mathbf{L}_{i \text{ корр}}$ (рисунок 2.17). Далее рассчитываются эффективные диэлектрические проницаемости синфазных и противофазных волн [65] с учетом особенностей, изложенных в [87].

$$\varepsilon_{i \text{ rec}} = c^2 \cdot (L_{i11\text{корр}} + L_{i12\text{корр}})(C_{i11\text{корр}} - C_{i12\text{корр}}),$$

$$\varepsilon_{i \text{ rep}} = c^2 \cdot (L_{i11\text{корр}} - L_{i12\text{корр}})(C_{i11\text{корр}} + C_{i12\text{корр}}),$$

где $L_{i11\text{корр}}$, $L_{i12\text{корр}}$ – коэффициенты i -й корректированной матрицы индуктивностей $\mathbf{L}_{i \text{ корр}}$; $C_{i11\text{корр}}$, $C_{i12\text{корр}}$ – коэффициенты корректированных матриц коэффициентов электростатической индукции $\mathbf{C}_{i \text{ корр}}$; c – скорость света.

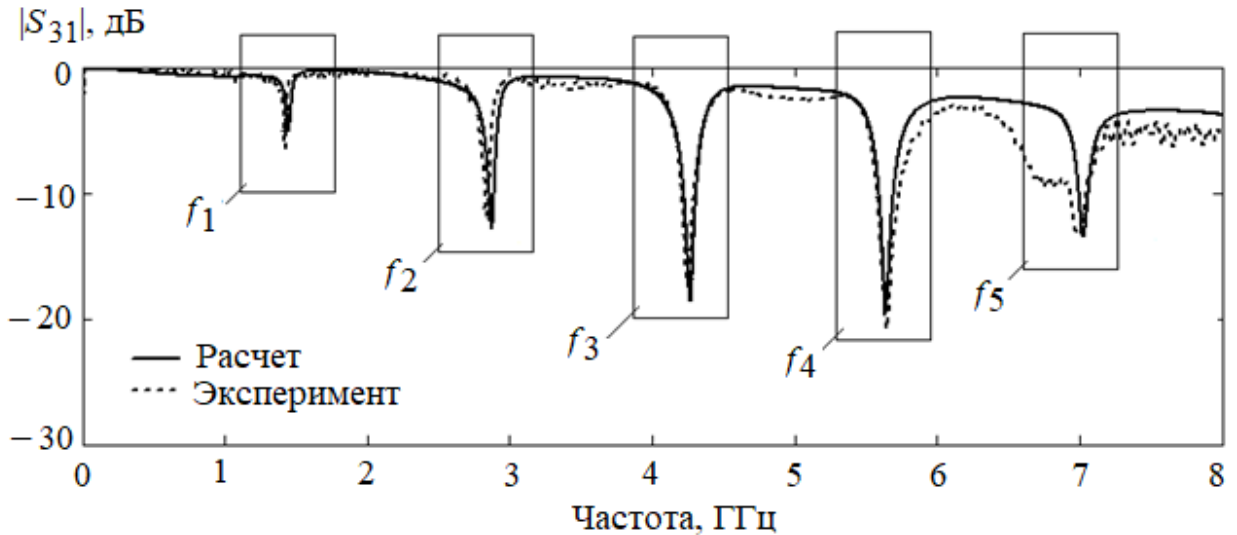


Рисунок 2.17 – Экспериментальная и расчетная частотные зависимости коэффициента передачи секции в виде модуля коэффициента матрицы рассеяния $|S_{31}(f)|$

Затем рассчитываются фазовые скорости синфазных и противофазных волн на каждой из частот $f_{i \text{ эксп}}$.

$$v_{ic} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{i \text{ рес}}}}, v_{i\pi} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{i \text{ реп}}}}.$$

На рисунке 2.18 показан результат определения частотной зависимости фазовых скоростей синфазной v_{ic} и противофазной $v_{i\pi}$ волн, отношения фазовых скоростей $v_{ic}/v_{i\pi}$ в связанных линиях с неуравновешенной электромагнитной связью.

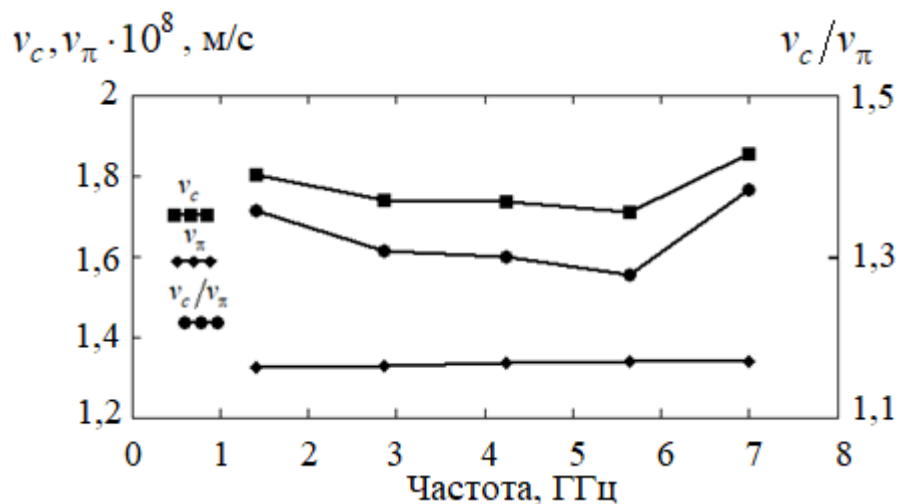


Рисунок 2.18 – Частотная зависимость фазовых скоростей синфазной v_{ic} и противофазной $v_{i\pi}$ волн и отношения фазовых скоростей $v_{ic}/v_{i\pi}$

Таким образом, предложен и реализован относительно простой способ для измерения фазовых скоростей синфазных и противофазных волн в связанных линиях с неуравновешенной электромагнитной связью, основанный на экспериментальном определении резонансных частот секции связанных полосковых линий. Приведенный пример реализации способа показывает целесообразность такого пути получения недостающих данных для успешного проектирования устройств. Это справедливо, с одной стороны, по причине резкого сокращения времени для получения необходимой информации при наличии разработанных методик и измерительной аппаратуры; с другой стороны, получение экспериментальных данных, так или иначе, представляет более надежный способ проверки достижения заданных условий технического задания. Установлено частотное ограничение способа до 6 ГГц, это связано с качеством использованных коаксиально-полосковых переходов, их замена позволит увеличить верхнюю частоту.

2.7 Влияние модальных параметров составляющих элементов НФ на характеристики неотражающих фильтров

В настоящем подразделе рассматривается изменение частотных характеристик НПФ при вариации модальных параметров СПЛ и RLC-цепи. Как известно [66, 134], к модальным параметрам связанных линий относятся коэффициент электромагнитной связи

$$K = \frac{Z_{0c} - Z_{0\pi}}{Z_{0c} + Z_{0\pi}},$$

коэффициент неуравновешенности электромагнитной связи, определяемый через отношение фазовых скоростей синфазного и противофазного возбуждения v_c/v_π . В отношении RLC-цепи будем рассматривать характеристическое сопро-

тивление $Z_0 = \sqrt{L_0/C_0}$, где L_0 , C_0 – индуктивность и емкость колебательного контура RLC-цепи.

Базовая конструкция неотражающего фильтра включает в себя СПЛ и RLC-цепи. Поперечное сечение СПЛ было показано на рисунке 2.14 с такими параметрами: $w_1 = 0,7$ мм; $w_2 = 2$ мм; $h_1 = 1,5$ мм; $h_2 = 0,55$ мм; $a = 24$ мм; $\varepsilon_{r1} = 4,5$, $\varepsilon_{r2} = 2,883$. При изменении Z_0 резонансная частота RLC-цепи поддерживалась неизменной и составляла $f_0 = 1$ ГГц.

Далее представлены результаты численного эксперимента по определению зависимости частотных характеристик НПФ от K , v_c/v_π и Z_0 с целью оценки влияния на частотные характеристики и достижимые параметры НПФ.

2.7.1 Влияния коэффициента электромагнитной связи связанных полосок

Было проведено исследование влияния коэффициента электромагнитной связи K СПЛ на частотные характеристики НПФ. Вариация K производилась путем изменения толщины вертикальной подложки h_2 , при этом остальные геометрические параметры отрезка СПЛ остаются неизменными (таблица 2.1).

Таблица 2.1. Зависимости K от h_2

h_2 , мм	C_{11} , пФ	C_{12} , пФ	L_{11} , мкГн	L_{12} , мкГн	Z_{0c} , Ом	$Z_{0\pi}$, Ом	K
0,778	127,62	78,81	0,406	0,253	116,24	27,23	0,620
0,550	157,03	110,02	0,397	0,278	119,87	21,10	0,700
0,360	198,33	153,09	0,387	0,305	123,67	15,28	0,780

На рисунках 2.19 и 2.20 показано изменение частотных зависимостей коэффициента отражения $|S_{11}|$ и коэффициента передачи $|S_{21}|$ от K при трех значениях $K = 0,62$; $0,70$; $0,78$. При этом фазовые скорости синфазных и противофазных волн одинаковые, т.е. $v_c/v_\pi = 1$. Как видно из рисунка 2.19, минимум $|S_{11}|$ в полосе пропускания и непропускания достигается при значении коэффициента связи

$k=0,70$. При меньших и больших значениях K в полосе прозрачности и вне ее $|S_{11}|$ увеличивается.

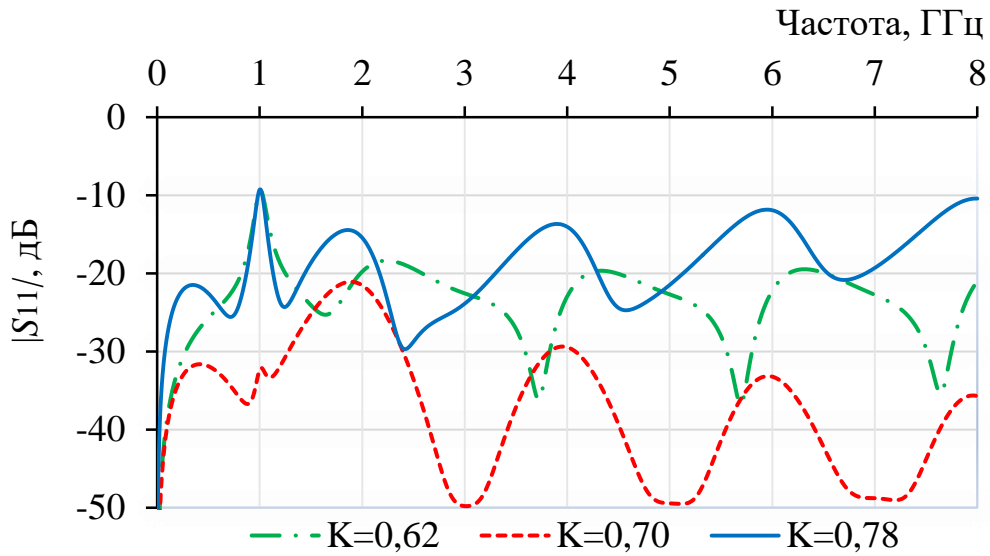


Рисунок 2.19 – Частотные зависимости коэффициента отражения $|S_{11}|$ от коэффициента электромагнитной связи K связанных полосковых линий

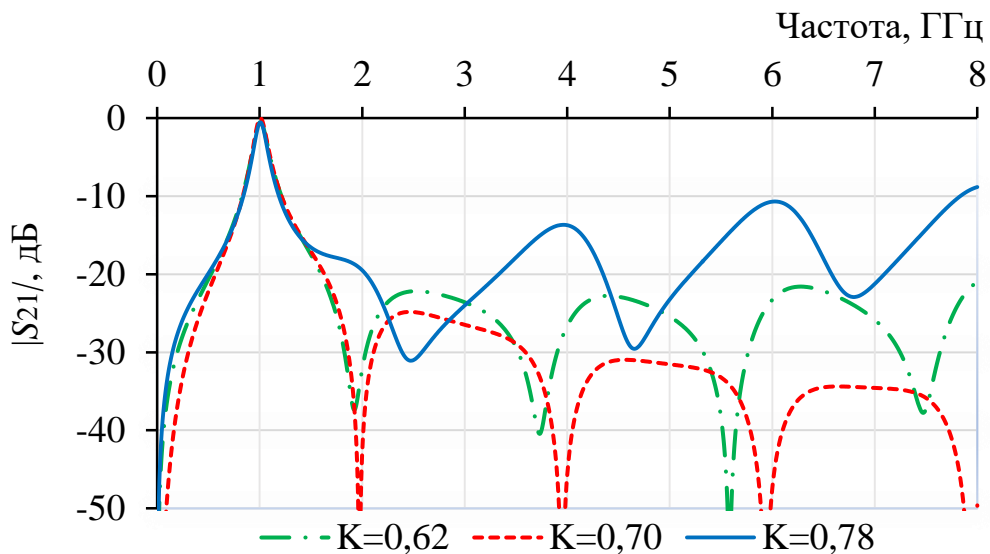


Рисунок 2.20 – Частотные зависимости коэффициента передачи $|S_{21}|$ от коэффициента электромагнитной связи K связанных полосковых линий

Было установлено, что причина увеличения $|S_{11}|$ состоит в изменении развязки порта 4 направленного ответвителя, каковым является отрезок связанных линий при нагрузках во всех портах 50 Ом (см. рисунок 2.5). Предельное отклонение коэффициента электромагнитной связи ΔK от оптимального значения 0,70, при котором уровень возвратных потерь не превышает -10 дБ, составляет $\pm 11\%$. Изменение K в меньшей степени сказывается на $|S_{21}|$ в полосе прозрачно-

сти (рисунок 2.20), но также сильно влияет на ухудшение характеристики на внеполосных частотах. Тем не менее, $|S_{21}|$ ограничен -10 дБ при всех выбранных значениях K в диапазоне частот до $7,8$ ГГц.

2.7.2 Влияния коэффициента неравенства фазовых скоростей v_c и v_π

Был проведен расчет параметров НПФ для различных значений отношений фазовых скоростей синфазных и противофазных волн [92]. Изменение v_c/v_π осуществлялось варьированием относительной диэлектрической проницаемости вертикальной подложки ϵ_{r2} , что приводило к изменению первичных параметров (таблица 2.2). Остальные параметры СПЛ и RLC-цепи оставались неизменными.

Таблица 2.2 Зависимости отношения фазовых скоростей v_c/v_π от ϵ_2

ϵ_2	C_{11} , пФ	C_{12} , пФ	L_{11} , мкГн	L_{12} , мкГн	Z_{0c} , Ом	$Z_{0\pi}$, Ом	v_c/v_π
2,480	144,06	97,04	0,397	0,278	119,87	22,20	0,95
2,883	157,03	110,02	0,397	0,278	119,87	21,10	1,00
3,310	170,78	123,77	0,397	0,278	119,87	20,09	1,05

На рисунках 2.21 и 2.22 представлены частотные характеристики фильтра при трех значениях $v_c/v_\pi = 0,95, 1,00, 1,05$. Из графиков видно, что частотные характеристики НПФ сильно зависят от величины v_c/v_π . Уже при небольшом значении неуравновешенности, не превышающем 5%, частотные характеристики фильтра значительно изменяются, особенно в области высоких частот. Коэффициент отражения $|S_{11}|$ меньше -20 дБ можно получить при $v_c/v_\pi = 1,0$. При этом коэффициент передачи на внеполосных частотах удовлетворяет условию $|S_{21}| \leq -20$ дБ. В полосе пропускания $|S_{21}| \approx -0,1$ дБ.

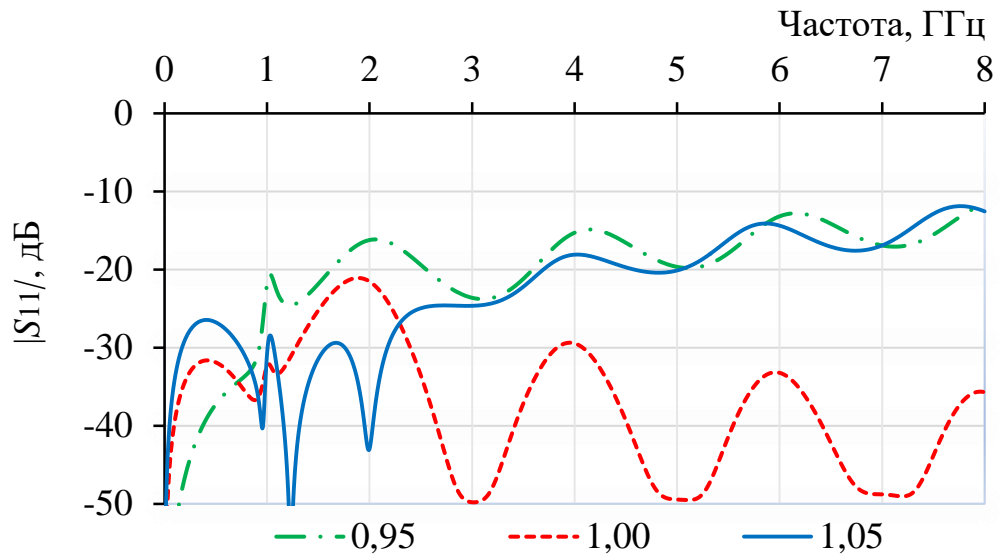


Рисунок 2.21 – Частотные зависимости коэффициента отражения $|S_{11}|$ для разных соотношений фазовых скоростей v_c/v_π

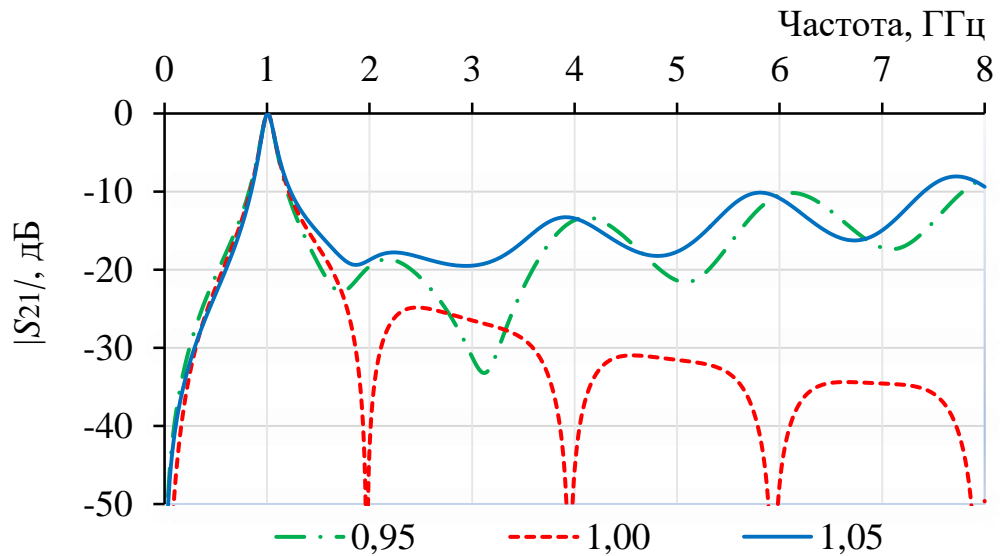


Рисунок 2.22 – Частотные зависимости коэффициента передачи $|S_{21}|$ для разных соотношений фазовых скоростей v_c/v_π

2.7.3 Влияние характеристического сопротивления RLC-цепи на полосу пропускания

Исследовалось влияние характеристического сопротивления RLC-цепи Z_0 на характеристики НПФ [82]. Изменение Z_0 проводилось заменой значения C_0 и L_0 таким образом, чтобы центральная частота полосы пропускания оставалась неизменной и равной 1 ГГц. При этом все параметры СПЛ остаются соответствующими условиям $v_c/v_\pi = 1,0$ и $K=0,70$ (таблица 2.3).

Таблица 2.3. Зависимость полосы пропускания НПФ от Z_0

Z_0 , Ом	C_0 , пФ	L_0 , нГн	Δf , ГГц	$\Delta f / f_0 \cdot 100\%$
45	3,51	7,12	0,54	54%
55	2,87	8,70	0,45	45%
100	1,58	15,82	0,25	25%
200	0,78	31,65	0,12	12%

На рисунках 2.23 и 2.24 представлены результаты расчетов частотных характеристик НПФ при различных значениях Z_0 RLC-цепи $Z_0=45, 55, 100, 200$ Ом. Из графиков рисунка 2.23 видно, что с увеличением характеристического сопротивления RLC-цепи $|S_{11}|$ уменьшается до -20 дБ во всей полосе частот до 8 ГГц. При этом полоса пропускания становится более узкой. При Z_0 , равном 55 Ом, коэффициент отражения составляет -10 дБ, а полоса пропускания равна 45%. При Z_0 , равном 200 Ом, коэффициент отражения уменьшается до -20 дБ, и полоса пропускания сокращается до 12%. В полосе непропускания коэффициент передачи $|S_{21}|$ (рисунок 2.24) при $Z_0=200$ Ом минимален по сравнению с другими значениями Z_0 .

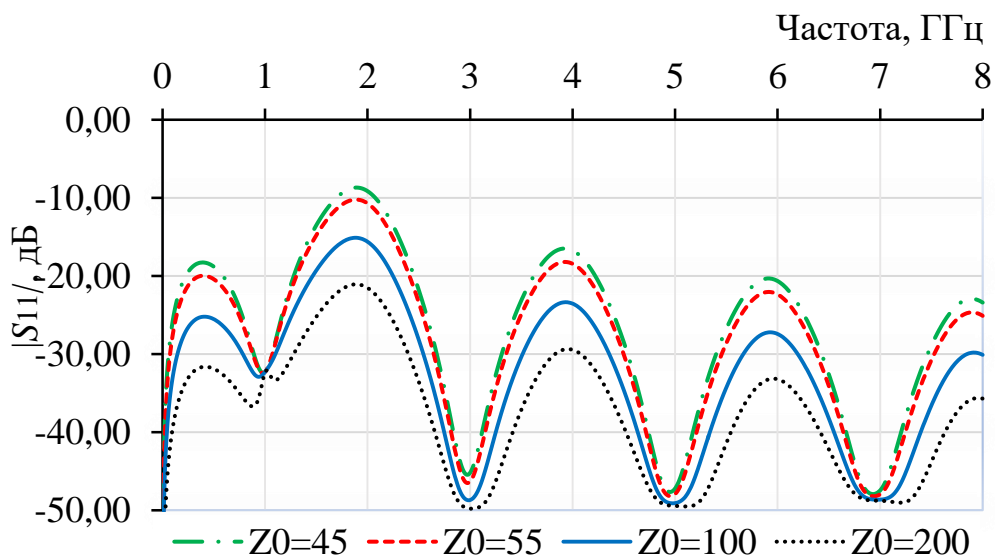


Рисунок 2.23 – Частотные зависимости коэффициента отражения $|S_{11}|$ от импеданса RLC-цепи.

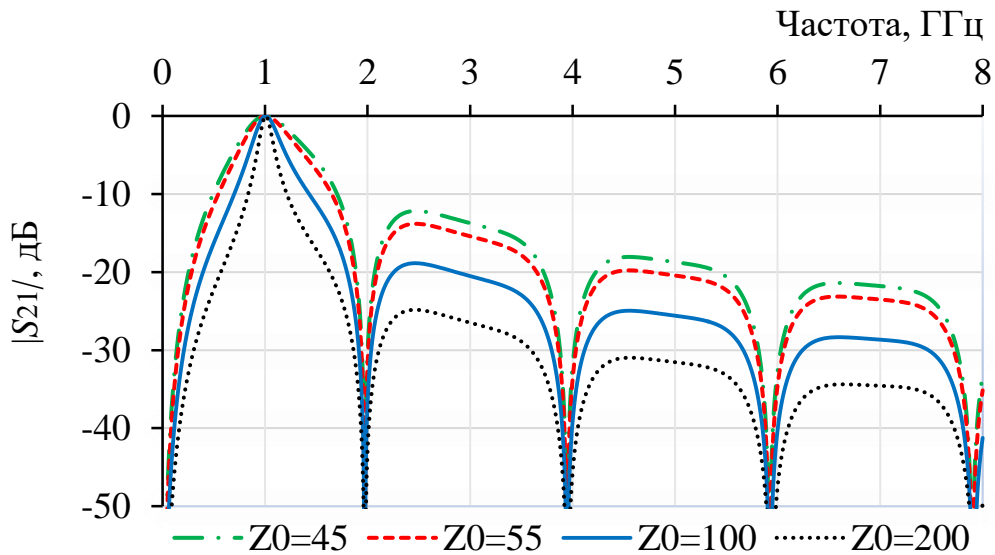


Рисунок 2.24 – Частотные зависимости коэффициента передачи $|S_{21}|$ от импеданса RLC-цепи.

Таким образом, в ходе анализа модели НПФ были установлены основные зависимости между модальными параметрами его элементов и частотными характеристиками:

1. Исследование влияния коэффициента электромагнитной связи СПЛ на частотные характеристики фильтров показывает, что оптимальной связью с точки зрения согласования НПФ по входу и выходу является связь между полосками с $K \approx 0,7$.

2. Показано, что различие в скоростях распространения синфазных v_c и противофазных волн v_π , отрицательно влияет на характеристики НПФ [92]. Оптимальное функционирование фильтра достигается при отношении фазовых скоростей $v_c/v_\pi = 1,0$. При этом обеспечиваются возвратные потери не хуже, чем -20 дБ во всем диапазоне частот до 8 ГГц.

3. Полоса пропускания фильтра существенно зависит от характеристического сопротивления RLC-цепи. Другими словами, чем выше значение характеристического сопротивления RLC-цепи, тем более узкая становится полоса пропускания и ниже уровень возвратных потерь [82]. Однако следует отметить, что наличие компонентов с желаемыми номинальными значениями не всегда гарантировано. Например, вместо емкости обычно используют значения больше 1 пФ,

а для индуктивности предпочтительны значения больше 0,8 нГн. В практике была использована емкость $C_0=1$ пФ и индуктивность $L_0=22$ нГн, что приводит к характеристическому сопротивлению RLC-цепи $Z_0=150$ Ом. При этом фильтр обеспечивает возвратные потери не хуже, чем -10 дБ.

2.8 Выводы по разделу 2

Таким образом, основными результатами второго раздела являются:

1. Построение модели НПФ на основе применения принципа декомпозиции при декомпозиции эквивалентной схемы на многополюсники, являющиеся цепями с распределенными параметрами и многополюсники, описываемые как RLC-цепи с сосредоточенными параметрами.

2. Решение обратной задачи отыскания частотной зависимости импеданса RLC-цепи, обеспечивающей заданные частотные параметры НПФ и построение аналитической модели на этой основе с возможностью быстрых вычислений при проектировании фильтров и построения на этой основе алгоритма и программ синтеза НПФ [82-84].

3. Решена задача отыскания относительных диэлектрических проницаемостей подложек 3D-конструкции связанных полосковых линий, обеспечивающих получение требуемого отношения фазовых скоростей синфазных и противофазных волн v_c/v_π [85–88].

4. Разработан способ измерения частотной зависимости коэффициентов распространения и фазовых скоростей синфазных и противофазных волн в связанных линиях [89, 90].

5. Установлено, что оптимальным коэффициентом связи K между полосками с точки зрения согласования НПФ по входу и выходу является связь с $K \approx 0,7$.

6. При равенстве отношения фазовых скоростей синфазных и противофазных волн $v_c/v_\pi=1,0$, фильтр работает в оптимальном режиме по критерию ослабления сигнала в диапазоне частот непропускания [92].

7. Повышение характеристического сопротивления RLC-цепи приводит сужению полосы пропускания и снижению уровня возвратных потерь [82]. Однако важно учитывать ограничения, связанные с номинальными значениями емкости и индуктивности SMD-компонентов.

3 ЧИСЛЕННОЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ НЕОТРАЖАЮЩИХ ПОЛОСКОВЫХ ФИЛЬТРОВ

В данном разделе представлены результаты численного и экспериментального исследования неотражающих фильтров на связанных полосковых линиях. Рассматриваются частотные характеристики однокаскадных и двухкаскадных НПФ [91, 117], НПФ нечетных гармоник [118], перестраиваемый НПФ [128], малогабаритный НПФ [119]. Экспериментально подтверждена возможность разработки различных видов НПФ

3.1 Конструкция базового блока с распределенными параметрами

В качестве базового блока с распределенными параметрами в виде связанных полосковых линий выбрана 3D-конструкция СПЛ с вертикально расположенной подложкой (англ. VIP) [73, 74, 44, 78, 113, 114]. В результате оптимизации конструкции по критерию равенства коэффициентов емкостной k_C и индуктивной k_L связи исходя из условия $k_C \approx k_L \approx 0,7$, $Z_0 = \sqrt{Z_{0c} / Z_{0\pi}} \approx 50$ Ом определены следующие размеры проводников и относительные диэлектрические проницаемости: $h_1 = 1,0$ мм; $h_2 = 1,5$ мм; $h_3 = 0,6$ мм; $h_4 = 8,0$ мм; $a = 24,0$ мм; $d = 0$; $\varepsilon_1 = \varepsilon_4 = 1,0$; $\varepsilon_2 = 4,5$; $\varepsilon_3 = 3,0$. Заметим, что равенство $k_C \approx k_L \approx 0,7$ одновременно означает, что $v_c / v_\pi = 1,0$. В макете горизонтально и вертикально расположенные полоски на подложках соединялись пайкой. Расчет первичных и вторичных параметров СПЛ методом сеток [95, 115] при указанных размерах и параметрах подложек показал слабую неуравновешенность электромагнитной связи между полосками. Получены коэффициенты индуктивной связи $k_L = 0,708$ и емкостной связи $k_C = 0,700$. Матрица передачи \mathbf{a} отрезка связанных полосковых линий как восьмиполюсника (рисунок 3.1) рассчитывалась по работам [93, 116], формулы для ее определения приведены в разделе 1.

Исследование частотных характеристик отрезка связанных полосковых линий с конструкцией поперечного сечения, показанной на рисунке 2.9, и эквивалентной схемой, изображенной на рисунке 3.1, проводится с целью определения на качественном и количественном уровне потенциальных возможностей СПЛ в обеспечении задаваемых параметров неотражающих фильтров. Немаловажное значение имеет также связь между параметрами блока с распределенными параметрами и параметрами RLC-цепи. После определения матрицы передачи \mathbf{a} вычисляется матрица рассеяния \mathbf{S} [39] при равных частотно-независимых нагрузках в портах $1, \dots, 4$ $z = z_1 = z_2 = z_3 = z_4$, $z = g^{-1} = 50$ Ом. Частотные зависимости модулей коэффициентов матрицы рассеяния $|S_{11}|$, $|S_{21}|$, $|S_{41}|$, $|S_{31}|$ показаны на рисунке 3.2.

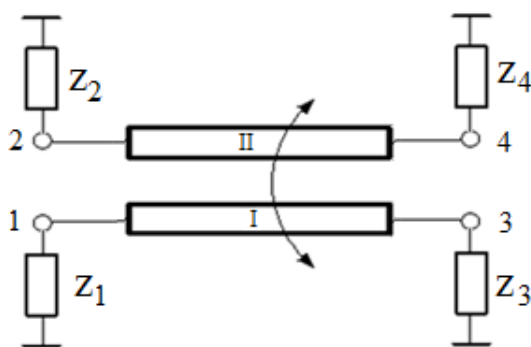


Рисунок 3.1 – Эквивалентная схема базового блока с распределенными параметрами в виде связанных полосковых линий

Как и следовало ожидать [78], при нагрузке всех портов, равной 50 Ом, наблюдается периодическая зависимость коэффициента передачи $|S_{21}(f)|$ из порта 1 в порт 2 и коэффициента передачи $|S_{31}(f)|$ из порта 1 в порт 3 со сближением их к уровню -3 дБ на частотах 1,0; 3,0; 5,0; 7,0 ГГц. Это является следствием фундаментальных особенностей распределенной цепи и подтверждает незначительную дисперсию коэффициентов распространения основных типов волн в СПЛ – синфазной и противофазной квази-Т-волн из-за неравенства их фазовых скоростей [65].

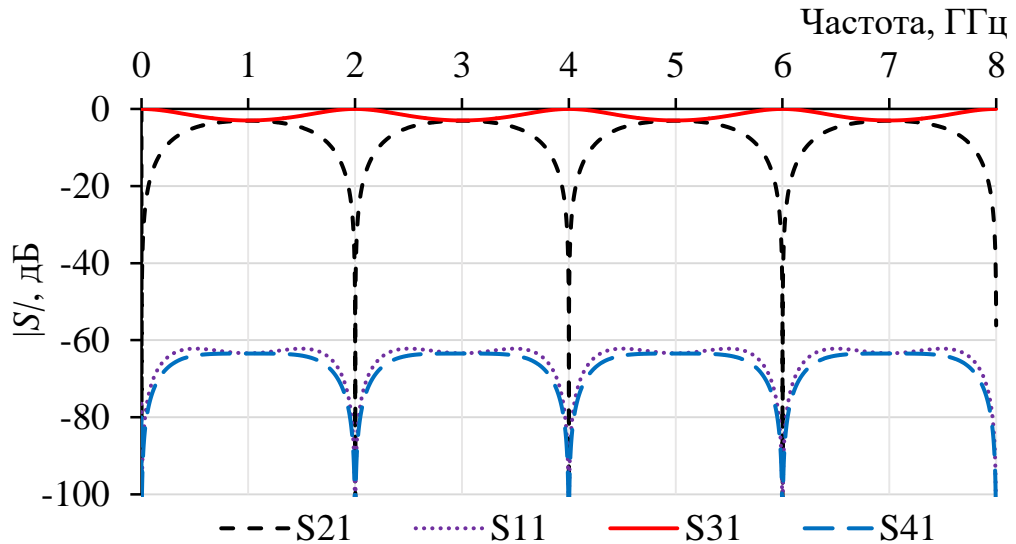


Рисунок 3.2 – Частотные зависимости модулей коэффициентов матрицы рассеяния секции связанных линий как восьмиполюсника при частотно-независимых нагрузках в портах 1–4 $z_1 = z_2 = z_3 = z_4 = 50 \text{ Ом}$

Изменение нагрузки в портах 2 и 3 на $z_2 = z_3 = 0,05 \text{ Ом}$ приводит к увеличению коэффициента передачи из порта 1 в порт 4 $|S_{41}(f)|$ до максимально возможного значения на частотах, указанных выше, и уменьшению коэффициентов передачи $|S_{21}(f)|$ и $|S_{31}(f)|$ по сравнению с предыдущим вариантом используемых нагрузок (рисунок 3.3).

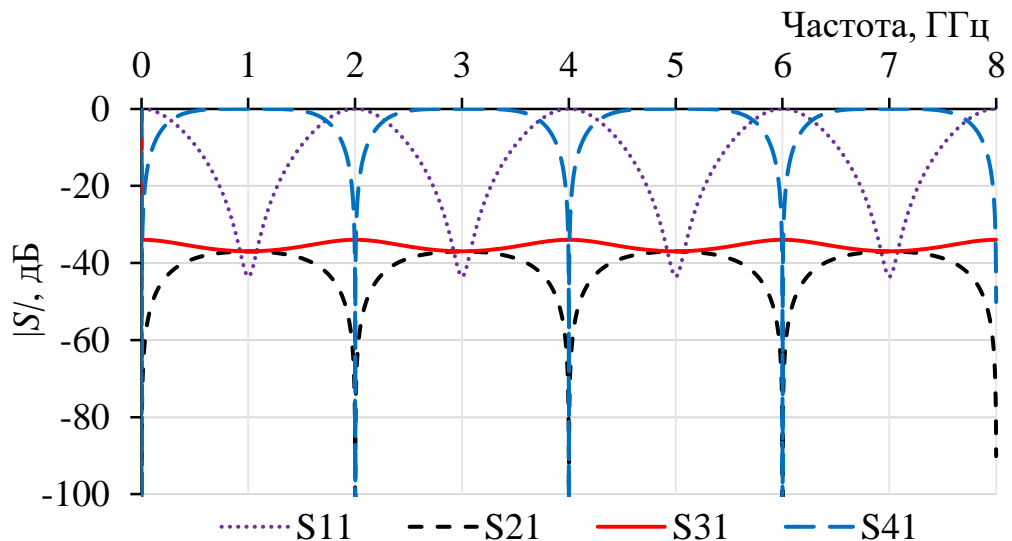


Рисунок 3.3 – Частотные зависимости модулей коэффициентов матрицы рассеяния секции связанных линий как восьмиполюсника при частотно-независимых нагрузках в портах 1–4 $z_1 = z_4 = 50 \text{ Ом}$, $z_2 = z_3 = 0,05 \text{ Ом}$

Максимальный коэффициент передачи $|S_{41}(f)|$ наблюдается на частотах: 1,0; 3,0; 5,0; 7,0 ГГц. При $z_2 = z_3 = 50 \cdot 10^4$ Ом максимальный коэффициент передачи $|S_{41}(f)|$ наблюдается так же на частотах 1,0; 3,0; 5,0; 7,0 ГГц (рисунок 3.4).

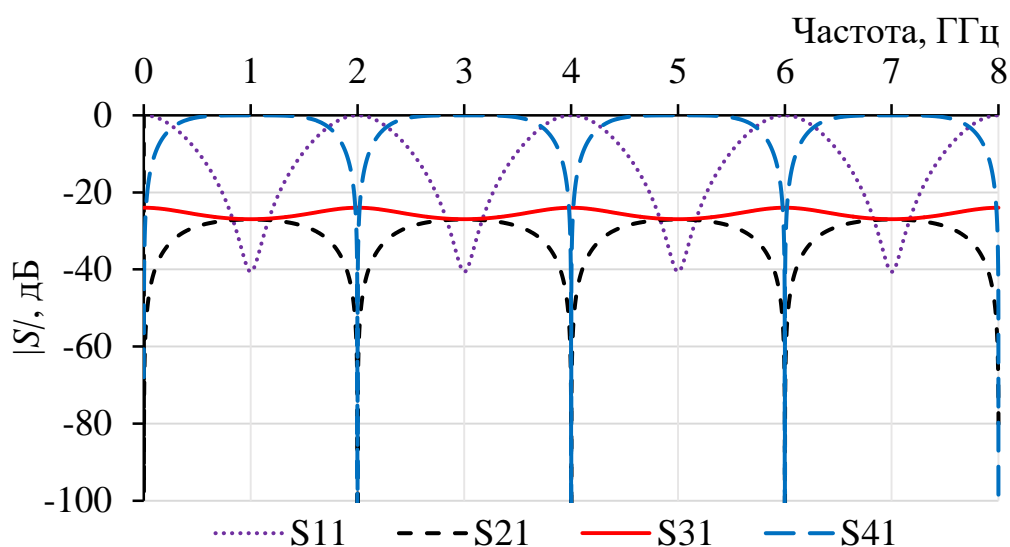


Рисунок 3.4 – Частотные зависимости модулей коэффициентов матрицы рассеяния секции связанных линий как восьмиполюсника при частотно-независимых нагрузках в портах 1–4 $z_1 = z_4 = 50$ Ом, $z_2 = z_3 = 50 \cdot 10^4$ Ом

Таким образом, анализ зависимостей $|S_{41}(f)|$ и $|S_{11}(f)|$ на рисунках 3.2–3.4 показывает теоретическую возможность реализации функции полосно-пропускающего фильтра на частотах, близких к 1,0; 3,0; 5,0; 7,0 ГГц, если на указанных частотах в портах 2 и 3 будет обеспечен режим, близкий к короткому замыканию или холостому ходу, а для минимально возможного отражения от входа и выхода устройства на частотах ниже и выше, например 1,03 ГГц, в этих же портах должна быть нагрузка порядка 50 Ом. Иными словами, необходимо получить частотную зависимость $z(f) = g(f)^{-1}$, соответствующую сформулированным требованиям.

3.2 Результаты моделирования НПФ на разных САПР

Анализ частотных характеристик базового блока при вариации нагрузок (см. рисунки 3.2 – 3.4) показал, что на центральной частоте f_0 полосы

пропускания модуль импеданса нагрузок в диагональных плечах 2 и 3 должен удовлетворять условию $|z(f_0)| \rightarrow 0$, а на внеполосных частотах необходимо $|z(f)| \rightarrow 50$ Ом. Этому условию удовлетворяет простейшая RLC-цепь последовательного колебательного LC-контура, шунтированного сопротивлением R (рисунок 3.5).

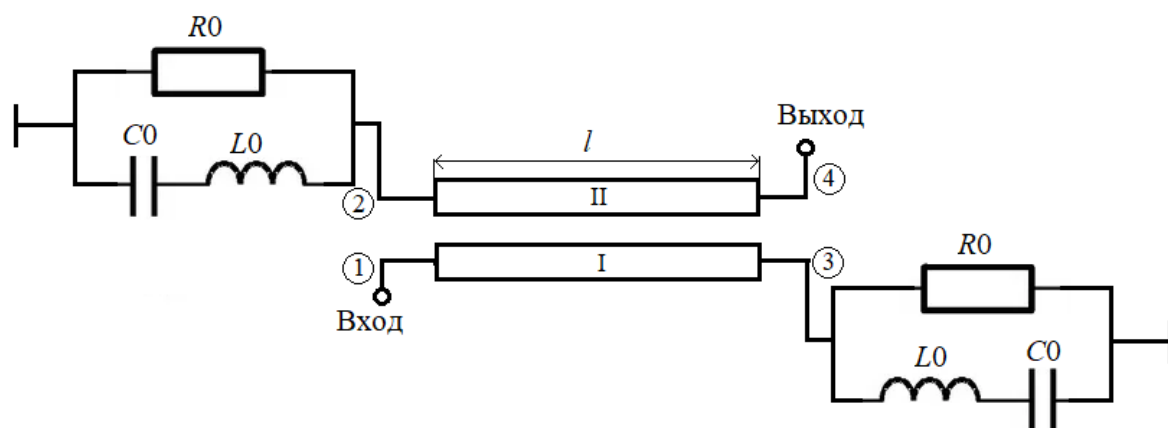


Рисунок 3.5 – Эквивалентная схема неотражающего фильтра

Параметры элементов полосно-запирающих фильтров $R1 = 50$ Ом, $L0 := 25$ нГн, $C0 = 1$ пФ. Частотная зависимость модуля импеданса RLC-цепи показана на рисунке 3.6.

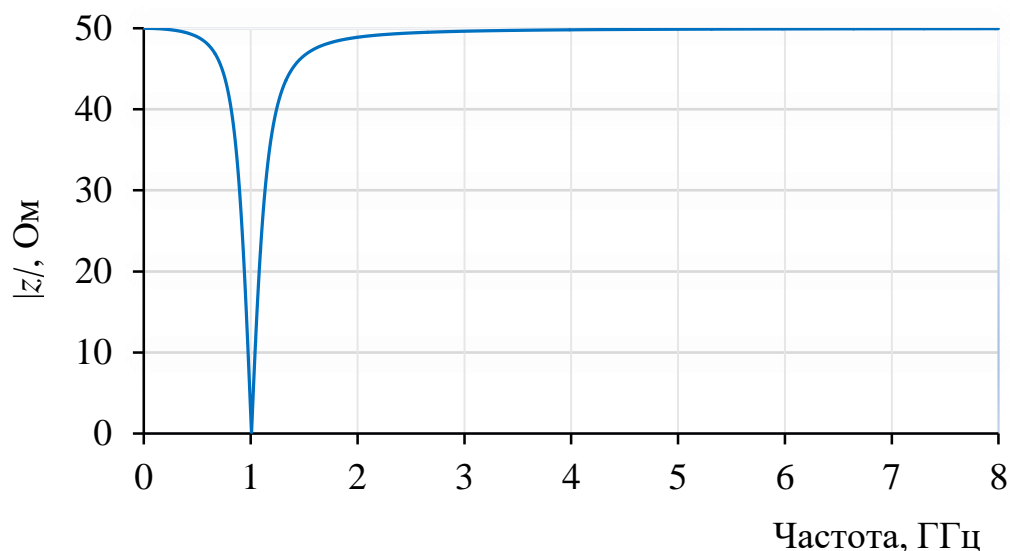


Рисунок 3.6 – Частотная зависимость сопротивления RLC-цепи

Было проведено моделирование неотражающего полосно-пропускающего фильтра со схемой рисунка 3.5 с помощью САПР CST Studio Suite и программы [122], разработанной в среде математического моделиро-

вания на Mathcad. Первичные параметры для ввода в программу [122] были получены с использованием программы [127]. Эти параметры следующие:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 158,44 & -113,17 \\ -113,17 & 158,44 \end{bmatrix}, \text{ пФ/м}, \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 0,39715 & 0,27828 \\ 0,27828 & 0,39715 \end{bmatrix}, \text{ мкГн/м}.$$

На рисунках 3.7, 3.8 показаны частотные зависимости S-параметров НПФ. Результаты расчетов в различных системах автоматизированного проектирования и программы [122] близки и можно подтвердить, что работа НПФ соответствует описанным ранее закономерностям.

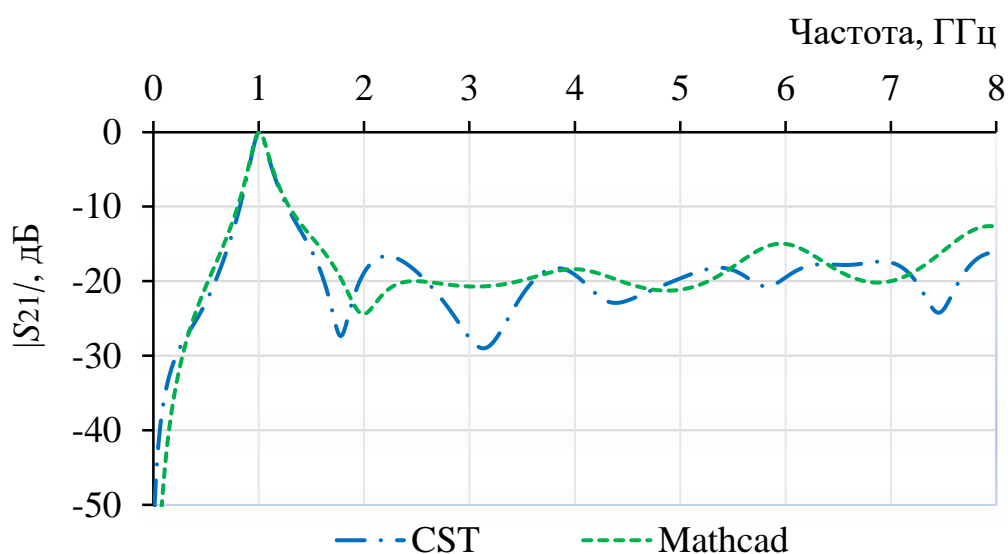


Рисунок 3.7 – Частотные зависимости коэффициента передачи $|S_{21}(f)|$, рассчитанные с помощью CST Studio Suite и Mathcad

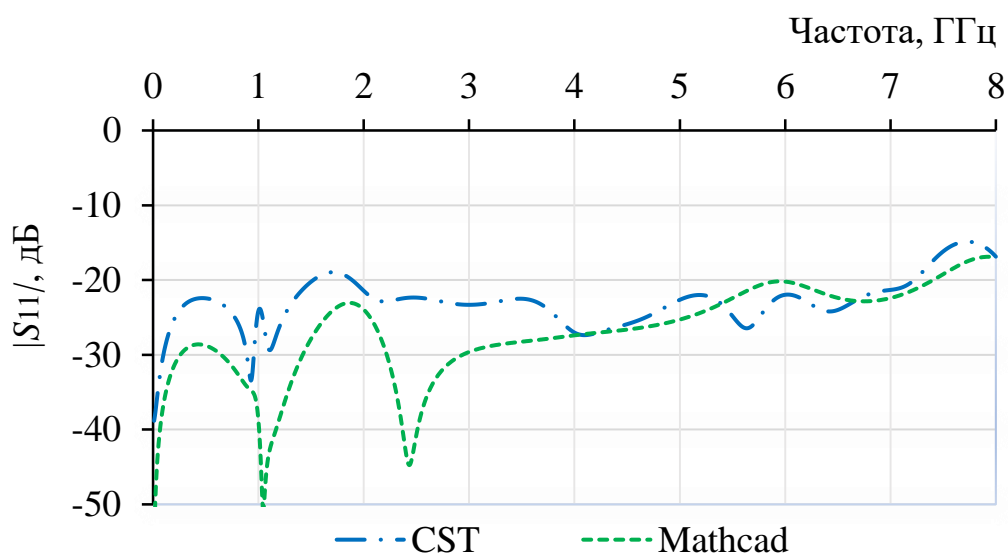


Рисунок 3.8 – Частотные зависимости коэффициента отражения $|S_{11}(f)|$

3.3 Однозвенный фильтр неотражающего типа

Был изготовлен макет неотражающего полоскового фильтра (рисунок 3.9), включающий отрезок связанных полосковых линий (блок с распределенными параметрами) и RLC-цепи в виде демпфированных сопротивлением R последовательных колебательных LC-контуров [117]. Эквивалентная схема показана на рисунке 3.5.

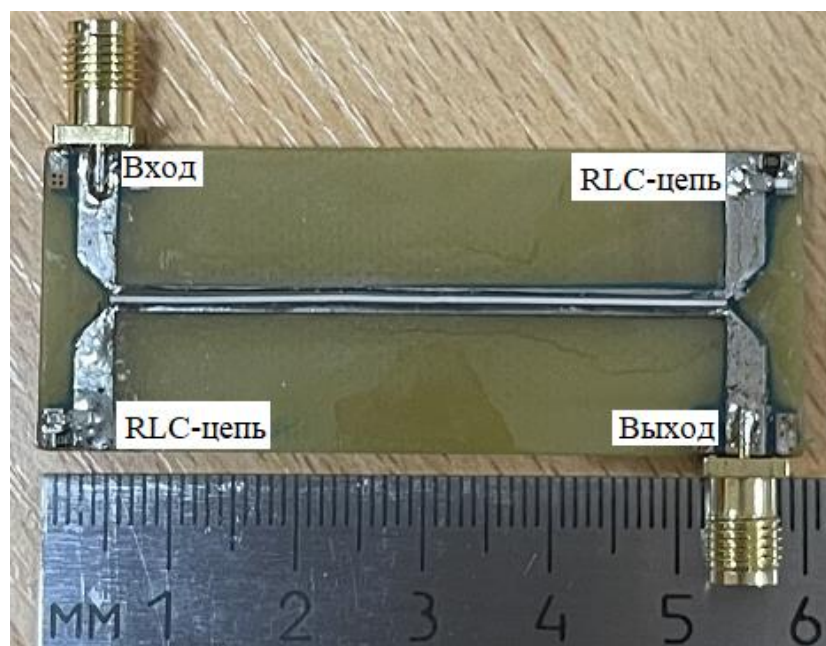


Рисунок 3.9 – Макет однозвенного полоскового полосно-пропускающего фильтра

Был спроектирован НПФ на центральную частоту $f_0 = 0,949$ ГГц. В состав RLC-цепи вошли индуктивность $L = 22$ нГн, емкость $C = 1,1$ пФ, сопротивление $R = 48$ Ом. Длина отрезка связанных линий $l_{СПЛ} = 0,048$ м. На рисунке 3.10 приведены частотные характеристики изготовленного фильтра неотражающего типа. Как видно из рисунка 3.10, частотные зависимости $|S_{21}(f)|$, $|S_{11}(f)|$ качественно соответствуют расчетным характеристикам НПФ, показанным на рисунках 3.7, 3.8. Экспериментально подтверждаются параметры неотражающего фильтра: ослабление минус 2,1 дБ на центральной частоте 949,2 МГц; полоса пропускания 174,1 МГц; коэффициент отражения не более минус 10 дБ во всем частотном диапазоне до 7,5 ГГц. Таким образом, экспериментально подтверждена возможность построения полосно-

пропускающего фильтра неотражающего типа с характеристиками, близкими к расчетным.

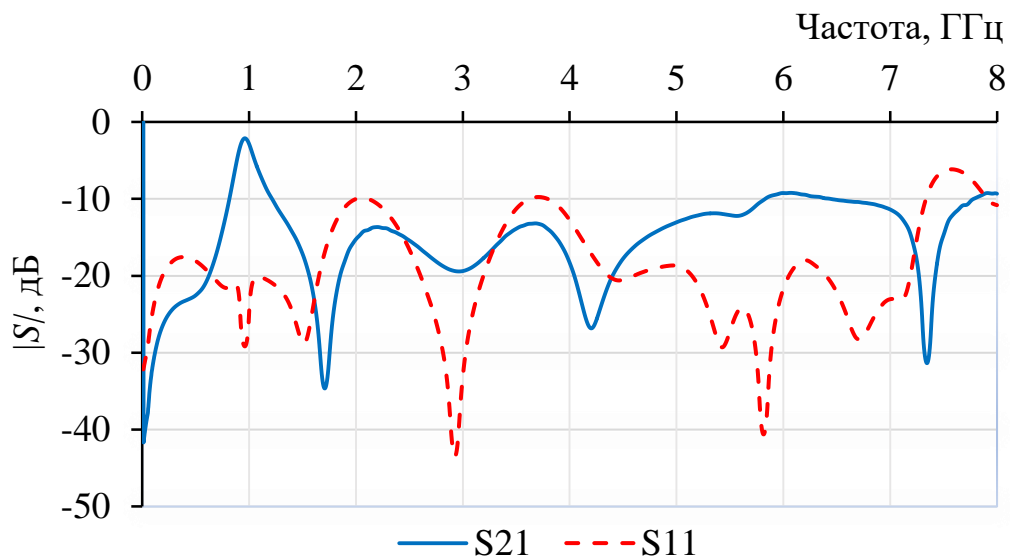


Рисунок 3.10 – Экспериментальные частотные зависимости коэффициента передачи $|S_{21}|$ и возвратных потерь $|S_{11}|$ макета фильтра неотражающего типа

3.4 Двухкаскадный фильтр неотражающего типа

Решение задачи увеличения избирательности неотражающих полосно-пропускающих фильтров возможно известным способом каскадирования идентичных НПФ. Поэтому было выполнено моделирование и экспериментальное исследование двухкаскадного фильтра [117].

На рисунке 3.11 показана схема двухкаскадного НПФ, а на рисунке 3.12 приведены результаты расчета его частотных характеристик $|S_{21}(f)|$, $|S_{11}(f)|$ с помощью CST Studio Suite. Видно, что при каскадировании звеньев НПФ в полосе прозрачности максимальное вносимое ослабление составляет $|S_{21}(f)| \approx -1$ дБ, а в полосе непрозрачности вплоть до частоты 8 ГГц $|S_{21}(f)|$ не хуже -20 дБ. Возвратные потери $|S_{11}(f)|$ не превышают -15 дБ во всей полосе частот от 0 до 8 ГГц.

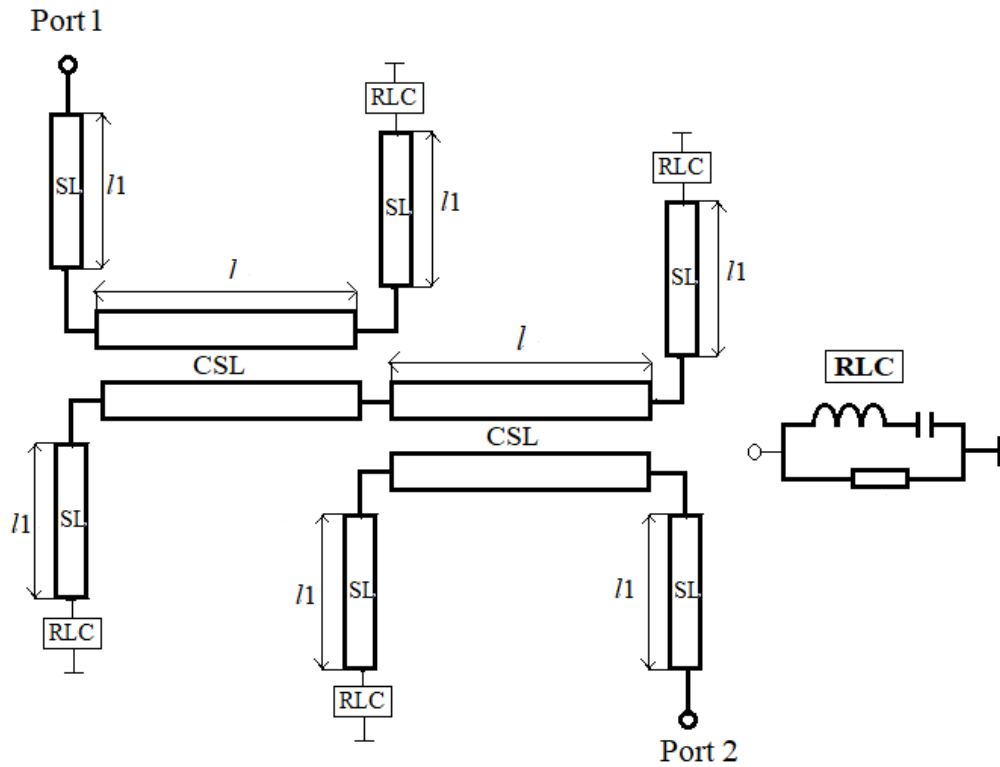


Рисунок 3.11 – Двухкаскадный ППФ неотражающего типа

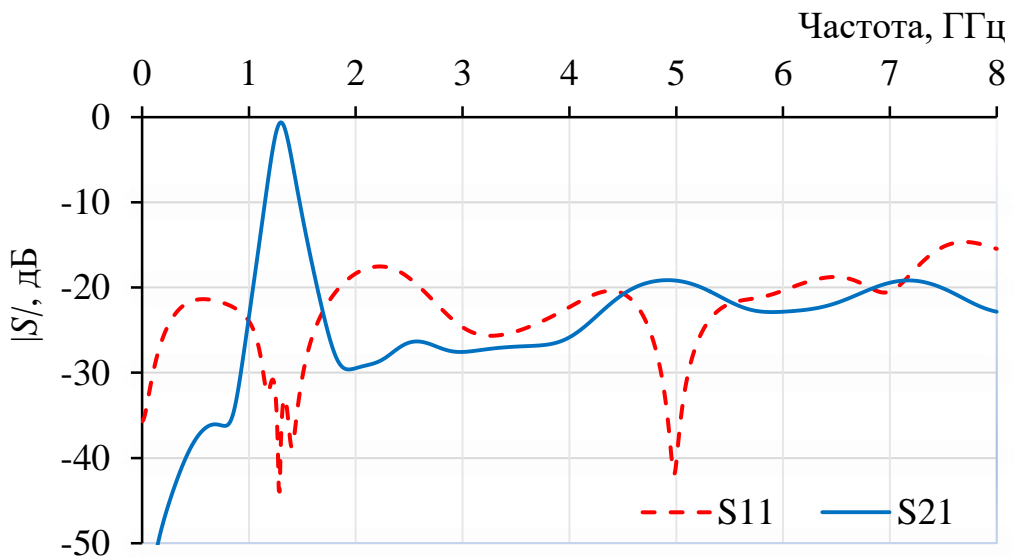


Рисунок 3.12 – Расчетные частотные зависимости вносимого затухания $|S_{21}|$ и возвратных потерь $|S_{11}|$ 2-х каскадного неотражающего ППФ

На рисунке 3.13 показан изготовленный макет двухкаскадного ППФ, а на рисунке 3.14 его частотные зависимости S -параметров. Видно, что в диапазоне до частоты 8 ГГц $|S_{21}(f)|$ не хуже -20 дБ, а возвратные потери $|S_{11}(f)|$ не превышают -10 дБ.

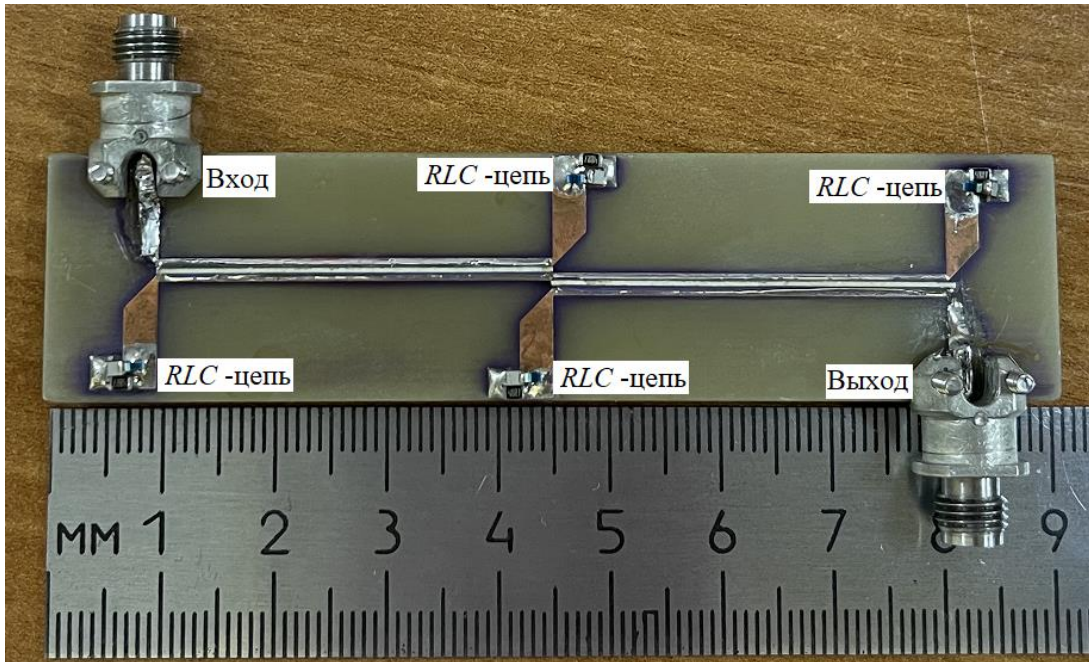


Рисунок 3.13 – Двухкаскадный ППФ неотражающего типа.

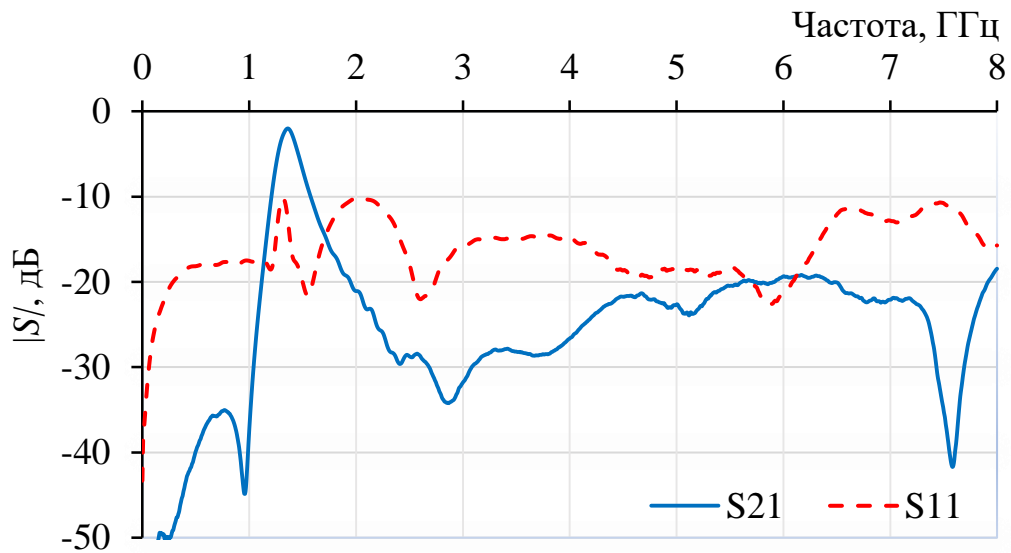


Рисунок 3.14 – Экспериментальные частотные зависимости вносимого затухания $|S_{21}|$ и возвратных потерь $|S_{11}|$ 2-х каскадного неотражающего ППФ

Таким образом, показана применимость известного способа улучшения избирательности неотражающих полосно-пропускающих фильтров путем каскадирования идентичных НПФ.

3.5 Неотражающий полосковый полосо-пропускающий фильтр нечетных гармоник

В данном подразделе описаны результаты моделирования и эксперимента неотражающий полосковый полосо-пропускающий фильтр нечетных гармоник [118].

Из анализа, проведенного в подразделе 3.1 был сделан вывод о том, что можно использовать отрезок СПЛ как основу полосо-пропускающего фильтра нечетных гармоник при включении в порты 2 и 3 частотно-зависимых нагрузок. При этом необходимо получить нули или максимумы модуля импеданса z_2 и z_3 на частотах, близких к 1, 3, 5 и 7 ГГц. Решена задача получения двух полос пропускания на частотах f_1 и $f_2 = 3f_1$. Как следует из частотной зависимости $|S_{21}(f)|$ (рисунки 3.2-3.4) и частотной характеристики модуля импеданса $\|z(f)\|$ RLC-цепи (рисунок 3.6), RLC-цепь должна иметь два каскада для получения двух резонансов частотах f_1 и $f_2 = 3f_1$. Это условие было реализовано в эквивалентной схеме рисунка 3.15. Схема включает отрезок связанных линий с длиной l и по два звена из сосредоточенных элементов, включенных в портах 2 и 3 связанных линий, представляющих восьмиплюсник. Связанные линии мели продольный размер $l=45$ мм. Диагональные плечи СПЛ нагружены на цепь, составленную из сосредоточенных RLC-элементов. Параметры элементов RLC-цепи следующие: $R_0 = 50$ Ом, $C_0 = 1,1$ пФ, $C_1 = 9,4$ пФ, $L_0 = 23$ нГн, $L_1 = 0,3$ нГн.

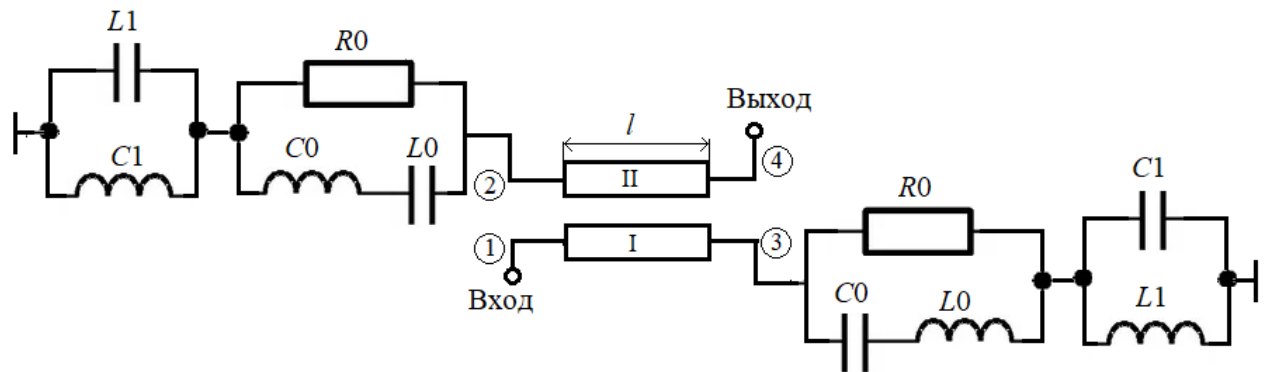


Рисунок 3.15 – Эквивалентная схема неотражающего фильтра нечетных гармоник

На рисунке 3.16 показаны расчетные частотные зависимости S -параметров НПФ с нагрузками в виде каскадного соединения двух RLC-цепей. Расчеты проведены с помощью CST Studio Suite. Из графиков видно, что устройство работает как полосно-пропускающий фильтр с двумя полосами пропускания. Первая полоса пропускания по уровню -3 дБ находится в диапазоне частот от 0,91 до 1,09 ГГц, вторая полоса пропускания лежит в диапазоне от 2,91 до 3,09 ГГц. Важно отметить, что коэффициент отражения $|S_{11}|$ не превышает -16 дБ во всем диапазоне частот до 8 ГГц. Такие характеристики неотражающего полосно-пропускающего фильтра позволяют использовать его в различных приложениях, где требуется селективная передача сигналов в заданных частотных диапазонах с минимальным отражением.

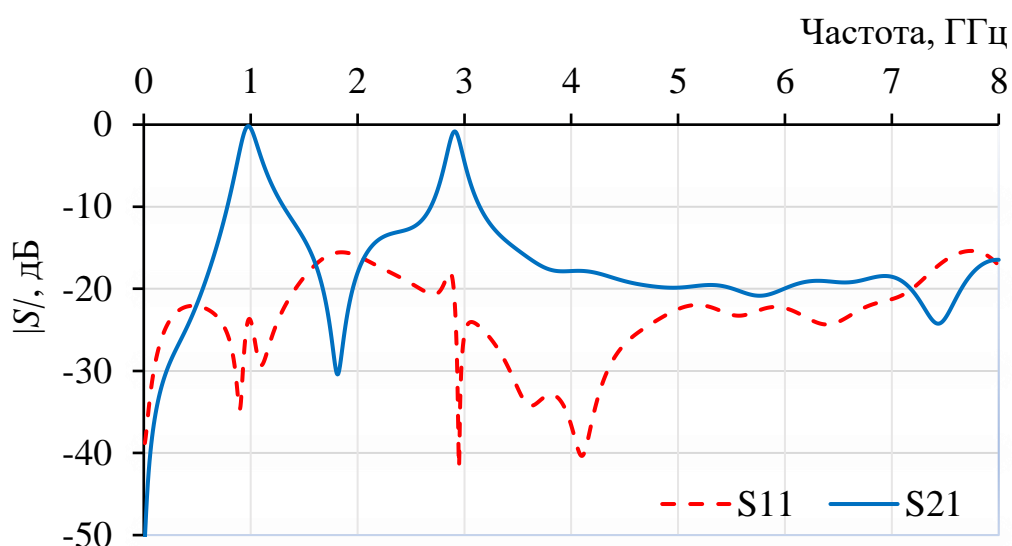


Рисунок 3.16 – Частотная зависимость S -параметров неотражающего полосового фильтра нечетных гармоник

Была разработана программа для решения задачи анализа, синтеза и экстракции частотной зависимости импеданса элементов, включенных в диагональные порты отрезка связанных линий [126]. Результат вычисления частотной зависимости модуля импеданса $|z(f)|$ RLC-цепи приведен на рисунке 3.17. Эта зависимость обеспечивает получение частотные свойства неотражающего полосно-пропускающего фильтра нечетных гармоник.

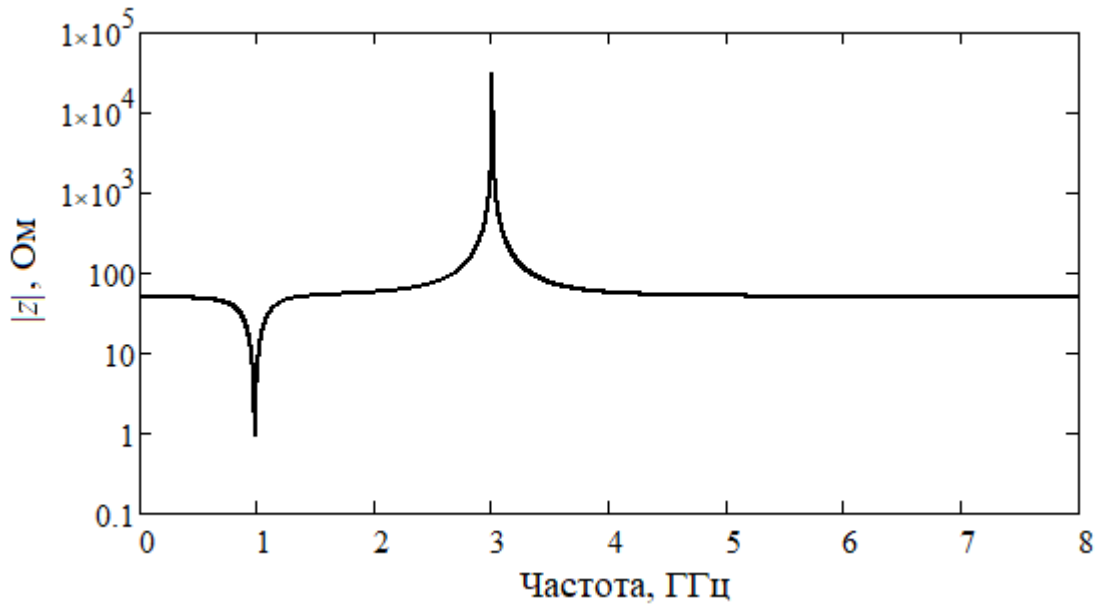


Рисунок 3.17 – Частотная зависимость импеданса RLC-цепей

Для экспериментальных исследований разработан и изготовлен макет НПФ нечетных гармоник (рисунок 3.18). На рисунке 3.19 приведены его частотные характеристики. Получена первая полоса с центральной частотой $f_1 = 0,96$ ГГц и вторая с $f_2 = 2,9$ ГГц. В диапазоне частот до 4,8 ГГц отмечается коэффициент отражения не хуже -10 дБ. Коэффициент передачи $|S_{21}| = -2$ дБ на частоте f_1 и $|S_{21}| = -7,2$ дБ на частоте f_2 . Неравенство коэффициентов $|S_{21}|$ на частотах f_1 и f_2 вызвано трудностями настройки НПФ на третью гармонику путем подбора RLC-элементов из ряда выпускаемых SMD-чипов. Переход к интегральному исполнению RLC-цепи позволит упростить эту задачу. Таким образом, эксперимент подтвердил возможность построения НПФ нечетных гармоник с характеристиками, близкими к расчетным.

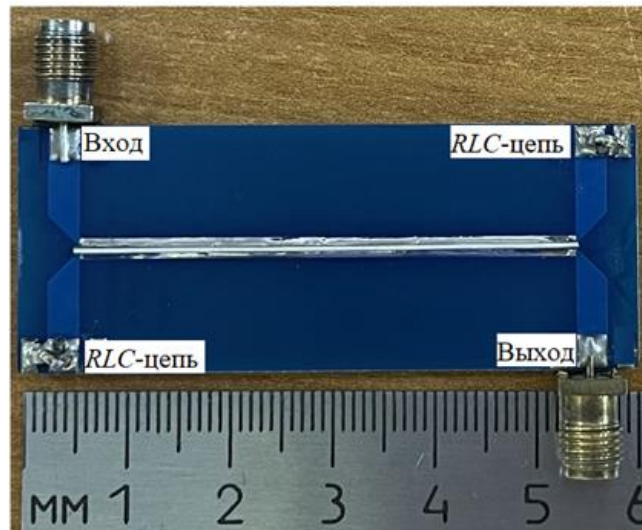


Рисунок 3.18 – Экспериментальный макет фильтра нечетных гармоник

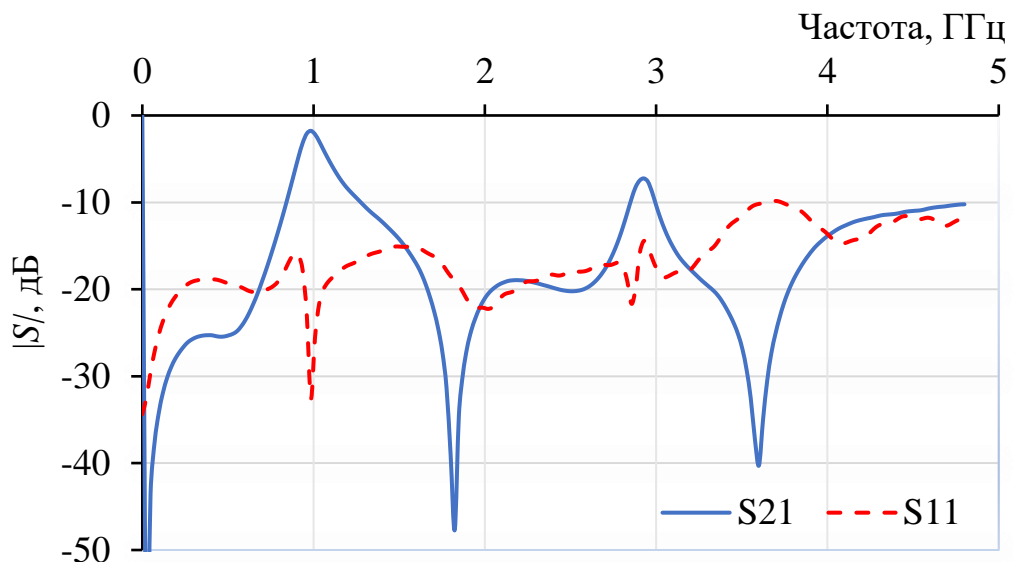


Рисунок 3.19 – Экспериментальные частотные зависимости возвратных потерь $|S_{11}|$ и коэффициента передачи $|S_{21}|$ макета фильтра нечетных гармоник

Таким образом, показано, что разрабатываемые НПФ имеют две полосы пропускания с центральными частотами $f_1 = 0,96$ ГГц и $2,9$ ГГц, которые не повторяются в полосе частот 5:1 относительно низкочастотной полосы пропускания. При этом НПФ обеспечивают возвратные потери не хуже -10 дБ в диапазоне частот до $4,8$ ГГц. Полученные характеристики НПФ позволяют избежать влияния рассогласования в двухканальных системах деления или суммирования сигналов с частотами $0,96$ ГГц, и $2,9$ ГГц.

3.6 Полосковый неотражающий полосно-пропускающий перестраиваемый фильтр

Исполнение НПФ с двумя каскадами в RLC-цепи подсказало реализацию идеи построения НПФ с перестройкой средней частоты полосы пропускания [128]. На рисунке 3.20 приведена эквивалентная схема перестраиваемого НПФ, который состоит из связанных полосковых линий (СПЛ), двух блоков А и Б, которые включают в себя переключатели на два положения и две частотно-избирательные цепи RLC-цепь 1 и RLC-цепь 2.

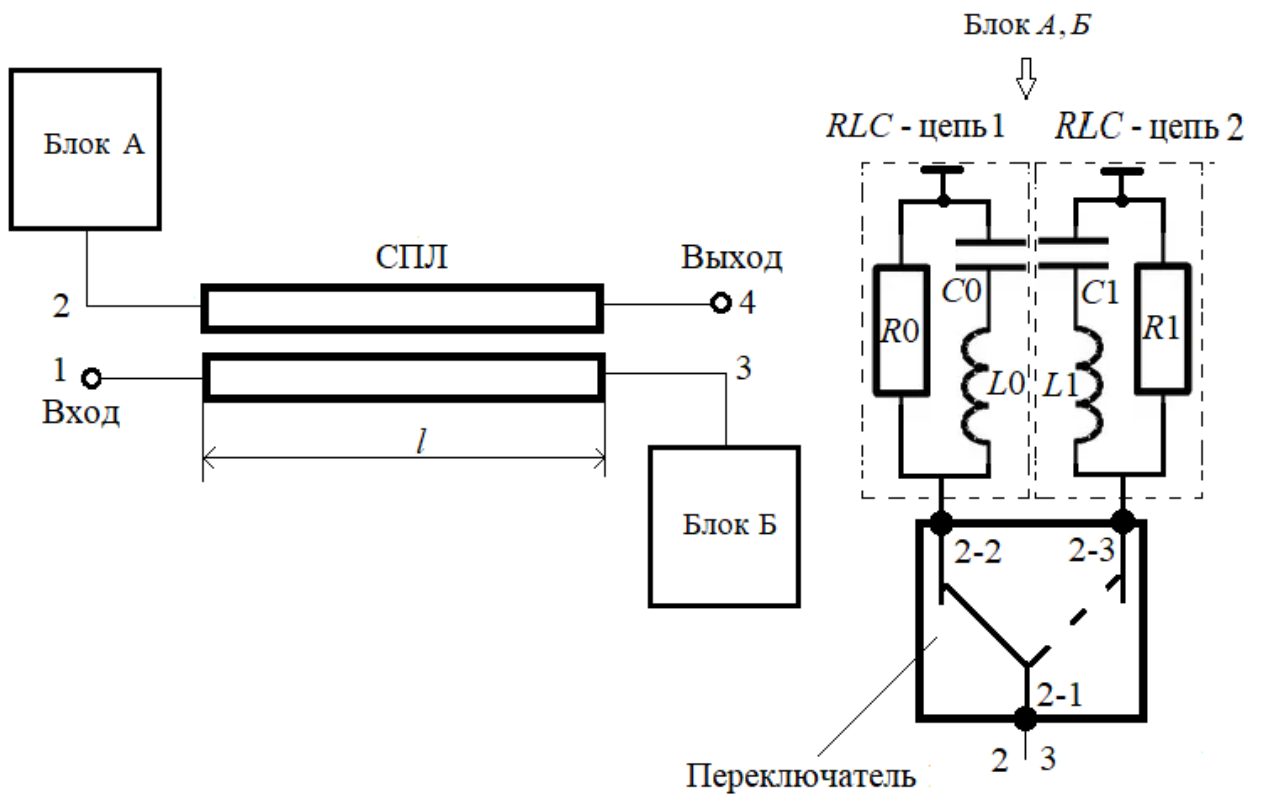


Рисунок 3.20 – Эквивалентная схема фильтра

RLC-цепь 1 образует последовательный колебательный контур с резонансной частотой f_1 , а RLC-цепь 2 с резонансной частотой f_2 . Параметры сосредоточенных элементов следующие: $R_0 = R_1 = 50$ Ом, $L_0 = 25$ нГн, $C_0 = 1$ пФ, $L_1 = 8,33$ нГн, $C_1 = 0,33$ нГн.

На рисунке 3.21 представлена частотная зависимость модулей импеданса RLC-цепей 1 и 2 с центральными частотами $f_1 = 1$ ГГц и $f_2 = 3$ ГГц соответственно.

На рисунках 3.22 и 3.23 показаны частотные зависимости коэффициентов передачи S_{21} и отражения S_{11} перестраиваемого НПФ. Видно, что НПФ работает на частоте либо 1 ГГц, либо 3 ГГц.

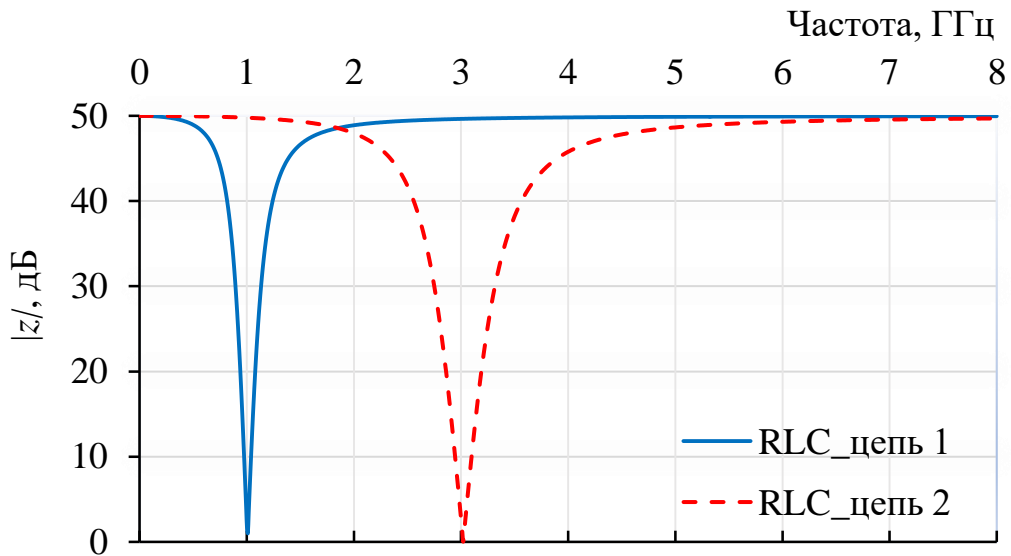


Рисунок 3.21 – Частотная зависимость модуля импеданса RLC-цепей 1 и 2

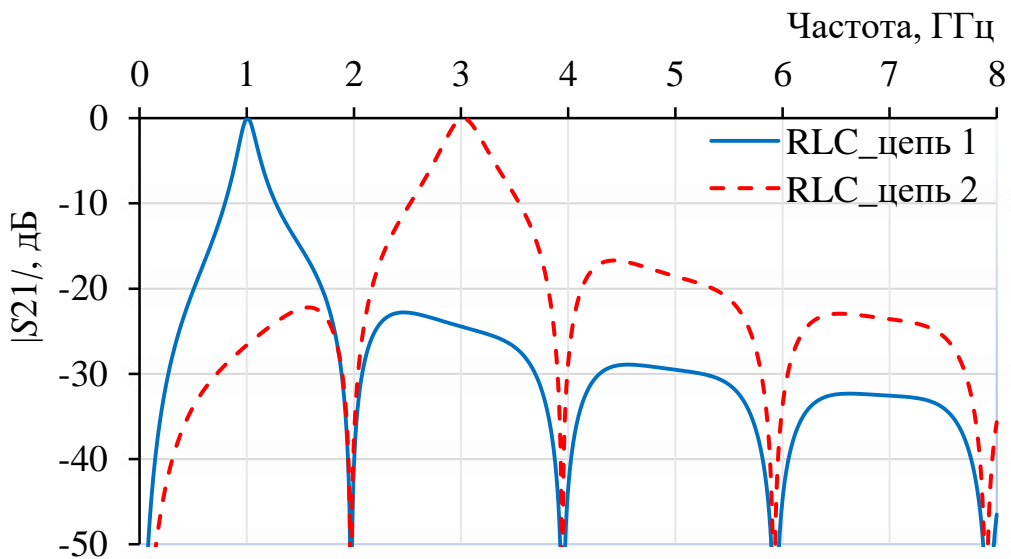


Рисунок 3.22 – Частотная зависимость коэффициента передачи $|S_{21}|$ перестраиваемого НПФ

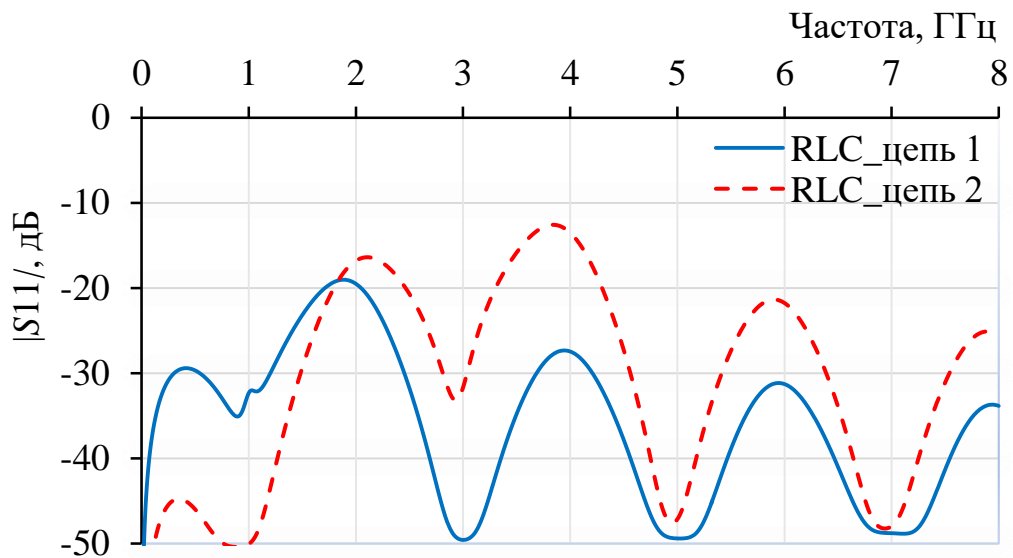


Рисунок 3.23 – Частотная зависимость коэффициента отражения $|S_{11}|$ перестраиваемого НПФ

Таким образом, представлен перестраиваемый НПФ [128], который обеспечивает получение следующих технических результатов: перестроение единственной полосы пропускания с частоты f_1 на частоту f_2 и обратно, уменьшение отражения от входа и выхода фильтра на внеполосных частотах при сохранении функции частотной селекции при перестройке частоты пропускания.

3.7 Малогабаритный неотражающий полосно-пропускающий фильтр

Одной из основных проблем, с которой сталкиваются разработчики и пользователи фильтров на основе линий передачи и связанных линий, являются ограничения, связанные с их физическими размерами.

В конструкции полоскового фильтра неотражающего типа диагональные порты 3 дБ направленного ответвителя соединены с частотно-зависимыми нагрузками, которые представляют собой отражающие фильтры на СПЛ с резистивными нагрузками [63]. Однако, что отмечалось в обзоре раздела 1, как сам направленный ответвитель, так и частотно-зависимые нагрузки являются распределенными элементами, что приводит к увеличению габаритов фильтра.

В предыдущих подразделах нашло отражение решение задачи создания неотражающих полосковых фильтров и представлен подробный анализ частотных характеристик связанных полосковых линий, которые нагружены сосредоточенными RLC-цепями. Применение сосредоточенных элементов частично улучшает массогабаритные показатели. Но в этих фильтрах используется топология линий передачи в виде прямолинейных отрезков, имеющих значительные размеры, что ограничивает возможности миниатюризации.

Поэтому поставлена задача разработать топологию проводников неотражающего полоскового фильтра с уменьшенными в 2 раза габаритами при сохранении параметров, ранее созданных НПФ.

Конструкция прототипа НПФ [117] реализована на подложке размером 60×24 мм. Уменьшить габариты НПФ можно разными путями. Один из них состоит в увеличении относительной диэлектрической проницаемости ϵ_r подложек. Однако, как показано в [92], изменение диэлектрической проницаемости подложек приводит к неравенству фазовых скоростей синфазной и противофазной волн в СПЛ, что сопровождается ухудшением частотных характеристик НПФ, в частности, возрастает коэффициент отражения на внеполосных частотах. Поэтому было принято решение изменить топологию проводников СПЛ и выполнить их в форме меандра, несмотря на то, что 3D конструкция связанных линий несколько усложняет поставленную задачу.

Топология проводников и их поперечное сечение показаны на рисунке 3.24 *а, б*. Горизонтальные полоски шириной w_1 расположены на подложке из материала FR4 толщиной $h_1 = 1,5$ мм и с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{r1} = 4,5$ (рисунок 3.24 *а*). Вертикальные полоски (рисунок 3.24 *б*) шириной w_2 выполнены на вертикально устанавливаемой подложке из материала RO-3003 толщиной $h_2 = 0,635$ мм с $\epsilon_{r2} = 3,0$. Горизонтальные проводники 1 и 2 СПЛ имеют следующие параметры: $w_1 = 0,6$ мм, $w_2 = 2,8$ мм, $l = 9$ мм, $h_2 = 0,6$ мм, $t = 35$ мкм.

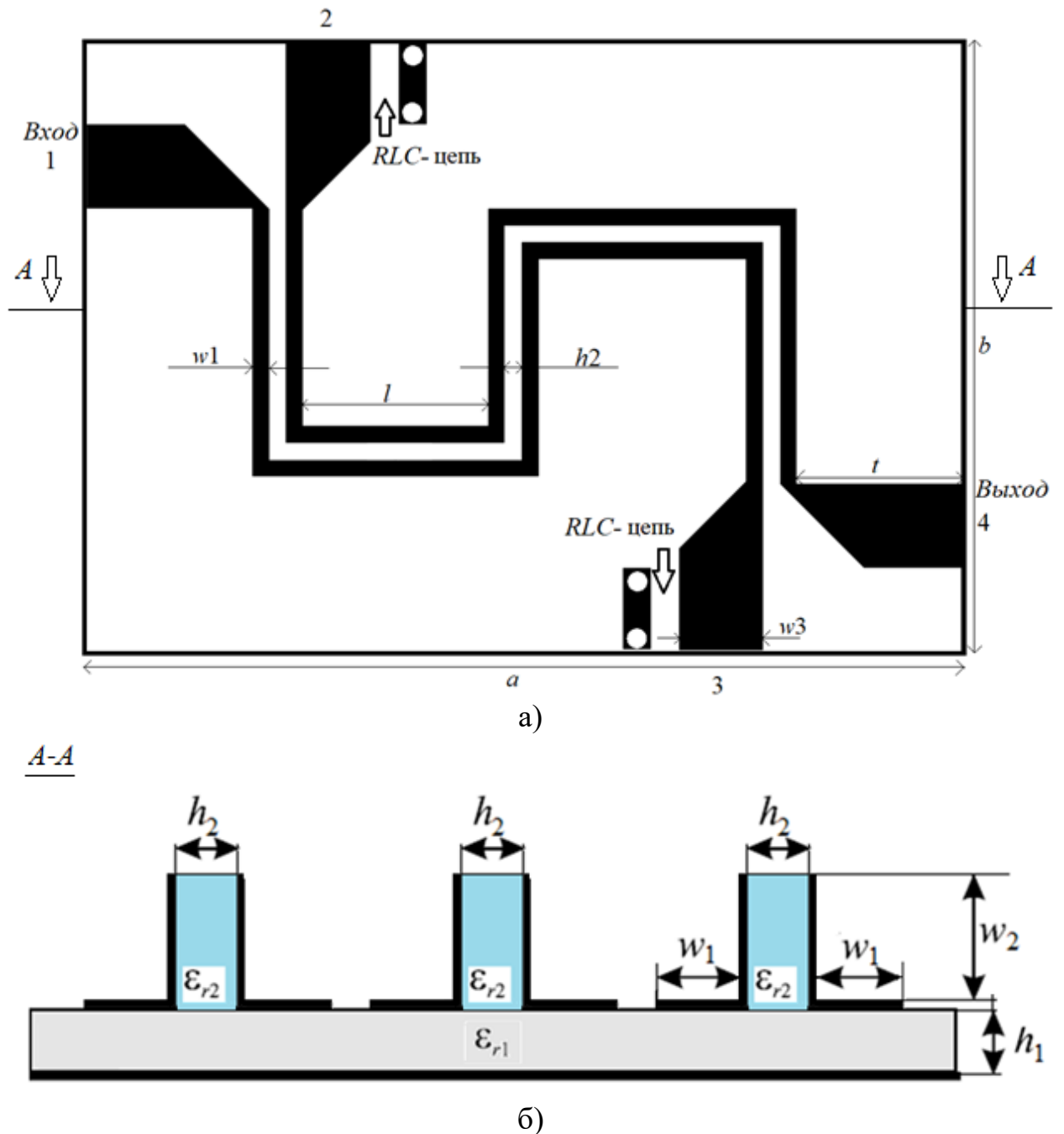


Рисунок 3.24 – Топология горизонтальных проводников ммалогабаритного неотражающего полосно-пропускающего фильтра (а) и его поперечное сечение (б)

Эквивалентная схема исследуемого НПФ показана на рисунке 3.25. Схема состоит из пяти секций СПЛ I–V, расположенных перпендикулярно друг другу, и двух RLC-цепей, находящихся в портах 2 и 3. Порты 1 и 4 соответственно служат входом и выходом НПФ. Каждая секция СПЛ имеет продольные размеры 9 мм. Параметры RLC-цепи составляют $R_0=50$ Ом, $L_0=23,1$ нГн, $C_0=1,2$ пФ.

Для согласования между входом и выходом использовались линии передачи шириной $w_3 = 2,8$ мм, обеспечивающие волновое сопротивление 50 Ом. Проектирование НПФ на первом этапе для упрощения расчета S -параметров проводилось заменой СПЛ в виде меандра на прямолинейную эквивалентную линию длиной 45 мм. В последующем рассчитывались параметры реальной конструкции с уменьшенными габаритами.

С использованием САПР CST Studio Suite рассчитаны частотные характеристики НПФ, включающие коэффициенты отражения и передачи связанных полосковых линий. На рисунке 3.26 представлены графики зависимости S -параметров от частоты. Полученные результаты показывают, что коэффициент отражения остается на уровне -10 дБ. Центральная частота составляет 1,0 ГГц, а полоса пропускания равна 0,18 ГГц.

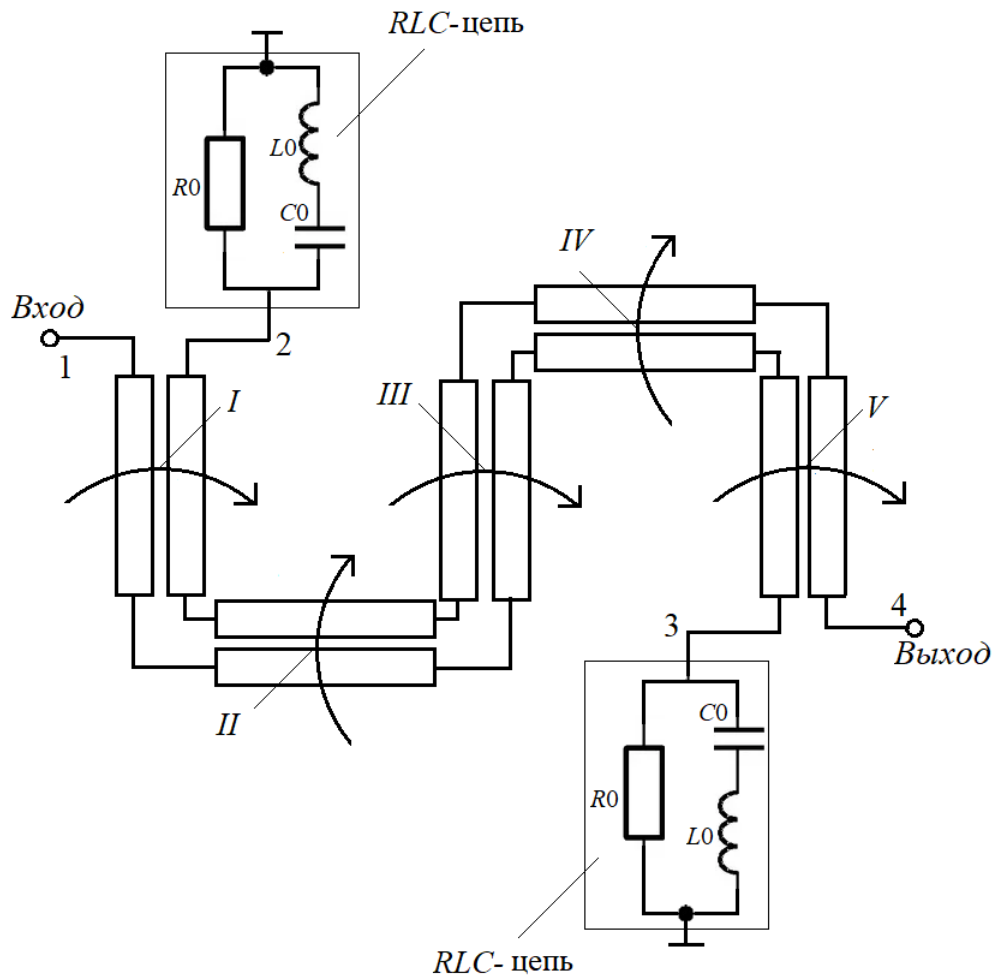


Рисунок 3.25 – Эквивалентная схема неотражающего полоскового фильтра

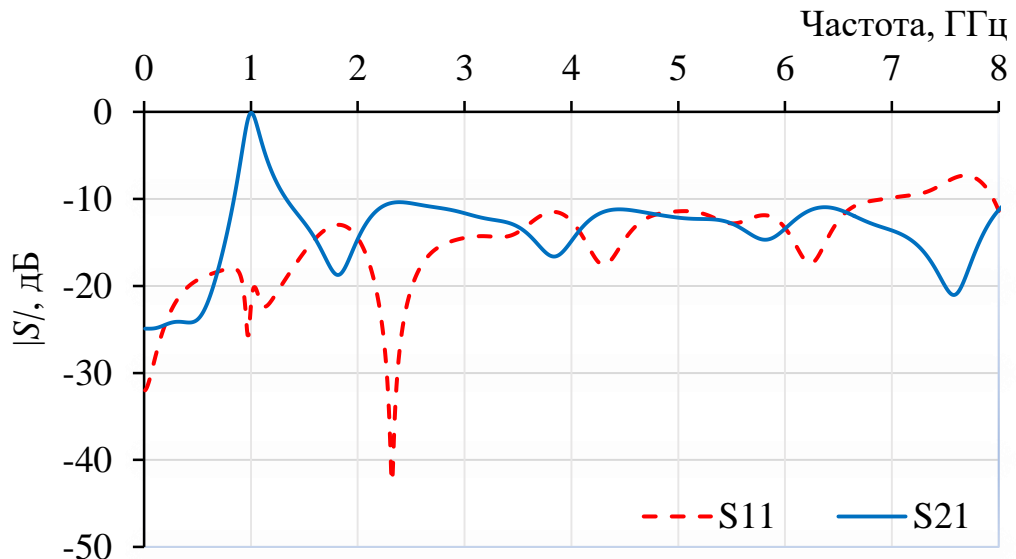


Рисунок 3.26 – Частотные зависимости возвратных потерь и коэффициента передачи фильтра с помощью САПР CST Studio Suite

Для экспериментальных исследований разработан и изготовлен макет неотражающего полоскового фильтра (рисунок 3.27, а), который имеет размеры 31×22 мм, что соответствует уменьшению габаритов в два раза по сравнению с фильтром, представленном в [117]. На рисунке 3.28, а показаны частотные характеристики фильтра. Видно, что фильтр функционирует на центральной частоте 0,94 ГГц с полосой пропускания 0,154 ГГц. При этом коэффициент отражения не превышает -10 дБ во всем диапазоне частот до 6 ГГц.

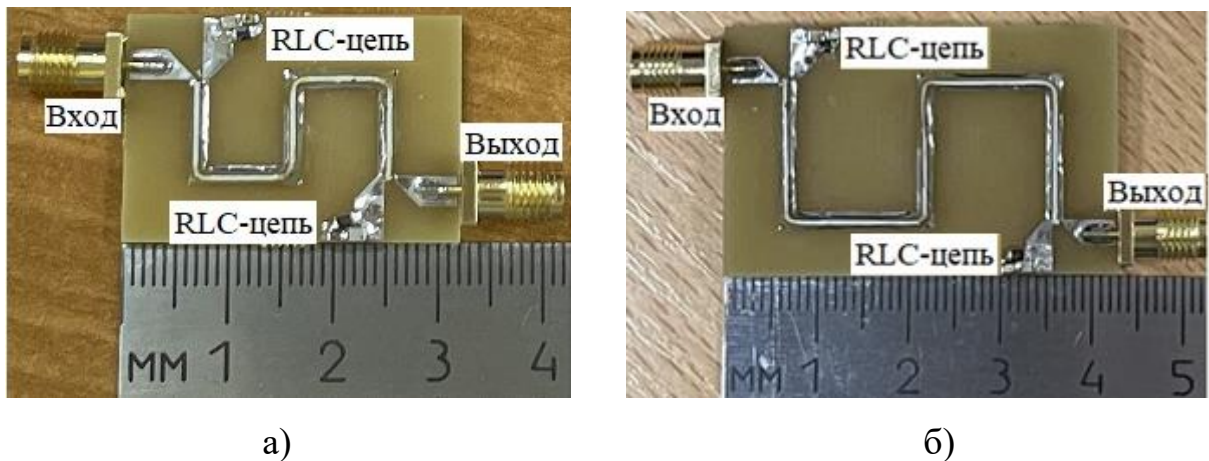
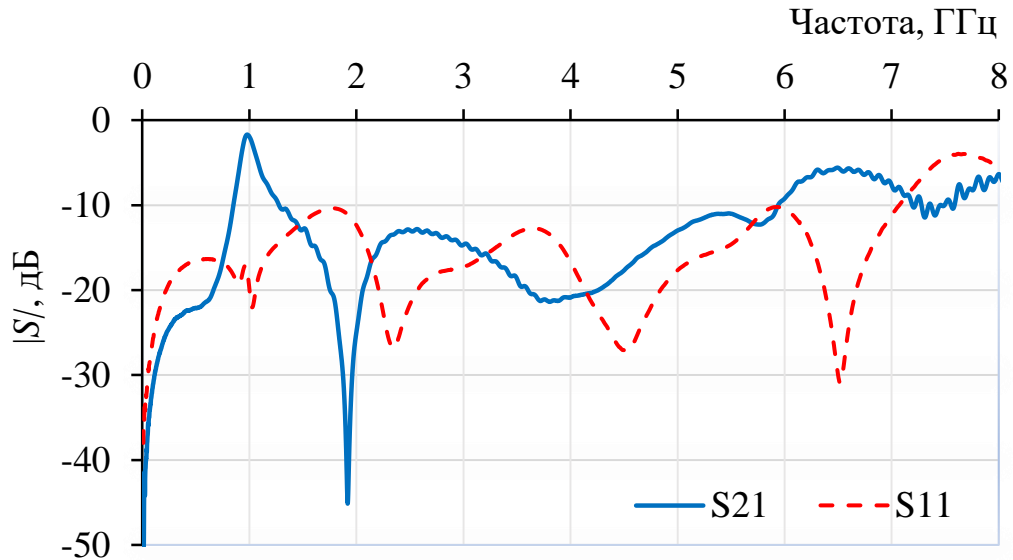


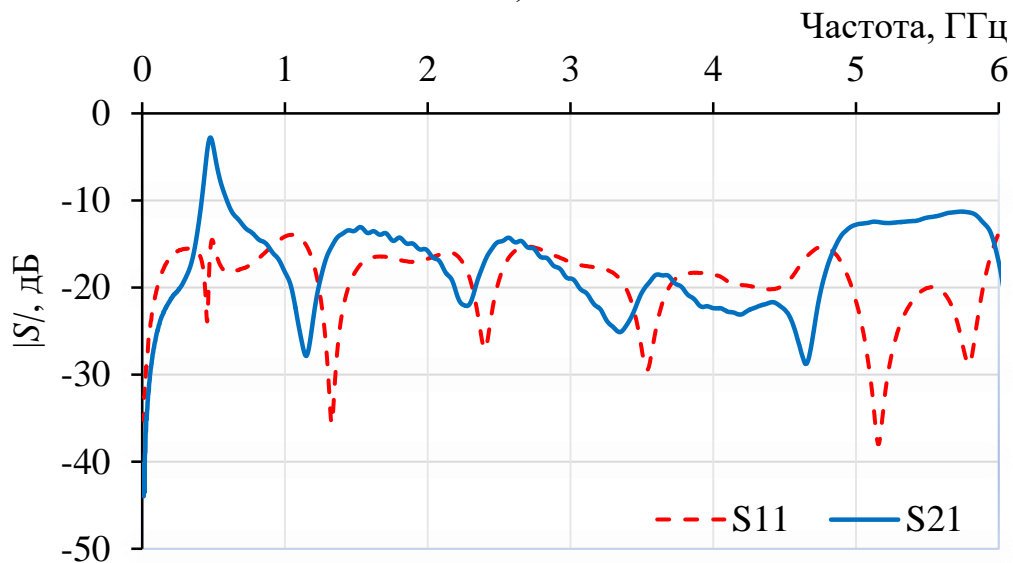
Рисунок 3.27 – Макеты однозвенных полосковых неотражающих фильтров: НПФ на 0,94 ГГц (а) и на 0,48 ГГц (б)

Кроме этого также разработан и изготовлен макет НПФ на центральную частоту 0,48 ГГц с полосой пропускания 0,074 ГГц (рисунок 3.27, б) а

его частотные характеристики показаны на рисунке 3.28, б. Полученные экспериментальные данные подтверждают возможность создания неотражающего полоскового фильтра с компактными размерами и характеристиками, близкими к расчетным.



а)



б)

Рисунок 3.28 – Экспериментальные частотные зависимости возвратных потерь и коэффициента передачи полосно-пропускающего фильтра: НПФ на 0,94 ГГц (а) и на 0,48 ГГц (б)

Таким образом, был представлен неотражающий полосковый полосно-пропускающий фильтр с уменьшенными в два раза габаритами по сравнению с ранее разработанными конструкциями НПФ. При этом сохранены или изменились не критически основные их характеристики.

3.8 Выводы по разделу 3

В заключение раздела отметим, что при создании неотражающих полосковых фильтров:

1. Экспериментально доказана возможность создания неотражающих полосковых фильтров с одной или двумя полосами пропускания, периодически не повторяющимися в полосе частот до 8:1 при уровне отражения -10 дБ.

2. Показана возможность улучшения избирательных свойств неотражающих полосковых фильтров путем каскадирования, что подтверждает их перспективность для применения в различных системах связи, радиолокации, измерительной техники, где требуется высокая избирательность передачи сигнала [117].

3. Показано, что перестраиваемые неотражающие полосковые фильтры сохраняют основные преимущества существующих фильтров [128].

4. В исследовании была продемонстрирована возможность регулирования полосы пропускания неотражающего фильтра с использованием RLC-цепи. В результате была выявлена возможность создания неотражающего полосно-пропускающего полоскового фильтра для нечетных гармоник [118].

5. Исполнение топологии проводников 3D конструкции связанных линий в форме меандра позволяет сократить габариты неотражающих полосковых фильтров по крайней мере в 2 раза [119].

4 ПРОЕКТИРОВАНИЕ НЕОТРАЖАЮЩИХ ПОЛОСКОВЫХ ФИЛЬТРОВ

В данном разделе рассмотрен алгоритм проектирования неотражающих полосковых фильтров, в основе которого лежат результаты предыдущих разделов и публикации [82, 84, 86, 132].

Одним из наиболее быстрых инструментов в проектировании фильтров является синтез. По большей части это оптимизационная задача, которая в свою очередь сводится к итерационным алгоритмам с подбором нужных параметров на основе заданных исходных данных. Как правило, исходные данные – это выходные параметры устройства. Например, для фильтра такими данными могут быть центральная частота и ширина полосы пропускания.

В настоящем разделе описаны алгоритмы для анализа и синтеза неотражающего полосно-пропускающего фильтра СВЧ с точки зрения декомпозиционного подхода, рассмотренного во 2-ом разделе, который позволяет разбить сложное устройство на более простые составные части. В рассматриваемом случае НПФ такими частями являются цепи с распределенными параметрами и цепи с сосредоточенными параметрами. Математические модели распределенных цепей представляют результат решения телеграфных уравнений, зависящий от системы погонных параметров и конструктивных размеров объекта исследований. В качестве примера таким объектом взяты связанные полосковые линии. Математические модели сосредоточенных цепей строятся на основе уравнений Кирхгофа. Декомпозиция рассматриваемых устройств позволила построить алгоритмы анализа частотных характеристик блока распределенных цепей и сосредоточенных цепей независимо друг от друга. При этом была поставлена и решена обратная задача определения связи параметров устройства в целом от эквивалентного импеданса сосредоточенных цепей при константных параметрах распределенных цепей. В результате построен алгоритм синтеза устройства по задаваемой частотной зависимости его параметров. Предложен и реализован алгоритм декомпозиции

устройства из отдельно рассмотренных его частей в виде распределенных и сосредоточенных цепей. Разработанные алгоритмы анализа и синтеза послужили основой разработки комплекса программ, позволяющих проводить анализ и синтез устройств с заданными частотными характеристиками.

4.1 Декомпозиция и алгоритм проектирования

Рассмотрим фильтр неотражающего типа на основе связанных полосковых линий и RLC-цепей. На рисунке 4.1 представлена эквивалентная схема этого устройства. Связанные линии без дополнительных блоков в виде сосредоточенных элементов, составляющих RLC-цепь, выполняют роль направленного ответвителя. RLC-цепи установлены в диагональных плечах направленного ответвителя.

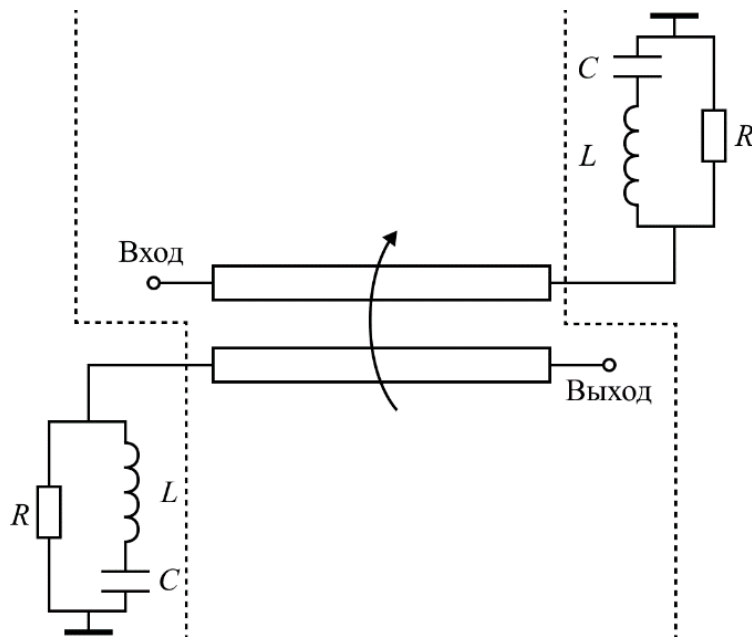


Рисунок 4.1 – Эквивалентная схема неотражающего фильтра

Проводя декомпозицию эквивалентной схемы (рисунок 4.1), получим три отдельных части. Для удобства анализа пусть две из них, состоящие из сосредоточенных элементов (RLC-цепи), будут идентичными. Как видно из рисунка 4.2, блок из связанных линий представляет собой восьмиполусник, а блок с RLC-цепью является четырехполусником.

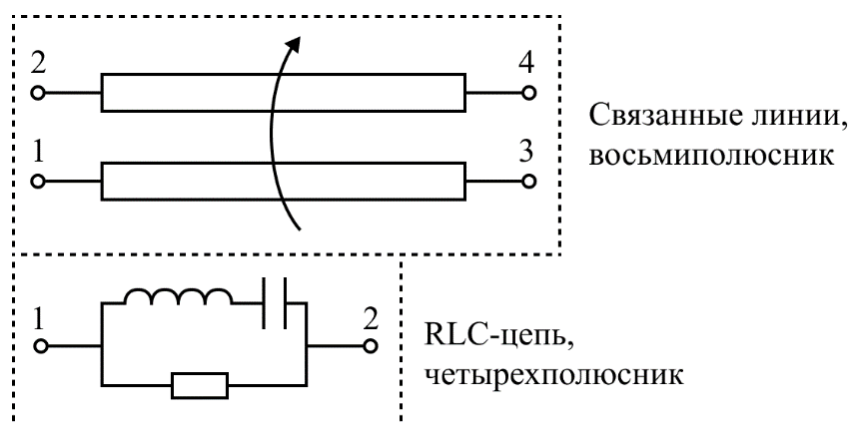


Рисунок 4.2 – Блоки восьмиполюсника и четырехполюсника, полученные в результате декомпозиции эквивалентной схемы

Таким образом, задача проектирования НПФ сводится к нескольким подзадачам, решаемым по следующему укрупненному алгоритму:

1. Проектирование связанных линий передачи, удовлетворяющих исходным требованиям к фильтрам. Это делается на основе моделей и экспериментальных данных. Алгоритм состоит в выполнении следующих действий.

1.1. Выбор конструкции СПЛ исходя из возможности реализовать 3 дБ связь между линиями, что означает обеспечить коэффициент связи $K=0,707$ (см. подраздел 2.7, п. 2. 7.1).

1.2. Проверка условия равенства фазовых скоростей синфазного v_c и противофазного v_π типов колебаний. Для выполнения проверки используется расчет первичных параметров методом сеток и экспериментальный способ (подраздел 2.6). Если не выполняется данное условие, решается итерационная задача вычисления относительных диэлектрических проницаемостей подложек (подраздел 2.5).

1.3. Расчет длины связанных линий из условия использования первой или последующих полос пропускания направленного ответвителя, образуемого связанными линиями (подраздел 3.1).

2. Проектирование RLC –цепей основывается на приводимой ниже последовательности действий.

2.1. В соответствии с требованием одной или двух полос пропускания устанавливаются резонансные частоты, выбирается вариант получения нуля или максимума модуля импеданса цепи (подразделы 3.2, 3.5).

2.2. Определение состава и номиналов сосредоточенных элементов реализации схемы RLC-цепи.

3. Проектирование НПФ по задаваемым частотным характеристикам с использованием приведенных в разделе 2 соотношений.

3.1. Формирование эквивалентной схемы НПФ по материалам подразделов 2.1, 2.2, 3.2, 3.4, 3.5, 3.6, 3.7.

3.2. Расчет частотных характеристик по выбранной или вновь сформированной эквивалентной схеме с применением оригинальных программ [122], а также САПР .

3.3. Внесение коррекции в конструкцию и эквивалентную схему с применением оригинальных программ экстракции частотной зависимости импеданса элементов, включенных в диагональные порты отрезка связанных линий [126], синтеза конструкций связанных полосковых линий с гетерогенным диэлектрическим заполнением [131].

3.4. Экспериментальная проверка результатов проектирования.

Был разработан комплекс программ, состоящий из логически связанных программ с передачей данных результатов расчета согласно кратко описанному выше алгоритму.

4.2 Моделирование распределенной системы

Основными исходными данными здесь являются матрицы погонных емкостей и индуктивностей. Их, в свою очередь, определяют путем электростатического моделирования. Алгоритм определения матриц погонных параметров представлен на схеме рисунка 4.3 [109].



Рисунок 4.3 – Схема-алгоритм определения матриц погонных емкостей и индуктивностей

Определение частотной зависимости матричных параметров блока связанных полосковых линий рассмотрено в работах [64–66] и в разделе 2 настоящей диссертации со ссылкой на [93]. Далее стоит задача определения длины отрезка связанных линий. Задача определения конструктивных размеров полосковой структуры по заранее заданным характеристикам является одновременно обратной и оптимизационной задачей. Конечно, для более простых конструкций, например микрополосковой линии, можно найти строгое аналитическое решение, но для более сложных конструкций и для множества их разновидностей вывести общее решение достаточно сложно. На сегодняшний день известно много методов решения оптимизационных задач. Одно из интересных решений было предложено в работах [129, 130]. Этот метод был

назван методом выращивания и заключается в цикличном изменении геометрии конструкции, после каждой итерации цикла определяются параметры распределенной цепи и сравниваются с требуемыми значениями.

В настоящем разделе применяется подобный, но упрощенный метод. Единственной изменяемой геометрической величиной здесь является длина связанных полосковых линий. Начинается «выращивание» с некоторого минимального значения длины и постепенно либо увеличивается, либо уменьшается, в зависимости от направления расхождения рассчитываемых частотных характеристик от требуемых. В качестве требуемых характеристик может быть, например, центральная частота фильтра и его ширина полосы пропускания.

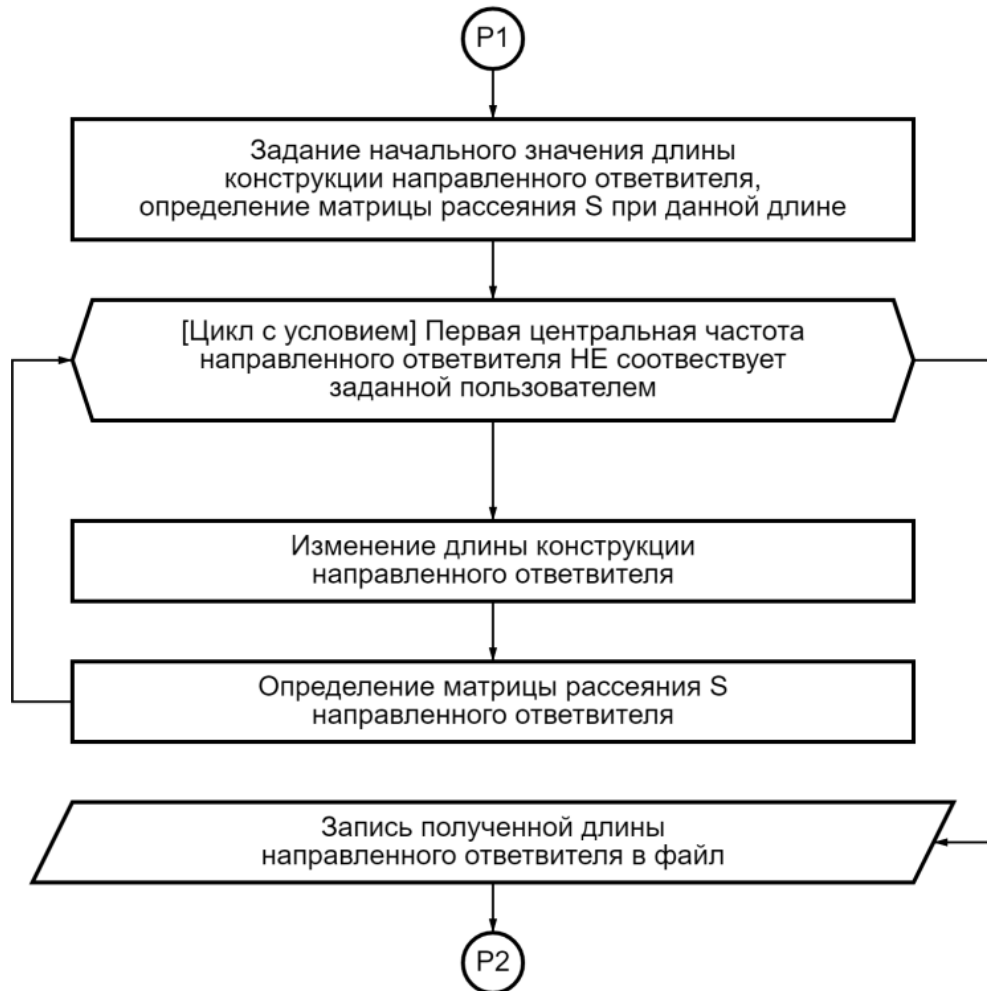


Рисунок 4.4 – Схема-алгоритм определения длины связанных линий, представляющих блок распределенной цепи

Упрощенный алгоритм определения продольной длины распределенного участка цепи (направленного ответвителя) представлен на схеме рисунка 4.4. Если рассмотреть частотную характеристику направленного ответвителя, то можно заметить, что получить полосу пропускания на определенной центральной частоте можно при разных длинах связанных линий направленного ответвителя. На рисунке 4.5 представлен пример, где при требуемой центральной частоте 1 ГГц длина направленного ответвителя может быть, как 42 мм, так и 129 мм. Данную особенность необходимо учитывать при синтезе фильтра.

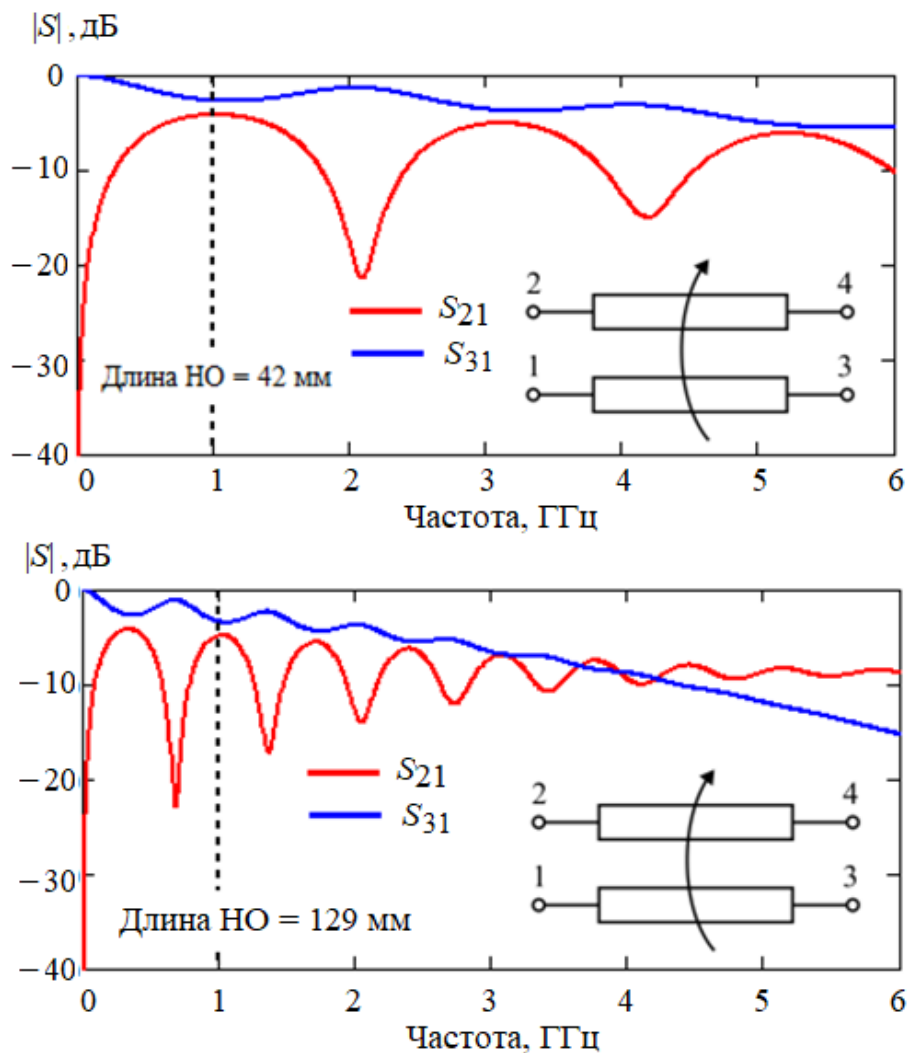


Рисунок 4.5 – Выбор длины связанных линий направленного ответвителя при одинаковых требованиях к центральной частоте будущего фильтра

4.3 Моделирование сосредоточенной системы

В работах [82, 83] описывается решение обратной задачи определения частотной зависимости импеданса RLC-цепи, исходными данными которой является частотная зависимость матрицы рассеяния фильтра (всего устройства). Далее необходимо подобрать такие сочетания номиналов сосредоточенных элементов R , L и C , которые будут удовлетворять найденной при решении обратной задачи частотной зависимости импеданса RLC-цепи. Для этого найдем емкостной и индуктивный импеданс по известным формулам (4.1), (4.2).

$$ZC(f) = \frac{1}{i \cdot 2\pi \cdot f \cdot C0}, \quad (4.1)$$

$$ZL(f) = i \cdot 2\pi \cdot f \cdot L0. \quad (4.2)$$

Для согласования RLC-цепи и направленного ответвителя будем считать сопротивление резистора равным 50 Ом, так как волновое сопротивление линий передачи связанных линий имеют такое же волновое сопротивление. Импеданс RLC-цепи определим по формуле (4.3).

$$Z_{RLC}(f) = \left[R0^{-1} + \left[ZC(f) + ZL(f) \right]^{-1} \right]^{-1}. \quad (4.3)$$

Пусть заданы некоторые вектора, состоящие из разных номинальных значений сосредоточенных элементов L и C . В качестве таких векторов может быть перечень из базы данных возможных номиналов. Тогда необходимо выбрать из данных векторов те сочетания номиналов, при которых зависимость $Z_{RLC}(f)$ будет сходиться (с некоторой заданной погрешностью) с зависимостью, определенной при решении обратной задачи. Сделать это можно в итерационной процедуре, которая будет проверять все возможные сочетания сосредоточенных элементов. Процесс выборки подходящих номиналов сосредоточенных элементов можно упростить. Так как исходными данными для синтеза фильтра являются центральная частота (4.4)

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_0 \cdot C_0}} \quad (4.4)$$

и ширина полосы пропускания, то достаточным будет условие совпадения трех точек по частоте: нижняя частота, центральная частота (4.4) и верхняя частота. Алгоритм выборки удовлетворяющих номиналов описан на схеме рисунка 4.7.



Рисунок 4.7 – Схема-алгоритм выборки удовлетворяющих номиналов сосредоточенных элементов RLC цепи

В итоге, во всем частотном диапазоне, за исключением f_0 и ее окрестности, модуль импеданса должен быть равным волновому сопротивлению связанных линий передачи направленного ответвителя (4.5)

$$Z_0 = \sqrt{Z_{0e} \cdot Z_{0o}}, \quad (4.5)$$

где Z_{0e}, Z_{0o} – волновые сопротивления синфазного и противофазного типов возбуждения связанных линий.

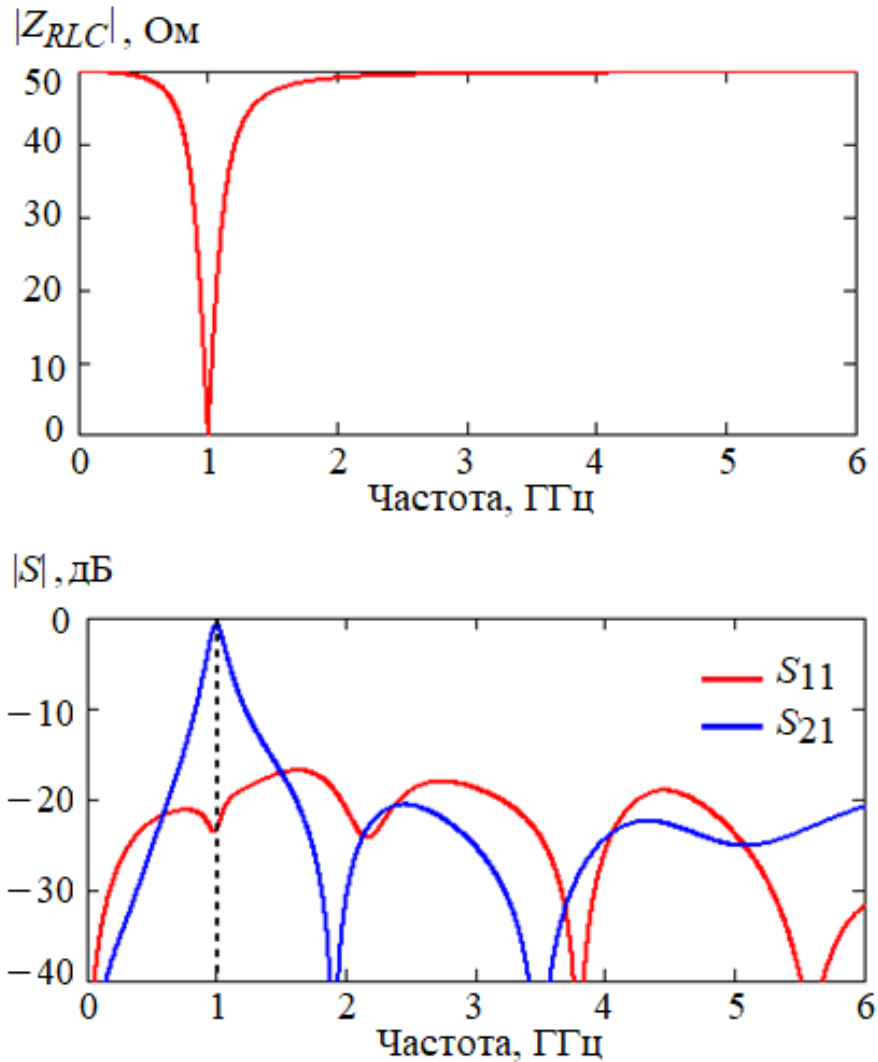


Рисунок 4.8 – Частотные зависимости модуля импеданса RLC-цепи и матрицы рассеяния неотражающего фильтра

Таким образом, на частоте f_0 направленный ответвитель будет пропускать сигнал, поскольку порты блока связанных линий 2 и 3 будут закорочены на заземляемое основание через RLC-цепь. На всех остальных частотах нагрузка в портах 2 и 3 составит 50 Ом, поэтому значительная часть энергии

будет рассеиваться на сопротивлении. Вследствие этого, частотная зависимость модуля импеданса, коэффициенты передачи и отражения матрицы рассеяния неотражающего фильтра для центральной частоты $f_0 = 1$ ГГц примут вид, показанный на рисунке 4.8.

4.4 Рекомпозиция и расчет фильтров

После расчета всех составных блоков необходимо произвести рекомпозицию, т.е. процедуру, обратную декомпозиции (см. рисунки 4.1, 4.2). Для рассматриваемого случая данная операция производится путем нормирования матрицы передачи a на сопротивление RLC-цепи и нагрузки на входе и выходе устройства. Для упрощения этого процесса рассмотрим ненормированную матрицу передачи восьмиполюсника (направленного ответвителя), которая имеет вид (4.6).

$$a = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{pmatrix}. \quad (4.6)$$

Воспользуемся соотношениями для нормирования матрицы передачи, приведенными в работе [39]. Разделим матрицу (4.6) на подматрицы (4.7).

$$\begin{aligned} a_{aa} &= \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix}, \quad a_{ab} = \begin{pmatrix} a_{13} & a_{14} \\ a_{23} & a_{24} \end{pmatrix}, \\ a_{ba} &= \begin{pmatrix} a_{31} & a_{32} \\ a_{41} & a_{42} \end{pmatrix}, \quad a_{bb} = \begin{pmatrix} a_{33} & a_{34} \\ a_{43} & a_{44} \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (4.7)$$

Тогда матрица передачи (4.6) примет вид (4.8).

$$a = \begin{pmatrix} a_{aa} & a_{ab} \\ a_{ba} & a_{bb} \end{pmatrix}. \quad (4.8)$$

Теперь рассмотрим эквивалентную схему на рисунке 4.9. Из нее видно, что в каждом плече направленного ответвителя имеется нагрузка либо на со-

противление $Z = 50$ Ом, либо на сопротивление Z_{RLC} . Запишем нормирующие матрицы нагрузок (4.9).

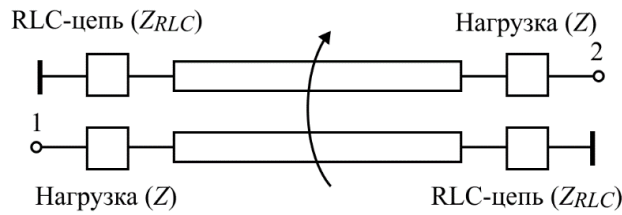


Рисунок 4.9. Эквивалентная схема направленного ответвителя с нагрузками.

$$\begin{aligned}
 Z_{01} &= \begin{pmatrix} \sqrt{Z^{-1}} & 0 \\ 0 & \sqrt{Z_{RLC}^{-1}} \end{pmatrix}, \quad Z_{02} = \begin{pmatrix} \sqrt{Z_{RLC}} & 0 \\ 0 & \sqrt{Z} \end{pmatrix}, \\
 Z_{03} &= \begin{pmatrix} \sqrt{Z_{RLC}^{-1}} & 0 \\ 0 & \sqrt{Z^{-1}} \end{pmatrix}, \quad Z_{04} = \begin{pmatrix} \sqrt{Z} & 0 \\ 0 & \sqrt{Z_{RLC}} \end{pmatrix}.
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

Нормирование матрицы передачи a выполняется по формуле (4.10), получаем матрицу A .

$$A = \begin{pmatrix} Z_{01} \cdot a_{aa} \cdot Z_{02} & Z_{01} \cdot a_{ab} \cdot Z_{03} \\ Z_{04} \cdot a_{ba} \cdot Z_{02} & Z_{04} \cdot a_{bb} \cdot Z_{03} \end{pmatrix} \tag{4.10}$$

По известной нормированной матрице передачи можно определить нормированную матрицу рассеяния синтезированного фильтра. Алгоритм этапа рекомпозиции приведен на схеме рисунка 4.9.



Рисунок 4.9 – Схема-алгоритм этапа рекомпозиции

Далее следует экспериментальная реализация НПФ, измерение частотных характеристик.

4.5 Выводы к разделу 4

Таким образом, решена задача разработки алгоритма анализа и синтеза распределенно-сосредоточенных цепей на примере неотражающих полосковых полосо-пропускающих фильтров. В основе положена математическая модель связанных полосковых линий, нагруженных на частотно-зависимые нагрузки.

Рассмотрены детали алгоритмизации процедур анализа на основе декомпозиции обобщенной эквивалентной схемы и решение задачи синтеза

устройств с помощью полученного решения обратных задач при синтезе частотных характеристик блоков с сосредоточенными параметрами, необходимых для достижения заданных частотных зависимостей коэффициентов матрицы рассеяния проектируемых устройств.

Описанный метод применим к достаточно широкому классу СВЧ устройств, содержащих распределенные и сосредоточенные цепи.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Итоги работы

Основные результаты работы, полученные с помощью проверенных методов, апробированные и опубликованные, заключаются в следующем:

1. Построена модель неотражающих фильтров на основе применения принципа декомпозиции эквивалентной схемы на многополюсники, являющиеся цепями с распределенными параметрами и многополюсники, описываемые как RLC-цепи с сосредоточенными параметрами.

2. Решена обратная задача отыскания частотной зависимости импеданса RLC-цепи, обеспечивающей заданные частотные параметры фильтра. Построена аналитическая модель на этой основе с возможностью быстрых вычислений при проектировании фильтров.

3. Решена задача отыскания относительных диэлектрических проницаемостей подложек 3D-конструкции связанных полосковых линий, обеспечивающих получение требуемого отношения фазовых скоростей синфазных и противофазных волн v_e/v_o .

4. Разработан способ измерения частотной зависимости коэффициентов распространения и фазовых скоростей синфазных и противофазных волн в связанных линиях.

5. Получены численные результаты моделирования НПФ на основе разработанной модели и с помощью САПР CST Studio Suite.

6. Экспериментально доказана возможность создания неотражающих полосковых фильтров с одной или двумя полосами пропускания, периодически не повторяющихся в полосе частот до 8:1 при уровне отражения -10 дБ.

7. Показана возможность улучшения избирательных свойств неотражающих полосковых фильтров путем каскадирования, что подтверждает их перспективность для применения в различных схемах, где одновременно требуется высокая избирательность передачи сигнала и небольшое отражение на внеполосных частотах.

8. Предложены перестраиваемые неотражающие полосковые фильтры, сохраняющие основные преимущества существующих фильтров.

9. Предложен и реализован способ управления полосой пропускания неотражающего фильтра с помощью вариации характеристического импеданса RLC-цепи.

10. На основе аналитических моделей и экспериментальных исследований разработан алгоритм и программа проектирования неотражающих полосковых фильтров.

Таким образом, в диссертационной работе решена научно-техническая задача, имеющая важное значение для развития отечественной компонентной базы СВЧ – разработки полосковых неотражающих фильтров СВЧ. В работе изложены новые научно обоснованные технические решения по созданию неотражающих полосно-пропускающих фильтров для применения в радиоэлектронной аппаратуре связи, радиолокации.

Рекомендации

Предложенная обобщенная эквивалентная схема неотражающих полосковых фильтров может служить основой для разработки новых модификаций фильтров и других частотно-селективных устройств, так как заложенные в ней функциональные свойства не ограничены предложенными конструкциями НПФ. Эта схема является емким примером развития, во-первых, применения принципа декомпозиции для анализа распределенно-сосредоточенных цепей и устройств на их основе, во-вторых, демонстрирует решение обратной задачи, которое является одним из наиболее быстрых инструментов в проектировании фильтров на основе синтеза RLC-цепи. Расширение решения круга обратных задач перспективно для дальнейших исследований. Рекомендация в направлении приложения усилий в разработке программ для моделирования и проектирования неотражающих фильтров в совокупности с созданием новых конструкций обеспечит доступность этих знаний для инженерных применений.

Перспективы дальнейшей разработки темы

Решение обратной задачи отыскания частотной зависимости импеданса RLC-цепей, входящих в состав эквивалентной схемы, для общего случая неравенства и большего количества элементов RLC-цепей. На этой основе разработка программы, позволяющей проектировать более сложные функциональные узлы. Переход к интегральной технологии откроет новые возможности миниатюризации НПФ. Разработка опытных образцов неотражающих фильтров для применения в широкополосных измерительных приборах, аппаратуре связи и радиолокации. Перспективно проведение поисковых исследований для разработки технологии применения неотражающих устройств частотной селекции для снижения радиолокационной заметности и повышения помехоустойчивости многоканальной аппаратуры связи.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

НФ	Неотражающий фильтр
НПФ	Неотражающий полосковый фильтр
НППФ	Неотражающий полосно-пропускающий фильтр
ФНЧ	Фильтр нижних частот
ФПТ	Фильтр поглощающего типа
ППФ	Полосно-пропускающий фильтр
СВЧ	Сверхвысокая частота
СПЛ	Связанная полосковая линия
СН	Согласованная нагрузка
НО	Направленный ответвитель
САПР	Система автоматизированного проектирования

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи, т. 2 – М.: Связь, 1971. 493 с.
2. Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи, т. 1 – М.: Связь, 1971. 438 с.
3. Ханзел Г. Е. Справочник по расчету фильтров: Перевод с английского под редакцией ЛА. Е. Знаменского. Советское радио. 1974. 288 с.
4. СВЧ фильтр: пат. 2781040 Рос. Федерация. № 2021139584 / Беляев Б.А., Сержантов А.М., Ходенков С.А., Попов А.М.; заявл. 27.12.21; опубл. 04.10.22.
5. Микрополосковый полосно-пропускающий СВЧ-фильтр: пат. 2798200 Рос. Федерация. № 2022134499/ Генералов А.Г., Глухов В.И., Кокорин Д.А., Посаженикова Г.В.; заявл. 26.12.22; опубл. 19.06.23.
6. СВЧ-фильтры и мультиплексоры для систем космической связи / М.П. Апин, С.И. Боков, Н.А. Бушуев [и др.]. – М.: Радиотехника, 2017. 256 с.
7. Аристархов Г.М. и др. Компактные высокоизбирательные микрополосковые фильтры на свернутых сонаправленных шпилечных резонаторах //Радиотехника. – 2021. – Т. 85. – №. 4. – С. 126-137.
8. СВЧ фильтр верхних частот: пат. 2785067 Рос. Федерация. № 2021125108 / Б.А. Беляев, С.А. Ходенков, А.М. Попов; заявл. 24.08.21; опубл. 02.12.22.
9. Lee S., Lee J. Accurate Synthesis of Input-Reflectionless Dual-Passband Filter // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2023.–Vol. 71. – no. 3. – P. 1148–1158.
10. Multilayered Input-Reflectionless Quasi-Elliptic-Type Wideband Bandpass Filtering Devices on Diplexer-Based Structures / Yang L., Gómez-García R., Fan M., Zhang R. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2022. – Vol. 70. – no. 1. – P. 122–138.
11. Frequency-Tunable Absorptive Bandpass Filter Using Substrate-Integrated Waveguide Structure / S.W. Jeong, G. Lee, J. Lee, J. Lee // IEEE Trans-

actions on Microwave Theory and Techniques. – 2021. – Vol. 69. – no. 12. – P. 5351-5359.

12. Four-port symmetrical reflectionless lumped filter/diplexer: prototype and design table / Jin X.H. et al. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2021. – T. 69. – no. 4. – P. 2211–2219.

13. Chaudhary G., Jeong Y. Arbitrary prescribed flat wideband group delay absorptive microstrip bandpass filters //IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2020. – T. 69. – no. 2. – P. 1404-1414.

14. Yang L. et al. Multilayered reflectionless wideband bandpass filters with shunt/in-series resistively terminated microstrip lines //IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2019. – T. 68. –no. 3. – P. 877-893.

15. Zhang S. et al. Design of Wideband Quasi-Reflectionless Filter with High Selectivity and Flat Passband //IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. – 2023. Vol. 70. no. 11, P. 4038–4042.

16. Malki M., Yang L., Gómez-García R. Input-reflectionless quasi-elliptic-type single-and dual-band bandpass filters based on passive channelized principles //IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. – 2022. – T. 70. – no. 1. – P. 190-202.

17. Lin Y.S., Huang Y.C., Jiang Q.Y. Miniature dual-band absorptive bandstop filters with improved passband performance //IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. – 2022. – T. 69. – no. 6. – P. 2339-2350.

18. Zhu Y.H., Cai J., Chen J.X. Quasi-reflectionless double-sided parallel-strip line bandpass filter with enhanced selectivity //IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. – 2021. – T. 69. – no. 2. – P. 339-343.

19. Kong M. et al. Ultra-miniaturized wideband input-absorptive bandstop filter based on TFIPD technology //IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. – 2021. – T. 68. – no. 7. – P. 2414–2418.

20. Wu X., Li Y., Liu X. Quasi-reflectionless microstrip bandpass filters with improved passband flatness and out-of-band rejection //IEEE Access. – 2020. – T. 8. – P. 160500-160514.

21. Поглощающий фильтр-трансформатор: пат. 2728728 Рос. Федерация. № 2019145485 / Баранов А.В., Козиков А.Л.; заявл. 27.12.19; опубл. 30.07.20.
22. Полосковый неотражающий полосно-заграждающий фильтр (его варианты): пат. 2138887 Рос. Федерация. № 97119298/09/ Осипенков В.М., Веснин С.Г.; заявл. 11.1.97; опубл. 27.09.99.
23. Высокоселективный волноводный полосно-пропускающий фильтр с уровнем подавления помех более 120 dB / Б.А. Беляев [и др.] // Письма в Журнал технической физики. – 2023. – Т. 49, № 10. – С. 33-38.
24. Многополосные полосно-пропускающие микрополосковые фильтры на двух сонаправленных шпилечных резонаторах / Г. М. Аристархов [и др.] // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. – 2023. – Т. 14, № 1. – С. 4-9.
25. Михайлов М.А., Сдобнова В.П., Крутиев С.В. Электродинамический анализ и синтез полосно-пропускающих фильтров, выполненных по SIW-технологии // Техника радиосвязи. – 2022. – № 4(55). – С. 91-96.
26. Миниатюрный высокоселективный полосно-пропускающий фильтр на двухпроводниковых шпильковых резонаторах / Б.А. Беляев [и др.] // Ural Radio Engineering Journal. – 2022. – Т. 6, № 2. – С. 129-139.
27. Широкополосный высокоселективный микрополосковый фильтр на двухмодовых резонаторах / Б.А. Беляев [и др.] // Доклады Российской академии наук. Физика, технические науки. – 2022. – Т. 503, № 1. – С. 57-62.
28. Монолитный миниатюрный полосно-пропускающий фильтр на многопроводниковых полосковых резонаторах / Б.А. Беляев [и др.] // Письма в Журнал технической физики. – 2021. – Т. 47, № 13. – С. 16-20.
29. Аристархов Г.М., Аринин О.В., Кириллов И.Н. Высокоизбирательные фильтры на основе гребенчатых и встречно-гребенчатых структур с ограниченным числом резонаторов // Радиотехника. – 2020. – Т. 84. – №. 1. – С. 35-44.

30. Микрополосковые фильтры с широкими полосами пропускания / Б.А. Беляев [и др.] // Письма в Журнал технической физики. – 2021. – Т. 47, № 7. – С. 30–34.
31. Кац Б.М., Мещанов В.П., Саяпин К.А. Компактный двухдиапазонный полосно-пропускающий фильтр // Радиофизика, фотоника и исследование свойств вещества: Тезисы докладов I Российской научной конференции Омск, 06–08 октября 2020 года. – Омск. – 2020. – С. 158.
32. Полосно-пропускающий СВЧ фильтр: пат. 2657311 Рос. Федерация. № 2016148049/ Беляев Б.А., Ходенков С.А.; заявл. 07.12.16; опубл. 13.06.18.
33. Lewis W.D., Tillotson L.C. A non-reflecting branching filter for microwaves //The Bell System Technical Journal. – 1948. – Т. 27. – No. 1. – P. 83-95.
34. Met V. Absorptive filters for microwave harmonic power //Proceedings of the IRE. – 1959. – Т. 47. – No. 10. – P. 1762-1769.
35. Breitbarth J., Schmelzer D. Absorptive near-Gaussian low pass filter design with applications in the time and frequency domain //2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IEEE Cat. No. 04CH37535). – IEEE, 2004. – Vol. 3. – P. 1303-1306.
36. Guyette A.C. et al. Perfectly matched bandstop filters using lossy resonators //IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005. – IEEE, 2005. – P. 517-520.
37. Guyette A.C., Hunter I.C., Pollard R.D. Design of absorptive microwave filters using allpass networks in a parallel-cascade configuration //2009 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – IEEE, 2009. – P. 733-736.
38. Jachowski D.R. Compact, frequency-agile, absorptive bandstop filters //IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005. – IEEE, 2005. – P. 513-516.
39. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ. – М.: Связь, 1971. 388 с.

40. Альтман Дж. Л. Устройства СВЧ /Под ред. И.В. Лебедева. – М.: Мир, 1968. 488 с.
41. Будурис Ж., Шеневье П. Цепи сверхвысоких частот /Под ред. А.Л. Зиновьева. – М.: Сов. радио, 1979. 288 с.
42. М.П. Тиличенко, В.М. Тиличенко. Режекторные фильтры СВЧ поглощающего типа // Вестник ГГТУ им. П. О. Сухого. – 2001. – № 2. – С. 20–27.
43. Тиличенко М.П. Фильтры СВЧ поглощающего типа логопериодической структуры // Современные проблемы машиноведения: тезисы докладов V Международной научно-технической конференции. – 2004. – С. 139–140.
44. Сычев А.Н., Рудый Н.Ю. Параметры несимметричных связанных линий с неоднородным диэлектриком // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2018. – Т. 21. – № 4–1. – С. 7–15.
45. Sychev A.N. et al. Theory of Doubly-Shielded Coupled Lines for Directional Couplers of Various Directivity Types with Impedance Transformation //IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2022. – Vol. 71, I. 5. – P. 2104–2117.
46. Тиличенко М.П. Направленный фильтр в гибридном исполнении // Вестник Гомельского государственного технического университета им. П.О. Сухого. – 2006. – №. 3 (26). – С. 76-82.
47. Два фильтра бегущей волны / А.В. Агуреев [и др.]// Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2020. – Т. 16, № 3. – С. 83-93.
48. Kim J.P. Improved design of single-section and cascaded planar directional filters //IEEE transactions on microwave theory and techniques. – 2011. – Т. 59. – no. 9. – P. 2206-2213.

49. Летавин, Д.А., Чечеткин В.А., Мительман Ю.Е. Метод уменьшения размеров микрополосковых мостовых устройств // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – № 5. – 2016. – С. 52-56.
50. Летавин, Д.А. Способ миниатюризации микрополоскового двухшлейфного моста // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2017. – С. 41-46.
51. Morgan M.A., Boyd T.A. Theoretical and experimental study of a new class of reflectionless filter //IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2011. – Т. 59. – no. 5. – P. 1214-1221
52. Khalaj-Amirhosseini M., Taskhiri M.M. Twofold reflectionless filters of inverse-Chebyshev response with arbitrary attenuation //IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2017. – Т. 65. – no. 11. – P. 4616-4620.
53. Ерохин В.В. Верификация модели интегральной катушки индуктивности для СВЧ LC-фильтров в Si- и SiGe-системах на кристалле // Вестник СибГУТИ. – 2022. – №.2 (58). – С. 98-109.
54. Ерохин В.В., Завьялов С.А. Автоматизированный синтез топологий интегральных сверхвысококачественных LC-фильтров с минимизацией потерь в полосе пропускания // Омский научный вестник. – 2023. – №.4 (188). – С. 152-161.
55. Ерохин В.В., Завьялов С.А. Оптимизация топологий интегральных катушек индуктивности для синтеза СВЧ LC-фильтров в Si/SiGe/GaAs-системах на кристалле // Вестник СибГУ-ТИ. – 2023 г. – Т. 17, №.3. – С. 87–105.
56. Psychogiou D., Gómez-García R. Reflectionless adaptive RF filters: Bandpass, bandstop, and cascade designs //IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2017. – Т. 65. – no. 11. – P. 4593–4605.
57. Simpson D.J., Gómez-García R., Psychogiou D. Mixed-technology quasi-reflectionless planar bandpass filters //2018 48th European Microwave Conference (EuMC). – IEEE, 2018. – P. 551-554.

58. Gómez-García R., Ferreras José-María Mu, Psychogiou D. Split-type input-reflectionless multiband filters //IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2018. – Т. 28. – no. 11. – P. 981-983.
59. Gomez-Garcia R., Munoz-Ferreras J. M., Psychogiou D. RF reflectionless filtering power dividers //IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. – 2018. – Т. 66. – no. 6. – P. 933-937.
60. Gomez-Garcia R., Munoz-Ferreras J. M., Psychogiou D. Dual-behavior resonator-based fully reconfigurable input reflectionless bandpass filters //IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2018. – Т. 29. – no. 1. – P. 35-37.
61. Gómez-García R., Muñoz-Ferreras J. M., Psychogiou D. Tunable input-quasi-reflectionless multiplexers //2018 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on 5G Hardware and System Technologies (IMWS-5G). – IEEE, 2018. – P. 1-3.
62. Wu X., Li Y., Liu X. High-order dual-port quasi-absorptive microstrip coupled-line bandpass filters //IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2019. – Т. 68. – no. 4. – P. 1462-1475.
63. Малютин Н.Д., Лошилов А.Г., Ладур А.А. Цепочки комбинированных фильтров поглощающего типа // 18-я Международная Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрымиКо'2009): материалы конф. – 2008. – С. 489 – 490.
64. Малютин Н.Д., Воробьев П.А. Анализ характеристик связанных полосковых линий на неоднородном диэлектрике с сосредоточенными регулируемые неоднородностями // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника 1975. Т. 18, №2. С. 97-99.
65. Малютин Н.Д. Многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе – Томск: Изд-во Том. ун-та, 1990. – 164 с.
66. Сычев А.Н., Стручков С.М. Системы параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью //Доклады Том-

ского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2014. – №. 1 (31). – С. 39-50.

67. Сычев А.Н. Анализ и синтез несимметричных связанных линий в однородной диэлектрической среде // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2019. – Т. 22, № 1. – С. 11-19.

68. Стручков, С.М., Сычев А.Н. Вычисление погонных параметров и частотных характеристик микрополосковых линий передач различных видов // Электронные средства и системы управления. Материалы докладов Международной научно-практической конференции. – 2012. – № 2. – С. 28-31.

69. Cohn S.B. Characteristic impedances of broadside-coupled strip transmission lines //IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1960. – Т. 8. – no. 6. – P. 633-637.

70. Шлее В.Р. Рельефные связанные микрополосковые линии // Радиотехника и электроника. – 1983. – № 6. – С. 1064–1071.

71. Трехдецибелльный микрополосковый направленный ответвитель: а. с. 653655 СССР. № SU 2481377A1 / Габитов Н.Ш.; заявл. 25.04.77; опубл. 25.03.79.

72. Гвоздев В.И., Нефёдов Е.И. Объемные интегральные схемы СВЧ. М.: Наука, 1985. – 255 с.

73. Konishi Y., Awai I., Fukuoka Y. Newly proposed vertically installed planar circuit and its application //IEEE transactions on broadcasting. – 1987. – No. 1. – P. 1-7.

74. Konishi Y. et al. A directional coupler of a vertically installed planar circuit structure //IEEE transactions on microwave theory and techniques. – 1988. – Т. 36. – no. 6. – P. 1057-1063.

75. Ang K.S., Lee C.H., Leong Y.C. A broadband quarter-wavelength impedance transformer with three reflection zeros within passband //IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2004. – Т. 52. – No. 12. – P. 2640-2644.

76. Lu W.J., Ang K.S., Mouthaan K. A broadband quarter-wavelength impedance transformer using vertically installed planar coupler // 2011 IEEE MTT-S International Microwave Symposium. – IEEE, 2011. – P. 1-4.
77. Liu W.J. et al. A wideband tunable reflection-type phase shifter with wide relative phase shift // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. – 2017. – Т. 64. – no. 12. – P. 1442-1446.
78. Sychev A.N. et al. A novel trans-directional coupler based on vertically installed planar circuit // 2015 European Microwave Conference (EuMC). – IEEE, 2015. – P. 283-286.
79. Сычев А.Н., Стручков С.М., Рудый Н.Ю. Трёхкаскадный транс-направленный ответвитель X - диапазона // Доклады ТУСУР. – 2015. – № 4(38). – С. 12–16.
80. Малютин Н.Д., Лоцилов А.Г., Семенов Э.В. Квази-Т-волны в комбинированных структурах на основе нерегулярных линий передачи с сосредоточенными неоднородностями // Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2005. – № 4 (12). – С. 42–49.
81. Малютин Н.Д., Лоцилов А.Г., Семенов Э.В. Квази-Т-волны в комбинированных структурах на нерегулярных связанных линиях // Сб. докл. междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления». – Томск: Институт оптики атмосферы СО РАН, 2005. – Ч. 1. – С. 125–128
82. Лоцилов А.Г., Малютин Н.Д., Чинь Т.Т. Применение метода автономных блоков к математическому моделированию СВЧ-устройств, содержащих цепи распределено – сосредоточенного типа // International Journal of Open Information Technologies. – 2024. – Т. 12, № 1. – С. 61-67.
83. Чепко Т.А., Чинь Т.Т., Малютин Г.А. Решение задачи синтеза частотной характеристики RLC-цепи фильтра неотражающего типа на основе связанных полосковых линий // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР. – 2023. – № 1-1. – С. 207-210.

84. Полосно-пропускающий фильтр СВЧ неотражающего типа на основе распределено-сосредоточенной цепи / А.Г. Лоцилов [и др] // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. (Крымико) – 2023. С 89–90.

85. Синтез связанных полосковых линий с гетерогенным диэлектрическим заполнением / А.Г. Лоцилов [и др] // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2022. – Т. 25. – № 1. – С. 7-16.

86. Малютин, Н.Д., Чинь Т.Т., Малютина А.Н. Решение обратных задач при синтезе связанных полосковых линий с неуравновешенной электромагнитной связью // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. – 2021. – № 3. – С. 196-197.

87. Чинь, Т.Т. К определению матричных параметров связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью // Сборник избранных статей научной сессии ТУСУР. – 2021. – № 1-1. – С. 175-179.

88. Loschilov A.G. et al. Expanding the horizon of additive printing technologies application in the technique of coupled strip lines with heterogeneous dielectric filling //2022 IEEE 23rd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – IEEE, 2022. – P. 256-261.

89. Чинь, Т.Т. Метод измерения коэффициента распространения в связанных полосковых линиях с гетерогенным диэлектрическим заполнением // Электронные средства и системы управления. Материалы докладов Международной научно-практической конференции. – 2022. – № 1-1. – С. 134-137.

90. Расчетно-экспериментальный метод измерения частотной зависимости фазовых скоростей синфазных и противофазных волн в связанных линиях с неуравновешенной электромагнитной связью / А. Г. Лоцилов [и др.] // Доклады ТУСУР. – 2022. – Т. 25, № 4. – С. 19–27.

91. Корректирующие звенья полосно-пропускающих фильтров на связанных линиях / Р.М. Шарабудинов [и др.] // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). – 2021. – № 3. – С. 175-181.

92. Thanh T.T., Malyutin G.A., Loschilov A.G. Features of frequency response transformations of RLC-circuits into opposite response when using them as a load of coupled strip lines with unequal waves phase velocities //2022 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). – IEEE, 2022. – P. 1-4.
93. Воробьев П.А., Малютин Н.Д., Федоров В.Н. Квази-Т-волны в устройствах на связанных полосковых линиях с неуравновешенной электромагнитной связью // Радиотехника и электроника. – 1982. – Т. 27, № 9. – С. 1711–1718.
94. Регулярные и нерегулярные многосвязные полосковые и проводные структуры и устройства на их основе: анализ, синтез, проектирование, экстракция первичных параметров: моногр. / Н.Д. Малютин [и др.]. – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. – 168 с.
95. Влостовский Е.Г. К теории связанных линий передачи // Радиотехника. – 1967. – Т. 22, № 4. – С. 28–35.
96. Zysman G.I., Johnson A.K. Coupled transmission line networks in an inhomogeneous dielectric medium //IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1969. – Т. 17. – No. 10. – P. 753-759.
97. Jones E.M.T. Coupled-strip-transmission-line filters and directional couplers //IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1956. – Т. 4. – No. 2. – P. 75-81.
98. Sychev A.N., Struchkov S.M., Rudyi N.Y. A transdirectional coupled-line coupler with a vertical insert //25th Int. Crimean Conf. “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015). – 2015. – P. 6-12.
99. Fusco V.F. Microwave circuits. Analysis and Computer-aided Design // Prentice-Hall International. – 1990. – P. 87–129.
100. Napoli L.S., Hughes J.J. Characteristics of coupled microstrip lines //RCA Rev. – 1970. – Т. 31. – No. 3. – P. 479-498.

101. Richings J.G., Easter B. Measured odd-and even-mode dispersion of coupled microstrip lines (short papers) //IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1975. – T. 23. – no. 10. – P. 826-828.
102. Gould J.W., Talboys E.C. Even-and odd-mode guide wavelengths of coupled lines in microstrip //Electronics Letters. – 1972. – T. 5. – no. 8. – P. 121-122.
103. Wolff I., Knoppik N. Microstrip ring resonator and dispersion measurement on microstrip lines //Electronics Letters. – 1971. – T. 26. – no. 7. – P. 779-781.
104. Hernández-Escobar A. et al. Broadband determination of the even-and odd-mode propagation constants of coupled lines based on two-port measurements //IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2019. – T. 68. – No. 2. – P. 648-654.
105. Sychev A.N. et al. Special aspects in interference of in-phase and anti-phase waves with unequal phase velocities in coupled lines under pulse impact //Journal of Physics: Conference Series. – IOP Publishing, 2020. – T. 1679. – No. 2. – P. 022023.
106. Ullah S. et al. A miniaturize and high efficient quadband rectenna design for RF energy harvesting //2018 IEEE Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP). – IEEE, 2018. – P. 1-2.
107. Chen Q.P. et al. Design of a compact wideband Butler matrix using vertically installed planar structure //IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology. – 2018. – T. 8. – No. 8. – P. 1420-1430.
108. Sychev A.N. et al. Modeling of the vertically installed planar coupled lines by the numerical conformal transformation technique //2017 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO). – IEEE, 2017. – C. 106-108.

109. Малютин Г.А. Оптимизация алгоритма расчета полосковых структур методом сеток // Электронные средства и системы управления: матер. докл. Междунар. науч.-практ. конф. – 2021. – № 1–1. – С. 100–103.
110. Djordjevic A.R. et al. Wideband frequency-domain characterization of FR-4 and time-domain causality //IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. – 2001. – Т. 43. – No. 4. – P. 662-667.
111. Анпилогов В.Р., Зимин И.В., Чекушкин Ю.Н. Диссипативные потери в микрополосковых линиях и микрополосковых антеннах// Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. – 2018. – Т. 5, № 3. – С. 60–69.
112. Распределено-сосредоточенные цепи и полосковые СВЧ-устройства на их основе: моногр. / А.Г. Лощилов [и др.]; под ред. проф. Н.Д. Малютина. – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2023. – 151 с.
113. Сычев А.Н., Стручков С.М., Рудый Н.Ю. Синтез идеального фазового отношения для ответвителей на связанных линиях по заданному типу направленности // Доклады ТУСУР. 2017. № 20(2). С. 15–18.
114. Дрогалев С.В., Малютин Н.Д. Использование С-секции с неуравновешенной электромагнитной связью в корректорах группового времени задержания // Радиотехника. 1994. № 12. С. 30–32.
115. Krage M.K., Haddad G.I. Characteristics of coupled microstrip transmission lines-I: Coupled-mode formulation of inhomogeneous lines //IEEE Transactions on Microwave theory and techniques. – 1970. – Т. 18. – No. 4. – P. 217-222.
116. Малютин Н.Д. Матричные параметры неодинаковых связанных полосковых линий с неоднородным диэлектриком // Радиотехника и электроника. 1976. Т. 21, № 12. С. 2473–2478.
117. Thanh T.T., Loschilov A.G. Reflectionless Stripline Filters //2023 IEEE Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT). – IEEE, 2023. – С. 135-138.

118. Чинь Т.Т. Неотражающий полосковый полосоно-пропускающий фильтр нечетных гармоник //Ural Radio Engineering Journal. – 2023. – Т. 7. – №. 3. – С. 250-265.
119. Thanh T.T., Malyutin G.A., Bilevich D.V. Miniaturization of Microwave Devices by Using Three-Dimensional Strip Line Design //2023 IEEE XVI International Scientific and Technical Conference Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE). – IEEE, 2023. – P. 700-703.
120. Малютин Н.Д., Чинь Т.Т., Малютин Г.А. Неотражающие фильтры СВЧ (обзор). // Журнал радиоэлектроники. – 2024. – №. 4. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.4.4>
121. Tripathi V. K. Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium //IEEE Transactions on Microwave theory and techniques. – 1975. – Т. 23. – №. 9. – P. 734-739.
122. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021663377. Программа расчёта частотных характеристик полосоно-пропускающих фильтров поглощающего типа. Авторы: Малютин Н.Д., Лощилов А.Г., Чинь Т.Т. № 2021662557: заявл. 12.08.2021: опубл. 16.08.2021.
123. Малютин Н.Д., Семенов Э.В., Владимиров Д.Е. Неотражающие фильтры-четырёхполосники (фильтры поглощающего типа) // Проблемы современной радиоэлектроники и систем управления. 2002. Т. 1. С. 112–114.
124. Лощилов, А. Г., Малютин Г.А., Чинь Т.Т. Проблемы экстракции параметров полосковых линий // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). – 2022. – № 4. – С. 198-205.
125. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018611481. TALGAT 2017. Авторы: Газизов Т.Р. [и др.]. № 2017663209 : заявл. 13.12.2017: опубл. 02.02.2017.
126. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023666066. Программа экстракции частотной зависимости импеданса элементов, включенных в диагональные порты отрезка связанных линий. Авторы: Малютин Г.А. [и др.]. заявл. 21.07.2023: опубл. 26.07.2023.

127. Сычев, А. Н. Пакет Lines Designer-3 для моделирования сложных полосковых структур / А. Н. Сычев, А. Л. Емельянов // Электронные средства и системы управления. Материалы докладов Международной научно-практической конференции. – 2007. – № 1. – С. 177-179.
128. Полосковый неотражающий полосно-пропускающий перестраиваемый фильтр: Патент на изобретение № 2819096 Российская Федерация / Лоцилов А.Г, Чинь Т.Т., Малютин А.Г. – Заявка №2023123738; заявлен 14.09.2023; опубликован 14.05.2024.
129. Ильин А.А. и др. Синтез топологии устройств формирования импульсов с заданными спектральными характеристиками на основе нерегулярных рельефных связанных микрополосковых линий // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2010. – №. 2-1 (22). – С. 7-19.
130. Малютин Н.Д. и др. Алгоритмы синтеза устройств на основе нерегулярных связанных полосковых линий по заданным частотным характеристикам // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2011. – №. 1 (23). – С. 188-195.
131. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023610723. Программа для синтеза конструкций связанных полосковых линий с гетерогенным диэлектрическим заполнением. Авторы: Малютин Г. А. [и др]. № 2022685674: заявл. 22.12.2022: опубл. 12.01.2023.
132. Малютин Г.А., Чинь Т.Т. Алгоритм и программы анализа и синтеза устройств на основе распределенно-сосредоточенных цепей // International Journal of Open Information Technologies. – 2024. – Т. 12, № 3. – С. 28-35.
133. Способ измерения частотной зависимости фазовых скоростей синфазных и противофазных волн в связанных линиях с неуравновешенной электромагнитной связью: пат. 2796206 Рос. Федерация. № 2022130074 / Малютин Н.Д., Чинь Т.Т., Лоцилов А.Г., Малютин Г.А.; заявл. 21.11.22; опубл. 17.05.23.

134. Сычев А. Н. и др. Модальные параметры неодинаковых связанных линий // Доклады ТУСУР. – 2020. – Т. 23. – №. 3.

ПРИЛОЖЕНИЯ А**Акты внедрения и использования**

«УТВЕРЖДАЮ»

Директор

ООО "Микроэлектронные
Системы"

Коколов А.А.

мая 2024 г.


**АКТ****о внедрении (использовании) результатов диссертационного
исследования Чинь То Тхань****«Модели и конструкции неотражающих фильтров СВЧ на основе связанных
полосковых линий и сосредоточенных RLC-элементов»**

Настоящим актом подтверждается факт использования в ООО "Микроэлектронные Системы" следующих результатов диссертационной работы Чинь То Тхань:

1. Программа для ЭВМ «Программа расчёта частотных характеристик полосно-пропускающих фильтров поглощающего типа» (Свидетельство № 2021663377 от 16.08.2021) и в составе следующей документации: программа для ЭВМ, описание программы для ЭВМ, исходный код программы для ЭВМ, пример расчета программы ЭВМ.

2. Разработанный макет неотражающего полосно-пропускающего фильтра и вычислительные эксперименты по использованию программных средств для расчета частотных характеристик неотражающего фильтра с центральной частотой полосы пропускания 1 ГГц. Фильтр не имел паразитных полос пропускания до 7 ГГц при возвратных потерях не хуже -10 дБ.

Ведущий инженер ООО "Микроэлектронные Системы"

 / Шеерман Ф.И.



УТВЕРЖДАЮ
 Проректор по научной работе
 и инновациям ТУСУР, к.т.н., доцент
 А.Г. Лошилов
 «14» 03 2024 г.

М.П.

АКТ

об использовании в НИР результатов диссертационной работы

Чинь То Тхань «Модели и конструкции неотражающих фильтров СВЧ на основе связанных полосковых линий и сосредоточенных RLC-элементов»

Настоящим актом подтверждается использование в НИР «Исследование путей создания пространственно-распределенных многоцелевых информационно-телекоммуникационных систем радиомониторинга и связи, включающих оптические каналы, их ключевых компонент на основе численных и экспериментальных методов анализа СВЧ и оптических сигналов в процессе их формирования, преобразования и обработки в радиочастотных устройствах, приемных и передающих фотонных интегральных модулях и при распространении в неоднородных средах» проект № FEWM-2023-0014 от 01.03.2023, выполняемый по базовой части государственного задания в сфере научной деятельности Министерства науки и высшего образования РФ результатов диссертационной работы Чинь То Тхань.

Разработанное и представленное в диссертационной решение задачи моделирования неотражающих частотно-селективных устройств составило основу раздела 3 «Радиочастотные устройства и микросхемы на основе распределенно-сосредоточенных цепей в составе подсистем формирования и приема СВЧ сигналов». Найдено решение, существенно облегчающее анализ и проектирование устройств путем решения обратных задач отыскания параметров RLC-цепей по заданным частотным характеристикам устройств. Это оценено внешним экспертом как существенное дополнение к известным методам анализа многополосников, составленных из распределенных цепей в виде отрезков связанных линий и сосредоточенных RLC-цепей. Для валидации теоретических результатов использованы экспериментальные данные, полученные Чинь То Тхань в виде измеренных векторных параметров устройств.

Руководитель НИР, д.т.н., доцент

В.М. Рулевский

Ответственный исполнитель, д.т.н., гл.н.с.

Малютин Н.Д.



«УТВЕРЖДАЮ»

Проректор по учебной работе

ТУСУРа

к.т.н., доцент

Сенченко П.В.

«24» ноября 2023 г.

АКТ**внедрения в учебный процесс результатов диссертационной работы
Чинь То Тхань**

Мы, нижеподписавшиеся, заведующий кафедрой конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры (КУДР), к.т.н. Лошилов А.Г., и заместитель заведующего кафедрой КУДР по учебной работе Артищев С.А., настоящим актом подтверждаем факт внедрения в учебный процесс кафедры КУДР ТУСУРа следующих результатов диссертационной работы Чинь Т.Т.:

1. Разработанные макеты неотражающих полосковых фильтров;
2. Программы для ЭВМ: № 2021663377 – программа расчёта частотных характеристик полосно-пропускающих фильтров поглощающего типа; № 2023610723 – программа для синтеза конструкций связанных полосковых линий с гетерогенным диэлектрическим заполнением; № 2023666066 – программа экстракции частотной зависимости импеданса элементов, включённых в диагональные порты отрезка связанных линий.
3. Монография: "Распределено-сосредоточенные цепи и полосковые СВЧ-устройства на их основе", главы 2 и 3.

Эти результаты использовались в лабораторных и практических работах по дисциплине "Основы проектирования микроволновых устройств" для студентов бакалавриата радиоконструкторского факультета ТУСУРа 2022-2023 годах, обучающихся по направлению 11.03.03 – Конструирование и технология электронных средств, а также при подготовке магистрантов группы 262-М2 инд. 3.

Заведующий. каф КУДР, к.т.н.

/ А.Г. Лошилов

Заместитель заведующего. каф КУДР, к.т.н.

/ С.А. Артищев

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Патенты на изобретение

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2796206

Способ измерения частотной зависимости фазовых скоростей синфазных и противофазных волн в связанных линиях с неуровнешенной электромагнитной связью

Патентообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники" (RU)*

Авторы: *Малютин Николай Дмитриевич (RU), Чинь То Тхань (RU), Лоцилов Антон Геннадьевич (RU), Малютин Георгий Александрович (RU)*

Заявка № 2022130074

Приоритет изобретения **21 ноября 2022 г.**

Дата государственной регистрации в Государственном реестре изобретений Российской Федерации **17 мая 2023 г.**

Срок действия исключительного права на изобретение истекает **21 ноября 2042 г.**

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

документ подписан электронной подписью
Сертификат 68b80077614c40f02a94edbd24145d5c7
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 20.03.2022 по 26.05.2023

Ю.С. Зубов



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

(19) **RU** ⁽¹¹⁾ **2 819 096** ⁽¹³⁾ **C1**

(51) МПК
H01P 1/203 (2006.01)
(52) СПК
H01P 1/203 (2024.01)

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

Статус: действует (последнее изменение статуса: 14.05.2024)

(21)(22) Заявка: **2023123738**, 14.09.2023(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
14.09.2023Дата регистрации:
14.05.2024Приоритет(ы):
(22) Дата подачи заявки: 14.09.2023(45) Опубликовано: **14.05.2024** Бюл. № 14(56) Список документов, цитированных в отчете о поиске: **RU 2138887 C1, 27.09.1999. RU 2565369 C2, 20.10.2015. RU 2024118 C1, 30.11.1994. WO 2020176054 A1, 03.09.2020. US 20210344365 A1, 04.11.2021. US 7323955 B2, 29.01.2008.**Адрес для переписки:
634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, ФГАОУ
ВО "ТУСУР"

(72) Автор(ы):

Лошилов Антон Геннадьевич (RU),
Чинь То Тхань (VN),
Малютин Георгий Александрович (RU)

(73) Патентообладатель(и):

Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего
образования "Томский государственный
университет систем управления и
радиоэлектроники" (RU)

(54) Полосковый неотражающий полосно-пропускающий перестраиваемый фильтр

(57) Реферат:

Изобретение относится к радиотехнике СВЧ, а именно к неотражающим полосно-пропускающим перестраиваемым фильтрам СВЧ. Технический результат: устранение периодичности полос пропускания, обеспечение перестройки средней частоты полосы пропускания, уменьшение отражения от входа и выхода фильтра на внеполосных частотах при сохранении функции частотной селекции при перестройке частоты пропускания, уменьшение габаритов. Сущность: фильтр содержит первую и вторую связанные полосковые линии, два переключателя, частотно-избирательные цепи. Вход второй полосковой линии соединен с входом первого переключателя. Первый и второй выходы первого переключателя соединены с входами соответственно первой и второй частотно-избирательных цепей. Выходы частотно-избирательных цепей соединены с общим проводником. Первая частотно-избирательная цепь выполнена в виде последовательно включенных первой индуктивности и первой ёмкости, образующих последовательный колебательный контур с резонансной частотой f_1 , к которому параллельно подключен резистор с сопротивлением, равным входному сопротивлению со стороны входа второй полосковой линии. Вторая частотно-избирательная цепь выполнена в виде последовательно включенных второй индуктивности и второй ёмкости, образующих

ПРИЛОЖЕНИЕ В

Свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2021663377

Программа расчёта частотных характеристик полосно-пропускающих фильтров поглощающего типа

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» (RU)*

Авторы: *Малютин Николай Дмитриевич (RU), Лоцилов Антон Геннадьевич (RU), Тхань То Чинь (VN)*

Заявка № **2021662557**

Дата поступления **12 августа 2021 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **16 августа 2021 г.**



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2023666066

**Программа экстракции частотной зависимости
импеданса элементов, включённых в диагональные
порты отрезка связанных линий**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники» (RU)*

Авторы: *Малютин Георгий Александрович (RU), Чинь То Тхань (VN), Ченко Татьяна Антонова (RU), Санников Егор Владиславович (RU)*

Заявка № 2023665203

Дата поступления 21 июля 2023 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 26 июля 2023 г.



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 429b6b0fe3853164baf96f83b73b4aa7
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 10.05.2023 по 02.08.2024

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2023610723

**Программа для синтеза конструкций связанных
полосковых линий с гетерогенным диэлектрическим
заполнением**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования «Томский
государственный университет систем управления и
радиоэлектроники» (RU)*

Авторы: *Малютин Георгий Александрович (RU), Чинь То Тхань
(RU), Малютин Николай Дмитриевич (RU), Лоцилов Антон
Геннадьевич (RU)*

Заявка № 2022685674

Дата поступления 22 декабря 2022 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 12 января 2023 г.

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*



ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 68b690077e14c40f0a94ceb0d24145d5c7
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 26.03.2022 по 26.05.2023

Ю.С. Зубов

ПРИЛОЖЕНИЕ Г

Индивидуальные достижения



Г Р А М О Т А

Награждается

ЧИНЬ Т. Т.
ТУСУР (Томск)

За ВТОРОЕ МЕСТО в конкурсе на лучшую научную работу,
представленную молодым ученым
на 32-й Международной Крымской конференции

**СВЧ-техника
и телекоммуникационные технологии**

в номинации
Пассивные компоненты

Председатель Оргкомитета

к.т.н. ЕРМОЛОВ П. П.



Севастополь, 15 сентября 2022 г.



ДИПЛОМ III СТЕПЕНИ

награждается

Чинь То Тэсань

за лучший доклад на
Международной научно-технической конференции
студентов, аспирантов и молодых ученых
«НАУЧНАЯ СЕССИЯ ТУСУР»
Подсекция 2.2 «Разработка контрольно-измерительной
аппаратуры»

19-21 мая 2021 г., Томск

Председатель конференции
Ректор ТУСУРа



Рулевский

В.М. Рулевский