

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

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

На правах рукописи



Арутюнян Артуш Арсенович

МОДЕЛИРОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ
ПОГЛОЩАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ СВЧ НА ОСНОВЕ СЕКЦИЙ СВЯЗАННЫХ
ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ С НЕОДНОРОДНЫМ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ
ЗАПОЛНЕНИЕМ

Специальность 2.2.14 – Антенны, СВЧ-устройства и их технология

Диссертация на соискание ученой степени кандидат технических наук

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

Томск 2026

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
1 ПОГЛОЩАЮЩИЕ (НЕОТРАЖАЮЩИЕ) ФИЛЬТРЫ СВЧ НА СОСРЕДОТОЧЕННЫХ И РАСПРЕДЕЛЕННО-СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ЭЛЕМЕНТАХ (ОБЗОР).....	15
1.1. История развития поглощающих фильтров.....	16
1.2. Поглощающие фильтры на сосредоточенных элементах.....	18
1.3. Поглощающие фильтры на распределено-сосредоточенных элементах с R нагрузкой.....	21
1.3.1. Поглощающие фильтры на отрезках линий передачи с R нагрузкой	22
1.3.2. Поглощающий фильтр на отрезках связанных линий с нагруженным шлейфом.....	26
1.3.3. Поглощающие заграждающие фильтры на отрезках связанных линий с поглощающими нагрузками	30
1.4. Поглощающие фильтры на распределено-сосредоточенных элементах с RLC нагрузкой	33
1.5. Типы резонаторов для поглощающих фильтров со специальной частотной зависимостью импеданса	35
2 СХЕМЫ И КОНСТРУКЦИИ ПОГЛОЩАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ СВЧ НА ОСНОВЕ СЕКЦИЙ СВЯЗАННЫХ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ.....	41
2.1 Обобщенная структурная схема поглощающих фильтров.....	41
2.2 Схема, конструкция и модель поглощающего фильтра, включающая три отрезка связанных двухпроводных полосковых линий...	43
2.3 Анализ моделей буферных резонансных нагрузок	47
2.3.1 Секции СПЛ на основе брусчатой полосовой линии с полоской, находящейся под плавающим потенциалом (тип 1)	52

2.3.2 Секции БРН типа 2 на основе брусчатой полосовой линии с правым U-образным резонатором.....	55
2.3.3 Секции БРН на основе брусчатой полосовой линии с левым U-образным резонатором тип 3	57
2.3.4 Секции БРН на основе брусчатой полосовой линии с кольцевым резонатором (тип 4)	59
2.4 Моделирование поглощающих полосно-пропускающих фильтров с буферными резонансными нагрузками на основе секций связанных полосковых линий.....	62
2.6 Выводы к разделу 2	69
3 МОДЕЛИРОВАНИЕ, ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПОГЛОЩАЮЩИХ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ СВЧ.....	70
3.1 Обобщенная структурная схема поглощающих фильтров на основе квази-планарных СПЛ и буферных резонансных нагрузок из RLC-компонент	70
3.1.1 Моделирование и экспериментальное исследование поглощающих полосно-пропускающих фильтров 0,92 ГГц на основе меандровых трехпроводных связанных полосковых линий	71
3.1.2 Исследование влияния размеров поперечного сечения связанных трехпроводных полосковых линий на характеристики ПППФ	79
3.2 Полосковый резонатор СВЧ с объемным кристаллом	89
3.3 Апробация разработанных макетов поглощающих фильтров СВЧ с распределенными буферными резонансными нагрузками.....	101
3.3.1 Электродинамическое моделирование и экспериментальное исследование поглощающего фильтра с БРН типа 1	101

3.3.2 Электродинамическое моделирование и экспериментальное исследование поглощающего фильтра с БРН тип 3.....	103
3.4 Применение поглощающих фильтров	105
3.4.1 Формирователь квази-хаотических сигналов	106
3.4.2 Экспериментальные исследования уменьшения отражений от источника отраженных волн.....	107
3.5 Экспериментальные исследования радиочастотного тракта с поглощающим фильтром, подвергающегося квази-хаотическим колебаниям	110
3.6 Выводы к разделу 3	115
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	116
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ	119
СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	120
ПРИЛОЖЕНИЕ А.....	139
ПРИЛОЖЕНИЕ Б	142
ПРИЛОЖЕНИЕ В.....	147

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность исследований

Быстрое развитие средств связи, радиолокации, управления постоянно усложняет электромагнитную обстановку [1]. Поэтому становится все более актуальным создание новых и совершенствование известных технологий обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС), помехоустойчивости и живучести электронной аппаратуры. Острой проблемой является уменьшение радиолокационной заметности беспилотных летательных аппаратов, наземной аппаратуры, а также обнаружение подобных объектов, имеющих незначительную эффективную поверхность рассеяния (ЭПР) [2].

Решение перечисленных задач при воздействии радиочастотных широкополосных сигналов традиционно осуществляется с помощью частотно-селективных цепей (ЧСЦ). Одной из основных, но не единственной, функцией ЧСЦ, является формирование заданной частотной зависимости коэффициента передачи, определяемого через коэффициент S_{21} матрицы рассеяния S . Устройства, реализующие эту функцию, представляют собой фильтры разных типов, строящиеся на основе сосредоточенных и распределенных цепей [3–6]. В полосах частот пропускания такие устройства имеют максимально возможный коэффициент передачи S_{21} и малые возвратные потери, определяемые коэффициентом отражения S_{11} . На частотах полос заграждения наоборот – как можно более полное отражение и минимальный коэффициент передачи. Этот тип фильтров называют отражающими фильтрами (ОФ). Применение ОФ в радиотехнических системах (РТС) позволяет достичь высокие показатели ЭМС, если возникающие отражения на частотах заграждения не сказываются на работе аппаратуры. Однако в ряде случаев наличие отражений в трактах передачи сигналов приводит к снижению ЭМС. Так в работе [7] показано, что применение ОФ в понижающих преобразователях приводит к отражению большого количества внеполосных сигналов на входе и выходе системы. Отраженные сигналы генерируют дополнительные продукты интермодуляции, т.к. преоб-

разователи содержат нелинейные цепи. Это порождает внутриполосные и внеполосные помехи. Внутриполосные помехи более разрушительны, чем внеполосные помехи, поскольку они могут перекрываться с сигналом промежуточной частоты и ухудшать качество сигнала.

В исследованиях [8, 9] были представлены неотражающие фильтры (НФ) (reflectionless filter), позволяющие осуществлять селекцию сигналов в заданной полосе частот пропускания и уменьшать помехи путем поглощения внеполосных гармоник. Возвратные потери таких фильтров на частотах записывания минимальны.

Одновременно с разработкой неотражающих фильтров актуальны исследования по применению НФ, например, для подавления влияния близко расположенных антенн для уменьшения искажений диаграммы направленности, основанный на принципах неотражающей фильтрации [10].

Степень разработанности темы

В последнее время значительно вырос интерес к неотражающим фильтрам, которые в научно-технической литературе называют также поглощающими (absorptive filter), что отражено во многих научных публикациях и патентах. Следует отметить отечественных авторов публикаций по теме поглощающих фильтров (ПФ): Адрианов М.К., Веснин С.Г., Владимиров Д.Е., Гойчук В. М., Ладур А.А., Лошилов А. Г., Малютин Г. А., Малютин Н. Д., Осипенков В.М., Разинкин В.П., Семенов Э.В., Тиличенко В.М., Тиличенко М.П., Чепко Т.А., Чинь То Тхань и др. Их вклад в развитие технологии поглощающих фильтров разноплановый, так же как и зарубежных авторов: Morgan M. A., Boyd T. A., Cai J., Chaudhary G., Chen J.X., Deng Z., Fan M., Gómez-García R., Huang Y.C., Jeong S.W., Jeong Y., Jiang Q.Y., Jin X.H., Kong M., Lee G., Lee J., Li Y., Lin Y.S., Liu X., Liu C., Luo X, Malki M., Wu X., Yang L. , Zhang R., Zhang S. и др.

Проектирование полосковых поглощающих фильтров опирается на теорию и практику направленных фильтров, описанную в трудах Фельдштейна

А.Л., а также в статьях Агуреев А.В., Губарева Д.Е., Зикий А.Н., Кочубея А.С., Kim J.P. и других исследователей.

По мере развития направления частотно-селективных устройств с особенностями отражения или поглощения внеполосных колебаний, стало актуальным применение фильтров, интегрированных с антеннами. Антенны-фильтры позволяют реализовать полезные изменения параметров объединения антенны-фильтра. Поэтому возрос интерес к неотражающим частотно-селективным цепям и соответственно к фильтрам поглощающего типа. Работы авторов Дайуб А., Комарова А. А., Ding X., Jing D., Kang B., Lee Z., Leung K. W., Li H., Li J., Liu Y., Ma H., Nadeem Adnan, Nikolaou Symeon, Psychogiou Dimitra, Shoaib Noshewan, Vryonides Photos, Wang S., Xi H., Yang N., Zhang K. и других авторов направлены на поиск новых схем и конструкций антенн и фильтров, в том числе поглощающих фильтров.

Развитию поглощающих фильтров на базе связанных полосковых линий (СПЛ) передачи во многом способствовали исследования Газизова Т.Р. и его научной школы по созданию и исследованию модальных фильтров (МФ), предназначенных для защиты от воздействия на аппаратуру короткими импульсами.

Возрастающий интерес к теме создания и применения поглощающих частотно-селективных устройств с центральной частотой полосы пропускания до 6 ГГц и их применение в современной радиоаппаратуре делает разработку и исследование поглощающих фильтров актуальным направлением развития компонентной базы СВЧ.

Цель работы – повысить центральную частоту полосы пропускания до 6 ГГц поглощающих полосно-пропускающих фильтров (ПППФ) СВЧ на основе двух- и трехпроводных связанных полосковых линий с буферными резонансными нагрузками (БРН) со специальной частотной характеристикой входного импеданса путем поиска новых технических решений, моделирования и экспериментальных исследований схем и конструкций.

Для достижения поставленной цели поставлены следующие **задачи**:

1. Провести аналитический литературный обзор по теме поглощающих фильтров СВЧ, выполненных на основе сосредоточенных, распределенно-сосредоточенных и распределённых цепей и элементов.

2. Провести классификацию, моделирование и экспериментальные исследования секций, связанных полосковых связанных линий с неоднородным диэлектрическим заполнением, образующих буферные резонансные нагрузки (БРН) со специальной частотной характеристикой входного импеданса для построения поглощающих фильтров.

3. Квazистатическое и электродинамическое моделирование, экспериментальное исследование поглощающих полосно-пропускающих фильтров СВЧ на основе двухпроводных и трехпроводных связанных линий с сосредоточенными и распределенными БРН.

4. Проектирование конструкций поглощающих фильтров СВЧ на основе связанных полосковых линий с буферными резонансными нагрузками в виде секций связанных линий с неоднородным диэлектрическим заполнением.

Научная новизна

1. Установлено, что буферные резонансные нагрузки, выполненные в виде отрезков несимметричных полосковых линий, нагруженных на согласованное сопротивление, на поверхности полосок которых размещены отрезки брусчатых полосковых линий, образующих с отрезками несимметричных полосковых линий секции связанных полосковых линий с неоднородным диэлектрическим заполнением, обладают разреженным спектром резонансных частот секций с зависимостью входного импеданса, близкого к значениям согласованных нагрузок в полосе частот пропускания БРН как четырехполосника, а в полосе запираания стремящегося к минимальному (порядка $10^{-1} - 10^{-2}$) или максимальному значению (порядка $10^3 - 10^4$ Ом) в зависимости от схемы соединения полоски брусчатой полосковой линии с токонесущей полоской несимметричной полосковой линии.

2. Показана идентичность частотных характеристик волновых параметров в ограниченном частотном диапазоне отрезка полосковой квази-планарной трехпроводной связанной линии с характеристиками связанных двухпроводных линий, если центральный проводник трехпроводной связанной линии не нагружен, находится под плавающим потенциалом и связан электромагнитно с двумя другими токонесущими полосками.

3. Разработаны электродинамические модели буферных резонансных нагрузок и трехпроводных связанных линий, позволяющие проводить анализ частотных характеристики новых конструкций поглощающих фильтров на основе двухпроводных и трехпроводных связанных линий, осуществлять проектирование поглощающих фильтров по заданным параметрам конструкций и материалов.

Методы исследования

При выполнении работы проводилось математическое моделирование, электродинамический расчет и экспериментальные измерения. Разработана модель в MathCad, выполнены электродинамический анализ в программе COMSOL Multiphysics и экспериментальные измерения с применением векторных анализаторов цепей производства АО «НПФ «Микран» и ООО «Планар» с подтвержденными метрологическими характеристиками.

Положения, выносимые на защиту

1. Формирование частотной характеристики поглощающих полосно-пропускающих фильтров на основе отрезков связанных полосковых линий с неоднородным в поперечном сечении диэлектрическим заполнением достигнуто включением в диагональные плечи буферных резонансных нагрузок нового типа, частотная зависимость коэффициента передачи которых инверсна частотной зависимости коэффициента передачи поглощающих полосно-пропускающих фильтров, что достигается обеспечением специальной частотной зависимости входного импеданса буферных резонансных нагрузок, близких к значению 50 Ом на частотах запираания поглощающих полосно-пропускающих фильтров и стремящегося к минимальному, (порядка $10^{-1} - 10^{-2}$ Ом) или

максимальному значению (порядка $10^3 - 10^4$ Ом) в полосе частот пропускания поглощающих полосно-пропускающих фильтров. При этом коэффициент отражения фильтров в полосе запираания уменьшается до минус 10-20 дБ по отношению к фильтрам отражающего типа.

2. Новая конструкция поглощающего полоскового полосно-пропускающего фильтра на основе отрезков трехпроводных связанных полосковых линий в виде планарно расположенных связанных токонесущих полосок, перекрытых третьей полоской под плавающим потенциалом и с длиной, равной длине связанных токонесущих полосок, позволяет обеспечить 3 дБ электромагнитную связь между токонесущими полосками и сблизить фазовые скорости синфазных и противофазных волн в токонесущих полосках, необходимые для получения ПППФ на центральную частоту до 2,5 ГГц в квази-планарном исполнении с потерями в полосе пропускания менее 2,5 дБ.

3. Расширен диапазон центральной частоты полосы пропускания до 6 ГГц поглощающих полосно-пропускающих фильтров по новому способу поглощения отраженных волн, что достигается включением в диагональные порты каналов, образуемых двухпроводными и трехпроводными отрезками связанных полосковых линий, буферных резонансных нагрузок на основе связанных полосковых и брусчатых полосковых линий, получены поглощающие фильтры с потерями коэффициента передачи на центральной частоте менее 2,5 дБ и внеполосными коэффициентами отражения и передачи не хуже минус 10 дБ в диапазоне до 9 ГГц.

Достоверность результатов

Проведенные расчеты по построенным математическим моделям предложенных поглощающих фильтров, результаты электродинамического моделирования в COMSOL Multiphysics разработанных устройств подтверждаются качественно и количественно экспериментальными измерениями и сравнением характеристик с аналогами поглощающих фильтров на сосредоточенных элементах.

Теоретическая значимость работы

1. Путем моделирования волновых свойств секций связанных линий показана возможность реализации буферных резонансных нагрузок со специальной частотной характеристикой входного импеданса, необходимой для создания поглощающих полосно-пропускающих полосковых фильтров.
2. Предложена классификация секций связанных полосковых линий с неоднородным в поперечном сечении диэлектрическим заполнением по признаку схемы и топологии межсоединений и достигаемым особенностям частотной зависимости коэффициентов матрицы рассеяния S .
3. Доказана возможность получения ограниченной идентичности модальных и волновых параметров секций на основе двухпроводных и трехпроводных связанных полосковых линий при использовании сильной связи между планарно расположенными токонесущими полосками и дополнительной полоской с плавающим потенциалом, перекрывающей планарные полоски.

Практическая значимость работы

Предложены и разработаны макеты полосковых поглощающих полосно-пропускающих фильтров, выполненных как с использованием трехпроводных структур, так и с использованием двухпроводных структур. Разработана математическая модель, позволяющая рассчитывать частотные характеристики поглощающих фильтров СВЧ при известных погонных параметрах полосковых линий.

Предложена новая конструкции буферных резонансных нагрузок поглощающих фильтров, которая является замещением RLC-цепей и позволяющая увеличить центральную частоту полосы пропускания при сохранении поглощающих свойств.

Разработанные поглощающие полосно-пропускающие фильтры используются в интеграции с антеннами, образуя новый класс устройств – антенн-фильтров, в которых достигается подавление отраженных волн при передаче и приеме сигналов.

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

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. Результаты докладывались на конференциях: Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления», Томск, 2022 г.; IEEE Int. conf. of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM), Эрлагол (Алтай), 2022, 2023, 2026 г.; IEEE International Scientific and Technical Conference Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE), Домина (Новосибирск), 2023 г.; Международной «Крымской конференции СВЧ-техника и телекоммуникационных технологий» (КрыМиКо), Севастополь, 2024 г; Международной «Крымской конференции Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии», Севастополь, 2024 г.

Публикации

По результатам исследований опубликованы 24 работы (2 без соавторов): 5 статей в журналах из перечня ВАК, 7 докладов в трудах конференций, индексируемых в WoS и Scopus, получено 5 патентов на изобретение, 1 свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ, 4 доклада в трудах международных конференций, 2 монография.

Личный вклад автора

Результаты, представленные в защищаемых научных положениях, получены лично автором или непосредственно с его участием. Личный вклад состоит в проведении всех этапов исследования: разработка математической мо-

дели, электродинамическое моделирование, макетирование, сборка и проведение экспериментальных измерений с обработкой и анализом полученных данных.

Постановка задач для проведения экспериментальных исследований, анализа и обобщения полученных данных выполнены совместно с научным руководителем, д.т.н., профессором Малютиным Н.Д.

Структура и объем диссертации

Диссертация состоит из введения, четырех разделов, заключения, списка литературы и приложений. Работа изложена на 163 страницах текста, включает 93 рисунок и 4 таблицы. Список литературы состоит из 128 наименований.

Основное содержание диссертационной работы

В первом разделе представлен обзор поглощающих фильтров СВЧ на сосредоточенных и распределенно-сосредоточенных элементах. Показана история развития ПФ. Рассмотрены различные ПФ, выполненные как на RLC-элементах, так и ПФ на полосковых линиях передачи или на базе связанных линий. А также приведены сведения о режекторных фильтра СВЧ с особенностями входного импеданса. Показаны режекторные фильтры, выполненные с применением материалов с высокой диэлектрической проницаемостью. Сформулированы задачи исследований.

Во втором разделе приведена поведенческая модель поглощающего фильтра СВЧ, выполненного на трех отрезках связанных линий. Показана эквивалентная схема и 3D конструкция рассчитываемого фильтра. Показан порядок расчета ПФ, который основан на каскадном соединении восьмиполусников и четырехполусников с поглощающими нагрузками. Сформирована классификация буферных резонансных нагрузок ПФ с неоднородным диэлектрическим заполнением.

В третьем разделе приведены результаты исследований полосковых структур поглощающего типа на базе RLC-элементов, а также результаты ис-

следований полосковых структур с неоднородным диэлектрическим заполнением из СВЧ керамики и ниобата лития. Представлен способ разрежения спектра собственных колебаний объемных диэлектрических резонаторов для получения частотно селективных фильтров. Показаны результаты измерения по применению ПППФ. Одно из применений уменьшение отраженных волн от источника отраженных волн при каскадном соединении ПППФ с источником отраженных волн. Второе применение в антенном тракте, при воздействии на радиотракт сложным шумовым сигналом, применение ПППФ дает возможность реализовать частотную селекцию с заданной центральной частотой и уменьшить отражение от входа цепочки ПППФ-А1-среда распространения-А2-ФКХС. При этом улучшаются условия согласования импедансов на входе цепочки с каскадом усиления и/или преобразования.

В заключении изложены основные научные и технические результаты и выводы по достижению целей и решению поставленных задач, сформированы предложения по дальнейшим исследованиям.

В приложениях вынесены результаты интеллектуальной собственности (патенты) и акты внедрений результатов работы.

1 ПОГЛОЩАЮЩИЕ (НЕОТРАЖАЮЩИЕ) ФИЛЬТРЫ СВЧ НА СОСРЕДОТОЧЕННЫХ И РАСПРЕДЕЛЕННО-СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ЭЛЕМЕНТАХ (ОБЗОР)

В данном разделе приведен обзор ПФ, выполняемых на сосредоточенных элементах и на распределенно-сосредоточенных структурах. Рассмотрена история появления и развития ПФ СВЧ разных типов: поглощающих полосно-пропускающих; полосно-запирающих; фильтров верхних и нижних частот. Рассмотрены различные схемы и конструкции реализации фильтров, обладающих свойством поглощения энергии отраженных волн на частотах запираения.

В современной отечественной и зарубежной научной литературе наблюдается устойчивая тенденция к росту числа публикаций, посвященных исследованию, проектированию и реализации неотражающих (поглощающих) фильтров СВЧ [7–9]. В отличие от классических фильтров, которые обеспечивают селекцию сигналов путем отражения энергии нежелательных частот обратно к источнику, неотражающие фильтры поглощают энергию в полосе заграждения. Такие частотно-селективные устройства реализуются на базе сосредоточенных RLC-элементов, комбинации распределенных и сосредоточенных (или квази-сосредоточенных) структур, а также на отрезках линий передачи.

Отличительной особенностью таких устройств является низкий коэффициент отражения S_{11} в широкой полосе частот, как в полосе пропускания, так и в полосе заграждения. Это свойство критически важно в нижеперечисленных областях применения.

1) Защита каскадов, чувствительных к образованию отраженных волн. Использование поглощающих фильтров на выходе смесителей и усилителей мощности предотвращает возникновение стоячих волн. В классических схемах отраженная энергия может вызвать нежелательные интермодуляционные

искажения или привести к самовозбуждению (нестабильности) активных компонентов [10–13].

2) Увеличение динамического диапазона приемо-передающих модулей. В системах радиосвязи и радиолокации поглощение нежелательных продуктов преобразования частоты позволяет снизить уровень шумов и повысить общую линейность тракта [14–17].

3) Уменьшение возвратных потерь и подавление внеполосных колебаний в межкаскадных соединениях систем связи с помощью поглощающих фильтров [18].

4) Уменьшение эффективной поверхности рассеяния антенн, нагруженных на поглощающие фильтры [19].

1.1. История развития поглощающих фильтров

Традиционные СВЧ-фильтры работают по принципу рассогласования импеданса по входу и выходу в результате возникновения резонансных колебаний в связанных линиях или других волноведущих структурах. Они пропускают сигнал в полосе пропускания и отражают сигнал на внеполосных частотах [20–23]. Это порождает стоячие волны в СВЧ тракте, вызывает нестабильность усилителей и приводит к сильным пульсациям коэффициента передачи у смесителей. Поглощающие (неотражающие или безотражательные) фильтры решают эту проблему путем поглощения внеполосных сигналов внутри самой схемы [20].

Ранее, до начала 2000-х годов, применялись традиционные способы поглощения внеполосных колебаний. Инженеры боролись с отражениями, используя громоздкие, дорогие решения: включение массивных вентилях или аттенюаторов перед фильтром для гашения обратной волны [21]; использование направленных фильтров на базе квадратурных мостов с двумя идентичными отражающими фильтрами и согласованной нагрузкой [22]; применением дуплексеров, где один из каналов нагружался согласованной нагрузкой на 50 Ом [23].

В начале 2000-х годов в работах [24–33] сформирована теоретическая база по решению проблемы поглощения энергии отраженных волн. Н.Д. Мажулин, А.Г. Лощилов и А.А. Ладур представили концепцию комбинированных поглощающих фильтров на международной конференции CriMiCo [25]. Они исследовали схемы на основе связанных полосковых линий (СПЛ) и сосредоточенных RLC-элементах, доказав возможность эффективного поглощения сигнала вне рабочей полосы. В это же время А.Н. Сычев и его коллеги активно развивали теорию направленных ответвителей и связанных линий с неоднородным диэлектриком. Эти работы заложили основу для построения СВЧ-устройств со сложной трансформацией импеданса [31], что впоследствии нашло применение в квази-безотражательных цепях.

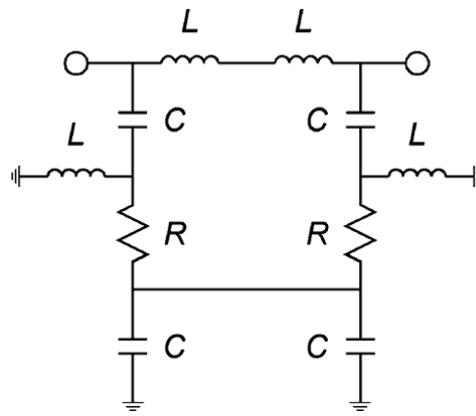
В период с 2015 года произошел теоретический прорыв в создании безотражательных (неотражающих или поглощающих) фильтров благодаря работам Мэтью Моргана [9], [34–36]. В этих работах Морган показывает новый класс взаимно нагруженных симметричных фильтров. Используя анализ четных и нечетных мод, он математически доказал: если подобрать топологию так, чтобы коэффициенты отражения мод были равны по амплитуде, но строго противоположны по фазе, они полностью компенсируют друг друга на портах схемы. В книге [33] Морган описывает полный математический аппарат для расчета LC-цепей и линий с распределенными параметрами. В 2015 году компания Mini-Circuits лицензировала патенты NRAO и начала серийное производство первых в мире монолитных микроволновых интегральных схем (MMIC) безотражательных фильтров на базе арсенида галлия (GaAs) [37].

В период с 2019-го по настоящее время технология начала развиваться в сторону сверхширокополосных систем с повышенной избирательностью (селективностью) [36]. В работах [38–40] предложено складывать планарные связанные полосковые линии в меандр и использовать 3D-конструкции для создания сильной электромагнитной связи. Это позволило уменьшить габариты безотражательных фильтров в 2 и более раз при сохранении полосы поглощения.

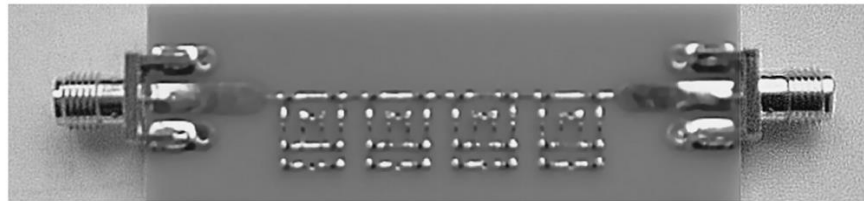
1.2. Поглощающие фильтры на сосредоточенных элементах

Использование сосредоточенных элементов в высокочастотном и СВЧ-диапазонах стало реальностью благодаря внедрению SMD-технологий, которые позволили создать миниатюрные резисторы, конденсаторы и катушки индуктивности (дрессели). К моменту появления SMD-компонентов теоретическая база цепей с сосредоточенными параметрами уже была детально проработана. Ранее широко применялся метод описания волноводных и полосковых СВЧ-фильтров через эквивалентные схемы на сосредоточенных элементах. В связи с этим предполагалось, что достаточно изготовить соответствующие RLC-компоненты и произвести сборку по аналогии с низкочастотными устройствами. Однако выяснилось, что в СВЧ-диапазоне такие элементы демонстрируют сильную зависимость параметров от частоты и начинают проявлять свойства распределенных структур. Ситуация изменилась с развитием методов численного электродинамического анализа. Это позволило детально изучать частотные характеристики и физические ограничения RLC-компонентов, что открыло путь к проектированию разнообразных частотно-селективных систем. В частности, стало возможным создавать поглощающие фильтры полностью на сосредоточенных элементах, при условии их корректной работы в СВЧ-диапазоне.

Как уже отмечалось, в работе Моргана [8] показано теоретическое и экспериментальное исследование нового класса безотражательных фильтров на сосредоточенных элементах. Схема однокаскадного поглощающего фильтра нижних частот (ПФНЧ) показана на рисунке 1, а, на рисунке 1, б – фотография четырёхкаскадного фильтра нижних частот. Изготовленный макет состоит из четырёх каскадно соединенных однополюсных секций, которые настроены на частоту 325 МГц.



а)



б)

Рисунок 1.1 – Поглощающий фильтр нижних частот, схема однокаскадного фильтра (а) и фотография четырехкаскадного ПФНЧ (б) [8]

Частотные характеристики фильтра нижних частот показаны на рисунке 1.2. Из представленного графика частотных характеристик видно, что возвратные потери не хуже минус 10 дБ во всем показанном диапазоне частот.

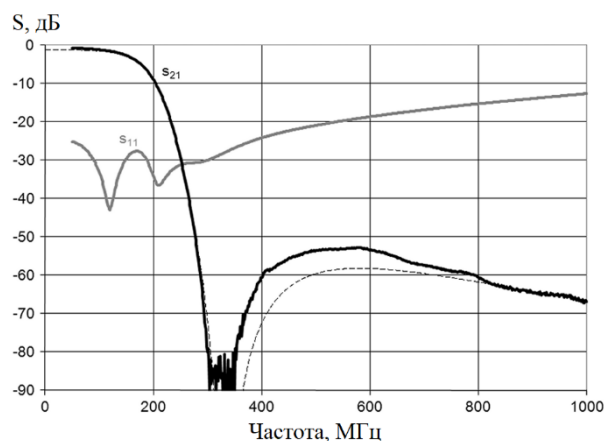


Рисунок 1.2 – Частотные характеристики коэффициента отражения и передачи поглощающего фильтра нижних частот [8]

В работе [13] показаны различные варианты поглощающих фильтров СВЧ. Показаны возможности реализации полосно-пропускающих и полосно-запирающих поглощающих фильтров СВЧ. Поглощающие свойства в данной

работе получены за счёт резистивной нагрузки на вспомогательных каналах. На рисунке 1.3 показана эквивалентная схема поглощающего фильтра СВЧ. На рисунке 1.4 приведена фотография однокаскадного ПФ.

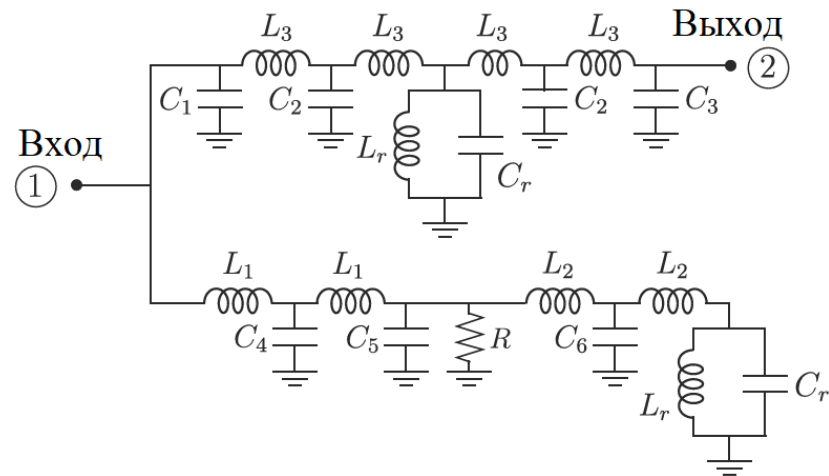


Рисунок 1.3 – Эквивалентная схема поглощающего фильтра СВЧ [13]

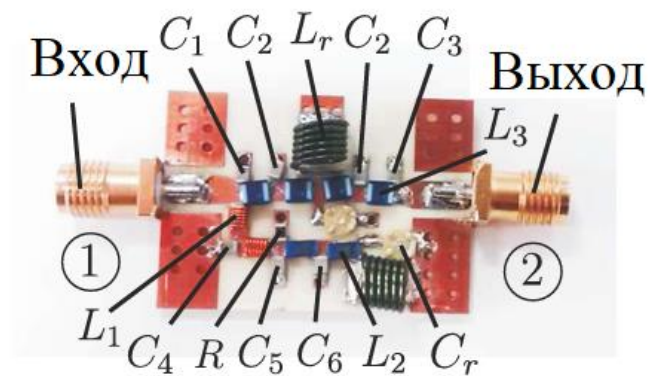


Рисунок 1.4 – Фотография однокаскадного ПФ [13]

Частотные характеристики фильтра нижних частот показаны на рисунке 1.5. Из представленного графика частотных характеристик видно, что возвратные потери не хуже минус 10 дБ во всем показанном диапазоне.

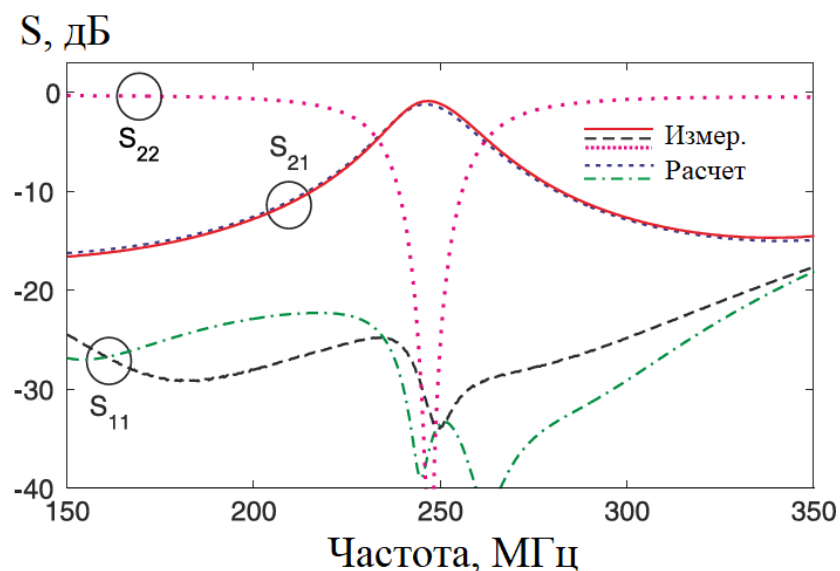


Рисунок 1.5 – Рассчитанные и измеренные частотные характеристики одно-каскадного ПФ [13]

Ряд работ [8], [9], [13], [36] и [41–46] посвящено проектированию поглощающих фильтров СВЧ на сосредоточенных элементах. Значительный теоретический вклад в создании ПФ на сосредоточенных элементах внес Морган [8], [9], [36], [43] и Роберто Гомес-Гарсия [13].

Во всех цитированных работах ПФ на сосредоточенных элементах рассчитывались и макетировались в диапазоне до 2 ГГц, что обусловлено ограничением применимости сосредоточенных элементов в СВЧ диапазоне по причине наличия паразитных параметров и сильной частотной зависимости параметров сосредоточенных элементов.

1.3. Поглощающие фильтры на распределено-сосредоточенных элементах с R нагрузкой

Наряду с развитием ПФ на сосредоточенных элементах развивалось направление создания ПФ на распределенно-сосредоточенных структурах, которые позволяют увеличить центральную частоту до 4 ГГц.

1.3.1. Поглощающие фильтры на отрезках линий передачи с R нагрузкой

В работе [47] показан симметричный квазипоглощающий высокочастотный (ВЧ) полосовой фильтр. Работа устройства основана на интеграции основной полосовой секции с двумя почти комплиментарными режекторными секциями на входе и выходе. Когда сигнал попадает в полосу заграждения, он не может пройти через центральный фильтр. Вместо того, чтобы отразиться, энергия направляется в боковые ветви, которые нагружены на резисторы. В результате энергия рассеивается на резисторах и коэффициент отражения на портах остается минимальным (близким к нулю) во всем диапазоне частот. На рисунке 1.6 показана эквивалентная схема однокаскадного квазипоглощающего микрополоскового фильтра. На рисунке 1.7 показана фотография двухкаскадного квазипоглощающего микрополоскового фильтра.

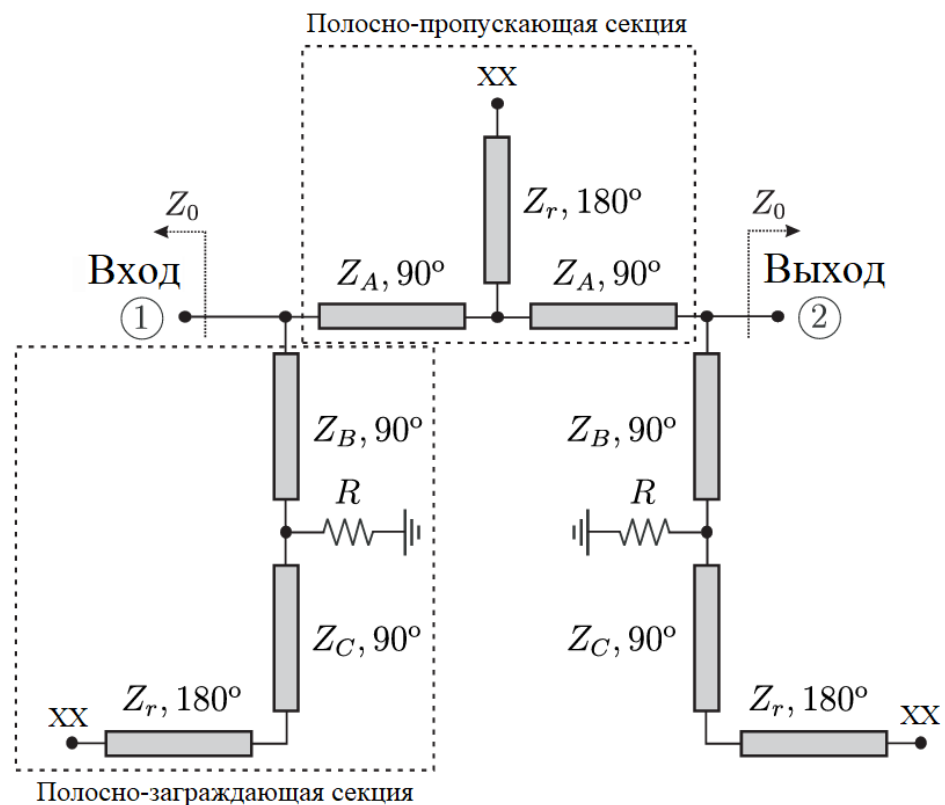


Рисунок 1.6 – Эквивалентная схема однокаскадного квазипоглощающего микрополоскового фильтра [47]

На фотографии изготовленного прототипа (см. рисунок 1.6) показаны четыре чип резистора с сопротивлением 80 Ом, установленные на концах поглощающих ветвей. Именно эти элементы физически обеспечивают «неотражающее» свойство устройства. На рисунке 1.8 показаны частотные характеристики двухкаскадного квазипоглощающего микрополоскового фильтра.

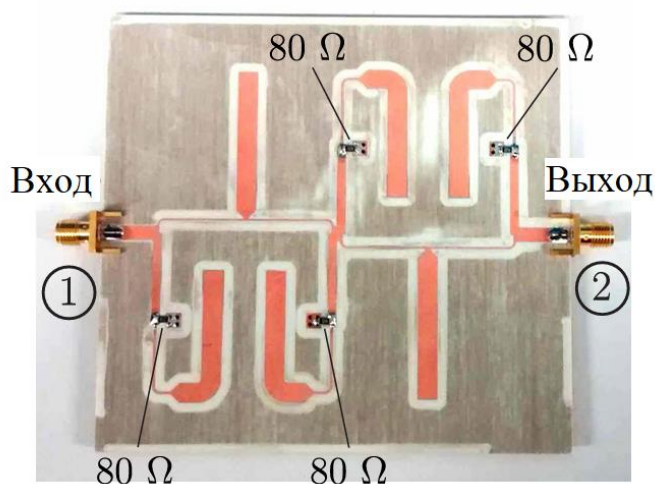


Рисунок 1.7 – Фотография двухкаскадного квазипоглощающего микрополоскового фильтра [47]

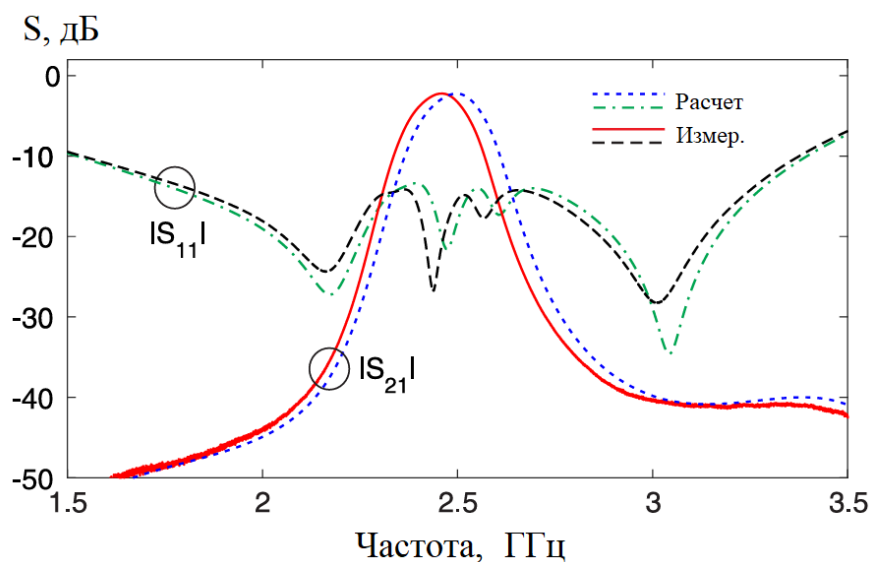


Рисунок 1.8– Смоделированные и измеренные характеристики передачи мощности S_{21} и отражения S_{11} двухкаскадного квазипоглощающего микрополоскового фильтра [47]

Экспериментальные результаты для двухкаскадного прототипа на частоте 2,5 ГГц подтвердили высокую эффективность предложенной концепции. Измерения S-параметров показали, что коэффициент отражения S_{11} остается

крайне низким не только в полосе пропускания, но и в зонах заграждения, что доказывает успешное поглощение нежелательной энергии резисторами.

В работе [48] исследован квазинеотражающий микрополосковый полосовой фильтр с использованием режекторных фильтров для улучшения внеполосных характеристик. Фильтр состоит из секции ППФ с волновым сопротивлением $Z_1 = 150$ Ом и двух одинаковых секций ПЗФ, выполненных на четырех отрезках полосковых линий с волновыми сопротивлениями $Z_C = 50$ Ом, $Z_{K3} = 110$ Ом, $Z_{X3} = 150$ Ом и резистивной нагрузкой $Z_0 = 50$ Ом. Эквивалентная схема двухсекционного безотражательного полосового фильтра показана на рисунке 1.9, а на рисунке 1.10 – фотография макета фильтра.

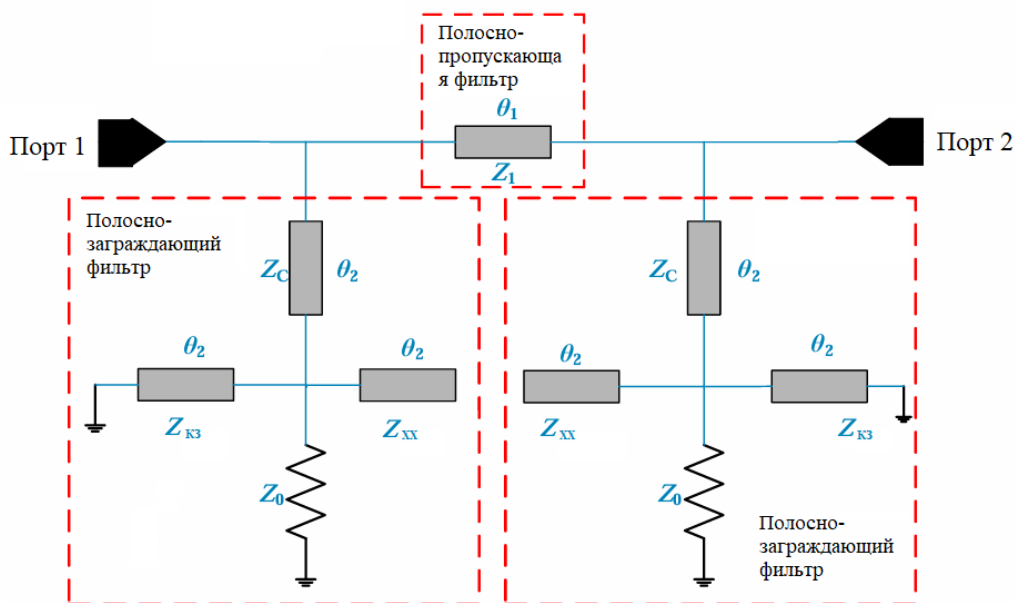


Рисунок 1.9 – Эквивалентная схема двухсекционного безотражательного полосового фильтра [48]

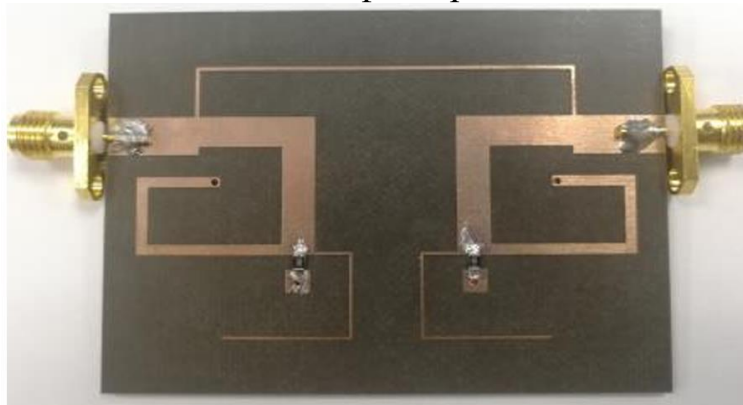


Рисунок 1.10 – Фотография макета двухсекционного безотражательного полосового фильтра [48]

Результаты рассчитанных и измеренных коэффициентов передачи S_{21} и отражения S_{11} изготовленного двухсекционного микрополоскового фильтра без отражений показаны на рисунке 1.11.

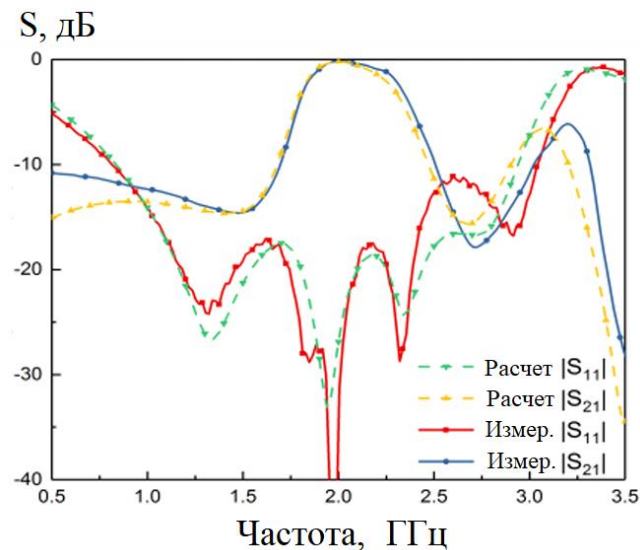


Рисунок 1.11 – Рассчитанные и измеренные коэффициенты S_{21} и отражения S_{11} изготовленного двухсекционного микрополоскового безотражательного фильтра [48]

Из графиков, показанных на рисунке 1.9, видно хорошее соответствие между результатами расчета и измерений. Фильтр имеет центральную частоту 1,98 ГГц с минимальными вносимыми потерями 0,2 дБ, абсолютная полоса пропускания по уровню 3 дБ составляет 0,54 ГГц (27%). Значение S_{11} лучше 10 дБ в диапазоне от 0,82 ГГц до 3,03 ГГц с относительной полосой пропускания 111%, что обеспечивает квазибезотражательные характеристики с широкой полосой подавления.

В работе [49] показаны поглощающие планарные фильтры смешанной технологии. Представленный в работе поглощающий фильтр состоит из основной фильтрующей секции, вход и выход которой нагружены вспомогательными секциями с комплементарной (дополняющей) передаточной функцией. С точки зрения физики, когда сигнал попадает в полосу заграждения основного фильтра, он не отражается обратно к источнику, а направляется во вспомогательные ветви и полностью рассеивается на резисторах. Это позволяет

поддерживать согласование импеданса и минимальный коэффициент отражения в широком диапазоне частот, что критически важно для защиты активных компонентов ВЧ-тракта, таких как смесители или усилители, от нежелательных переотражений. В публикации [49] демонстрируется также двухдиапазонный поглощающий полосовой фильтр. Экспериментальная проверка подтвердила работоспособность предложенной концепции: для однокаскадного макета на 2 ГГц получено согласование с уровнем обратных потерь более 14,5 дБ во всем диапазоне. Минимальные вносимые потери в полосе пропускания составили 1,49 дБ, а ширина полосы по уровню 3 дБ – 184 МГц (9%). Измерения показали высокую степень соответствия с теоретическими моделями, подтверждая, что предложенная гибридная технология (сочетание микрополосковых линий и дискретных компонентов) позволяет эффективно реализовать поглощающие свойства при сохранении компактных размеров.

Поглощающие фильтры на отрезках линий передачи с R нагрузкой, как показано в работах [13], [47–49], имеют центральную частоту до 3 ГГц. При этом полоса частот запираания с низким уровнем отражения ограничена. Ее увеличение во многих применениях представляет актуальную задачу.

1.3.2. Поглощающий фильтр на отрезках связанных линий с нагруженным шлейфом

В работе [50] показан безотражательный фильтр на отрезках связанных линий и нагруженными шлейфами. Представленный в работе поглощающий полосовой фильтр на линиях передачи функционирует на основе принципа поглощения нежелательной энергии. На рисунке 1.12 показана эквивалентная схема поглощающего фильтра, а на рисунке 1.13 приведены частотные характеристики коэффициента отражения и передачи.

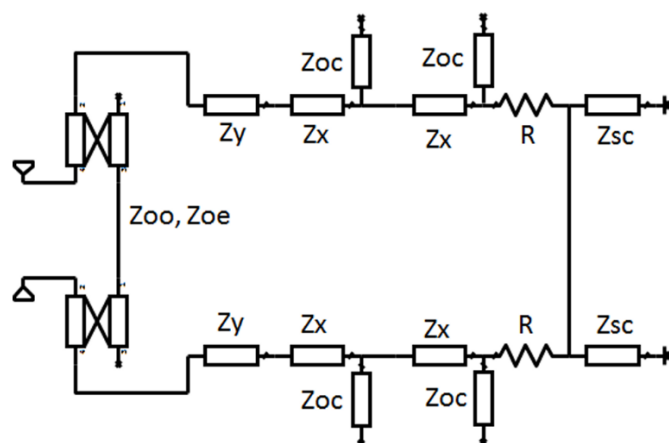


Рисунок 1.12 – Эквивалентная схема поглощающего фильтра [50]

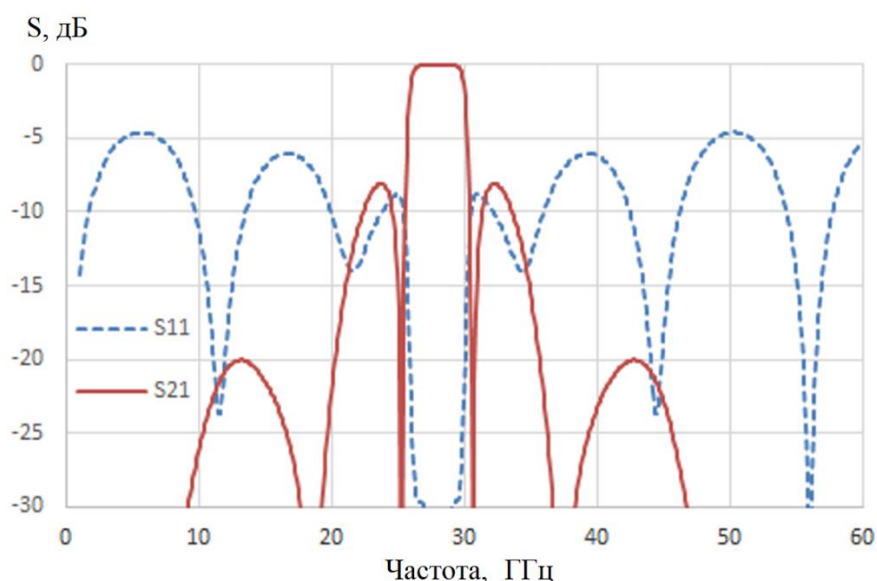


Рисунок 1.13 – Частотные характеристики коэффициента отражения и передачи фильтра [50]

На рисунке 1.13 показаны частотные характеристики фильтра. Коэффициент отражения ухудшается по мере удаления от центра полосы. По сравнению с обычным фильтром, где внеполосные сигналы полностью отражаются, коэффициент отражения >10 дБ будет значительным улучшением. Многоступенчатые трансформаторы могут улучшить коэффициент отражения внеполосных сигналов, но на некоторых частотах он будет не очень хорошим, и придется выбирать между размером и вносимыми потерями.

Подобный подход, рассмотренный в работе [50], применен в работе [51], где показано проектирование безотражательного фильтра С-диапазона. Центр полосы находится на частоте 5 ГГц, отражение в полосе пропускания ниже

минус 10 дБ, а в переходной и заграждающей полосах коэффициент отражения ниже минус 30 дБ.

В работе [52] представлен поглощающий фильтр высоко порядка на связанных линиях, который реализует физический принцип распределенного поглощения энергии. В отличие от традиционных фильтров, которые отражают сигналы вне полосы пропускания обратно к источнику, эта архитектура использует вспомогательные поглощающие секции, состоящие из резистора и короткозамкнутого четвертьволнового шлейфа. На резонансной частоте шлейф создает эффект «разомкнутой цепи», отключая резистор и позволяя сигналу проходить без потерь, тогда как в полосе заграждения он подключает резистор, который поглощает нежелательную энергию. На рисунке 1.14 показана эквивалентная схема однокаскадного квазипоглощающего фильтра на связанных линиях.

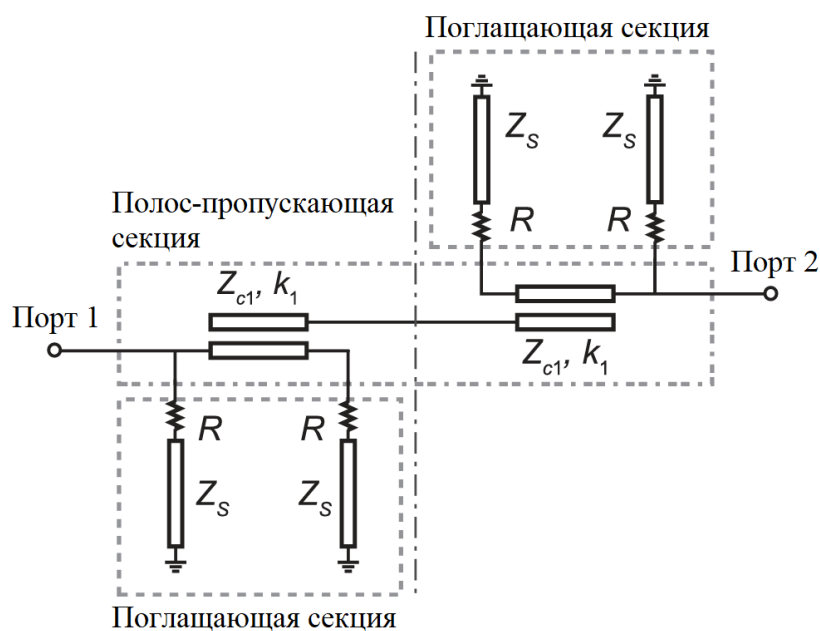


Рисунок 1.14 – Эквивалентная схема однокаскадного квазипоглощающего фильтра на связанных линиях [52]

Топология с симметричным расположением поглощающих цепей относительно центральной секции на связанных линиях позволяет сохранять входной и выходной импедансы на уровне 50 Ом в широком диапазоне частот, обеспечивая тем самым режим «без отражений» и защищая активные компо-

ненты радиочастотного тракта от стоячих волн. На рисунке 1.15 показана фотография макета однокаскадного поглощающего фильтра на связанных линиях.

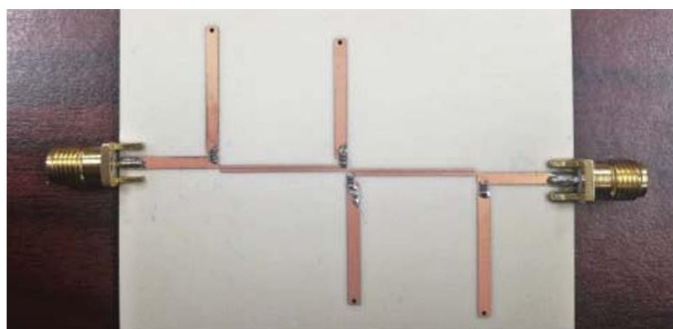


Рисунок 1.15 – Фотография макета однокаскадного квазипоглощающего фильтра на связанных линиях [52]

На рисунке 1.16 показаны частотные характеристики коэффициента отражения (рисунок 1.16, а) и передачи (рисунок 1.16, б).

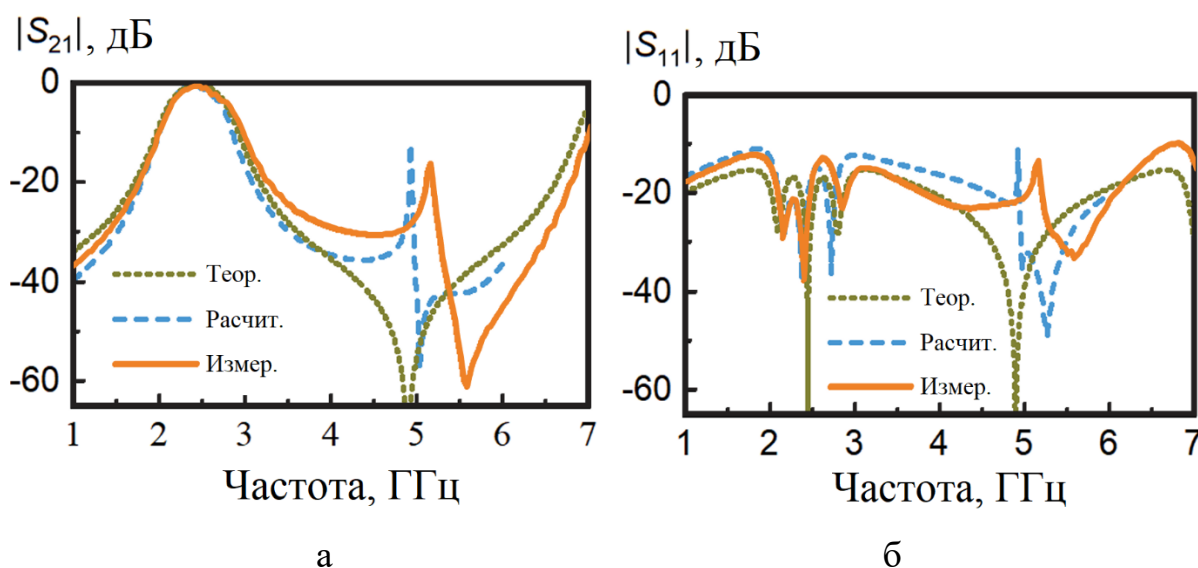


Рисунок 1.16 – Рассчитанные и измеренные частотные характеристики коэффициента передачи (а) и коэффициента отражения (б) макета однокаскадного квазипоглощающего фильтра на связанных линиях [52]

Измеренные вносимые потери составляют 0,6 дБ на частоте 2,45 ГГц, а измеренная полоса пропускания 2,2–2,75 ГГц (22,5%). Коэффициент отражения не хуже минус 10 дБ во всем измеренном диапазоне.

В работе [53] представлен поглощающий фильтр, который является развитием идей микрополоскового исполнения устройств с распределенно-сосредоточенными параметрами. Предложенный в работе поглощающий фильтр

предназначен для подавления мощности на заданной частоте при сохранении высокого уровня согласования в широком диапазоне.

Таким образом, поглощающие фильтры на отрезках связанных линий с нагруженным шлейфом реализуемы со средней частотой полосы пропускания 5 ГГц и выше.

1.3.3. Поглощающие заграждающие фильтры на отрезках связанных линий с поглощающими нагрузками

В работе [15] предложен новый тип поглощающего полосно-заграждающего фильтра, предназначенного для эффективного подавления отражений в смесителях. Исследование базируется на синтезе структур, способных поглощать входную мощность, что достигается внедрением одного резонатора с потерями в топологию фильтра на связанных линиях. На рисунке 1.17 показана схема поглощающего фильтра на отрезках связанных линий.

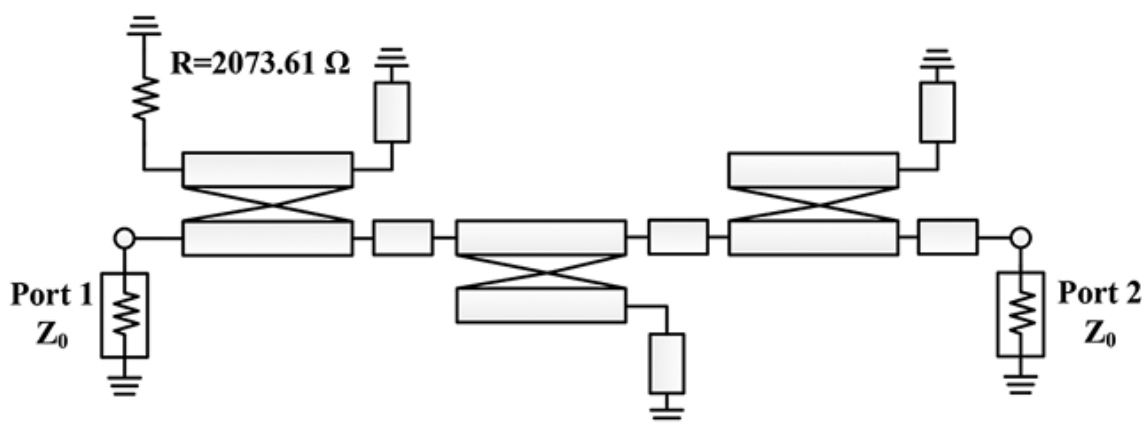


Рисунок 1.17 – Схема поглощающего фильтра на отрезках связанных линий [15]

Схема наглядно демонстрирует принцип трансформации импедансов, при котором на частоте заграждения входной импеданс порта 1 становится равным характеристическому сопротивлению системы Z_0 . Это условие, выведенное через замкнутые аналитические уравнения, позволяет сигналу полностью поступать в поглощающую часть структуры, не отражаясь обратно к источнику.

Практическая реализация данной модели в виде микрополосковой топологии показана на рисунке 1.18. Устройство изготовлено на диэлектрической подложке с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 3,38$ и толщиной 0,508 мм. Конструкция фильтра включает в себя секцию связанных линий с определенными геометрическими параметрами (ширина проводников w и зазор s), а также разомкнутый на конце шлейф. Ключевым элементом топологии является интегрированный чип-резистор номиналом $R = 2,2$ кОм, который физически реализует поглощающий резонатор с потерями, описанный в теоретической части.

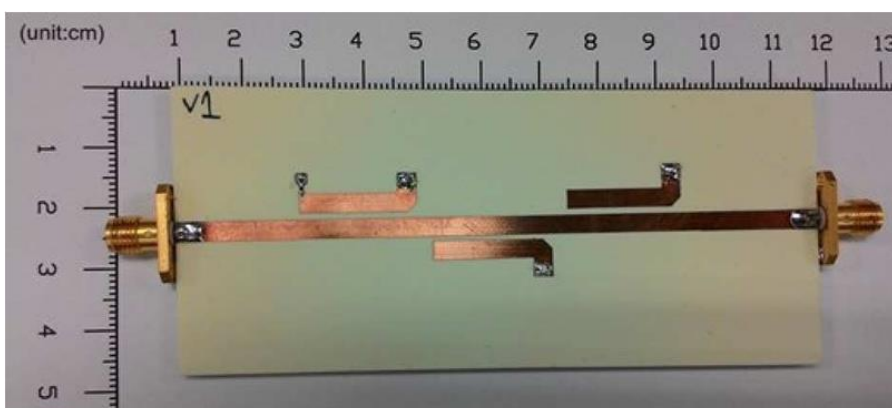


Рисунок 1.18 – Макет микрополосковой поглощающего полосно-заграждающего фильтра [15]

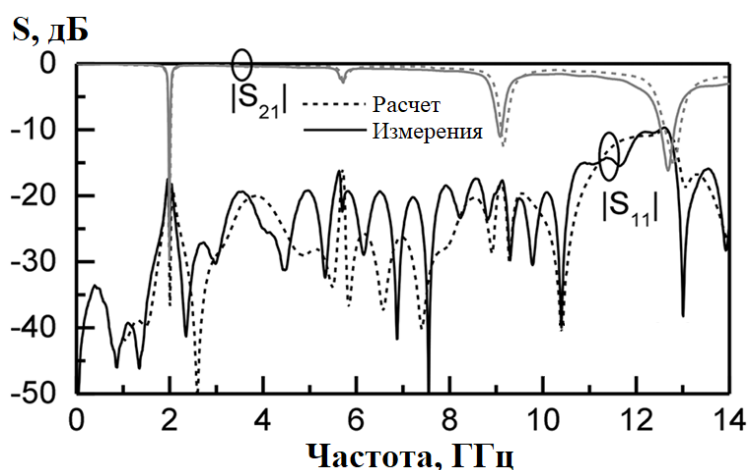


Рисунок 1.19 – Частотные характеристики поглощающего полосно-заграждающего фильтра [15]

Благодаря подбору длин проводников и коэффициента связи, на частоте 2 ГГц достигается практически полное поглощение энергии (до 99,8%)

непосредственно в резистивном элементе и материалах структуры. Это исключает необходимость использования внешних громоздких циркуляторов и позволяет интегрировать фильтр в компактные приемопередающие модули, обеспечивая эффективное рассеивание нежелательного сигнала гетеродина [54]. Частотные характеристики данной топологии приведены на рисунке 1.19.

На центральной частоте 2 ГГц максимальное подавление сигнала S_{21} составляет 35 дБ, а при этом возвратные потери S_{11} не хуже минус 16 дБ, полоса пропускания составляет 1,8%. В отличие от традиционных отражающих фильтров [55], предложенное решение на базе эквивалентной схемы, показанной на рисунке 1.17, гарантирует стабильную работу СВЧ-тракта без возникновения стоячих волн, что предотвращает нелинейные искажения в активных компонентах приемника [56].

Также известны работы [57–62], в которых рассматриваются различные другие конструкции поглощающих фильтров СВЧ. В [57] показана конструкция связанных линий с кольцевыми резонаторами и резистивными нагрузками на выходах кольцевого резонатора. В [58] и [59] показаны поглощающие широкополосные полосно-пропускающие фильтры с центральной частотой 2 ГГц. Эти фильтры выполнены на многослойной структуре и демонстрируют хорошее согласование за счет своей конструкции. В [60] показан широкополосный двунаправленный поглощающий фильтр на отрезках связанных линий с резистивными нагрузками. Реализованный прототип в [60] имеет центральную частоту 3 ГГц и демонстрирует согласование S_{11} не хуже минус 15 дБ. В [61] показан узкополосный безотражательный полосовой фильтр с распределенными элементами произвольного порядка, канонической характеристикой передачи и широкополосным согласованием. Центральная частота полосы запираания примерно 2 ГГц, а согласование не хуже минус 10 дБ. В [62] показаны поглощающие фильтры на основе связанных линий передачи для выравнивания крутизны коэффициента усиления.

1.4. Поглощающие фильтры на распределенно-сосредоточенных элементах с RLC нагрузкой

Поглощающие полосно-пропускающие фильтры на распределенно-сосредоточенных элементах подробно исследованы в работах [39], [40], [64–72]. В работе [63] предложена конструкция поглощающих фильтров СВЧ на распределенно-сосредоточенных элементах, где в качестве распределенного элемента использовались связанные полосковые линии с вертикальной вставкой, а в качестве сосредоточенных элементов использовался последовательный LC-контур, шунтированный сопротивлением на общий проводник. Эквивалентная схема фильтра с RLC-цепью показана на рисунке 1.20. Расчетная и экспериментальная частотная зависимость коэффициента отражения S_{11} и коэффициента передачи S_{41} , показаны на рисунке 1.21.

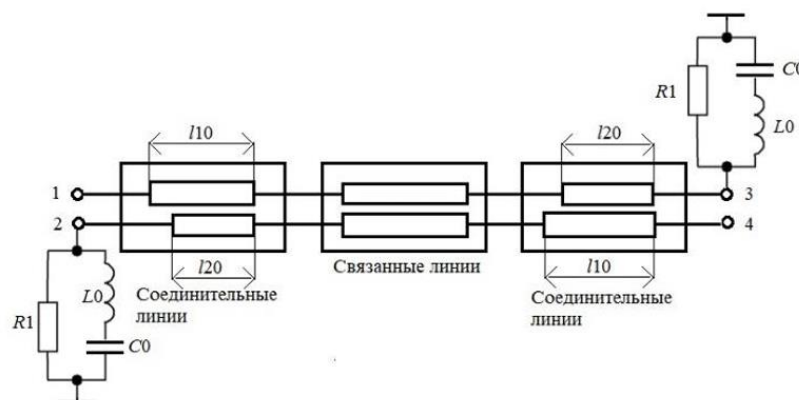


Рисунок 1.20 – Эквивалентная схема распределенно-сосредоточенного фильтра с RLC-цепью [63]

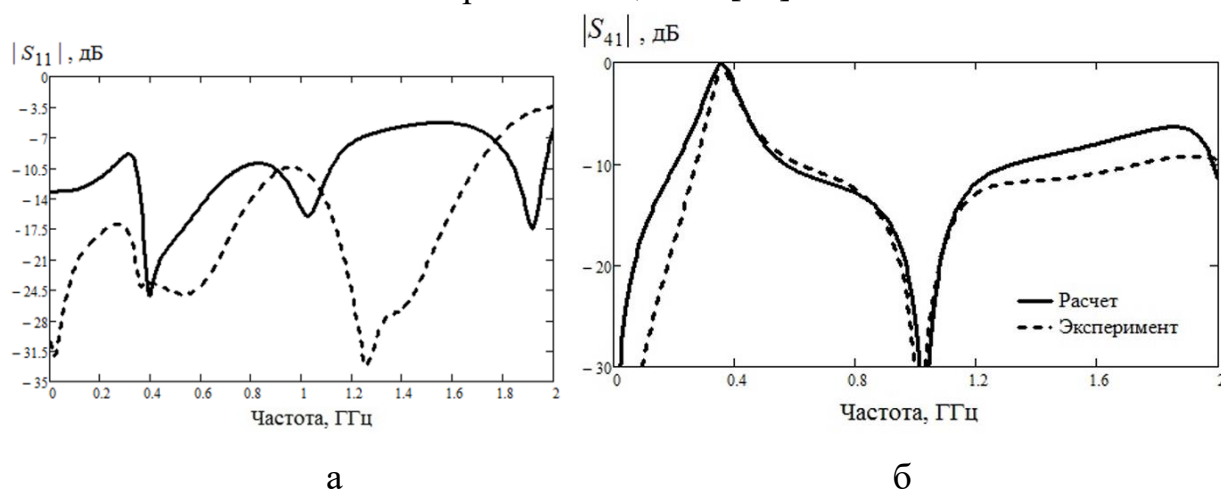


Рисунок 1.21 – Расчетная и экспериментальная частотная зависимость коэффициента отражения S_{11} и коэффициента передачи S_{41} [63]

В [63] основной акцент делался на корректирующее звено, которое необходимо для выравнивания группового времени запаздывания и уменьшения отражений в полосе заграждения. Впоследствии развития этой темы проработана база по уменьшению уровня отражения. В работах [39], [64–66] описаны поглощающие фильтры коэффициент отражения, у которых не хуже минус 10 дБ в широком диапазоне частот. Для расчета параметров ПФ применен метод автономных блоков и решена обратная задача определения параметров RLC-контура [40], [67–69] в диагональных плечах отрезка связанных линий. В результате разработан поглощающий фильтр нечетных гармоник [70] и перестраиваемый поглощающий фильтр [71].

Представленный выше обзор по решению задач создания поглощающих фильтров СВЧ позволил провести классификацию поглощающих фильтров СВЧ, представленную в виде структурной схемы на рисунке 1.22.

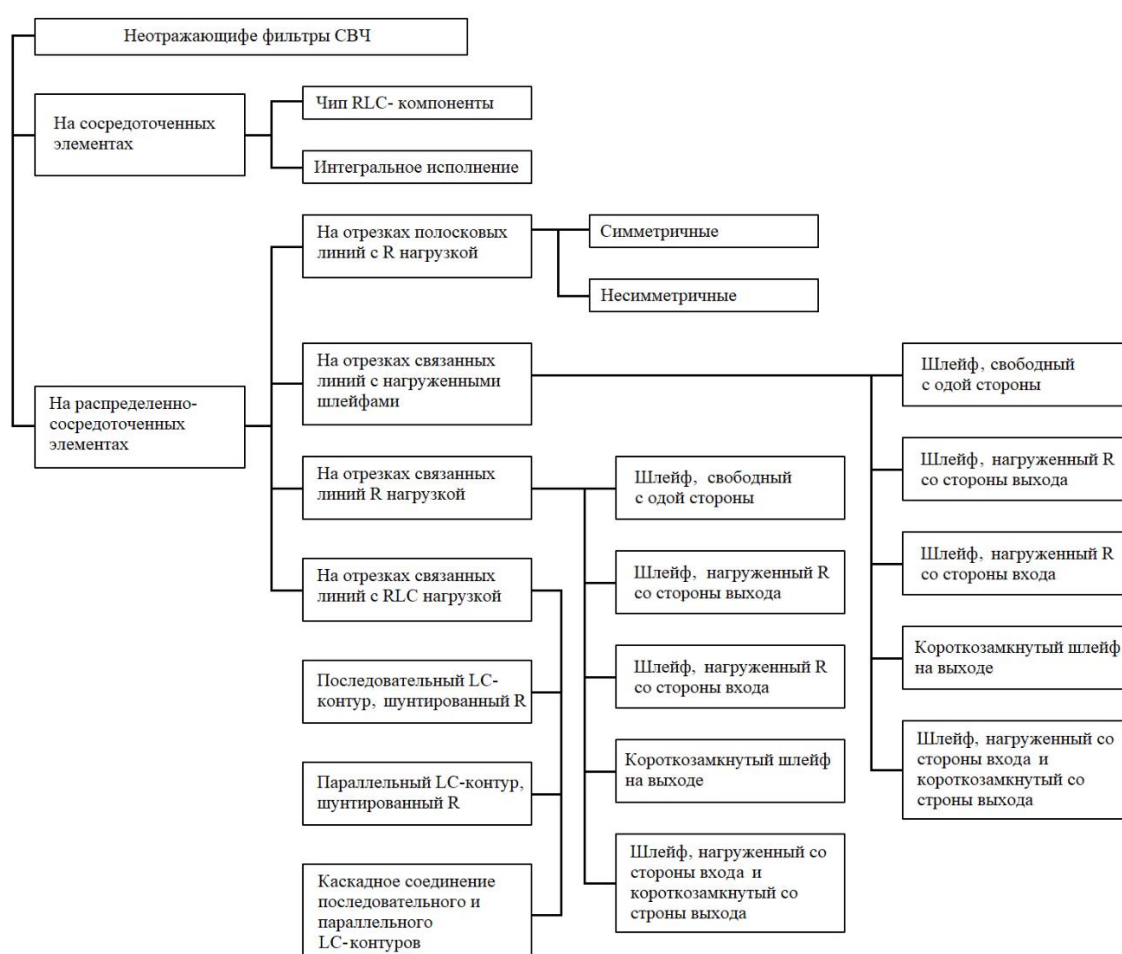


Рисунок 1.22 – Классификация поглощающих фильтров СВЧ по схемным и конструктивным особенностям

Исходя из представленного в подразделах 1.2–1.4 обзора поглощающих фильтров СВЧ, можно сделать вывод об ограниченности достигаемого частотного диапазона полосы пропускания, а в некоторых случаях и трудности получения поглощающих свойств в полосе запираания. Это делает актуальным задачу по созданию поглощающих фильтров на более высокие частоты от 3–4 ГГц и выше, используемых в БПЛА и в аппаратуре других систем.

1.5. Типы резонаторов для поглощающих фильтров со специальной частотной зависимостью импеданса

Частотная избирательность поглощающих полосно-пропускающих фильтров зависит от частотной зависимости импеданса резонаторов, используемых в качестве нагрузок отрезков связанных линий (см. рисунок 1.22). В ряде схем ПФ на основе распределенно-сосредоточенных цепей [59–62] применены резонаторы в виде RLC-цепей, которые определяют центральную частоту полосы пропускания и вносимые потери на частотах запираания. Такие резонаторы названы буферными резонансными нагрузками [66], т.к. они включаются в диагональные плечи отрезков связанных линий. В схемах ПФ на основе СПЛ частотные зависимости импеданса БРН определяются как для двухполюсника. Наряду с этим рассматриваются волновые S параметры включения БРН в качестве шунтирующей линию передачи нагрузки или включения «на проход» в схеме четырехполюсника.

В работе [72] описан способ подавления отраженных волн с применением буферной резонансной нагрузки, входное сопротивление которой должно быть частотно-зависимым и иметь экстремум (максимум или минимум) вблизи резонансной частоты, что обеспечивает формирование требуемой полосы пропускания ПФ. При этом частотная зависимость коэффициентов матрица рассеяния БРН имеет вид характеристики режекторных фильтров. В связи с этим далее проведен обзор режекторных фильтров СВЧ со специальными характеристиками импеданса.

В работе [73] показаны режекторные СВЧ фильтры сигналов помех повышенной мощности. На рисунке 1.23 показаны различные эквивалентные

схемы режекторных фильтров СВЧ, которые образованы за счет емкостей C , $C1$, $C2$ или индуктивностей L и отрезков линий передачи Z , $Z1$, $Z2$, $Z3$. Режекторный фильтра в [73] представляет из себя нагруженные шлейфы, которые вместо резистивной нагрузки (подраздел 1.3.2) содержат емкостные или индуктивные нагрузки. Это дает возможность применить их в качестве БРН для поглощающего полосно-пропускающего фильтра, так как частотные характеристики импеданса (см. рисунок 1. 24) удовлетворяют условиям построения БРН [72]. Частотная зависимость импеданса для схемы рисунка 1.23 а, в показаны на рисунке 1.24 а, б.

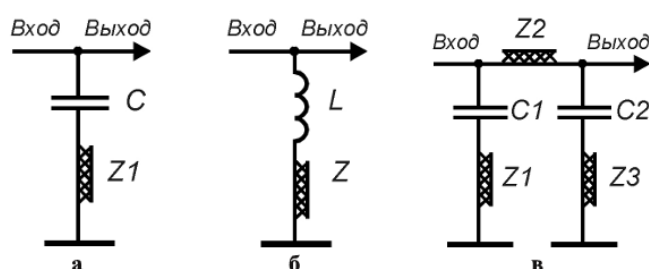


Рисунок 1.23 – Эквивалентные схемы режекторных фильтров СВЧ: а) короткозамкнутый шлейф, нагруженный емкостью; б) короткозамкнутый шлейф, нагруженный индуктивностью; в) двухзвенный режекторный фильтр [73]

В первой цепи на рисунке 1.23, а, условие резонанса сопротивлений (выражение (4) в [73]) с достаточной степенью отражения выполняется при малых величинах емкости C , для второй цепи (рисунок 1.23, б) соотношение (выражение 6 в [73]) справедливо только при больших значениях L . Относительно невысокие величины L в цепи на рисунке 1.23, б, имеют место лишь в тех случаях, когда отрезки линий Z обладают малыми значениями волнового сопротивления. Настройка центральной частоты режекции заключается в подборе длины короткозамкнутого шлейфа и изменении емкостей (C , $C1$, $C2$) или индуктивностей (L).

Также известны полосковые режекторные фильтры [74–79]. В работах [74–77] показаны режекторные фильтры СВЧ с нагрузкой в виде шлейфов. На рисунке 1.25 показаны основные топологии режеторных фильтров СВЧ из работ [74–77].

В рассмотренных работах [74–77] отмечается, что частота режекции зависит от топологических размеров секций. Так на примере работы [74] (топология рисунок 1.25, а), рассмотрены частотные характеристики режекторного фильтра при разных длинах L_8 (см. рисунок 1.26).

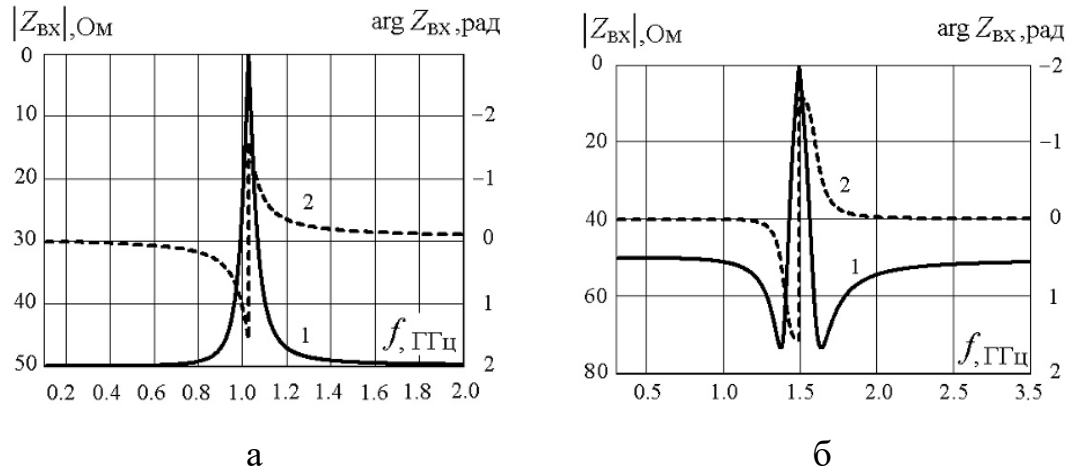


Рисунок 1.24 – Импеданс однозвенного (а) и двухзвенного (б) режекторного фильтра со шлейфом, нагруженным на емкость [73]

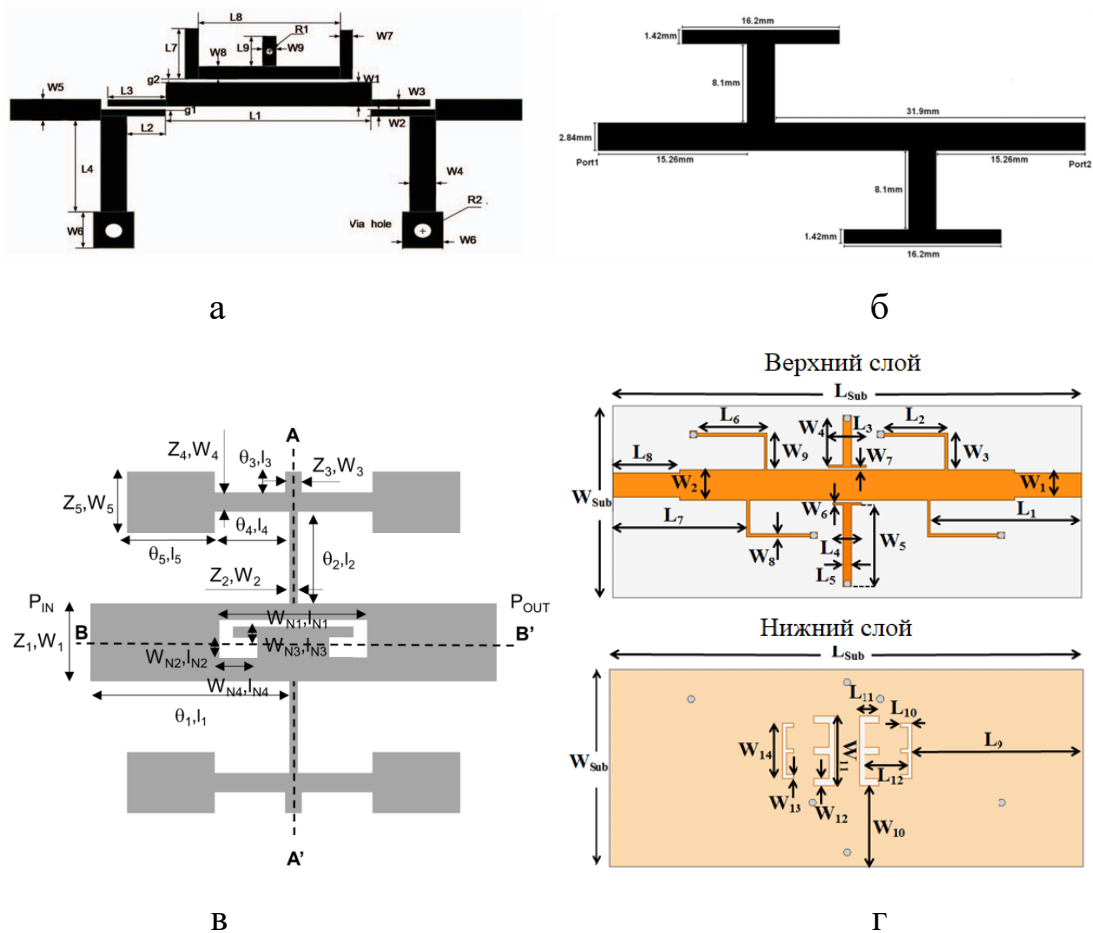


Рисунок 1.25 – Топология режекторных фильтров СВЧ: а) [74], б) [75], в) [76], г) [77]

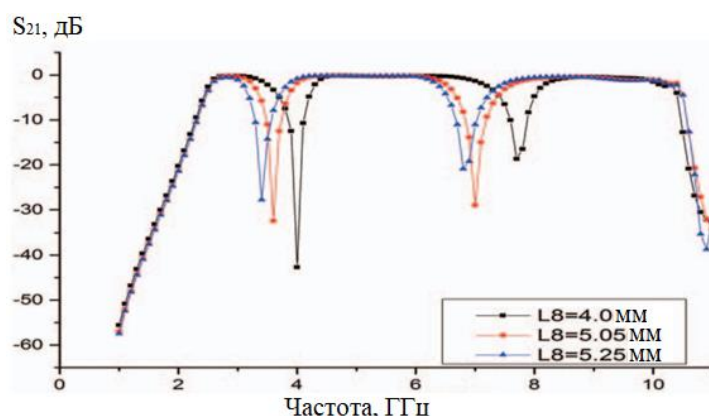


Рисунок 1.26 – Зависимость центральных частот режекции от L_8 [74]

Из рисунка 1.26 видно, что при увеличении L_8 резонансная частота четной моды уменьшилась с 4 ГГц до 3,4 ГГц, а резонансная частота нечетной моды уменьшилась с 7,7 ГГц до 6,8 ГГц.

В работе [75] рассматриваются Н-образные шлейфовые звенья, которые в зависимости от количества этих звеньев влияют на полосу режекции и затухания на центральной частоте полосы запираания.

Исходя из представленных данных в работах [74–77], можно сделать заключение о том, что увеличение центральной частоты режекторного фильтра достигается путем уменьшения длины или зазоров, при этом из графиков, показанных в этих работах, видно, что характеристики на центральной частоте ухудшаются. Например, в работе [75] на рисунке 7 показано, что при длине 3,5 мм $S_{11}(f_0) < -1$ дБ, а при длине 0,75 мм $S_{11}(f_0) > -4$ дБ.

В работе [79] показана структура заземления с использованием диэлектрического резонатора, которая позволяет получить режекторные свойства. Физика процесса заключается в создании резонансного контура непосредственно в проводящей плоскости под микрополосковой линией. На общем проводнике выполнены кольцевые прорезы, соединенные между собой, заставляют обратные токи в заземлении проходить по значительно более длинному пути. Это резко увеличивает эквивалентную индуктивность L и емкость C структуры без увеличения её физического размера. В результате возникает

глубокий резонанс на частоте заграждения, где сигнал эффективно блокируется. На рисунке 1.27 показана конструкция структуры заземления с использованием диэлектрического резонатора. На рисунке 1.28 показаны частотные характеристики коэффициента передачи.

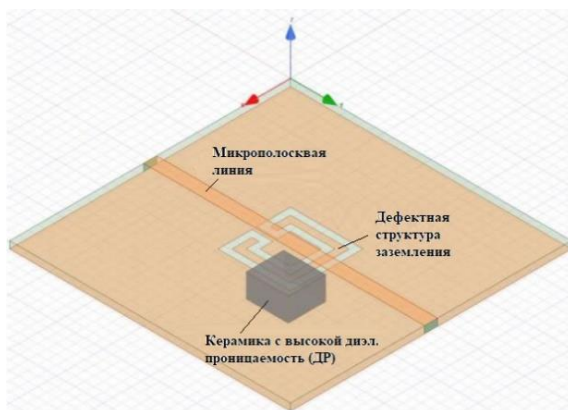


Рисунок 1.27 – Конструкция структуры заземления с использованием диэлектрического резонатора [79]

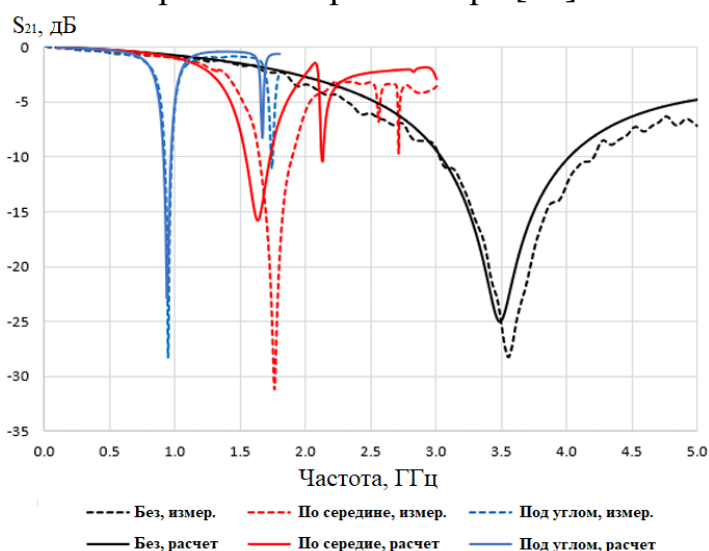


Рисунок 1.28 – Частотные характеристики коэффициента передачи структуры заземления с использованием диэлектрического резонатора [79]

Из рисунка 1.28 видно, что центральная частота без диэлектрического резонатора равна примерно 3,5 ГГц, а при внесении и перемещении этого резонатора центральная частота уменьшается с 3,5 ГГц до 1,8 и 0,9 ГГц. С точки зрения электродинамики, диэлектрический резонатор концентрирует электромагнитное поле внутри своего объема, что приводит к дополнительному сильному снижению резонансной частоты. Это позволяет достичь экстремальной

миниатюризации. Фильтр работает на частотах, которые обычно требуют гораздо больших габаритов. Кроме того, перемещение резонатора вдоль ячейки позволяет механически перестраивать частоту режекции, что дает гибкость при настройке устройства.

Выводы к разделу 1

Обзор состояния исследований поглощающих фильтров на сосредоточенных и распределенно-сосредоточенных элементах показал актуальность разработки и исследования поглощающих фильтров в следующих направлениях.

1. Создание и исследование поглощающих фильтров с расширенными функциональными возможностями на основе распределенно-сосредоточенных элементов.
2. На частотах выше 3 ГГц исследование возможности применения полосковых резонаторов с требуемой для поглощающих фильтров специальной частотной характеристикой, которая позволит сочетать частотно-селективные и поглощающие свойства.
3. Исследование влияния неоднородности диэлектрического заполнения связанных полосковых линий, образующих резонаторы, на характеристики поглощающих фильтров.
4. Провести экспериментальное исследование разработанных поглощающих фильтров и их элементов.
5. Сформулировать аргументированные предложения для применения поглощающих (неотражающих) фильтров на практике.

В связи с этим в диссертационной работе поставлены задачи, сформулированные во введении.

2 СХЕМЫ И КОНСТРУКЦИИ ПОГЛОЩАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ СВЧ НА ОСНОВЕ СЕКЦИЙ СВЯЗАННЫХ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ

В данном разделе рассмотрены вопросы моделирования поглощающих фильтров на основе секций связанных полосковых линий с неоднородным диэлектрическим заполнением. В основе содержания работы положены работы, опубликованные в [80–83].

Целью данного раздела является научное обоснование возможности применения полосковых структур с неоднородным диэлектрическим заполнением в качестве элементов для построения поглощающих фильтров. Решаются задачи 2 и 3, сформулированные во введении.

2.1 Обобщенная структурная схема поглощающих фильтров

В данном подразделе приведена обобщенная структурная схема поглощающих фильтров (рисунок 2.1), созданных по способу подавления отражённых волн на внеполосных частотах СВЧ тракта [72]. Особенность этой схемы состоит в применении трех блоков на связанных полосковых линиях в отличие от ранее разработанных поглощающих фильтров, включающих отрезок СПЛ и буферные резонансные нагрузки в виде LCR-цепи на сосредоточенных элементах [40].

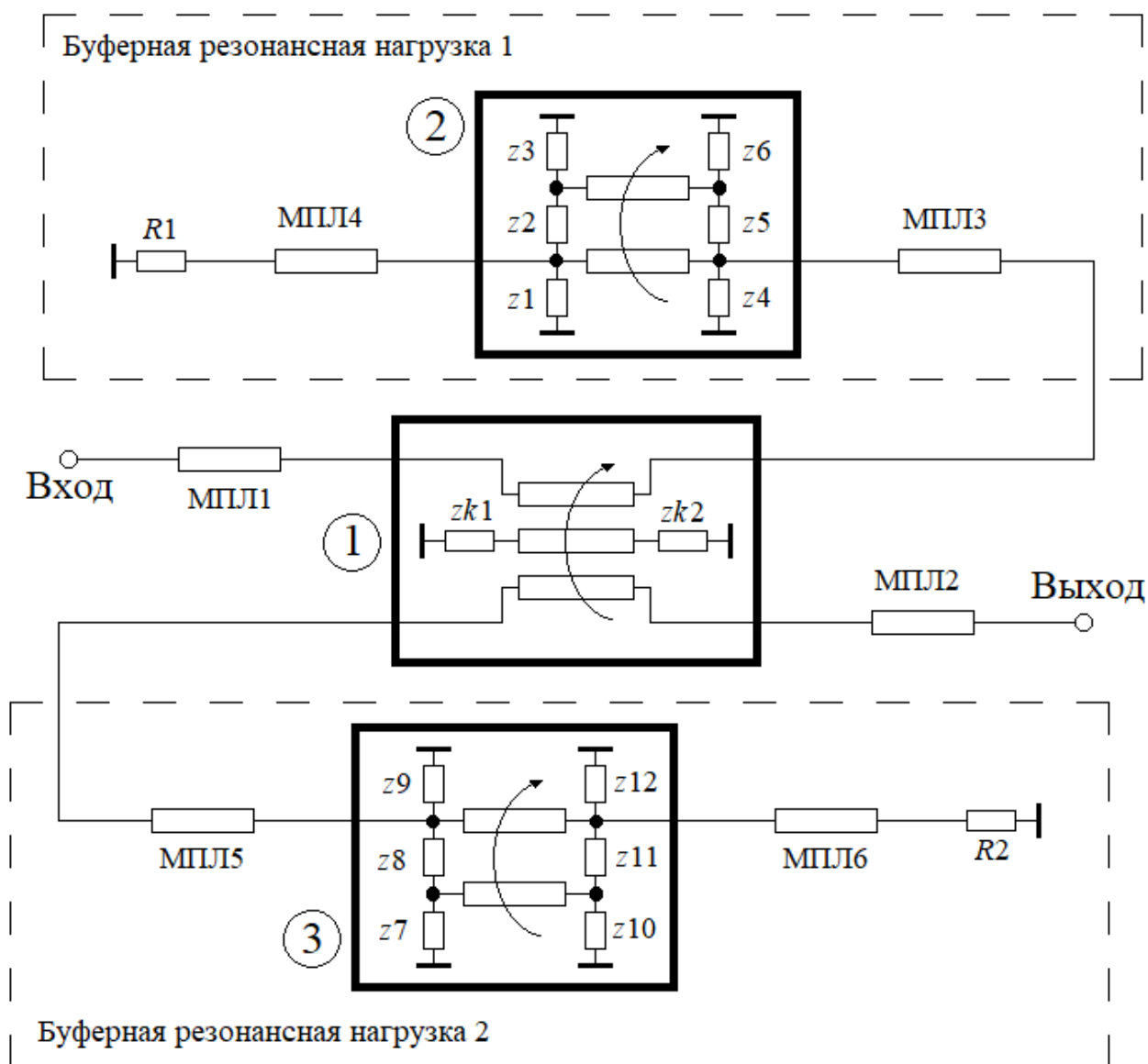


Рисунок 2.1 – Обобщенная структурная схема поглощающих фильтров: блок 1 – отрезок связанных трехпроводных или двухпроводных связанных полосковых линий; блоки 2 и 3 – буферные резонансные нагрузки, включающие связанные полосковые линии. Составляющие элементы: МПЛ1,..., МПЛ6 – отрезки микрополосковых линий, соединяющие блоки 1, 2, 3; $R1, R2$ – сопротивления нагрузок блоков 2 и 3; $z1, z2, \dots, z10$ – сопротивления элементов, образующих варианты схем секций связанных полосковых линий; $zk1, zk2$ – сопротивления краевых неоднородностей трёхпроводных связанных линий

Обобщенная схема положена в основу создания новых схем, конструкций и решения задач их моделирования [80–83]. Как уже отмечено, схема состоит из блоков 1, 2, 3, основными элементами которых являются связанные полосковые линии (СПЛ) с неоднородным диэлектрическим заполнением. Центральный блок 1 может быть выполнен в виде двух- или трехпроводных

связанных линий. Функции блока 1 и блоков 2 и 3 разные. В блоке 1 СПЛ обеспечено образование двух связанных каналов распространения квази-Т-волн [72]. Одни диагональные плечи СПЛ нагружены на буферные резонансные нагрузки 2 и 3, другие служат входом и выходом устройства. Соединение блоков 1, 2 и 3 осуществляется отрезками микрополосковых линий МПЛ1, ..., МПЛ6. Отрезки МПЛ1 и МПЛ2 являются подводящими линиями блока 1. Блок 2 располагается между отрезками МПЛ3 и МПЛ4, а блок 3 располагается между отрезками МПЛ5 и МПЛ6. Изменение длин отрезков МПЛ3, МПЛ4 и МПЛ5, МПЛ6 позволяет настраивать частотные характеристики поглощающего фильтра, так как они выполняют функцию трансформирующих цепей. Причем длина отрезка МПЛ3 должно быть примерно равна длине отрезка МПЛ5, соответственно длины отрезков МПЛ4 и МПЛ6 также примерно равны. На схеме (рисунок 2.1): R_1 , R_2 являются нагрузочными сопротивлениями блоков 2 и 3, соответственно; $z_1, \dots, z_{12}$ сопротивления элементов, образующих варианты схем секций буферной резонансной нагрузки; z_{k1} , z_{k2} – сопротивления краевых неоднородностей трёхпроводных связанных линий.

2.2 Схема, конструкция и модель поглощающего фильтра, включающая три отрезка связанных двухпроводных полосковых линий

Блок 1 в обобщенной схеме (рисунок 2.1) выполнялся в двух вариантах, отличающихся типами связанных линий блока 1. Структурная схема ПППФ с тремя отрезками двухпроводных связанных линий показана на рисунке 2.2. Конструкция поглощающего полосно-пропускающего фильтра по схеме рисунка 2.2 приведена на рисунке 2.3 [84].

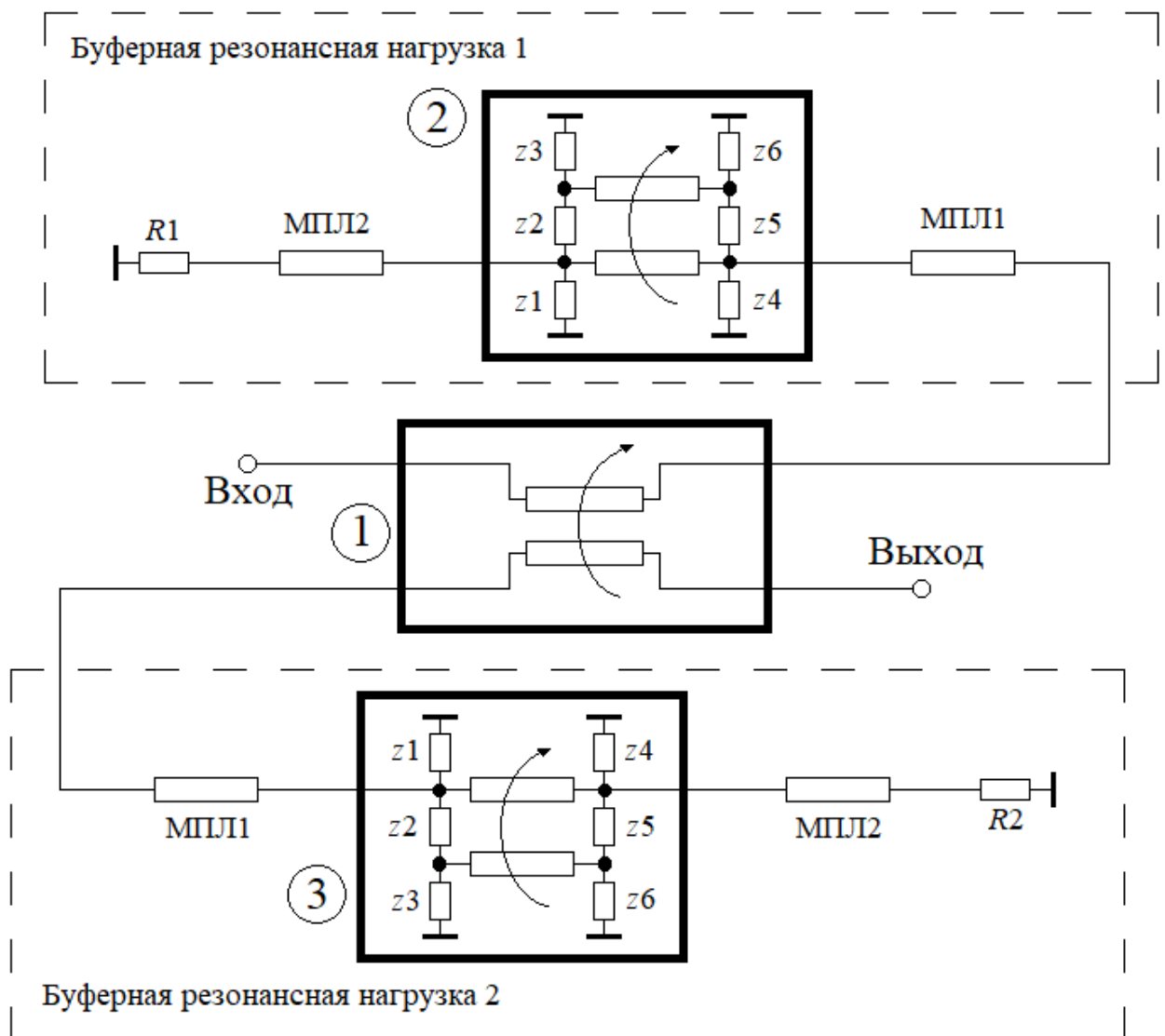


Рисунок 2.2 – Структурная схема поглощающего полосно-пропускающего фильтра, включающего три отрезка двухпроводных связанных линий

Конструкция содержит: основную подложку 1 с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_{r1} ; отрезок связанных полосковых линий на вертикально расположенной подложке 2 из диэлектрика с ϵ_{r2} [85], установленную в зазоре между горизонтально расположенными полосками СПЛ; входные/выходные подводящие линии 3 и 4; подложки 5 с проницаемостью ϵ_{r3} ; отрезки брусчатых полосковых линий 6, выполненные на керамике с проницаемостью ϵ_{r4} ; отрезки микрополосковых линий (МПЛ) 7 и 8; согласованные нагрузки в виде резисторов 9, соединенные с заземляющими площадками 10.

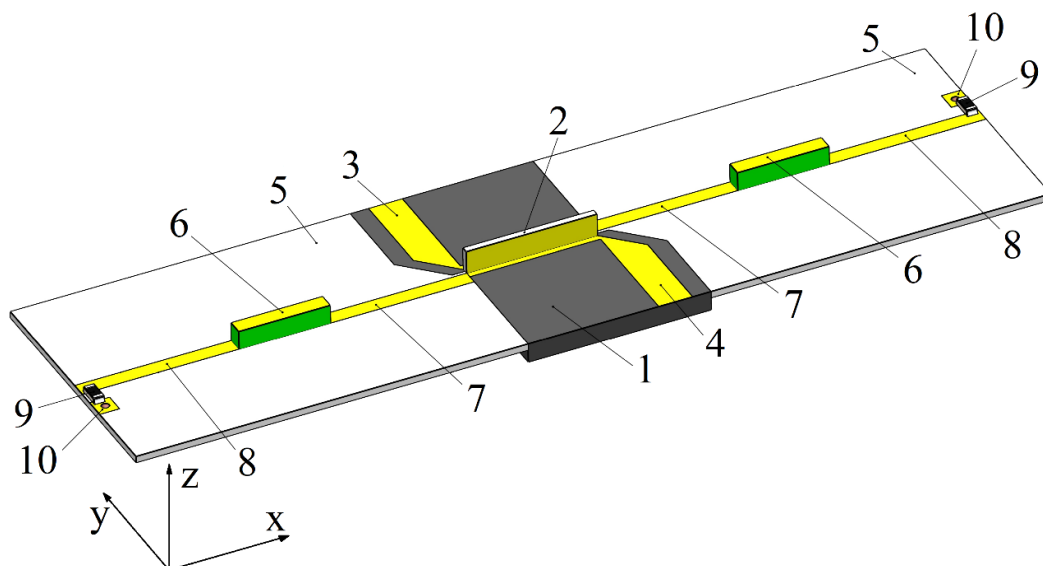


Рисунок 2.3 – Конструкция поглощающего полосно-пропускающего фильтра на трех отрезках двухпроводных связанных линиях: 1 – основная подложка с диэлектрической проницаемостью ϵ_{r1} ; 2 – СПЛ на вертикально расположенной подложке из диэлектрика с ϵ_{r2} ; 3 и 4 – входные/выходные подводящие линии; 5 – подложка с диэлектрической проницаемостью ϵ_{r3} ; 6 – брусчатые полосковые линии на подложке с диэлектрической проницаемостью ϵ_{r4} ; 7 и 8 – отрезки МПЛ; 9 – согласованные нагрузки; 10 – заземляющие площадки

На рисунке 2.4, а, показано поперечное сечение связанных линий с вертикально расположенной подложкой 2 на основной подложке 1 с толщиной h_1 и диэлектрической проницаемостью ϵ_{r1} .

Нижняя поверхность основной подложки металлизирована и является общим проводником, а на верхней поверхности выполнены связанные полосковые линии (СПЛ) с шириной w_1 и толщиной медной фольги t . В зазоре между горизонтальными связанными полосками располагается вертикальная подложка с толщиной h_2 , диэлектрической проницаемостью ϵ_{r2} и высотой w_2 . На рисунке 2.4, б, показано поперечное сечение связанных полосковых линий с лицевой связью, расположенных на подложке толщиной h_3 с диэлектрической проницаемостью ϵ_{r3} . Нижняя поверхность основной подложки металлизирована и является общим проводником, а на верхней поверхности расположен отрезок микрополосковой линии (МПЛ) с шириной w_3 и толщиной медной фольги t . На отрезке МПЛ положен брусок из керамики с шириной

w_3 и диэлектрической проницаемостью ε_{r4} . Верхняя поверхность бруска из керамики металлизирована. На рисунке 2.3, в, показано поперечное сечение отрезков МПЛ с указанными размерами.

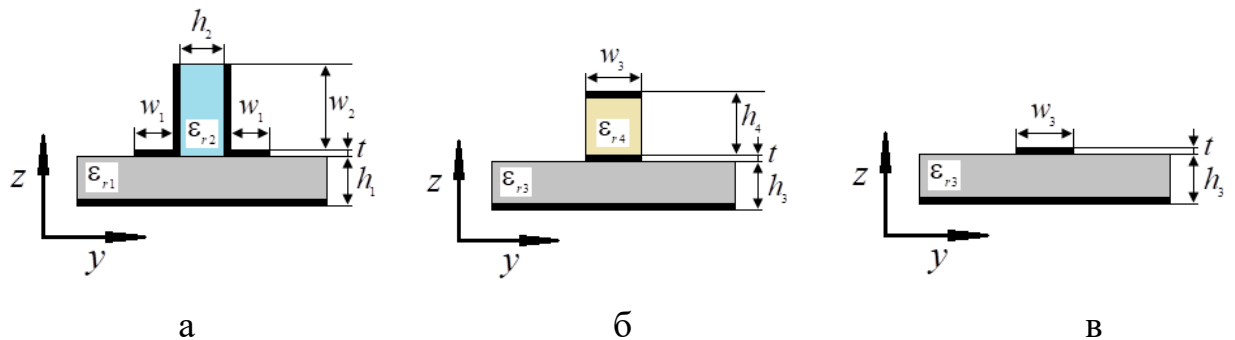


Рисунок 2.4 – Поперечное сечение связанных линий (а), поперечное сечение брусчатых полосковых линий в БРН (б) и поперечное сечение МПЛ 1 и 2 (в)

Структурная схема поглощающего полосно-пропускающего фильтра (рисунок 2.2), включающего три отрезка двухпроводных связанных линий, позволяет перейти к моделированию ПППФ с применением матричного анализа. СПЛ представляются восьмиполюсниками, матрицы передачи которых известны из работ [86–88]. Отрезки МПЛ (МПЛ 1 и МПЛ 2 на рисунке 2.2.) по существу являются четырехполюсниками, но для удобства анализа схемы размерность их матриц передачи увеличивается введением перемычек до восьмиполюсника, как показано далее на рисунке 2.7.

Структурная схема ПППФ (рисунок 2.2), может быть упрощена, как показано на рисунке 2.5 [40].

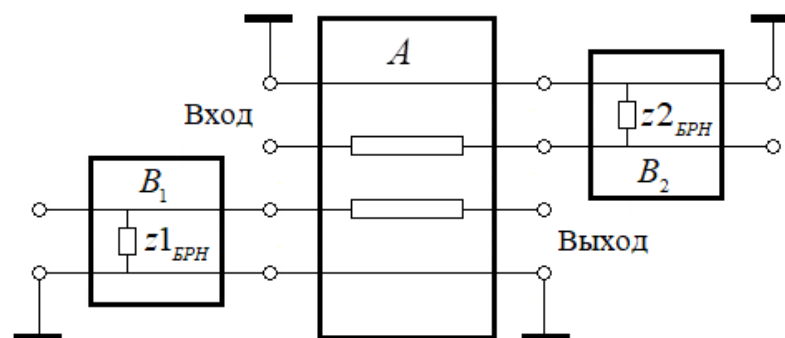


Рисунок 2.5 – Упрощенная схема поглощающего фильтра, состоящая из блока А и блоков B_1 , B_2 , составляющих буферные резонансные нагрузки

В этой схеме блок А – восьмиполюсник с матрицей передачи **а**, диагональные порты которого нагружены на импеданс $z1_{БРН}$ и $z2_{БРН}$ блоков B_1 , B_2 .

Блоки B_1 и B_2 в работе [40] представляют БРН на сосредоточенных RLC-элементах. В данной работе рассматриваются блоки B_1 и B_2 на основе связанных полосковых линий с неоднородным диэлектрическим заполнением.

Архитектура упрощенной схемы, как это видно из рисунка 2.5, представляет восьмиполусник с результирующей матрицей передачи **a**. Последующий переход к матрице рассеяния **S** позволяет исследовать полный набор коэффициентов передачи и коэффициентов отражения между портами и от всех портов. Знание полной матрицы **S** позволило исследовать закономерности распространения волн в схеме. Было выяснено, что сохранение частотно-селективных свойств ПППФ при поглощении внеполосных частот, зависит от частотной зависимости модулей импеданса $z_{1БРН}$, $z_{2БРН}$.

2.3 Анализ моделей буферных резонансных нагрузок

Анализ буферных резонансных нагрузок сводится к расчету частотных характеристик модулей импеданса $z_{1БРН}$, $z_{2БРН}$ блоков B_1 и B_2 (см. рисунок 2.5). В работах [40] и [89] показано, что буферные резонансные нагрузки для получения заданной частотной зависимости коэффициентов матрицы рассеяния **S** должны иметь специальную частотную зависимость импеданса. Наиболее важными особенностями такой характеристики являются предельные соотношения из условия $|z_{1,2БРН}| \rightarrow 50 \text{ Ом}$ в полосах запираания и $|z_{1,2БРН}| \rightarrow 0$ или $|z_{1,2БРН}| \rightarrow \infty$ на центральной частоте полосы пропускания f_0 . Простейшая реализация частотно зависимого импеданса показана на рисунке 2.6 в виде последовательного или параллельного LC-колебательных контуров, шунтированных резистором 50 Ом. При включении RLC-элементов «на проход» в цепь четырехполусника частотная зависимость коэффициентов матрицы рассеяния **S** соответствует характеристике режекторного фильтра. Однако, как было показано в первом разделе, использование сосредоточенных элементов в фильтрах ограничено частотным диапазоном до 3 ГГц по причине влияния их паразитных параметров.

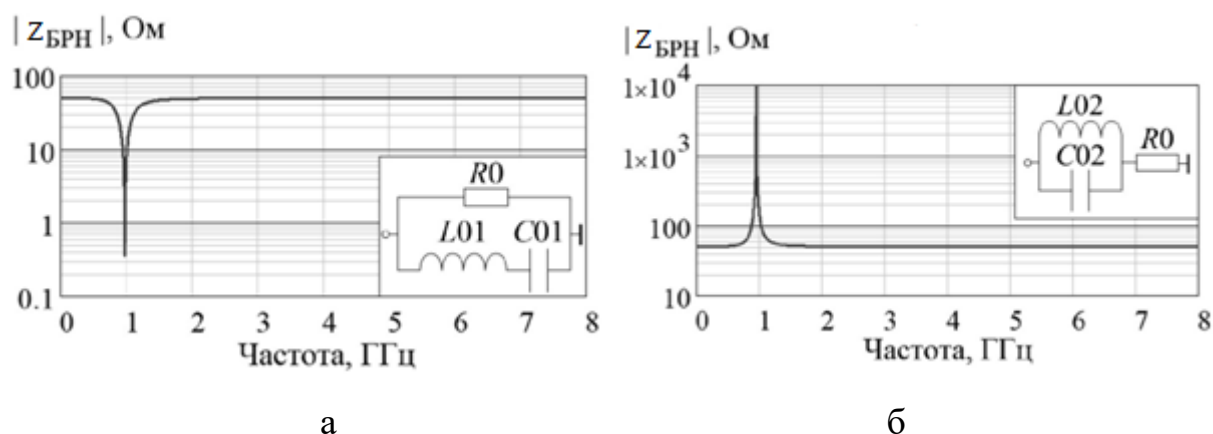


Рисунок 2.6 – Частотная зависимость импеданса БРН в виде последовательного (а) и параллельного (б) RLC-контура [89]

В связи с этим была поставлена задача исследования буферных резонансных нагрузок с применением распределенных резонаторов на связанных полосковых линиях с неоднородным диэлектрическим заполнением из материалов с высокой диэлектрической проницаемостью. В качестве неоднородного диэлектрического заполнения в работах [84], [90–92] использованы керамические подложки с диэлектрической проницаемостью 20, 46, 100, а также кристаллы ниобата лития, дифосфида цинка германия и КТР.

Проведено математическое моделирование вариантов выполнения БРН на основе секций связанных полосковых линий. Рассмотрена эквивалентная схема БРН, показанная на рисунке 2.7, являющаяся детализацией структурной схемы БРН поглощающего полосно-пропускающего фильтра (см. рисунок 2.2).

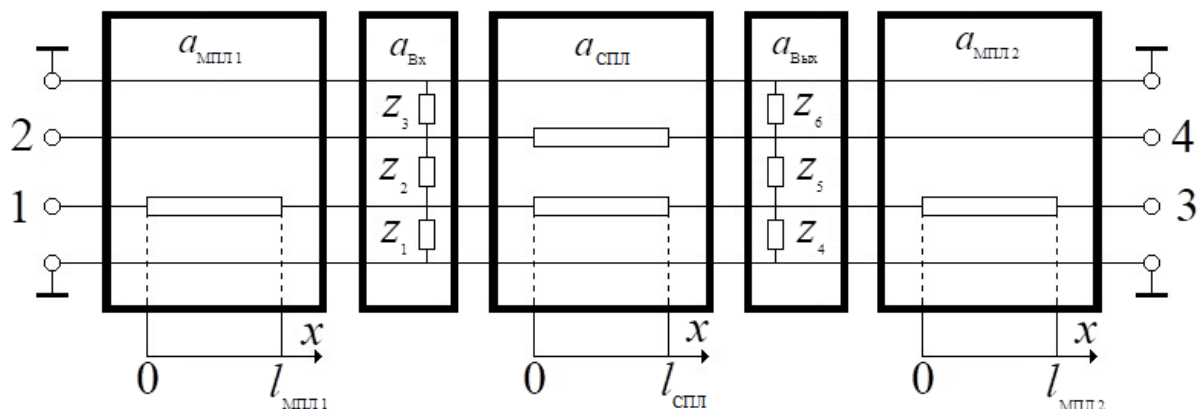


Рисунок 2.7 – Детализированная эквивалентная схема БРН в виде каскадного соединения восьмиполусников

Модель БРН представлена в виде каскадного соединения восьмиполусников (рисунок 2.7), описываемых матрицами передачи, что позволило исследовать волновые свойства вариантов включения секций связанных полосковых линий при передаче энергии из порта 1 в порты 2, 3, 4, а также коэффициенты отражения от всех портов. В схеме рисунка 2.7 обозначены следующие матрицы:

$a_{МПЛ1}$ и $a_{МПЛ2}$ – матрицы передачи отрезков микрополосковых линий (поз. 7 и 8 на рисунке 2.3), в общем случае имеющие разные длины $l_{МПЛ1}$ и $l_{МПЛ2}$; $z_1, \dots, z_6$;

$a_{Вх}$ и $a_{Вых}$ – матрицы передачи с элементами $z_1, \dots, z_6$, соединяющих полоски отрезка связанных полосковых линий друг с другом и с заземляемым основанием. СПЛ образованы брусчатой полосковой линией с длиной $l_{СПЛ}$ (поз. 6 на рисунке 2.3) и отрезком микрополосковой линии той же длины;

$a_{СПЛ}$ – матрица передачи связанных полосковых линий (поз. 2 и 3 на рисунке 2.3).

Матрицы передачи $a_{Вх}$ и $a_{Вых}$ отрезков линий искусственно дорощены из четырехполусной в восьмиполусную схему введением прямого соединения перемычками с низким сопротивлением между портами 2 и 4 с соответствующими портами матриц передачи $a_{Вх}$ и $a_{Вых}$ [25], [93] с элементами $z_1, \dots, z_6$.

Матрица связанных полосковых линий $a_{СПЛ}$ определена в работах [43]. В данной работе использовались выражения для коэффициентов $a_{СПЛ}$, полученные для СПЛ с неоднородным диэлектрическим заполнением и неодинаковыми первичными параметрами. Для отрезков МПЛ 1 и МПЛ 2 записаны матрицы передачи в виде восьмиполусников (2.1)

$$a_{МПЛ1} = \begin{bmatrix} a1_{11} & 0 & a1_{12} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ a1_{21} & 0 & a1_{22} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad a_{МПЛ2} = \begin{bmatrix} a2_{11} & 0 & a2_{12} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ a2_{21} & 0 & a2_{22} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (2.1)$$

где: $a_{11}, a_{12}, a_{21}, a_{22}$ – элементы матрицы передачи МПЛ 1; a_{21}, a_{22} – элементы матрицы передачи МПЛ 2.

Матрицы передачи a_{Bx} и a_{Byx} как восьмиполюсника, заданы как сопротивления $z_1, ..., z_6$ [93] и имеют вид

$$a_{Bx} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ z_1^{-1} + z_2^{-1} & -z_2^{-1} & 1 & 0 \\ -z_2^{-1} & z_2^{-1} + z_3^{-1} & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (2.2)$$

$$a_{Byx} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ z_4^{-1} + z_5^{-1} & -z_5^{-1} & 1 & 0 \\ -z_5^{-1} & z_5^{-1} + z_6^{-1} & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

где: z_1 и z_4 – это шунтирующие сопротивления проводника СПЛ расположенного между МПЛ 1 и МПЛ 2; z_2 и z_5 – сопротивление между линиями СПЛ; z_3 и z_6 – это шунтующее сопротивление проводника с плавающим потенциалом.

Каскадное соединение матриц передачи БРН по схеме, показанной на рисунке 2.7, имеет вид

$$a_{БРН1} = a_{МПЛ1} \cdot a_{Bx} \cdot a_{СПЛ} \cdot a_{Byx} \cdot a_{МПЛ2}, \quad (2.4, а)$$

$$a_{БРН2} = a_{МПЛ2} \cdot a_{Byx} \cdot a_{СПЛ} \cdot a_{Bx} \cdot a_{МПЛ1}, \quad (2.4, б)$$

где $a_{МПЛ1}$ и $a_{МПЛ2}$ – это матрица передачи отрезков МПЛ 1 и МПЛ 2 (2.1), a_{Bx} и a_{Byx} – матрицы межсоединений (2.2 и 2.3), $a_{СПЛ}$ – матрица передачи СПЛ [4].

Для расчета входного сопротивления необходимо из ненормированных матриц $a_{БРН1}$ и $a_{БРН2}$ по формулам в работе [4] перейти к матрице коэффициентов рассеяния $S_{БРН1}$ и $S_{БРН2}$. Переход к двухполусной схеме был выполнен через расчет полной матрицы рассеяния S схемы БРН как восьмиполюсника по определенному коэффициенту отражения S_{11} из известного соотношения (2.5)

$$z_{БРН} = \frac{(1 - S_{БРН11}) \cdot Z_{1БРН}}{1 + S_{БРН11}}. \quad (2.5)$$

где $S_{\text{БРН II}}$ – коэффициент отражения матрицы рассеяния, $Z1_{\text{БРН}}$ – сопротивление нагрузки (50 Ом).

Далее рассмотрены типы секций буферной резонансной нагрузки, представленные в таблице 2.1.

Таблица 2.1 – Типы секций буферной резонансной нагрузки

Тип секции	Наименование	Схема секции связанных полосковых линий	Значения сопротивлений элементов матриц межсоединений полосок связанных полосковых линий, Ом
1	С плавающим потенциалом		$a_{\text{Вх}} = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 10^6 \\ 10^6 \\ 10^6 \end{bmatrix}, a_{\text{Вых}} = \begin{bmatrix} z_4 \\ z_5 \\ z_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 10^6 \\ 10^6 \\ 10^6 \end{bmatrix}$
2	У-образный резонатор правый		$a_{\text{Вх}} = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 10^6 \\ 10^6 \\ 10^6 \end{bmatrix}, a_{\text{Вых}} = \begin{bmatrix} z_4 \\ z_5 \\ z_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 10^6 \\ 0,1 \\ 10^6 \end{bmatrix}$
3	У-образный резонатор левый		$a_{\text{Вх}} = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 10^6 \\ 0,1 \\ 10^6 \end{bmatrix}, a_{\text{Вых}} = \begin{bmatrix} z_4 \\ z_5 \\ z_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 10^6 \\ 10^6 \\ 10^6 \end{bmatrix}$
4	Кольцевая		$a_{\text{Вх}} = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 10^6 \\ 0,1 \\ 10^6 \end{bmatrix}, a_{\text{Вых}} = \begin{bmatrix} z_4 \\ z_5 \\ z_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 10^6 \\ 0,1 \\ 10^6 \end{bmatrix}$

На основе схемы, показанной на рисунке 2.7, проведены расчёты БРН со значениями матриц межсоединений секций связанных полосковых линий, представленными в таблице 2.1 и параметрами, указанными в таблице 2.2.

Таблица 2.2 – Исходные параметры линий передачи БРН

Тип линии	Размеры поперечного сечения, мм	Диэлектрическая проницаемость материалов	Первичные параметры: матрицы емкостей $C_{\text{СЛ}}$, пФ/м; матрица индуктивностей $L_{\text{СЛ}}$, мкГн, м
СПЛ на основе брусчатой полосовой линии	$w_3 = 1,2$ $h_3 = 0,5$ $h_4 = 1.5$	$\epsilon_{r3} = 3$ $\epsilon_{r4} = 46$	$C_{\text{СПЛ}} = \begin{bmatrix} 411,705 & -313,11 \\ -313,11 & 335,542 \end{bmatrix}$ $L_{\text{СПЛ}} = \begin{bmatrix} 0,282 & 0,081 \\ 0,081 & 0,474 \end{bmatrix}$
Микрополосковая линия	$w_3 = 1,2$ $h_3 = 0,5$	$\epsilon_{r3} = 3$	$C_{\text{МПЛ}} = 137,615$ $L_{\text{МПЛ}} = 0,279$

2.3.1 Секции СПЛ на основе брусчатой полосовой линии с полоской, находящейся под плавающим потенциалом (тип 1)

Секции связанных полосковых линий, содержащих полоску с плавающим потенциалом, образуются при значениях элементов матрицы межсоединений $z_1, \dots, z_6 = 10^6$ Ом (тип 1, таблица 2.1), что имитирует режим «холостого хода» полоски брусчатой полосковой линии. Пример БРН с такой секцией настраивается на центральную частоту резонанса $f_0 = 5,8$ ГГц путем подбора длины резонатора $l_{\text{СПЛ}} = 6,3$ мм и длин отрезков $l_{\text{МПЛ1}} = 4,5$ мм, $l_{\text{МПЛ2}} = 4,5$ мм.

На рисунке 2.8 показана рассчитанная частотная зависимость модуля входного импеданса БРН $|z_{\text{БРН}}|$ с нагрузкой $R = 50$ Ом в порту 3 для секции СПЛ с плавающим потенциалом (см. таблицу 2.1).

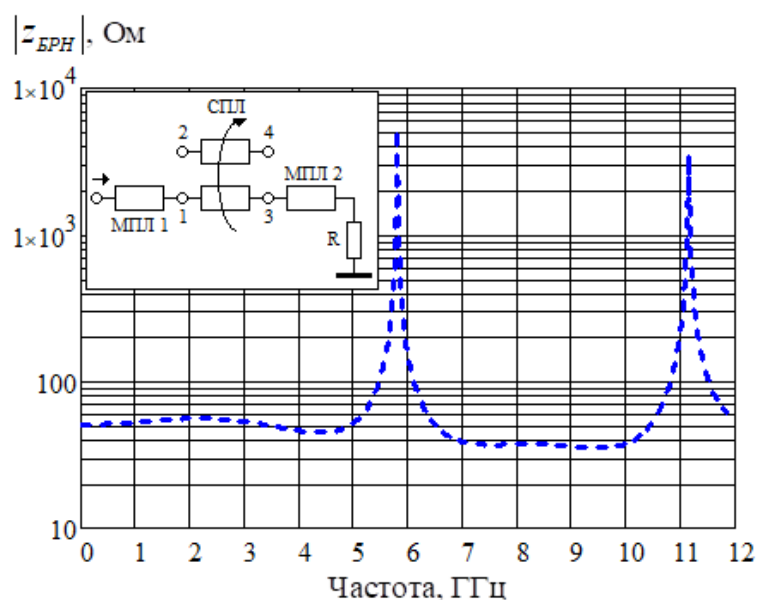


Рисунок 2.8 – Частотная зависимость модуля импеданса БРН $|z_{\text{БРН}}|$ с нагрузкой $R=50$ Ом в порту 3 для секции СРЛ с плавающим потенциалом на полоске брусчатой полосковой линии (тип 1, таблица 2.1)

Сравнивая зависимости $|z_{\text{БРН}}|$, показанные на рисунке 2.6, б и на рисунке 2.8, заключаем, что БРН обеспечивает в полосе частот до 8 ГГц резонанс $|z_{\text{БРН}}| \rightarrow 10^4$ на частоте f_0 при отклонении $|z_{\text{БРН}}|$ от 50 Ом на 15 Ом в диапазоне до 10 ГГц. Следовательно, вид частотной зависимости $|z_{\text{БРН}}|$, имеет форму, близкую к показанной на рисунке 2.6, б, что позволяет отнести рассматриваемую схему и конструкцию БРН пригодной для построения поглощающих полосковых полосно-пропускающих фильтров. Недостаток рассмотренного варианта БРН состоит в отклонении $|z_{\text{БРН}}|$ от 50 Ом на 15 Ом, а также появлении второго резонанса на частоте 11,2 ГГц. Это и следовало ожидать в распределенной схеме связанных линий. На рисунке 2.9 показаны рассчитанные частотные зависимости $\text{Re}(z_{\text{БРН}})$ и $\text{Im}(z_{\text{БРН}})$ модуля импеданса БРН $|z_{\text{БРН}}|$ с той же нагрузкой $R=50$ Ом и матрицей соединений для типа 1. Полученный результат в отношении основных свойств БРН, очевидно, может быть улучшен в результате оптимизации по всей совокупности исходных параметров линий передачи БРН.

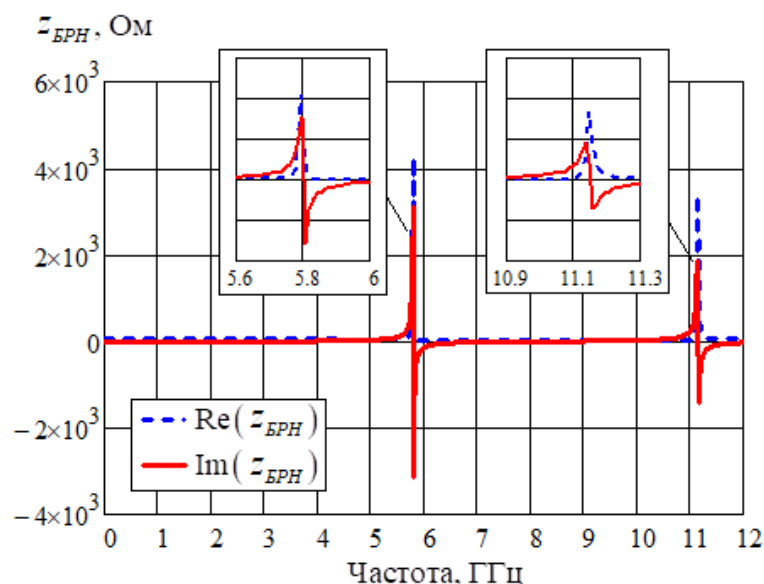


Рисунок 2.9 – Частотная зависимость $\text{Re}(z_{\text{БРН}})$ и $\text{Im}(z_{\text{БРН}})$ модуля импеданса БРН $|z_{\text{БРН}}|$ с нагрузкой $R=50$ Ом для секции БПЛ с плавающим потенциалом (тип 1, таблица 2.1)

Рассмотрены частотные зависимости волновых параметров БРН с секцией СПЛ типа 1– коэффициента передачи S_{31} из порта 1 в порт 3 и коэффициент отражения S_{11} от порта 1 (рисунок 2.10).

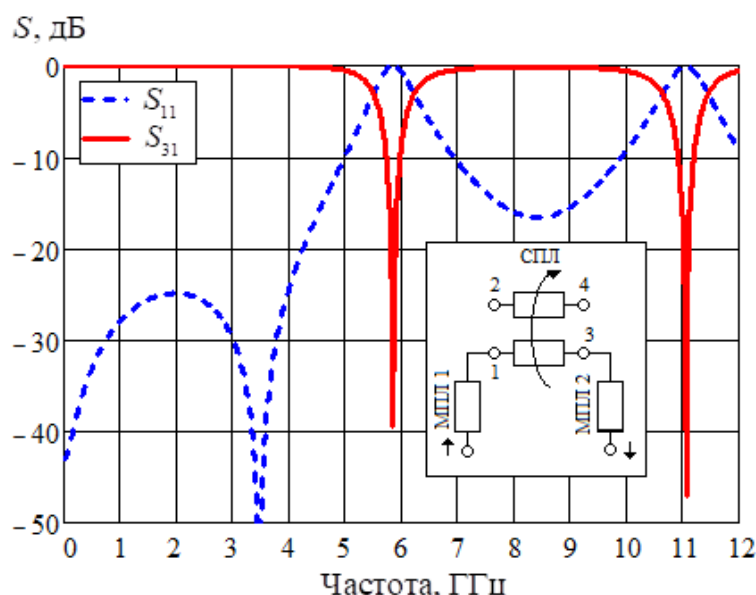


Рисунок 2.10 – Частотная зависимость коэффициента отражения S_{11} и коэффициента передачи S_{31} БРН с нагрузкой $R=50$ Ом и секцией СПЛ типа 1

Из рисунка 2.10 видно, что БРН как четырехполюсник с входным портом 1 и выходным портом 3, является режекторным фильтром с двумя полосами запираания. Включение БРН с такими частотными свойствами в диагональные

плечи связанных полосковых линий по схеме рисунка 2.2 приводит к эффекту совмещения частотно-селективных свойств поглощающего полосно-пропускающего фильтра с центральной частотой f_0 полосы пропускания и поглощения СВЧ колебаний на частотах запираания [72] в резистивных элементах R БРН.

2.3.2 Секции БРН типа 2 на основе брусчатой полосовой линии с правым U-образным резонатором

Проведены расчеты зависимости от частоты импеданса БПЛ с U-образным резонатором, образованным путем соединения дальнего конца полоски брусчатой полосковой линии с токонесущей полоской (рисунок 2.11). Такая конструкция СПЛ схожа с конструкцией шпильчного резонатора [94]. Частотные характеристики $|z_{БРН}|$ с секцией СПЛ, образующих U-образный резонатор (тип 2) с центральной частотой 5,8 ГГц получены, используя следующие длины отрезков полосковых линий БРН: $l_{СПЛ} = 3,1$ мм, $l_{МПЛ1} = 4,5$ мм, $l_{МПЛ2} = 4,5$ мм. На рисунке 2.11 показана частотная зависимость модуля импеданса БРН с характеристиками, показанными в таблице 2.2 и матрицей межсоединений типа 2 в таблице 2.1.

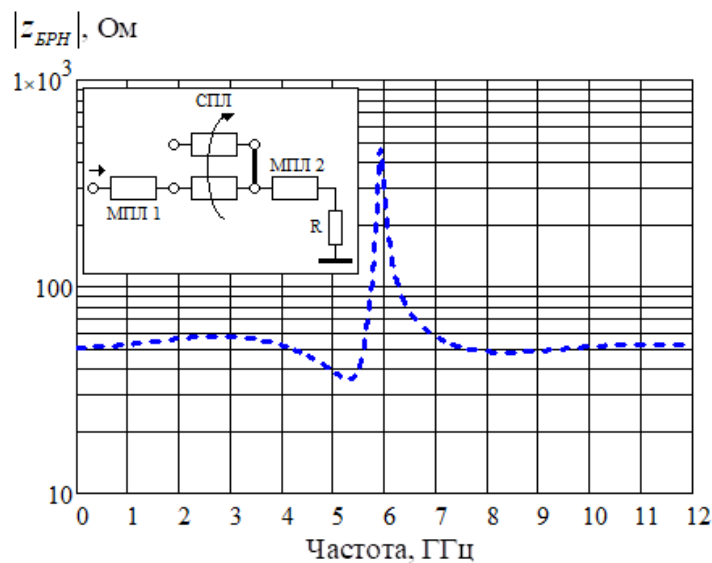


Рисунок 2.11 – Частотная зависимость модуля импеданса $|z_{БРН}|$ БРН с секцией СПЛ, образующих U-образный резонатор (тип 2). Нагрузка БРН в порту 3 $R=50$ Ом

Примирение правого U-образного резонатора позволило разнести резонансные частота и улучшить согласование импеданса БРН на внеполосных частотах по сравнению с секцией с плавающим потенциалом. Из рисунка 2.11 наглядно видно, что в диапазоне до 12 ГГц наблюдается резонанс $|z_{БРН}| \rightarrow 10^3$ на частоте f_0 при отклонении $|z_{БРН}|$ от 50 Ом на 15 Ом. Вид частотной зависимости $|z_{БРН}|$ имеет форму, близкую к показанной на рисунке 2.6, б, что также позволяет отнести рассматриваемую схему и конструкцию БРН пригодной для построения поглощающих полосковых полосо-пропускающих фильтров. Недостаток рассмотренного варианта БРН состоит в отклонении $|z_{БРН}|$ от 50 Ом в указанных пределах.

На рисунке 2.12 показаны рассчитанные частотные зависимости $\text{Re}(z_{БРН})$ и $\text{Im}(z_{БРН})$ модуля импеданса БРН $|z_{БРН}|$ с той же нагрузкой $R=50$ Ом и матрицей соединений по типу 2 (таблица 2.1).

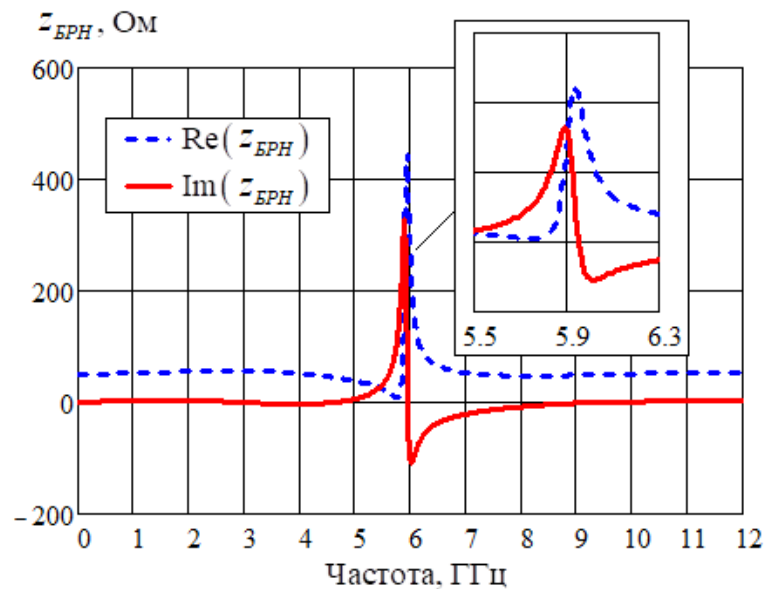


Рисунок 2.12 – Частотная зависимость $\text{Re}(z_{БРН})$ и $\text{Im}(z_{БРН})$ модуля импеданса БРН $|z_{БРН}|$ с секцией СПЛ, образующих U-образный резонатор (тип 2).

Нагрузка БРН $R=50$ Ом

Рассмотрены частотные зависимости волновых параметров БРН – коэффициента передачи из порта 1 в порт 3 S_{31} и коэффициент отражения S_{11} от порта 1 (см. рисунок 2.7). Результаты моделирования приведены на рисунке 2.13.

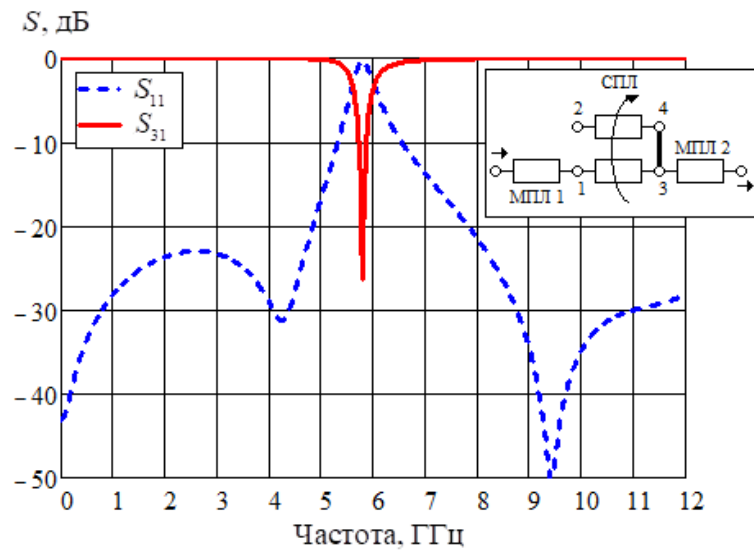


Рисунок 2.13 – Частотная зависимость коэффициента отражения S_{11} и передачи S_{31} БРН со схемой секции СПЛ по типу 2, нагрузка $R=50$ Ом и матриц межсоединений (тип 2, таблица 2.1)

Из рисунка 2.13 наглядно видно, что применение правого U-образного резонатора приводит к разнесению резонансных частот. Это позволило получить единственную резонансную частоту в диапазоне до 12 ГГц с центральной частотой $f_0 = 5,8$ ГГц. Включение БРН с правым U-образным резонатором в диагональные плечи связанных полосковых линий по схеме рисунка 2.2 позволяет реализовать поглощающий полосно-пропускающий фильтр с центральной частотой $f_0 = 5,8$ ГГц полосы пропускания и низким уровнем коэффициента отражения в широком диапазоне частот [72].

2.3.3 Секции БРН на основе брусчатой полосовой линии с левым U-образным резонатором тип 3

По аналогии с предыдущими расчетами были проведены расчёты частотных характеристик модуля импеданса БРН с левым U-образным резонатором при условиях $z_1, z_3, \dots, z_6 \rightarrow \infty$, а $z_2 \rightarrow 0$. На рисунке 2.14 показаны частотная зависимость модуля импеданса с характеристиками, показанными в таблице 2.2 с сопротивлениями соединений БПЛ тип 3 в таблице 2.1. Параметры продольного сечения соответствуют предыдущему варианту с правым U-образным резонатором (подраздел 2.3.2).

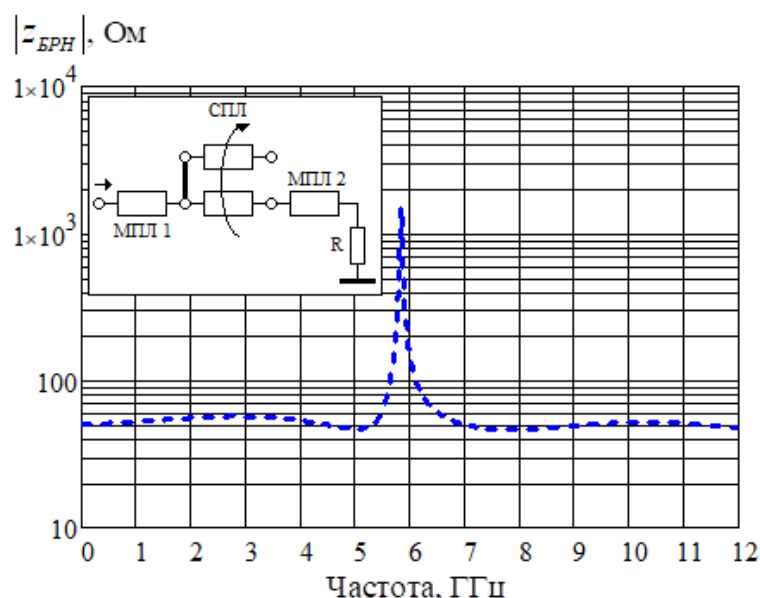


Рисунок 2.14 – Частотная зависимость модуля импеданса БРН $|z_{\text{БРН}}|$ с нагрузкой $R=50$ Ом в порту 3 и матриц межсоединений СПЛ по типу 3 (таблица 2.1)

Применение левого U-образного резонатора, позволило улучшить согласование в полосе запираания и уменьшить отклонения от 50 Ом на 10 Ом при тех же параметрах, что и у правого U-образного резонатора. Центральная частота f_0 сохранилась и составляет 5,8 ГГц. Улучшение характеристик за счёт переворота БПЛ на 180 градусов связано с тем, что изменяются соотношения электрических длин полосок БРН.

Рассмотрены частотные зависимости волновых параметров БРН – коэффициента передачи из порта 1 в порт 3 S_{31} и коэффициента отражения S_{11} от порта 1 (см. рисунок 2.7). Результаты моделирования приведены на рисунке 2.15.

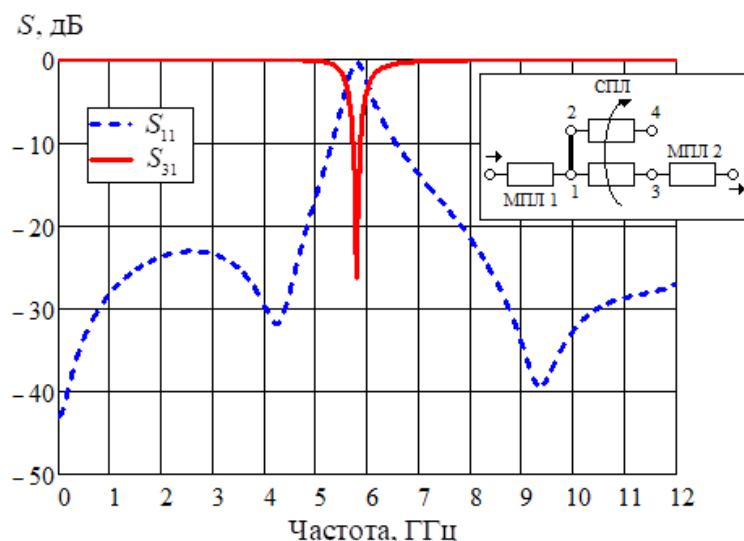


Рисунок 2.15 – Частотная зависимость коэффициента отражения S_{11} и передачи S_{31} модуля импеданса БРН $|z_{\text{БРН}}|$ с нагрузкой $R=50$ Ом и матриц межсоединений (тип 3, таблица 2.1)

Сравнение графиков, показанных на рисунке 2.13 и рисунке 2.15, демонстрирует минимальную разницу параметров на центральной частоте f_0 в пределах полосы пропускания. При этом на внеполосных частотах можно заметить разницу, которая видна на графиках коэффициента отражения S_{11} .

Из представленных на рисунках 2.12 и 2.14 графиков частотной зависимости модулей импедансов можно сделать вывод, что расположение переключки между полосками СПЛ относительно входа устройства сильно влияет на его согласование. Это обстоятельство позволяет рассматривать длины полосок как существенный фактор влияния топологии БРН на коэффициент отражения ПППФ.

2.3.4 Секции БРН на основе брусчатой полосовой линии с кольцевым резонатором (тип 4)

Сочетание правого и левого U-образного резонаторов позволило получить кольцевой резонатор. Секции кольцевых резонаторов на связанных линиях могут иметь всепропускающие свойства, но при этом обеспечивать дифференциальный фазовый сдвиг при построении фазовращателей [95]. Увели-

чение соотношения фазовых скоростей синфазной и противофазной волн приводит к образованию резонанса, поэтому становится возможным использование кольцевой секции в виде БРН. Проведены расчеты частотной зависимости импеданса БРН с кольцевым резонатором. На рисунке 2.16 показана рассчитанная частотная зависимость модуля входного импеданса БРН $|z_{БРН}|$ с нагрузкой $R=50$ Ом в порту 3 и матрицей межсоединений по типу 4 (таблица 2.1).

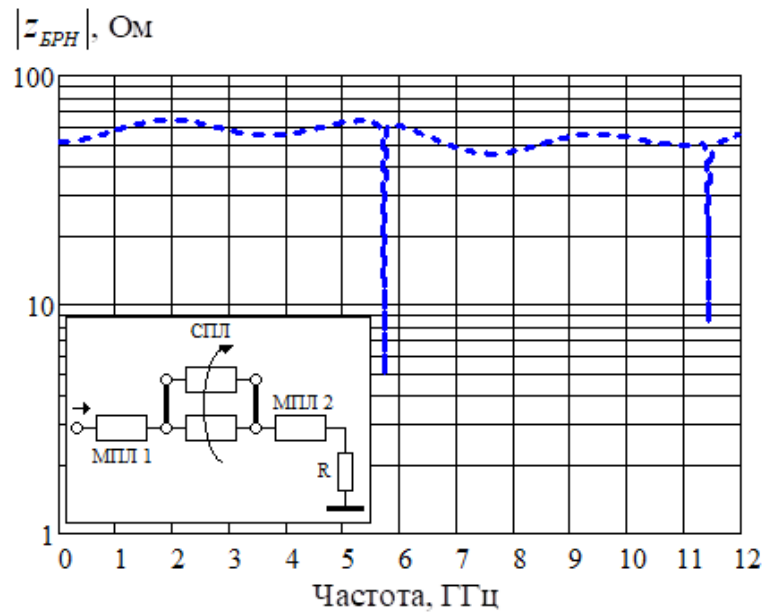


Рисунок 2.16 – Частотная зависимость модуля импеданса БРН $|z_{БРН}|$ с нагрузкой $R=50$ Ом в порту 3 и матрицей межсоединений по типу 4

Полученные частотные характеристики модуля импеданса, показанные на рисунке 2.16, имеют вид, характерный для последовательного LC-контура, демпфированного сопротивлением (см. рисунок 2.6, а). Импеданс БРН с кольцевым резонатором обеспечивает в полосе частот до 12 ГГц резонанс $|z_{БРН}| \rightarrow 1$ на частоте f_0 при отклонении $|z_{БРН}|$ от 50 Ом на 15 Ом в диапазоне до 12 ГГц. Стоит отметить, что у БРН с кольцевым резонатором длина БПЛ примерно равна длине БПЛ с плавающим потенциалом (подраздел 2.3.1), а также наблюдается второй резонанс на частоте 11,4 ГГц. Полоса пропускания БРН с кольцевым резонатором для частоты f_0 составляет 0,4%. При этом также важно отметить, что для кольцевого резонатора проведена настройка длин МПЛ 1 и

МПЛ 2 и, как уже отмечалось выше, длины равны $l_{МПЛ1} = 4,5$ мм, $l_{МПЛ2} = 12$ мм.

На рисунке 2.17 показаны рассчитанные частотные зависимости $\text{Re}(z_{БРН})$ и $\text{Im}(z_{БРН})$ модуля импеданса БРН $|z_{БРН}|$ с теми же нагрузкой $R=50$ Ом и матрицей соединений типа 4 в таблице 2.1.

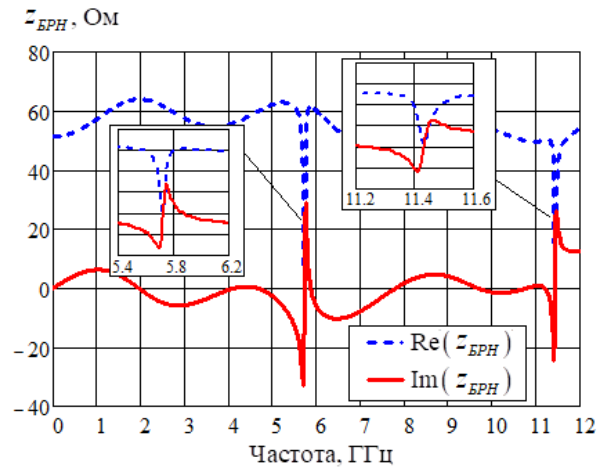


Рисунок 2.17 – Частотная зависимость $\text{Re}(z_{БРН})$ и $\text{Im}(z_{БРН})$ модуля импеданса БРН $|z_{БРН}|$ с нагрузкой $R=50$ Ом и матрицей межсоединений типа 4 (таблица 2.1)

Рассмотрены частотные зависимости волновых параметров БРН – коэффициента передачи из порта 1 в порт 3 S_{31} и коэффициент отражения S_{11} от порта 1 (см. рисунок 2.7). Результаты моделирования приведены на рисунке 2.18.

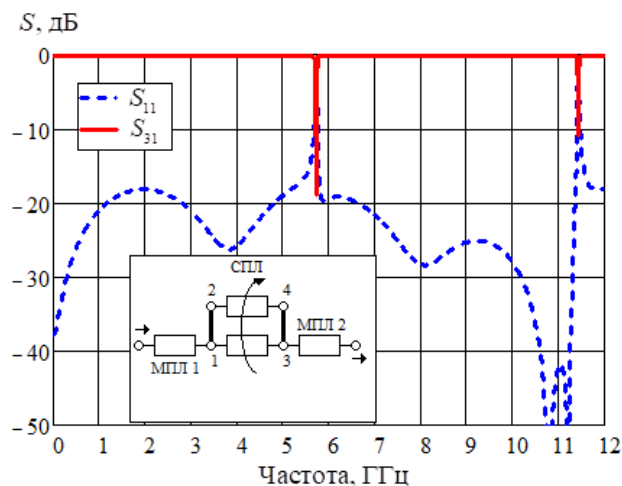


Рисунок 2.18 – Частотная зависимость коэффициента отражения S_{11} и передачи S_{31} БРН с нагрузкой $R=50$ Ом и матрицей межсоединений по типу 4 (таблица 2.1)

Исходя из представленных результатов расчета частотных характеристик, представленных на рисунке 2.18, видно, что кольцевой БРН дает довольно узкую полосу пропускания (0,4 %), что наглядно видно на графике частотно-зависимого модуля импеданса (рисунок 2.16). На внеполосных частотах согласование до частоты 4,4 ГГц и выше 7 ГГц хуже на 8 дБ, чем у БРН с плавающим потенциалом на полоске брусчатой полосковой линии и БРН с U-образными резонаторами. Так или иначе, полученные характеристики могут быть применены для создания ПППФ по схеме, показанной на рисунке 2.2.

2.4 Моделирование поглощающих полосно-пропускающих фильтров с буферными резонансными нагрузками на основе секций связанных полосковых линий

В настоящем подразделе на основе разработанных секций БРН рассмотрены результаты моделирования поглощающих полосно-пропускающих фильтров по схеме, показанной на рисунке 2.5. Блок А на рисунке 2.5 был взят как связанные полосковые линии с уравнивающей 3 дБ связью [88]. Уравниванность 3 дБ связи достигнута за счёт подбора диэлектрических проницаемостей и размеров поперечного сечения СПЛ (рисунок 2.4, а) типа VIP [85]. Параметры таких СПЛ представлены в таблице 2.3.

Таблица 2.3 – Исходные параметры связанных полосковых линий типа VIP

Тип линии	Размеры поперечного сечения, мм	Диэлектрическая проницаемость материалов	Первичные параметры: матрица емкостей $C_{\text{СЛ}}$, пФ/м; матрица индуктивной $L_{\text{СЛ}}$, мкГн/м
СПЛ типа VIP (рисунок 2.4а)	$w_1 = 0,6;$ $w_2 = 1,8;$ $h_1 = 1,5;$ $h_2 = 0,5;$ $l = 7$	$\epsilon_{r1} = 5;$ $\epsilon_{r2} = 3$	$C_{\text{СЛ}} = \begin{bmatrix} 162,4 & -114,2 \\ -114,2 & 162,4 \end{bmatrix}$ $L_{\text{СЛ}} = \begin{bmatrix} 0,419 & 0,298 \\ 0,298 & 0,419 \end{bmatrix}$

Для расчета характеристик поглощающего фильтра заданы матрицы передачи для блоков B_1 и B_2 (рисунок 2.5), которые имеют следующий вид

$$a_{B1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ (z1_{БРН})^{-1} & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad a_{B2} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & (z2_{БРН})^{-1} & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (2.6)$$

где $z1_{БРН}$ и $z2_{БРН}$ – это входные сопротивления БРН, рассчитанные по формуле 2.5.

Матрица передачи ПППФ $a_{ПППФ}$ как восьмиполюсника определяется как произведение матрицы передачи a_{B1} блока $B1$, матрицы передачи a связанных линий и матрицы a_{B2} блока $B2$ (формула 2.7)

$$a_{ПППФ} = a_{B1} \cdot a \cdot a_{B2}. \quad (2.7)$$

Для расчета частотных характеристик поглощающих фильтров необходимо от ненормированной матрицы $a_{ПППФ}$ по формулам работы [4] перейти к нормированной матрице коэффициентов рассеяния $S_{ПППФ}$.

На рисунке 2.19 представлены схема и частотные характеристики ПППФ с конструкцией по рисунку 2.3. Связанные полосковые линии 2 имеют поперечное сечение (рисунок 2.4, а) с размерами и параметрами материалов, показанными в таблице 2.3. Буферные резонансные нагрузки (блоки B_1 и B_2 на рисунке 2.5) выполнены по схеме, показанной в таблице 2.1 (тип секции 1).

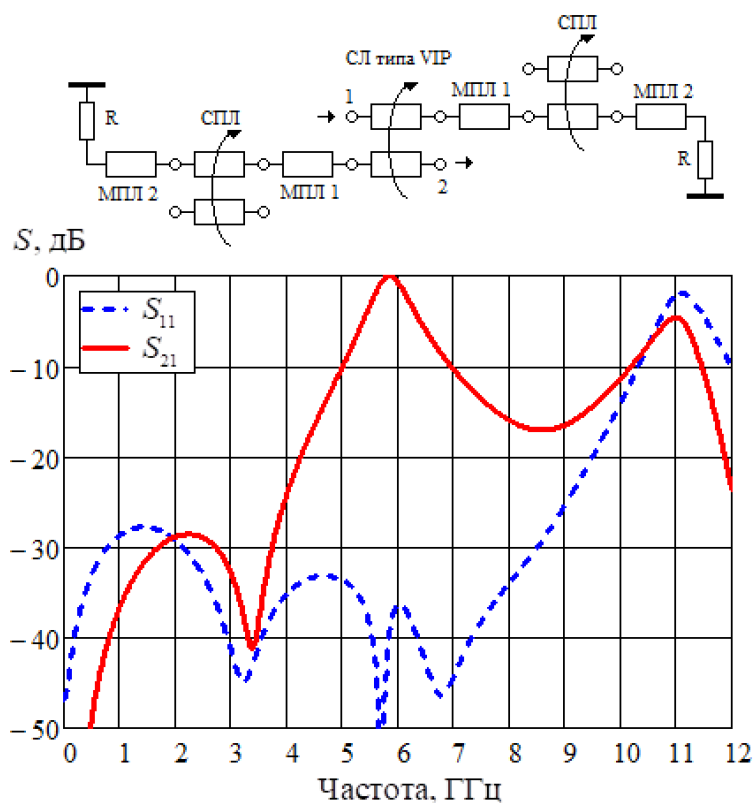


Рисунок 2.19 – Частотные зависимости коэффициента отражения и коэффициента передачи ПППФ с БРН типа 1 (таблица 2.1)

На графике рисунка 2.19 видно два резонанса, которые наблюдаются также на графике частотной зависимости модуля импеданса $|z_{\text{БРН}}|$ (рисунок 2.8). Первая резонансная частота $f_0 = 5,8$ ГГц (рисунок 2.8) соответствует центральной частоте ПППФ, на которой коэффициент отражения S_{11} минимален. На второй резонансной частоте $f_1 = 11$ ГГц наблюдается сильное рассогласование фильтра, так как на частоте f_1 СЛ типа VIP имеют слабую связь [40]. Коэффициент отражения до частоты 9,5 ГГц не хуже минус 20 дБ. При этом коэффициент передачи в диапазоне от 7 до 10 ГГц изменяется в диапазоне от минус 10 до минус 17 дБ. Это объясняется рассогласованием импеданса $|z_{\text{БРН}}|$, показанного на рисунке 2.8. На рисунке 2.8 наблюдается отклонение $|z_{\text{БРН}}|$ от 50 Ом на 15 Ом. Выполнение БРН на основе секции с плавающим потенциалом позволило получить: резонанс с центральной частотой $f_0 = 5,8$ ГГц; полосой пропускания 12,2% по уровню минус 3 дБ; добротностью 8,2;

коэффициентом прямоугольности 4,5 по уровню минус 3 дБ и минус 15 дБ; потери на f_0 составляют минус 0,1 дБ.

На рисунке 2.20 представлены частотные характеристики ПППФ с буферной резонансной нагрузкой на основе секций СПЛ второго типа (таблица 2.1).

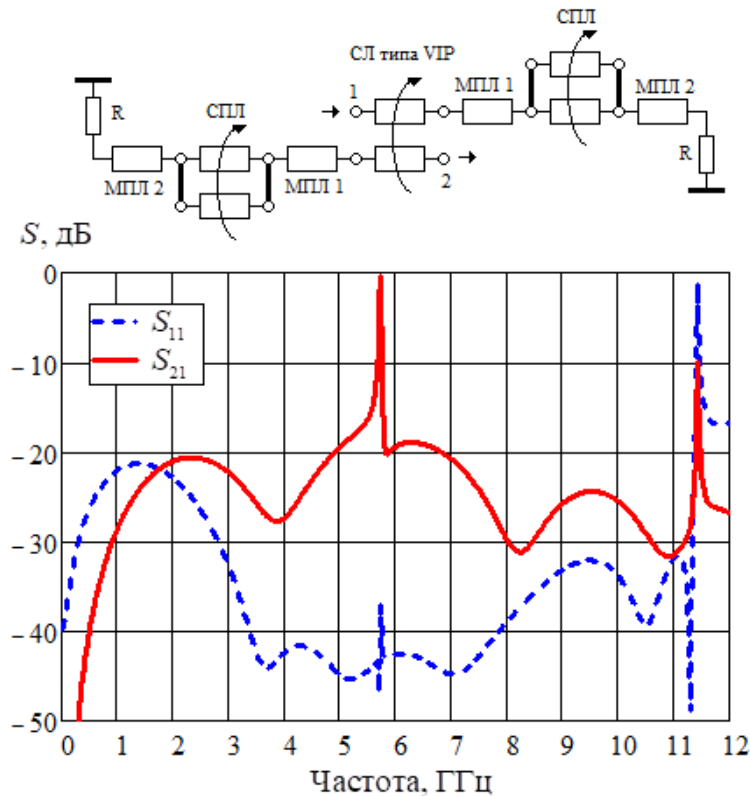


Рисунок 2.20 – Частотные зависимости коэффициента отражения и коэффициента передачи с БРН на секциях СПЛ тип 2 (таблица 2.1)

Применение СПЛ с правым U-образным резонатором (подраздел 2.3.2) позволило разнести резонансные частота, так что в диапазоне до 12 ГГц наблюдается единственная резонансная частота f_0 . При этом возвратные потери S_{11} не хуже минус 20 дБ во всем диапазоне. Вносимые потери S_{21} на внеполосных частотах также не хуже минус 20 дБ. Выполненная БРН на основе секции с правыми U-образными резонаторами позволило получить: резонанс с центральной частотой $f_0 = 5,8$ ГГц; полосой пропускания 6,6% по уровню минус 3 дБ; добротность 15,2; коэффициент прямоугольности 5,6 по уровню минус 3 дБ и минус 15 дБ; потери на f_0 составляют минус 0,5 дБ.

На рисунке 2.21 представлены частотные характеристики ПППФ с буферной резонансной нагрузкой третьего типа (таблица 2.1).

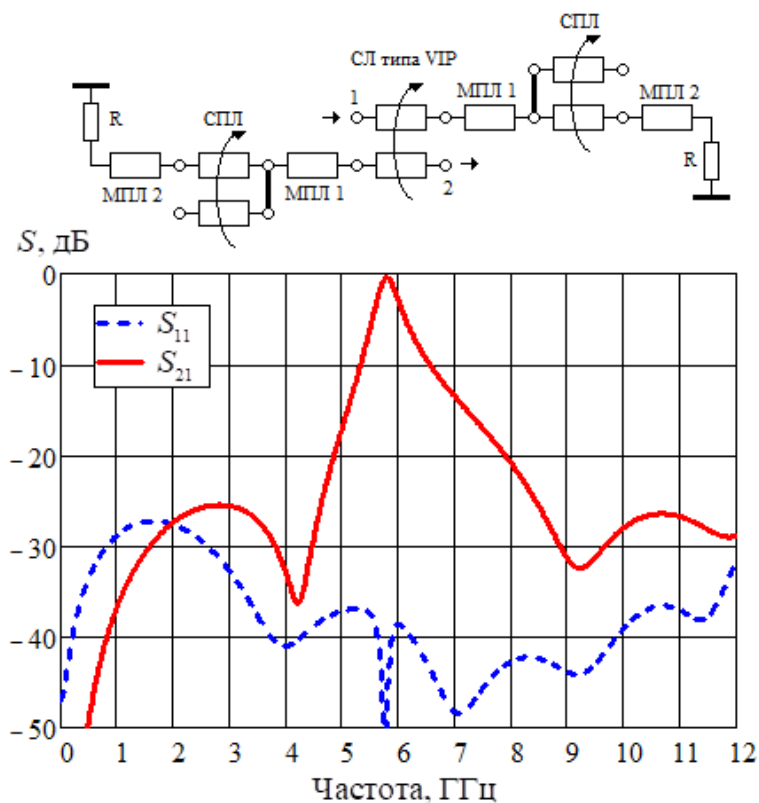


Рисунок 2.21 – Частотные зависимости коэффициента отражения и коэффициента передачи с БРН тип 3 (таблица 2.1)

Применение СПЛ с левым U-образным резонатором (подраздел 2.3.3) дают частотные характеристики ПППФ похожие на характеристики ПППФ, нагруженных на СПЛ с правым U-образным резонатором (рисунок 2.20). Отличие наблюдается в характеристиках полосы пропускания на центральной частоте $f_0 = 5,8$ ГГц, потери составляют минус 0,5 дБ, полоса пропускания 5,8% по уровню минус 3 дБ, добротность составляет 14,7, а коэффициент прямоугольности 5,4.

На рисунке 2.22 представлены частотные характеристики ПППФ с буферной резонансной нагрузкой четвертого типа (таблица 2.1).

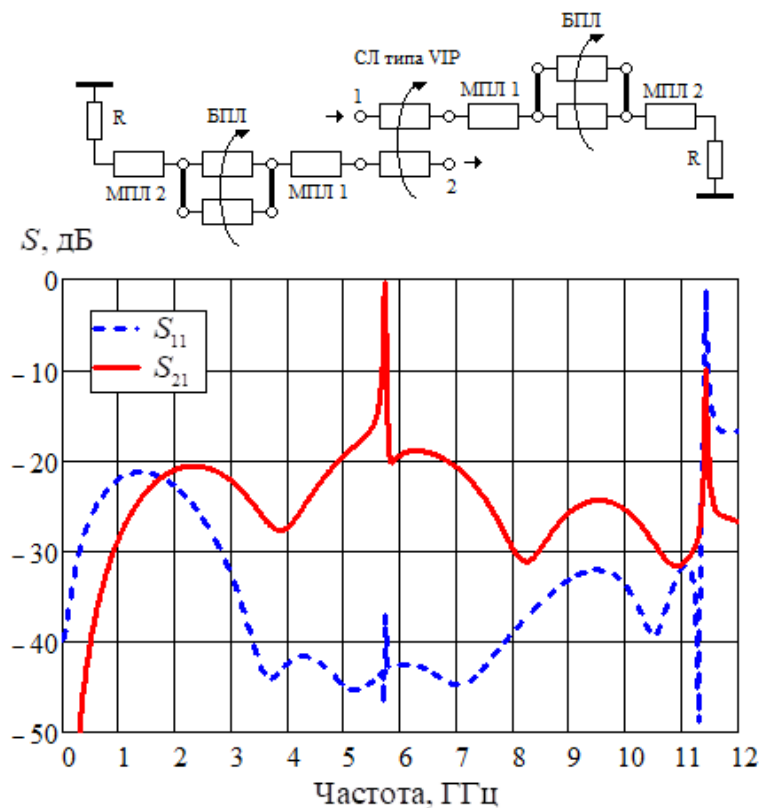


Рисунок 2.22 – Частотные зависимости коэффициента отражения и коэффициента передачи с БРН тип 4 (таблица 2.1)

Применение СПЛ с кольцевым резонатором позволило получить: резонанс с центральной частотой $f_0 = 5,8 \text{ ГГц}$; полосой пропускания 0,4% по уровню минус 3 дБ; добротностью 260; коэффициентом прямоугольности 8,4 по уровню минус 3 дБ и минус 15 дБ; потери на f_0 составляют минус 0,5 дБ. Вторая резонансная частота f_1 , как и в секции СПЛ с плавающим потенциалом, находится в конце первой полосы пропускания СПЛ типа VIP. Возвратные потери S_{11} не хуже минус 20 дБ до 11,2 ГГц. Вносимые потери S_{21} не хуже минус 20 дБ на внеполосных частотах во всем диапазоне частот.

Связанные линии 1 (см. рисунок 2.2) при выбранных исходных параметрах, показанных в таблице 2.3, характеризуются примерно одинаковыми коэффициентами связи полосок по емкости $k_C = 0,703$ и индуктивности $k_L = 0,712$. Это означает, что фазовые скорости синфазных и противofазных волн, возбуждаемых в линиях, почти совпадают. Возникающий синхронизм синфазных и противofазных волн в связанных линиях 1 (см. рисунок 2.2)

определяет их частотные свойства как 3 дБ направленного ответвителя. Поэтому происходит равное распределение мощности электромагнитной волны, поступающей на вход, между выходом первой линии и входом второй линии.

Формирование частотной характеристики в схеме ПППФ зависит от входного импеданса нагрузок, показанных в подразделе 2.3, на свободных плечах связанной линии 1 (см. рисунок 2.2). Зависимости модулей входных импедансов $|z_{\text{БРН}}|$ от частоты f показаны на рисунках 2.8, 2.11, 2.14, 2.16. Наличие резонанса в связанных линиях 2 и 3 (рисунок 2.2) обусловлено большим отличием фазовых скоростей по причине неравенства относительных диэлектрических проницаемостей $\epsilon_{r3} \ll \epsilon_{r4}$ (см. рисунок 2.4,б и таблицу 2.2). Волны синфазного и противофазного типа в связанных микрополосковых линиях 1 (см. рисунок 2.2) и брусчатых полосковых линиях 2 и 3 (см. рисунок 2.2) при разных фазовых скоростях складываются с резонансом в полосе частот до 9 ГГц. На низких частотах до 5 ГГц наблюдается изменение $|z_{\text{БРН}}|$ от 50 Ом на 15 Ом (см. рисунки 2.8, 2.11, 2.14, 2.16). Следовательно, наличие резонаторов не препятствует прохождению мощности из входного порта в согласующие нагрузки $R1$ и $R2$ (см. рисунок 2.2), которые были равны 50 Ом.

Исходя из этого характеристики ПППФ, показанные на рисунках 2.19–2.22 на частоте 5,8 ГГц по коэффициенту передачи S_{21} не хуже минус 2,5 дБ, а коэффициенту отражения не превышает значение минус 20 дБ.

На резонансной частоте $f_0 = 5,8$ ГГц секций типа 1, 2 и 3 $|z_{\text{БРН}}| \rightarrow 1000$ Ом, а для секции типа 4 $|z_{\text{БРН}}| \rightarrow 1$ Ом, что приводит к почти полному отражению мощности входного сигнала от этих резонаторов. Отраженные волны складываются на выходном порту (см. рисунок 2.2).

2.6 Выводы к разделу 2

Таким образом, основными результатами второго раздела являются:

1. Разработка конструкции и схемы ПППФ на основе СПЛ типа VIP с предложенными секциями БРН позволили создать ПППФ с центральной частотой $f_0 = 5,8$ ГГц, ослаблением внеполосных частот S_{21} не хуже минус 20 дБ и S_{11} не хуже минус 20 дБ для секций типа 2 и 3 в диапазоне до 12 ГГц. Для секции тип 1 ослабление на внеполосных частотах S_{21} не хуже минус 10 дБ в диапазоне до 10 ГГц и S_{11} не хуже минус 20 дБ до 9,4 ГГц. Для секции тип 4 ослабление на внеполосных частотах S_{21} не хуже минус 20 дБ до 11,2 ГГц, S_{11} не хуже минус 20 дБ в том же диапазоне.

2. Определено, что применение U-образной секции типа 2 или 3 позволяет разнести резонансные частоты первой и второй гармоник, так, что увеличивается диапазон рабочих частот ПППФ до 12 ГГц при единственной полосе пропускания на центральной частоте $f_0 = 5,8$ ГГц.

3. Предложенные секции БРН имеют импеданс, схожий с импедансом последовательной или параллельной LC-цепи. Для секций типа 1, 2 и 3 импеданс соответствует импедансу параллельной LC-цепи. Для секции тип 4 импеданс соответствует импедансу последовательной LC-цепи.

3 МОДЕЛИРОВАНИЕ, ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПОГЛОЩАЮЩИХ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ СВЧ

В данном разделе рассмотрены вопросы электродинамического моделирования и экспериментальных измерений поглощающих фильтров с RLC нагрузками и полосковыми резонаторами с неоднородным диэлектрическим заполнением. Рассмотрены вопросы проектирования ПППФ на разных полосковых структурах. В основе содержания работы положены публикации [72], [80–83], [91], [92], [96].

3.1 Обобщенная структурная схема поглощающих фильтров на основе квази-планарных СПЛ и буферных резонансных нагрузок из RLC-компонент

В разделе 2 приведены обобщенные структурные схемы поглощающих фильтров, содержащих три блока связанных линий. Показаны преимущества выполнения буферных резонансных нагрузок на основе распределенных линий передачи.

В данном подразделе приведена обобщенная структурная схема поглощающих фильтров (рисунок 3.1), создаваемых на основе квази-планарных СПЛ, нагруженных на RLC-цепи [72]. Такая конструкция более технологична по сравнению с конструкцией типа VIP [65, 85]. Обобщенная схема предложенной конструкции поглощающего фильтра представлена на рисунке 3.1. Эта схема положена в основу создания новых конструкций и решения задач их моделирования [80–83]. Схема состоит из блока 1, основным элементом которых являются трехпроводные связанные полосковые линии с неоднородным диэлектрическим заполнением, и блоков БРН 1, БРН 2, которые выполнены как последовательные LC-контур, шунтированные сопротивлением R.

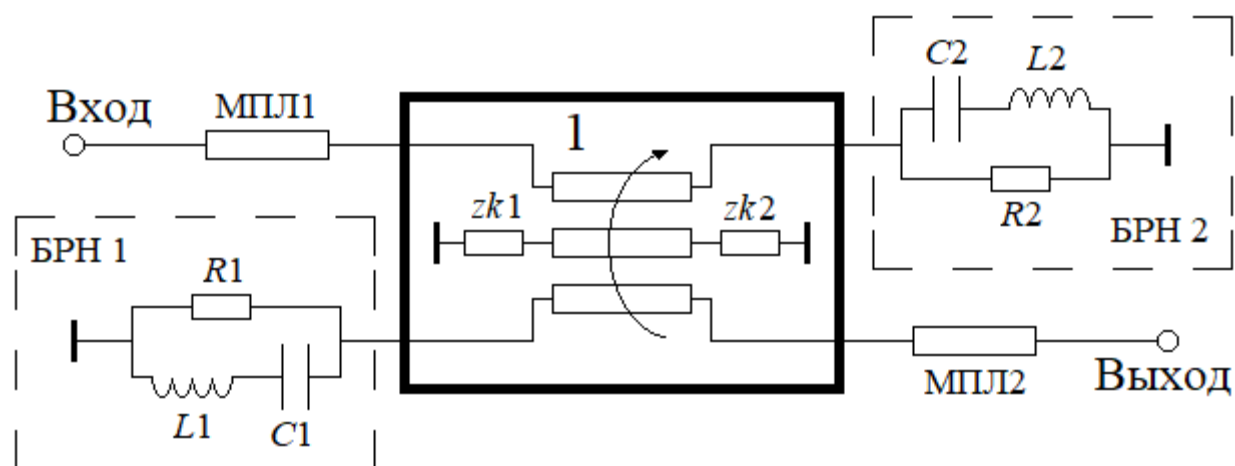


Рисунок 3.1 – Обобщенная структурная схема поглощающих фильтров на основе трехпроводных связанных линий и сосредоточенных RLC-элементов: блок 1 – отрезок связанных трехпроводных; блоки БРН 1 и БРН 2 – буферные резонансные нагрузки, включающие RLC-цепи (последовательные или параллельные). Составляющие элементы: МПЛ1,..., МПЛ2 – отрезки подводящих линий; $R1$, $R2$ – сопротивления нагрузок блоков БРН 1 и БРН 2; $L1$, $C1$ и $L2$, $C2$ – емкости и индуктивности БРН 1 и БРН 2;; $zk1$, $zk2$ – сопротивления краевых неоднородностей трёхпроводных связанных линий

В блоке 1 СПЛ обеспечено образование двух связанных каналов распространения квази-Т-волн [72]. Одни диагональные плечи СПЛ нагружены на БРН 1 и БРН 2, другие служат входом и выходом устройства и подключены к подводящим линиями МПЛ 1 и МПЛ 2.

3.1.1 Моделирование и экспериментальное исследование поглощающих полосно-пропускающих фильтров 0,92 ГГц на основе меандровых трехпроводных связанных полосковых линий

В данном подразделе приведены результаты исследования малогабаритного поглощающего фильтра на основе трехпроводных связанных линий, свернутых в виде меандра, с RLC нагрузками [81]. Рассмотрено влияние неоднородности диэлектрического заполнения на частотные характеристики поглощающего полосно-пропускающего фильтра. Приведено сравнение результатов расчета и эксперимента.

Прототипом исследуемого поглощающего фильтра является ПФ, описанный в работе [82], который построен на трехпроводной структуре связанных линий с топологией однородного прямолинейного отрезка. Уменьшение габаритов конструкция фильтра в работе [81] достигается выполнением топологии трехпроводной полосковой линии в виде меандра. Меандровые линии даже при одной токонесущей полоске представляются в виде отрезков связанных линий, число которых составляет $2n$ или $2n+1$, где n – число витков меандра. Исследованию МЛ посвящено большое число публикаций, например, [97–101]. При свертывании полосковых линий в виде меандра возникает обогащение спектра коэффициентов распространения и соответственно форм собственных колебаний. Эти явления могут быть препятствием для получения заданных частотных характеристик, либо наоборот – позволяют достигать новых полезных качеств. При выборе конструкции трехпроводной меандровой связанной линии (ТМСЛ) было принято решение применить топологию проводников со слабой связью между соседними ветвями меандра (рисунок 3.2). Конструкция ПФ на основе меандровой трехпроводной линии включает: 1, 2 – планарно расположенные токонесущие связанные полоски; 3 – подложку с ε_{r1} ; 4 – третью полоску с лицевой связью между полосками 1 и 2 и конформно повторяющую их форму; 5 – подложку (диэлектрическую полоску) с ε_{r2} , выполненную в виде полоски в форме меандра; 6 – заземляемое основание; 7 – RLC-цепь, образующую буферные резонансные нагрузки [102-104]. Поперечные сечения ТМСЛ по осям x , y изображены на рисунке 3.3. Рисунок 3.3, а показывает сечение $x = \text{const}$ перемычек между ветвями меандра. Позиции 1–6 соответствуют обозначениям на рисунке 3.2 и описанию к нему. На рисунке 3.3, б приведено сечение $y = \text{const}$ ветвей полосковой меандровой структуры. Как видим, в этом сечении образована многосвязная полосковая структура, состоящая из $3n$ полосок ($n=3$) [105].

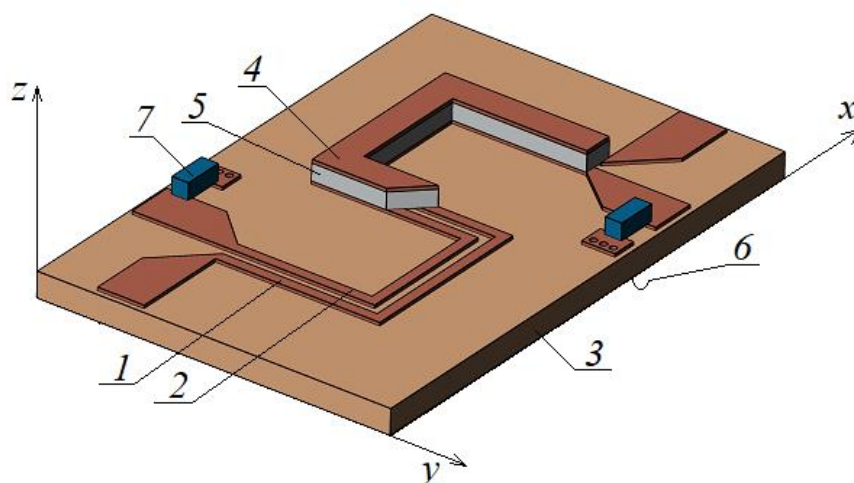


Рисунок 3.2 – 3D-модель трехпроводной меандровой связанной линии в конструкции поглощающего фильтра

Группы полосок отделены зазором $r \gg s$, в результате чего связь между соседними ветвями меандра, составленными полосками 1, 2 и 4, значительно слабее, чем между третьей полоской 4 полосками 1, 2. При этом продольный размер платы уменьшается в 3 раза.

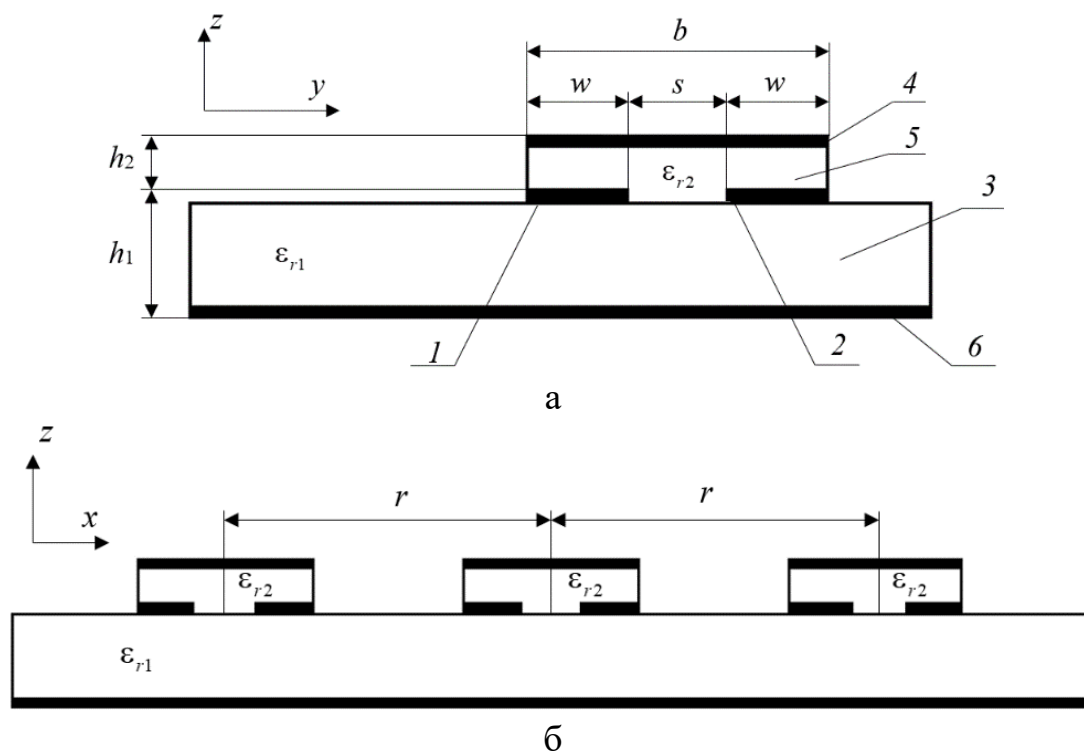


Рисунок 3.3 – Поперечные сечения меандровой трёхпроводной связанной линии

В качестве базового варианта конструкции ТМСЛ были взяты размеры токонесущих полосок 1 и 2 $w = 0,6$ мм, зазора между ними $s = 0,5$ мм (рисунок

3.3, а). Планарные связанные полосы расположены на диэлектрической подложке толщиной $h_1 = 1,5$ мм с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_{r1} = 4,5$. Третья полоска размещена на диэлектрической ленте с относительной диэлектрической проницаемостью ε_{r2} и толщиной $h_2 = 0,1$ мм. В процессе исследования изменялся материал ленты с целью оценки влияния параметров диэлектрической полоски 5 (рисунок 3.3, а) на характеристики ПФ. Длина третьей полоски совпадает с длиной меандровых токонесущих линий и равна $l = l_1 + l_2 + l_3 + l_4 + l_5 = 45$ мм, а её концы находятся в режиме холостого хода, что показано на эквивалентной схеме (рисунок 3.4).

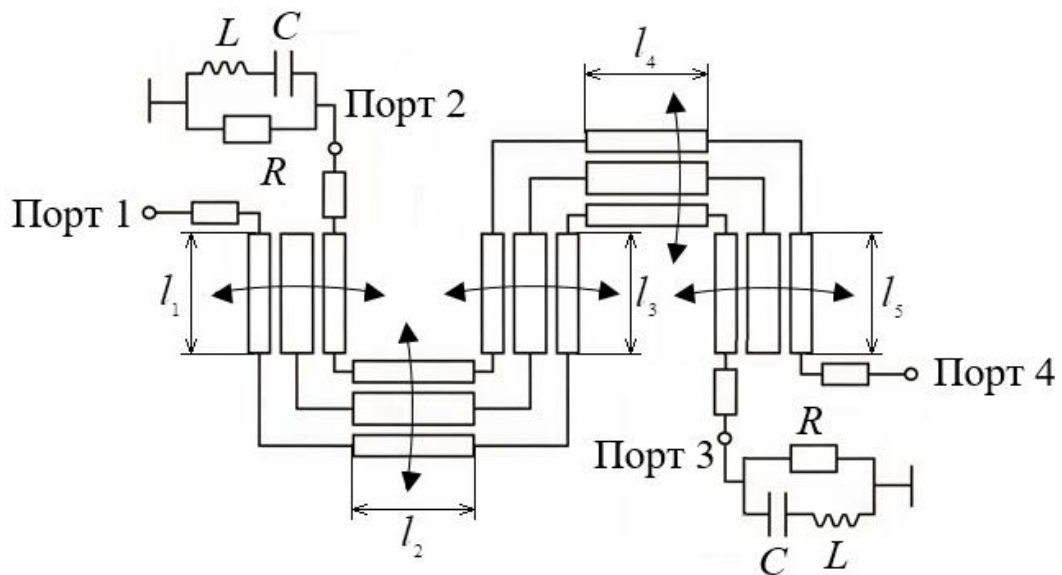


Рисунок 3.4 – Эквивалентная схема поглощающего полоскового фильтра на основе ТМСЛ

Токонесущие полосы соединены с портами 1–4 через подводящие линии. В эквивалентной схеме ПФ порты 2 и 3 нагружены на двухполюсники, образованные RLC-цепями с модулем входного импеданса $|z_H(f)|$. Эти двухполюсники так же, как в работах [18, 102], названы буферными резонансными нагрузками. В работах [18], [67], [89] показано, что модуль импеданса БРН $|z_H(f)|$ для получения характеристики ПФ как полосно-пропускающего фильтра с низким уровнем отражения (не хуже минус 10 дБ) в широкой полосе ча-

стот должен соответствовать рисунку 3.5. Это возможно при условии равенства резонансной частоты LC-контура f_0 центральной частоте полосы пропускания f_{01} ПФ, а также шунтирования LC-контура сопротивлением $R=50$ Ом. Частотно-зависимые нагрузки в портах 2 и 3 ТМСЛ с такими особенностями частотной зависимости $|Z_H(f)|$, как показано при моделировании [67], [89] и экспериментально [80], позволяют сформировать характеристику ПФ полотно-пропускающего типа.

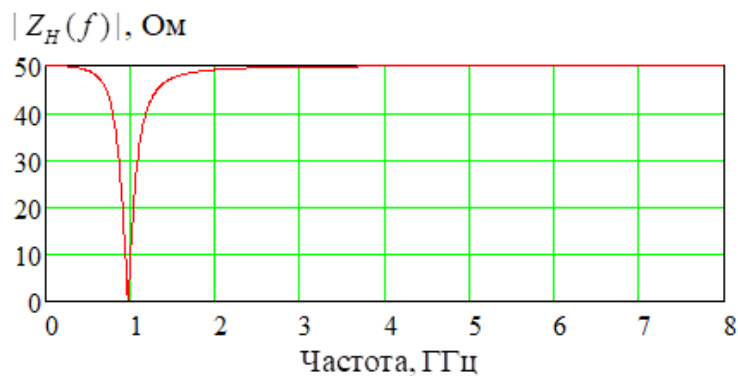


Рисунок 3.5 – Частотная зависимость модуля импеданса БРН $|Z_H(f)|$

Наличие третьей полоски шириной $b = 2w + s$, связанной с токонесущими полосками, усиливает их электромагнитное взаимодействие, поскольку эта полоска находится под плавающим потенциалом. Конструкция связанных линий, один из проводников которых находится под плавающим изменяющимся потенциалом, впервые применялась в работе [106] для управления параметрами отрезка связанных линий в виде меандровой линии, связанной со сплошной полоской. Показанная на рисунке 3.4 схема также содержит полоску с плавающим потенциалом, но ее функциональное назначение ограничено и состоит в увеличении связи между двумя планарно расположенными полосками. Без учета электромагнитной связи между ветвями меандра в общем случае схему по рисунку 3.4 следует рассматривать как двенадцатиполюсник. При этом, если третья полоска не имеет нагрузок на концах, схема приводится к восьмиполюснику с портами 1–4. В данном подразделе проведено электродинамическое моделирование 3D конструкции (рисунок 3.2) с последующим сравнением с результатами экспериментальных измерений параметров ПППФ

с эквивалентной схемой рисунка 3.4 и без учета связи между ветвями меандра [67], [89].

Как уже отмечалось, при моделировании в среде COMSOL Multiphysics была разработана 3D-модель ПФ. Рассчитывались конструкции ПФ для трех вариантов материалов диэлектрической полосы 5 (рисунок 3.3, а): FR-4, RO3003 и RO4350B. На рисунке 3.6 представлены результаты моделирования частотных характеристик поглощающего фильтра. Сравнение частотной зависимости коэффициента передачи $|S_{41}|$ (рисунок 3.6, а) для разных материалов показывает совпадение характерных особенностей частотной зависимости вносимых потерь на частотах запыриания и идентичность $|S_{21}|$ в полосе пропускания. Если ограничиваться значением $|S_{41}|$ на частотах запыриания -10 дБ, лучший показатель в полосе частот до 6 ГГц дает применение RO3003 либо RO4350B. Коэффициент отражения $|S_{11}|$ макета ПФ с применением RO4350B меньше минус 10 дБ в той же полосе частот (см. рисунок 3.6, б).

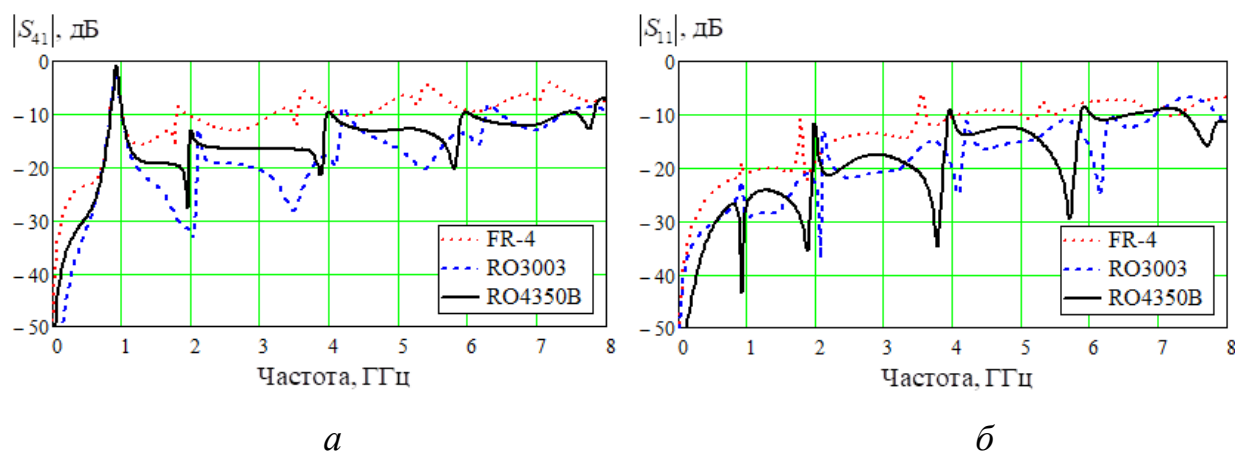


Рисунок 3.6 – Результаты моделирования частотных характеристик ПФ при разных материалах: *а*) коэффициента передачи $|S_{41}|$; *б*) коэффициента отражения $|S_{11}|$

Отсюда следует, что однородность диэлектрика в поперечном сечении полосковой структуры при использовании материала FR4 не дает возможность улучшить характеристики поглощающего фильтра на основе ТМСЛ.

Проведено сравнение частотных характеристик поглощающих фильтров с топологией полосок в виде прямолинейного отрезка и меандра с одинаковой длиной связанных полосок. Результаты численного эксперимента приведены на рисунке 3.7. Частотная зависимость коэффициента передачи $|S_{41}|$ (рисунок 3.4, а) ПФ с прямолинейной топологией трехпроводных связанных линий (ТСЛ) имеет меньшую изрезанность по сравнению с топологией ПФ в виде меандра. Это связано с двумя причинами, первая из которых – существование связи между параллельными проводниками витков меандра, а вторая – появление неоднородностей в местах перегиба полосок. В полосе прозрачности $|S_{41}|$ ПФ практически не изменяется.

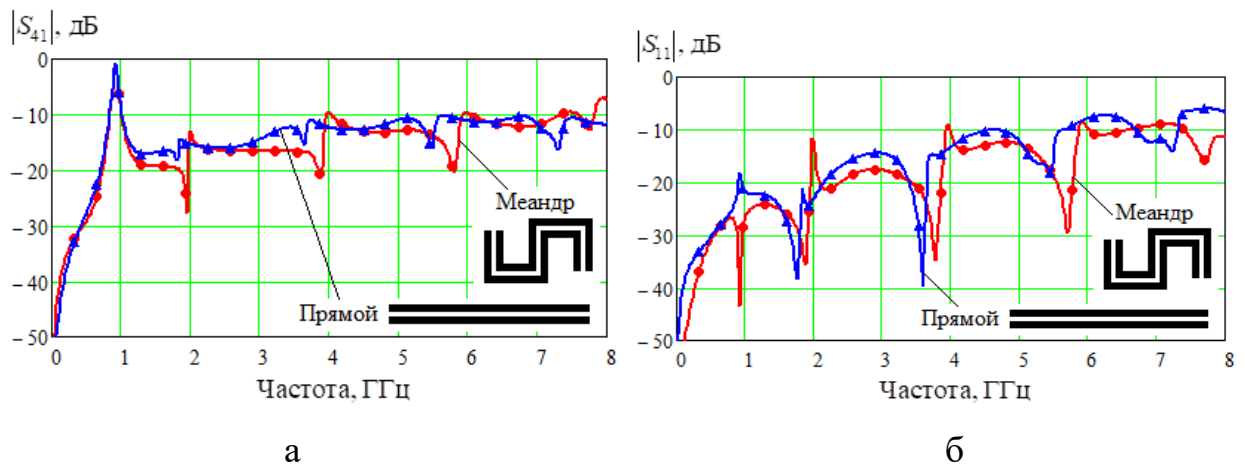


Рисунок 3.7 – Сравнение частотных характеристик коэффициентов передачи $|S_{41}|$ (а) и коэффициентов отражений $|S_{11}|$ (б) ПФ для топологии ТСЛ в виде прямолинейного отрезка прямой ТСЛ и меандровой ТСЛ

Уменьшение $|S_{41}|$ на частотах приблизительно 2, 4, 6 ГГц не представляется существенным. Сравнение частотных зависимостей $|S_{11}|$ (рисунок 3.7, б) показывает ограничение возвратных потерь на уровне, близком к 10 дБ, для топологии полосок в виде прямолинейного отрезка ТСЛ до частоты 5,5 ГГц, а для топологии в виде меандра – до 4 ГГц.

Таким образом, применение меандровой трехпроводной связанной линии обеспечивает упрощение технологии сборки конструкции и уменьшение

габаритов поглощающего фильтра в 2 раза при оговоренном изменении частотных характеристик.

Проведены экспериментальные исследования ПФ с материалом диэлектрической полосы RO4350B толщиной $h_2 = 0,1$ мм и диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{r2} = 3,48$.

На рисунке 3.8 показана фотография ПФ, эквивалентная схема которого соответствует рисунку 3.4. Диэлектрическая полоска перекрывает планарно расположенные токонесущие полосы в соответствии с рисунком 3.3.

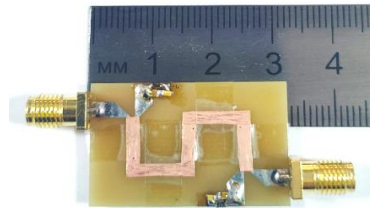


Рисунок 3.8 – Фотография ПФ

В макете третья полоска повторяла топологию связанных полосок. Получены экспериментальные результаты сравнения частотных характеристик измерений и моделирования коэффициентов отражения $|S_{11}|$ и коэффициентов передачи $|S_{41}|$ (рисунок 3.9).

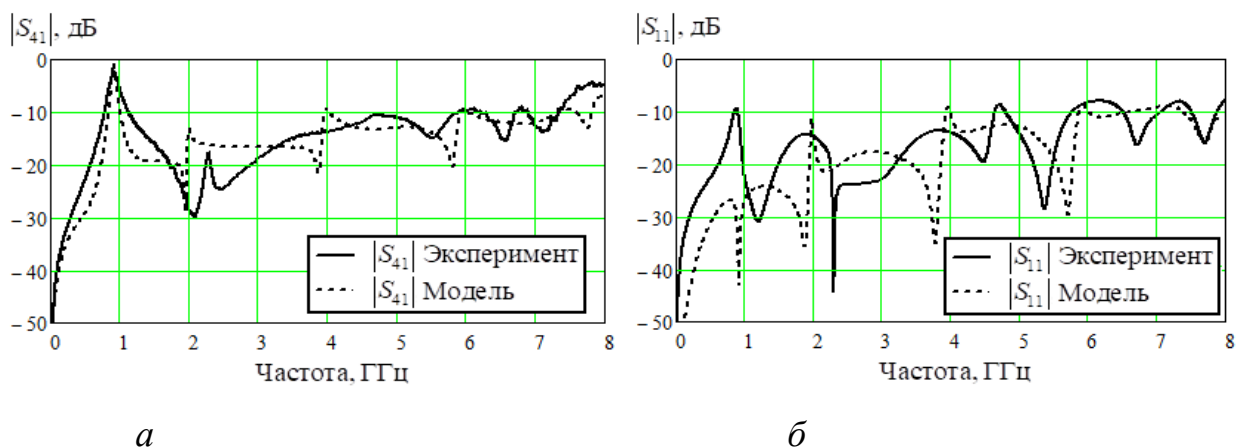


Рисунок 3.9 – Сравнение частотных характеристик измеренных и рассчитанных коэффициентов передачи $|S_{41}|$ (а) и отражения $|S_{11}|$ (б)

Из графиков рисунка 3.9 видно, что центральная частота при экспериментальном измерении и моделировании составили $f_{0_изм} = f_{0_мод} = 0,92$ ГГц.

При этом полоса пропускания по уровню 3 дБ имеет существенную разницу и составляет при измерении 17%, при моделировании 6%.

Полученное расхождение ширины полосы пропускания, как показало дополнительное моделирование, вызвано наличием паразитных параметров сосредоточенных RLC-элементов и неидентичностью параметров БРН в портах 2 и 3. Экспериментально полученные коэффициенты отражения и передачи на внеполосных частотах удовлетворяют условиям не хуже минус 10 дБ в диапазоне от 0,01 до 4 ГГц.

Подтверждена возможность усиления электромагнитной связи между связанными полосковыми линиями за счёт применения трехпроводной структуры для построения поглощающих полосно-пропускающих фильтров. Определено, что соотношение относительных диэлектрических проницаемостей подложек в конструкции ПФ существенно влияет на частотные характеристики ПФ. Наилучшие частотные характеристики коэффициента передачи и возвратных потерь получены при соотношении $\varepsilon_{r2}/\varepsilon_{r1} = 0,67$, где ε_{r1} – проницаемость подложки с планарно расположенными полосками, ε_{r2} – проницаемость диэлектрической ленты, на которой выполнена третья полоска. Подход, применённый в настоящей работе, позволил уменьшить габариты фильтра в 2 раза. Сравнение результатов моделирования и экспериментальных измерений показало совпадение основных параметров: единственной полосы пропускания на заданной частоте с потерями 2,5 дБ; коэффициентов отражения в широкой полосе частот от 0,01 до 4,5 ГГц не хуже –10 дБ; коэффициентов передачи в полосах запираания от –30 дБ до –10 дБ.

3.1.2 Исследование влияния размеров поперечного сечения связанных трехпроводных полосковых линий на характеристики ПППФ

В данном подразделе приведены результаты исследования поглощающего фильтра на основе трехпроводных связанных линий с RLC нагрузками, рассчитанными на центральную частоту 1.9 ГГц [80]. Рассмотрены зависимости влияния параметров поперечного сечения на частотные характеристики

поглощающего полосно-пропускающего фильтра. Приведено сравнение результатов расчета и эксперимента.

Поперечное сечение трехпроводной связанной линии показано на рисунке 3.10, а. Токоведущие полосы шириной w (поз. 1 и 2) расположены на диэлектрической подложке 4 с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_{r1} и толщиной h_1 и разделены зазором s . Боковая связь между полосками 1 и 2 определяет слабую связь между ними. Наличие третьей полосы (поз. 3) с шириной $b = 2w + s$, имеющей лицевую связь с полосками 1 и 2, приводит к увеличению связи между полосками 1 и 2, т.к. полоска 3 находится под плавающим потенциалом.

В качестве базового варианта конструкции СПЛ были взяты размеры полосок $w = 0,6$ мм и зазора между ними $s = 0,5$ мм [40]. Полоска 3 размещена на диэлектрической ленте (поз. 6) с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{r2} = 3$ и толщиной $h_2 = 0,2$ мм. Длина третьей полосы l совпадает с длиной связанных токонесущих полосок 1 и 2 и равна 22,5 мм, а её концы находятся в режиме холостого хода, что показано на эквивалентной схеме рисунка 3.10, б. Токонесущие полосы соединены с портами 1–4 через подводящие линии (поз. 7.1–7.4).

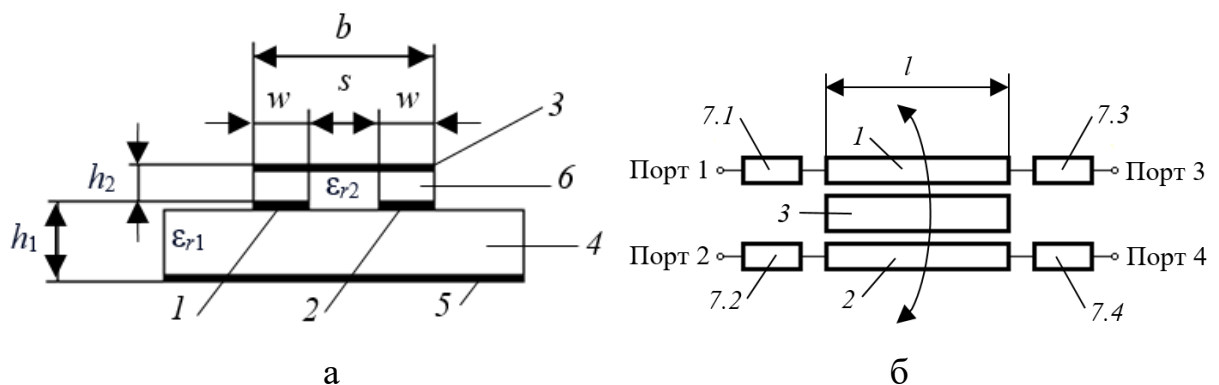


Рисунок 3.10 – Поперечное сечение (а) и эквивалентная схема трехпроводной СПЛ (б): 1 – первая токопроводящая линия; 2 – вторая токопроводящая линия; 3 – третий проводник с плавающим потенциалом; 4 – диэлектрическая подложка; 5 – заземляющее основание; 6 – диэлектрическая лента; 7 – подводящие линии; 7.1 – вход трехпроводной СПЛ (порт 1); 7.2 – диагональное плечо (порт 2); 7.3 – диагональное плечо (порт 3); 7.4 – выход трехпроводной СПЛ (порт 4)

Представленная эквивалентная схема на рисунке 3.10 позволяет рассчитывать различные варианты устройств в зависимости от нагрузок в портах и выбора входного и выходного порта. Показанная схема в общем случае является 12-полюсником, составленным из показанных компонент. Если третья полоска не имеет нагрузок на концах, тогда схема анализируется как 8-полюсник. При этом схема может рассматриваться как неклассический противонаправленный ответвитель, отражающий или поглощающий полосно-пропускающий фильтр. Далее представлены результаты моделирования и экспериментальных измерений частотных характеристик схем, отражающего и поглощающего полосно-пропускающих фильтров с анализом полной матрицы рассеяния.

Моделирование проводилось с помощью программы численного моделирования COMSOL Multiphysics. Экспериментальные измерения выполнялись на векторном анализаторе цепей (ВАЦ) P4226 производства АО «НПФ «Микран» в диапазоне от 0,01 до 8 ГГц.

В работах [18], [67], [89] было показано, что для получения оптимальных параметров поглощающих полосно-пропускающих фильтров необходимо обеспечить максимальный коэффициент передачи S_{41} в полосе частот работы НПФ. Поэтому проведено моделирование по схеме рисунка 3.10, б в отсутствие нагрузок в портах 2 и 3.

Для моделирования в частотной области в программе COMSOL Multiphysics задавались следующие параметры: $w = 0,6$ мм, $s = 0,5$ мм, $b = 1,7$ мм, $h_1 = 1,5$ мм, $h_2 = 0,2$ мм, $l = 22,5$ мм, $\epsilon_{r1} = 4,5$, $\epsilon_{r2} = 3$, удельная проводимость FR4 $\sigma_{er1} = 0,004$ (См/м), удельная проводимость меди $\sigma_{медь} = 5,998 \cdot 10^7$ (См/м), $\tan \delta_{er2} = 0,001$.

Результаты моделирования и экспериментального измерения коэффициента отражения $|S_{11}|$ и коэффициента передачи $|S_{41}|$ трехпроводной СЛ (см. рисунок 3.10, б) без нагрузки в диагональных плечах 2 и 3 показаны на рисунке 3.11.

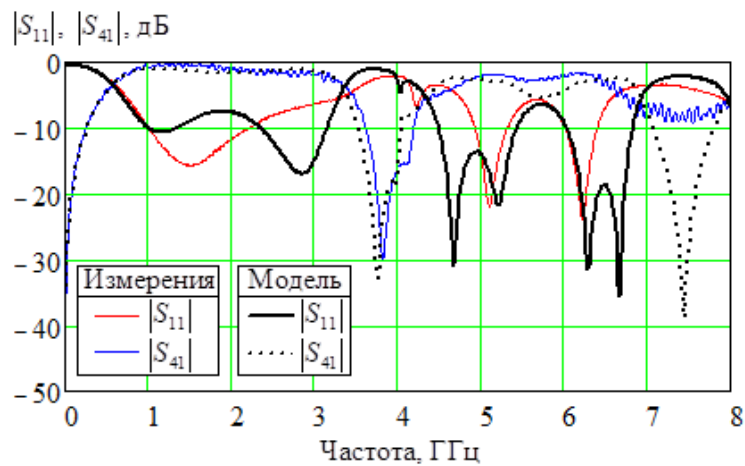


Рисунок 3.11 – Частотные характеристики коэффициента отражения $|S_{11}|$ и коэффициента передачи $|S_{41}|$ трехпроводной СЛ без нагрузок в портах 2 и 3 (см. рис. 1, б)

Из графиков (рисунок 3.11) расчетных и экспериментальных частотных зависимостей видно, что коэффициент передачи S_{41} в полосе частот от 1 до 3 ГГц изменяется в пределах от $-0,2$ до $-2,2$ дБ, что позволяет получить приемлемый коэффициент передачи ПППФ [18]. Коэффициент отражения $|S_{11}|$ в указанной полосе частот не хуже -7 дБ. Данный параметр зависит от сопротивлений нагрузок не только в портах 1 и 4, являющихся входом и выходом (было взято 50 Ом), но и от импеданса в портах 2 и 3. При переходе к схеме поглощающего фильтра нагрузки в этих портах изменятся. Поэтому в исследуемом варианте схемы $|S_{11}|$ не оптимизировался. Разработанная модель связанных линий в COMSOL Multiphysics использовалась при вычислении параметров ПППФ.

Эквивалентная схема ПППФ показана на рисунке 3.12. В ней порты 2 и 3 нагружены импедансом RLC -цепей. Эти нагрузки выполняют функцию буферных резонансных нагрузок (БРН). В работе [18] показано, что модуль импеданса БРН должен соответствовать виду, показанному на рисунке 3.13. Это возможно при условии равенства резонансной частоты LC -контура на центральной частоте полосы пропускания ПППФ, а также шунтирования LC -контура сопротивлением $R = 50$ Ом. Частотно-зависимые нагрузки в портах 2 и 3 СПЛ формируют характеристику ПППФ [89].

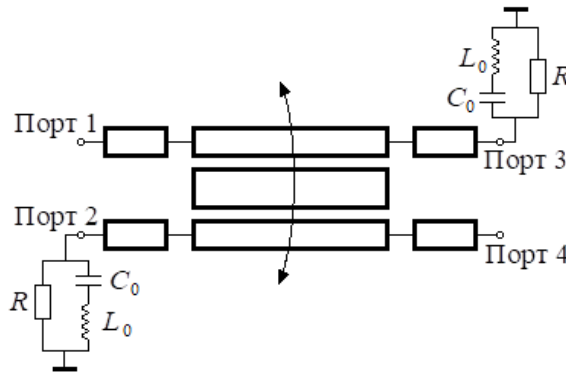


Рисунок 3.12 – Эквивалентная схема ПППФ

Для ПППФ с центральной частотой 2 ГГц была рассчитана частотная зависимость $|Z_H(f)|$ по формуле (3.1).

$$|Z_H(f)| = \left| \left(R^{-1} + \left(j \cdot 2\pi \cdot f \cdot L_0 + \frac{1}{j \cdot 2\pi \cdot f \cdot C_0} \right)^{-1} \right)^{-1} \right|, \quad (3.1)$$

где сопротивление $R = 50$ Ом, индуктивность $L_0 = 6,8$ нГн, ёмкость $C_0 = 1$ пФ, f – частота.

В результате расчета получена частотная зависимость модуля импеданса $|Z_H(f)|$, которая показана на рисунке 3.13.

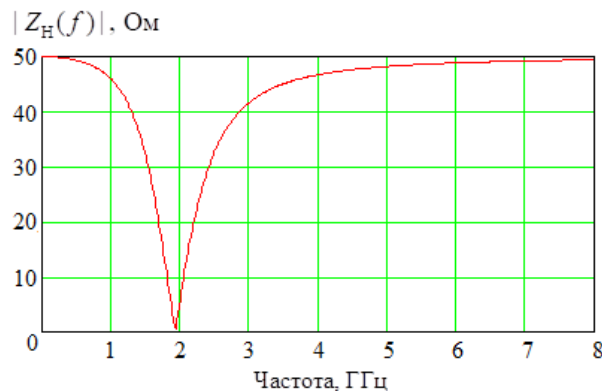


Рисунок 3.13. Частотная зависимость сопротивления нагрузки $|Z_H(f)|$

В процессе моделирования проведен ряд исследований, которые направлены на поиск оптимальной толщины h_2 диэлектрической ленты. Рассчитывалась матрица рассеяния ПППФ как восьмиполюсника, что позволило опреде-

лечь не только рабочие параметры фильтра, но и исследовать механизм формирования частотно-селективных свойств и получения низкого уровня отражения от входа и выхода устройства.

На рисунке 3.14 представлены частотные характеристики коэффициентов матрицы рассеяния при разных толщинах h_2 . Остальные параметры соответствовали базовому варианту СПЛ. Выявлено, что уменьшение толщины диэлектрической ленты ведет к увеличению электромагнитной связи между токонесущими полосками.

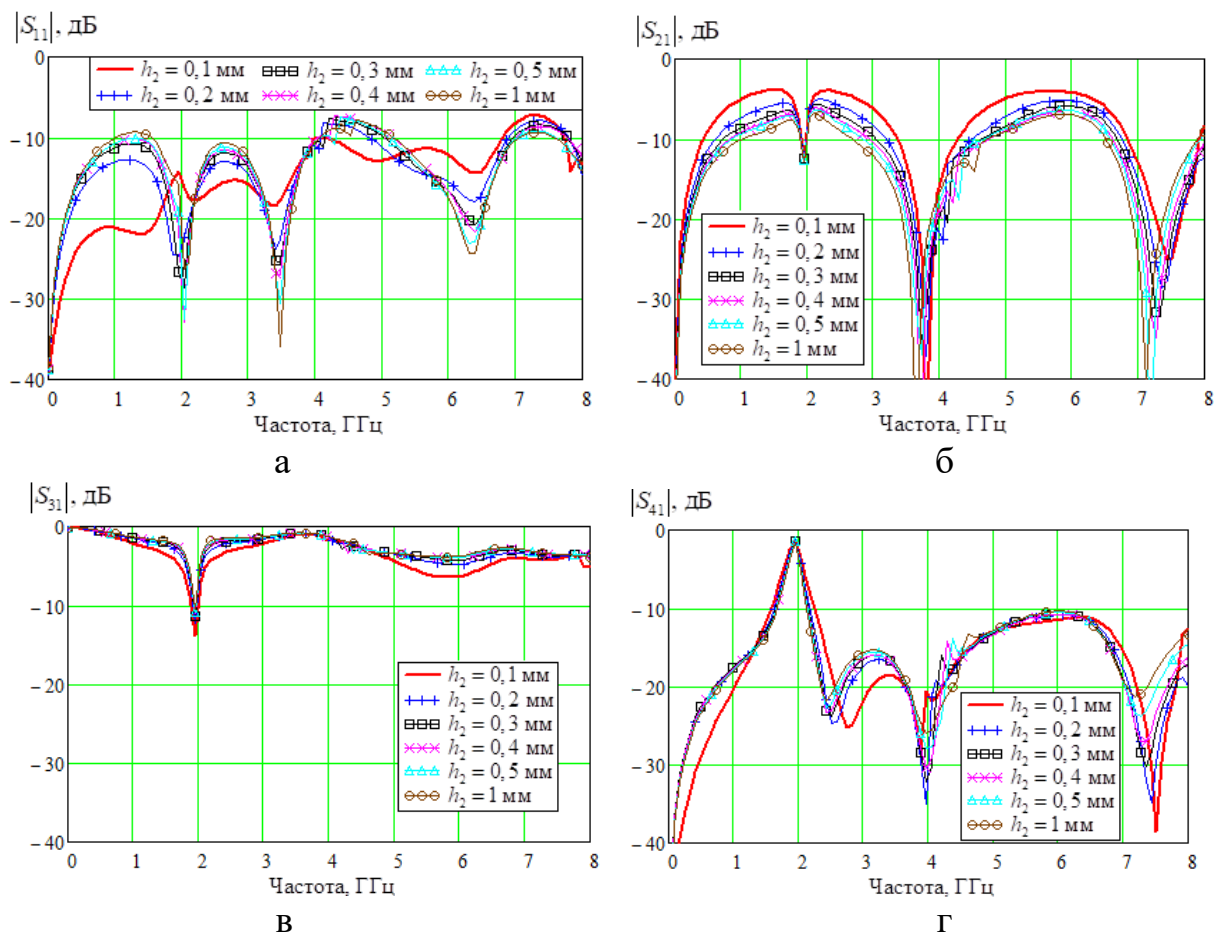


Рисунок 3.14 – Результаты моделирования частотных характеристик ПППФ при разной толщине диэлектрической ленты

Из показанных графиков видно, что при толщине $h_2 = 0,1$ мм наблюдаются наилучшие характеристики частотной зависимости коэффициентов матрицы рассеяния ПППФ как восьмиполосника. В диапазоне частот до 4 ГГц

коэффициент отражения $|S_{11}|$ не хуже минус 10 дБ (см. рисунок 3.14, а), коэффициент передачи $|S_{41}|$ на внеполосных частотах не хуже минус 15 дБ (см. рисунок 3.14, г).

Из полученных графиков зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{31}|$ (см. рисунок 3.14, б и 3.14, в) видно, что при толщине $h_2 = 0,1$ мм наблюдается перекачка энергии из порта 1 в порты 2 и 3 таким образом, что на резонансной частоте RLC -цепи происходит передача сигнала в порт 4, а на других частотах мощность поглощается на сопротивлениях R . В этом состоит механизм формирования полотно-пропускающих свойств при низком уровне отражений фильтра.

Данное исследование проведено с целью более детального определения конструктивных параметров на величину связи между токонесущими полосками. Расчеты проводились в соответствии с эквивалентной схемой, показанной на рисунке 3.15. При расчете толщина диэлектрической ленты составляла $h_2 = 0,1$ мм. Остальные параметры соответствовали базовому варианту СПЛ.

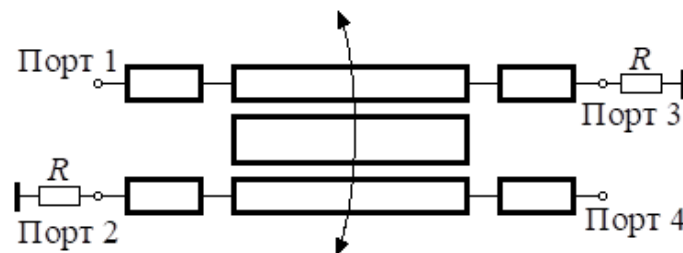


Рисунок 3.15 – Эквивалентная схема трехпроводной СПЛ с нагрузками во всех портах 50 Ом

На рисунке 3.16 представлены частотные зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{31}|$ в диапазоне от 0,5 до 3,5 ГГц.

Из графиков частотных зависимостей $|S_{21}|$ и $|S_{31}|$, показанных на рисунке 3.16, видно, что при уменьшении зазора увеличивается связь между проводниками. При этом важно отметить, что для создания 3 дБ связи, должно выполняться условие $\max(S_{21}) = \min(S_{31})$ на центральной частоте. Это условие приблизительно выполняется в пределах изменения зазора s от 0,4 до 0,5 мм.

При этом видно, что связь примерно равна 3,5 дБ, что является следствием частотной зависимости потенциала на третьей полоске от частоты.

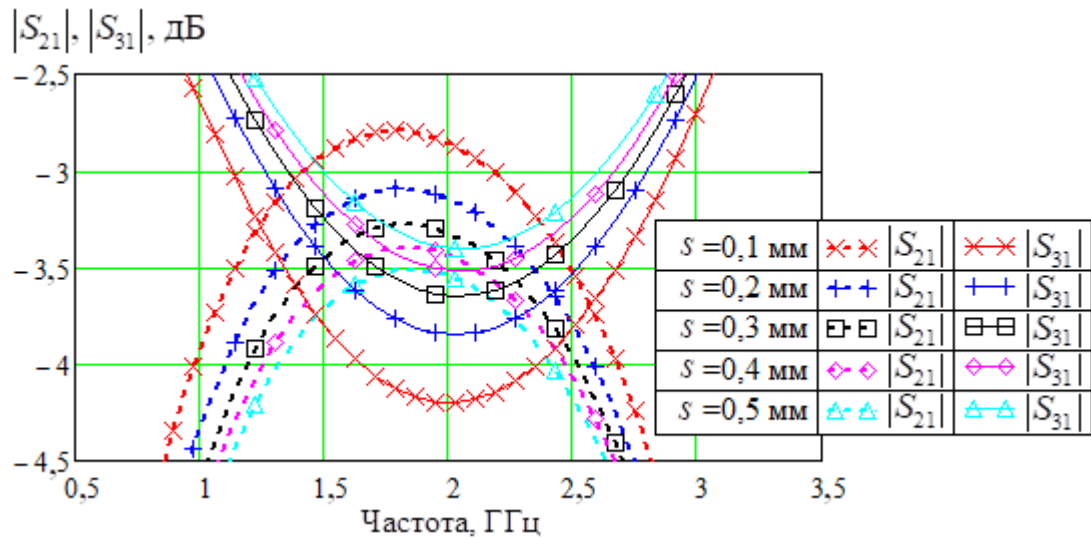


Рисунок 3.16 – Результаты моделирования частотных характеристик трехпроводной СЛ при изменении зазора между токопроводящими линиями (порт 2 и порт 3)

Также была проведена оценка влияния зазора на характеристики поглощающего фильтра. На рисунок 3.17 приведены частотные зависимости $|S_{11}|$ и $|S_{41}|$. Из показанных на рис. 3.17 графиков частотных зависимостей $|S_{11}|$ и $|S_{41}|$ видно, что коэффициент передачи в полосе пропускания не зависит от величины зазора s , так как пропускающая способность определяется нагрузкой в виде RLC -цепи (см. рис. 4) [107].

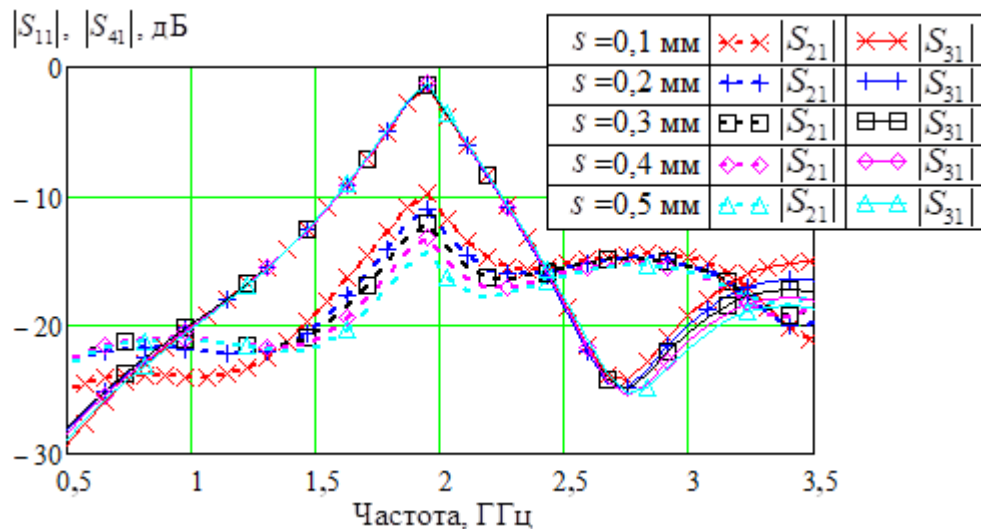


Рисунок 3.17 – Моделирование частотных характеристик ПППФ при изменении зазора между токопроводящими линиями

Поглощающая способность ухудшается с уменьшением зазора между токонесущими линиями.

Был изготовлен прототип ПППФ, фотография которого приведена на рисунке 3.18. На рисунке 3.19 представлены результаты моделирования и экспериментальных измерений. Из графиков, показанных на рисунке 3.19, видно, что результаты экспериментальных измерений и моделирование в COMSOL Multiphysics имеют схожий характер частотных зависимостей $|S_{11}|$ и $|S_{41}|$.

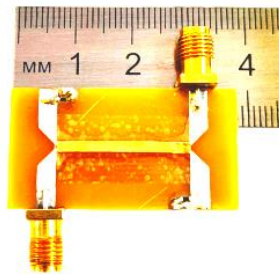


Рисунок 3.18 – Фотография ПППФ

Из показанного на рисунке 3.19 графика частотных зависимостей видно, что в диапазоне до 4 ГГц рассчитанные и измеренные коэффициенты отражений $|S_{11}|$ не хуже минус 10 дБ. Однако коэффициент передачи $|S_{41}|$ существенно отличаются как на центральной частоте, так и в полосе пропускания.

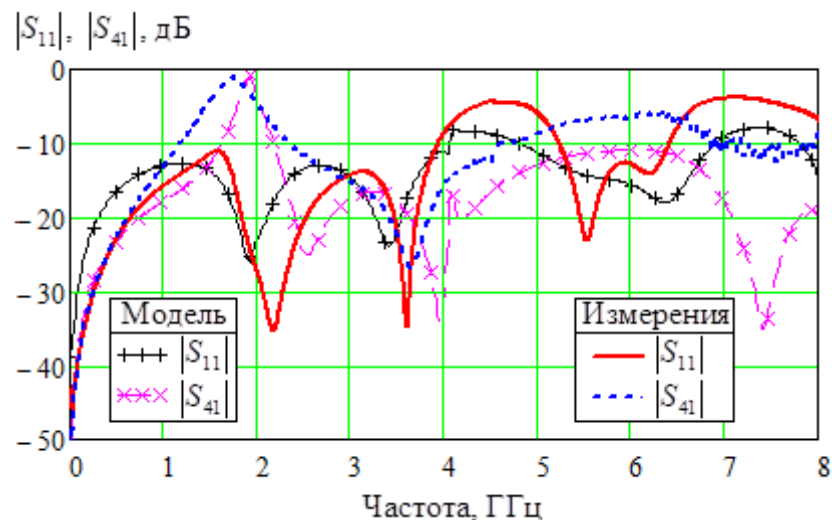


Рисунок 3.19 – Частотные характеристики коэффициента отражения $|S_{11}|$ и коэффициента передачи $|S_{41}|$ ПППФ с третьей полоской; сравнение моделирования в COMSOL и экспериментальных измерений

Измеренная центральная частота составила $f_{0, \text{измер}} = 1,7374$ ГГц при полосе пропускания 26,9%, а рассчитанная центральная частота $f_{0, \text{рассчит}} = 1,9314$ Гц и полоса пропускания 9,9%. Такое отличие объясняется тем, что в модели COMSOL Multiphysics нагрузка $|Z_H(f)|$ была задана в соответствии с графиком, показанным на рис. 4. При определении $|Z_H(f)|$ паразитные параметры сосредоточенных элементов не учитывались. Такая ситуация позволяет решить обратную задачу определения параметров RLC -цепи, опираясь на полученные экспериментальные данные.

Таким образом в настоящем подразделе показана возможность увеличения электромагнитной связи между связанными линиями путем размещения на них дополнительного третьего полоскового проводника на диэлектрической ленте.

Оптимальная толщина дополнительного диэлектрического слоя была определена в ходе численных экспериментов и составила 0,1 мм. Полученные результаты по изменению толщины диэлектрической ленты с третьей полоской показали, что при толщине диэлектрической ленты $h_2 = 0,1$ мм увеличивается диапазон работы фильтра поглощающего типа от 4 до 7 ГГц с ограничением $|S_{11}|$ до минус 10 дБ. При этом коэффициент передачи $|S_{41}|$ на внеполосных частотах в диапазоне от 0,01 до 8 ГГц также не хуже минус 10 дБ.

При изменении зазора между проводниками основной подложки наблюдается рост коэффициента отражения в полосе и коэффициента передачи на внеполосных частотах, что естественно, так как изменяется коэффициент связи между связанными линиями.

Экспериментальное исследование и моделирование в системе COMSOL Multiphysics трехпроводной полосковой структуры подтвердили реализуемость увеличения электромагнитной связи между токонесущими полосками и работоспособность поглощающего полосно-пропускающего фильтра. Показано, что при толщине диэлектрической ленты $h_2 = 0,1$ мм, изменении зазора

между планарно расположенными полосками в пределах $s = 0,4 \dots 0,5$ мм с применением использованных диэлектриков в диапазоне частот до 4 ГГц коэффициент отражения не превышает -10 дБ и обеспечивается функция полосно-пропускающего фильтра.

3.2 Полосковый резонатор СВЧ с объемным кристаллом

Представленные в диссертации исследования показали, что в качестве буферных резонансных нагрузок, которые, по сути, представляют резонаторы со специальной частной характеристикой импеданса, могут использоваться их разные типы. Естественно, что те или другие типы резонаторов для обеспечения широкой полосы работы ПФ должны иметь разреженный спектр резонансных частот.

В данном подразделе приведены результаты экспериментальных исследований и моделирования частотных характеристик резонатора в виде двух полосковых вибраторов, разделенных большим зазором и перекрытых объемным кристаллом ниобата лития, на верхней поверхности которого установлен металлический электрод с плавающим потенциалом [91], [92]. При проведении эксперимента измерялись частотные зависимости коэффициентов матрицы рассеяния в диапазоне частот до 3 ГГц. Электродинамический анализ проводился в среде численного моделирования COMSOL Multiphysics. Проведено сравнение экспериментальных и численных результатов, показавших хорошее качественное совпадение коэффициентов передачи и коэффициентов отражения.

В подразделе решается задача разреживания спектра собственных колебаний в полосковой структуре и использование выделяемых резонансов. В стремлении решить эту задачу были изменены условия взаимодействия полосковой структуры и кристалла. Предложена конструкция резонатора, которая содержит два соосных отрезка полосковых линий на диэлектрической подложке, разделенных зазором и являющихся электрическими вибраторами. Со стороны входа вибратор является возбудителем, а со стороны выхода вибратор

служит приемником электромагнитной волны, распространяющейся в системе «полосковая линия-кристалл». На рисунке 3.20 показана схема полоскового резонатора и размеры объёмного диэлектрического заполнения. Токопроводящая полоска полоскового модуля шириной 3 мм на подложке толщиной 1,5 мм из материала FR4 была разделена на две части зазором 12 мм.

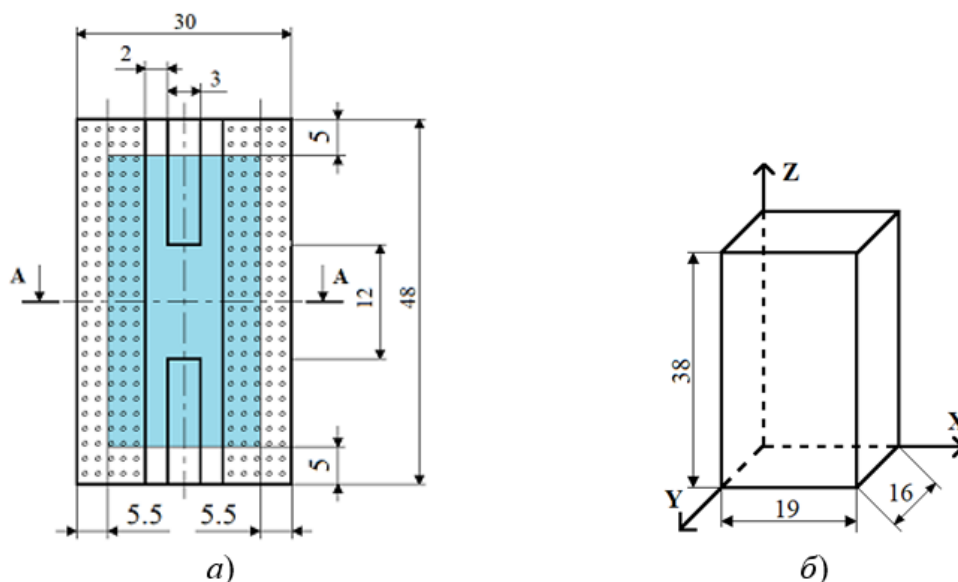


Рисунок 3.20 – Полосковый модуль резонатора (цветом выделено положение кристалла на поверхности платы модуля с размерами боковой поверхности в плоскости XZ): а) схема полоскового резонатора; б) размеры объёмного диэлектрического заполнения кристалла ниобата лития

Боковые экраны отделены от токопроводящей полоски зазором 2 мм и соединены с заземленным основанием металлизированными отверстиями, что приводит к концентрации электрического поля в области, ограниченной в подложке расстоянием между краями полоскового проводника и частью боковых экранов до первого ряда металлизированных отверстий, расположенных ближе к краям токонесущей полоски. Кристалл ниобата лития имел размеры, показанные на рисунке 3.20, б. Кристалл устанавливался на поверхность подложки со стороны полоски и боковых экранов симметрично относительно входного и выходного коаксиально-полосковых переходов. На кристалле сверху располагался электрод, находящийся под плавающим потенциалом, поскольку он не имеет контакта с металлизированным основанием полоскового

модуля. Предполагалось, что наличие электрода позволит управлять параметрами резонаторов путем их шунтирования на внешний экран или заземляемое основание полоскового модуля по аналогии с полосковыми структурами на связанных линиях с неуравновешенной электромагнитной связью [86]. Исследовалось несколько вариантов исполнения резонатора, отличающихся расположением кристалла на поверхности полоскового модуля на плоскостях XY , XZ , YZ , а также ориентацией кристалла по осям Z , Y , X с целью исследования влияния анизотропности диэлектрических свойств на характеристики резонатора. На рисунке 3.21 показан внешний вид конструкции резонатора без электрода (рисунок 3.21, а) и с электродом на верхней плоскости (рисунок 3.21, б). Кристалл, устанавливаемый на полосковый модуль.

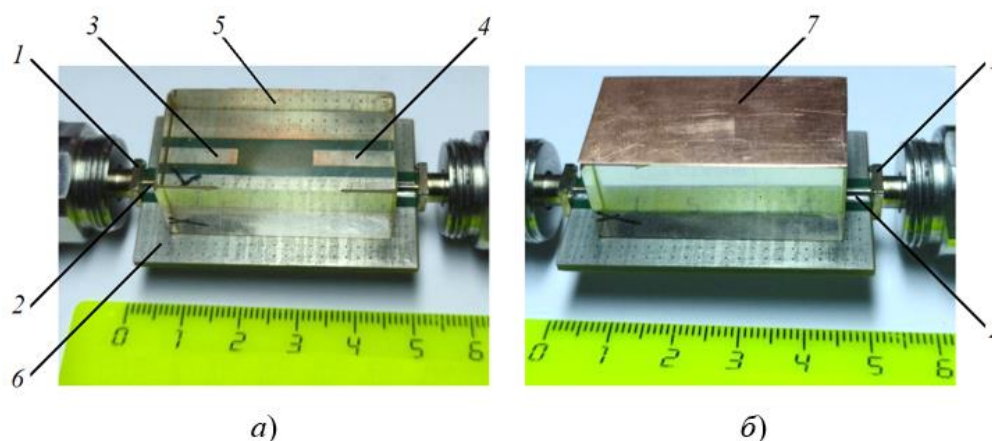


Рисунок 3.21 – Полосковый резонатор с объемным кристаллом ниобата лития: 1 – коаксиально-полосковые переходы; 2 – отрезки полосковых линий; 3 – вибратор-возбудитель; 4 – вибратор-приемник; 5 – кристалл ниобата лития; 6 – боковые экраны, соединенные металлизированными отверстиями с заземляющим основанием; 7 – металлический электрод с плавающим потенциалом

Измерения проводились на двухпортовом векторном анализаторе цепей (ВАЦ) P4226 производства АО НПФ «Микран» по стандартной схеме (рисунок 3.22). Полосковый модуль подключался к ВАЦ с помощью фазостабильных коаксиальных кабелей КСФ26-13РН-13Н-700. Порт 1 соединялся через кабель, коаксиально-полосковый переход и короткий отрезок полосовой ли-

нии с вибратором-возбудителем, а порт 2 симметричным образом – с вибратором-приемником. В процессе измерений определялась полная матрица коэффициентов рассеяния S_{11} , S_{12} , S_{22} , S_{21} .

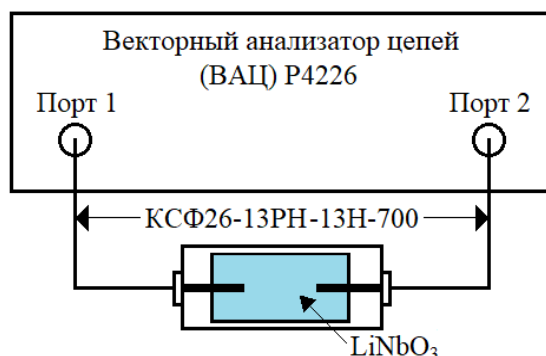


Рисунок 3.22 – Схема измерения полоскового резонатора

Проведены измерения частотных характеристик полоскового модуля без кристалла. В диапазоне частот от 1 до 3 ГГц получены значения $[S_{11}] \leq -0,4$ дБ, коэффициент передачи изменяется с ростом частоты в пределах $[S_{21}] = (-67,8 \dots -38,8)$ дБ. При этом выполнялось условие $S_{22} = S_{11}$, $S_{12} = S_{21}$ с точностью до погрешностей измерения. Эти результаты измерения свидетельствуют об отсутствии сколь-либо значимого излучения электромагнитного поля вибратором-возбудителем, а также влияния электромагнитной связи между полосками вибраторов, разделенных большим зазором.

Для проведения измерений резонатора в сборе на подложку полоскового модуля устанавливался кристалл с экраном (рисунок 3.21, б) симметрично относительно коаксиально-полосковых переходов и токонесущих полосок, как показано на рисунке 3.20, а и на рисунке 3.21. Измерены частотные характеристики в шести вариантах расположения кристалла на плоскостях XY , $\bar{X}\bar{Y}$, XZ , $\bar{X}\bar{Z}$, YZ , $\bar{Y}\bar{Z}$. В обозначениях плоскостей индекс с чертой сверху означает, что кристалл перевернут на противоположную плоскость (см. рисунок 3.22). На рисунке 3.23 показана зависимость частотных характеристик $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ резонатора от положения кристалла. Цель измерений состояла в изучении влияния ориентации кристалла на спектр резонансных частот.

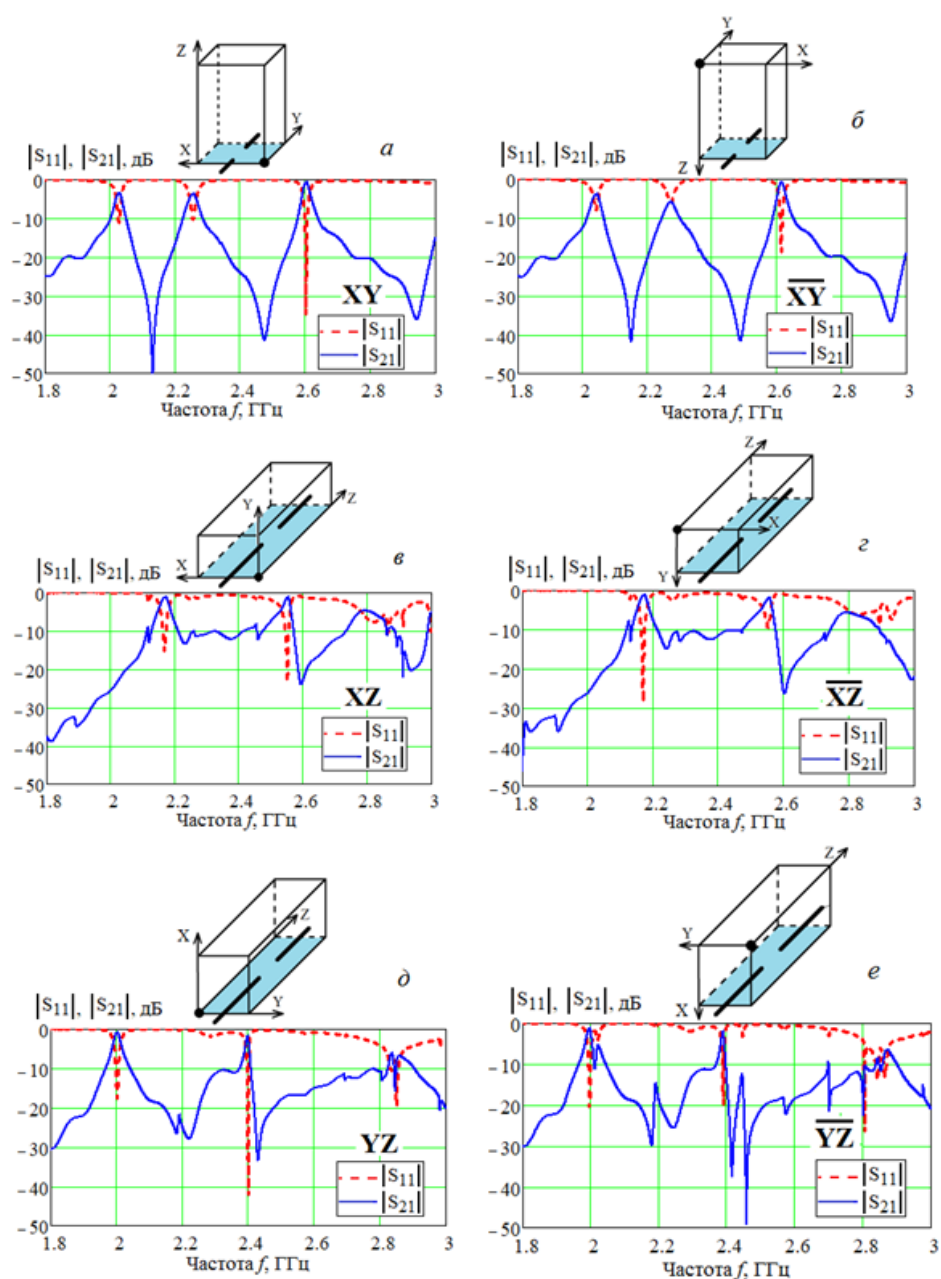


Рисунок 3.23 – Экспериментальные результаты частотной зависимости $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ резонаторов с разным расположением кристалла

Экспериментальные результаты частотных зависимостей $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ от названного фактора показаны на рисунке 3.23, а–е. Из графиков можно видеть, что при расположении на плоскости XY в диапазоне частот 1.8–3 ГГц наблюдается 3 резонанса, причем высокочастотный (третий) резонанс характеризуется максимальным значением коэффициента передачи $|S_{21}|$ и минимальным

коэффициентом отражения $|S_{11}|$. Поворот кристалла на 180° по оси Z (рисунок 3.22, а–б) качественно не изменил частотные зависимости $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$. В положении кристалла XY получен коэффициент отражения $|S_{11}| = -34$ дБ. Установка кристалла на плоскостях с индексами XZ, $\bar{X}\bar{Z}$, YZ, $\bar{Y}\bar{Z}$ привела к образованию только двух явным образом выраженных резонансов. Наилучшее согласование $|S_{11}| = -28$ дБ получено при положении кристалла $\bar{X}\bar{Z}$. Были определены частоты первых резонансов f_1 , значение коэффициента отражения и коэффициента передачи $|S_{21}|$ на f_1 , добротность Q и полоса пропускания Δf резонатора. Эти сведения приведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Экспериментальные результаты определения параметров резонаторов при разном расположении кристалла

Параметр	Расположение кристалла					
	XY	$\bar{X}\bar{Y}$	XZ	$\bar{X}\bar{Z}$	YZ	$\bar{Y}\bar{Z}$
Частота первого резонанса f_1 , ГГц	2,0276	2,042	2,1696	2,1716	2,0016	1,9956
$ S_{11} $, дБ	-11,2	-7,7	-15,1	-28,6	-17,6	-20,3
$ S_{21} $, дБ	-3,3	-3,7	-1	-1	-0,7	-1,2
Q	79,2	65,4	58,0	90,4	83,4	113,3
Δf , %	1,26	1,52	1,11	1,1	1,20	0,88

Из таблицы видно, что на частоте первого резонанса f_1 наилучшее согласование получено в положении $\bar{X}\bar{Z}$, минимальные потери соответствуют варианту размещения YZ. Полоса частот составляет (1,10...1,2) %.

Как видно из рисунка 3.23 и таблицы 3.1, при смене положения кристалла частотные зависимости $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ значительно изменяются. Вероятно, это связано с несколькими факторами. Первый из них – анизотропия кристалла, приводящая к изменению эффективной диэлектрической проницаемо-

сти кристалла вследствие изменения его положения и ориентации относительно источника электромагнитного поля. Анизотропия кристалла сказывается на параметрах резонатора, т.к. при расположении его на разных боковых поверхностях полосковые вибраторы оказываются в различающейся диэлектрической среде. В силу объемности кристалла эффективная диэлектрическая проницаемость определяется составляющими ϵ_{11} , ϵ_{22} , ϵ_{33} [108–111] с разными весовыми коэффициентами, зависящими от положения кристалла. Вторым фактором – изменение размеров перекрытия области возбуждения кристалла полосковым вибратором. Следует также отметить фактор неточности установки кристалла по отношению к полосковым вибраторам.

Моделирование резонатора проведено с помощью программы численного моделирования COMSOL Multiphysics. Исходная 3D-модель показана на рисунке 3.24, ее размеры соответствуют размерам полоскового модуля и кристалла, показанным на рисунке 3.20.

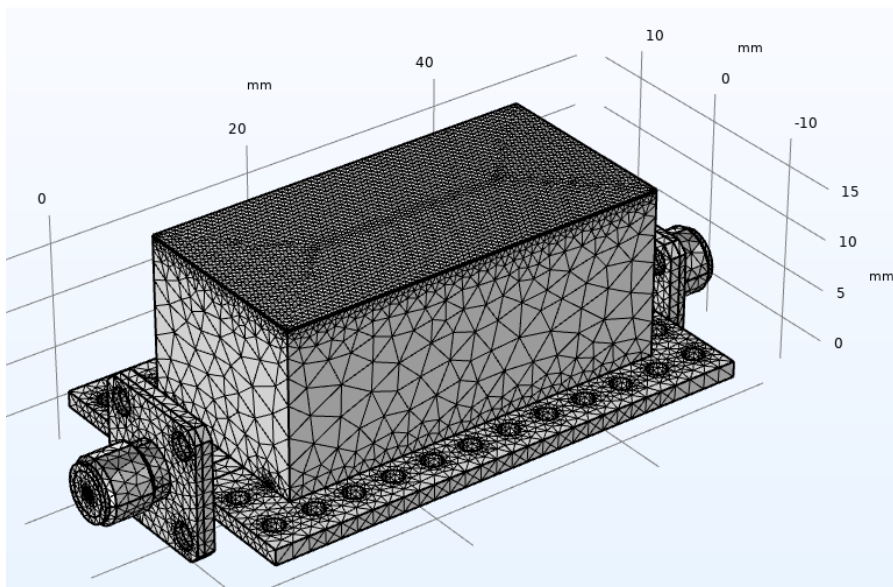


Рисунок 3.24 – 3D-модель резонатора

Объектом электродинамического моделирования был взят резонатор с индексом расположения кристалла $\bar{X}\bar{Z}$. В процессе моделирования проведен расчет частотной зависимости S -параметров и напряженности электромагнитного поля E на дорезонансной частоте, на первой и второй резонансных частотах. Поскольку точные значения диэлектрических проницаемостей кристалла

ε_{11} , ε_{33} не были известны, проведены расчеты частотной зависимости $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ при разных значениях относительной диэлектрической проницаемости ε_r объемного кристалла. Первое приближение ε_r было взято в диапазоне между диэлектрическими проницаемостями $\varepsilon_{11} = 42$, $\varepsilon_{33} = 26$ из работ [108–111] для частоты 2 ГГц. Наилучшее совпадение результатов моделирования и эксперимента было получено при $\varepsilon_r = 27$.

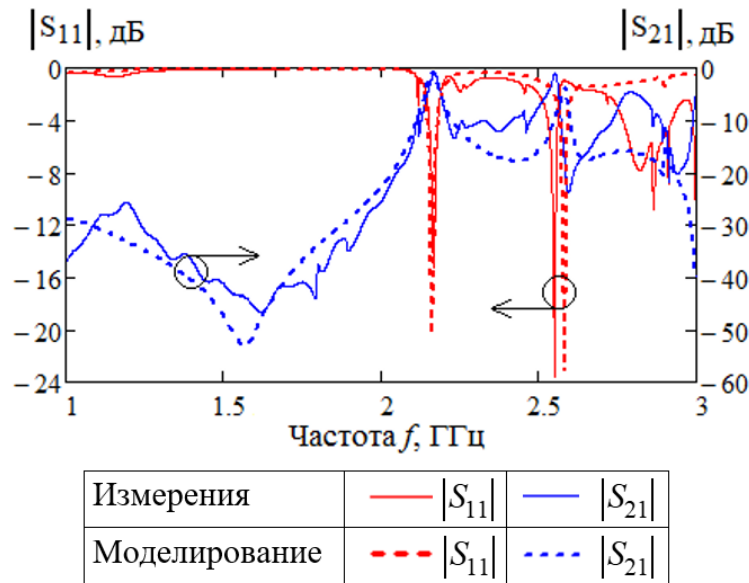


Рисунок 3.25 – Частотные зависимости измеренных и рассчитанных коэффициентов передачи $|S_{21}|$ и коэффициентов отражения $|S_{11}|$ резонатора с индексом $\bar{X}\bar{Z}$

На рисунка 3.25 приведено сравнение результатов эксперимента и моделирования коэффициента передачи $|S_{21}|$ и коэффициента отражения $|S_{11}|$ резонатора с индексом $\bar{X}\bar{Z}$. Наблюдается отклонение расчетной резонансной частоты f_1 от экспериментального значения на 4,5%, частотные зависимости $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ повторяют особенности экспериментальных характеристик.

Результаты электродинамического моделирования резонатора с индексом расположения кристалла $\bar{X}\bar{Z}$ показаны на рисунке 3.26, а–з. Моделирование на слое модели расположения вибраторов проведено на дорезонансной частоте 1,5731 ГГц (рисунок 3.26, а), на частоте первого резонанса 2,1623 ГГц (рисунок 3.26, б), на частоте между первым и вторым резонансом 2,4188 ГГц

(рисунок 3.26, в) и на второй резонансной частоте 2,5832 ГГц (рисунок 3.26, г). Показанные картины напряженности электрического поля иллюстрируют возникновение резонанса с картиной поля, отличающейся от картины поля четвертьволнового резонанса (рисунок 3.26, а, б), характерной для полоскового четвертьволнового вибратора в однородной среде. Это связано с сильным влиянием объемного кристалла на отбор энергии вибратора-возбудителя колебаний и передачу энергии в вибратор-приемник через кристалл.

Интересный механизм передачи-приема энергии в системе вибраторы-кристалл наблюдается на второй резонансной частоте 2,5832 ГГц (рисунок 3.26, в, г). На частоте второго резонанса в пространстве зазора образовалась область эффективной передачи энергии при взаимодействии вибраторов и среды в виде кристалла с высокой диэлектрической проницаемостью.

Результаты моделирования нормированной напряженности электрического поля на первой резонансной частоте в слое модели, соответствующем внешней поверхности электрода, показаны на рисунке 3.26, д, а с внутренней стороны – на рисунке 3.26, ж. На рисунках 3.26, е, з показаны напряженности электрических полей на внешней и внутренней поверхностях электрода на второй резонансной частоте.

Анализируя рисунок 3.26, д, можно сделать вывод, что электрод на частоте первого резонанса выполняет функцию заземленного экрана с почти нулевым потенциалом. С ростом частоты (рисунок 3.26, е) возникает возбуждение периметра электрода, хотя все еще эффект экранирования сохраняется.

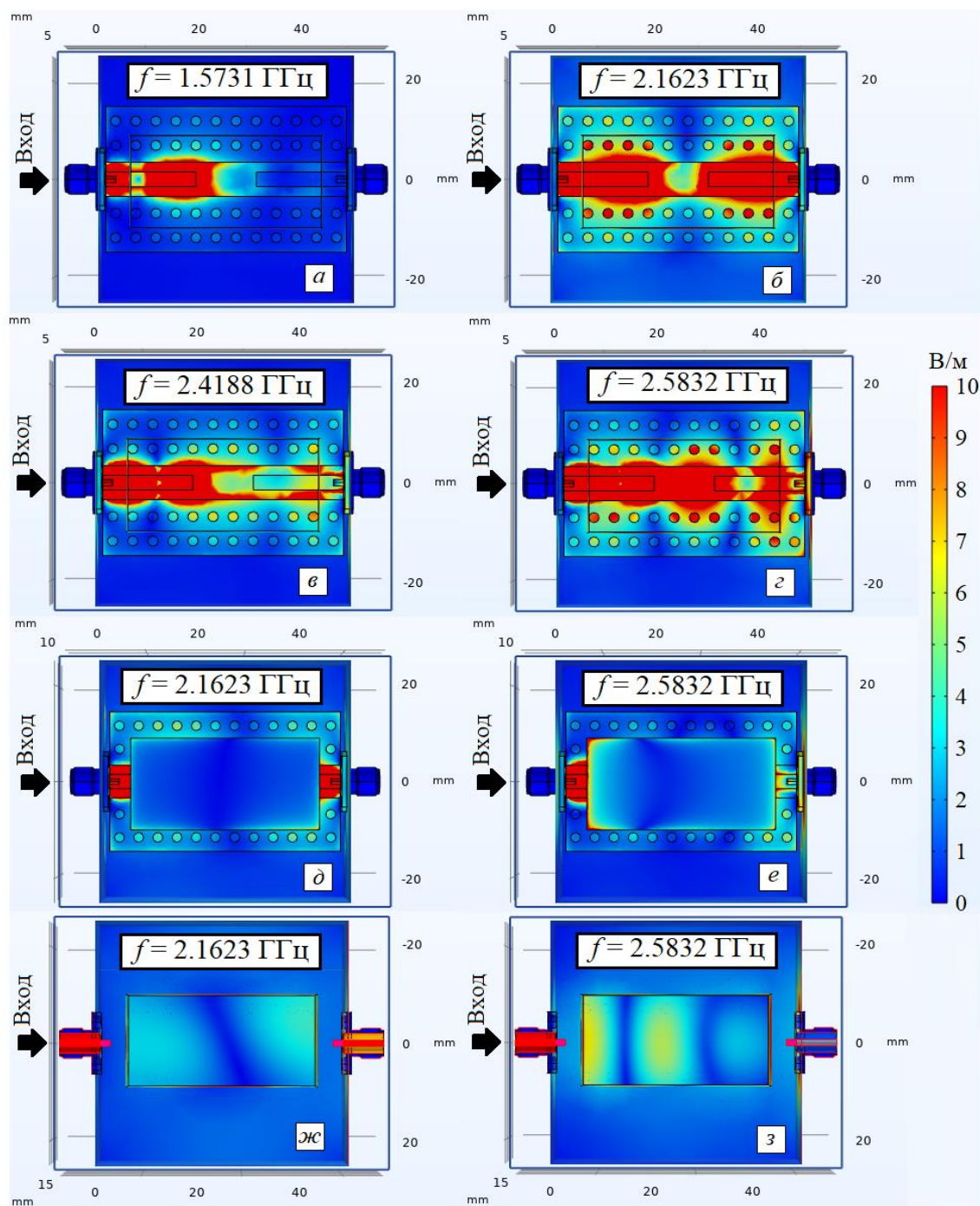


Рисунок 3.26 – Результаты моделирования нормированной напряженности электрического поля резонатора с индексом $\bar{X}\bar{Z}$ в слое модели расположения вибраторов (а-г), в слое модели, соответствующем внешней поверхности электрода (д, ж) и в слое внутренней поверхности электрода с плавающим потенциалом

Результаты расчета напряженности электрического поля в продольном сечении полоскового резонатора посередине полосок вибраторов показаны на рисунке 3.27.

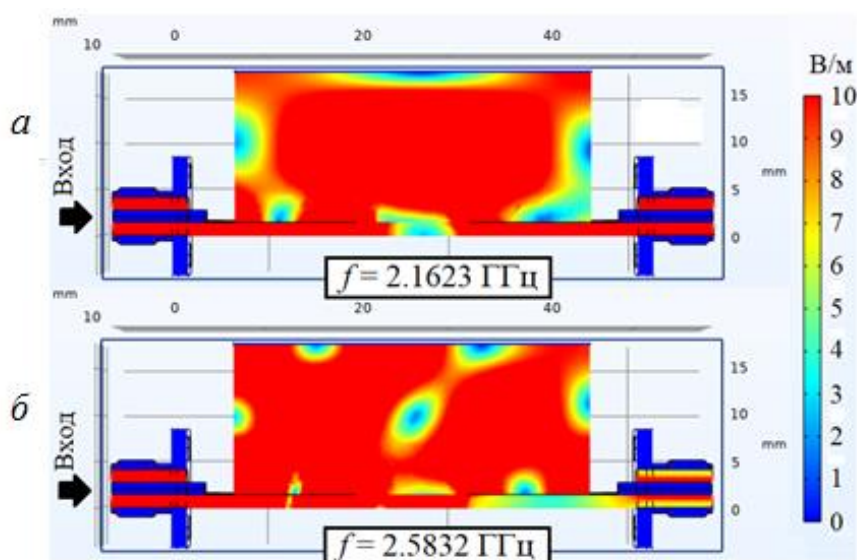


Рисунок 3.27 – Нормированная напряженность электрического поля в продольном сечении резонатора с индексом $\bar{X}\bar{Z}$ на первой и второй резонансных частотах

Применение резонаторов в составе аппаратуры, вероятно, потребует проведения оценки влияния внешних экранов, изменения параметров резонатора без электрода с плавающим потенциалом, температурной зависимости на характеристики и др. Был проведен эксперимент по выявлению критичности от изменения параметров рассматриваемой конструкции резонаторов. Положение и ориентация кристалла, как было показано (см. рисунок 3.26), не являются критическими для получения резонансов. Во всех вариантах получается звено полосно-пропускающего типа с узкой полосой пропускания порядка 1...1,5 %.

Исследовалось влияние электрода из меди, располагаемого на верхней поверхности кристалла. Экспериментальные и рассчитанные частотные зависимости $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ резонатора без электрода показаны на рисунке 3.28. Как видно из рисунка 3.28 на резонансных частотах максимальный коэффициент передачи $|S_{21}| \approx -15$ дБ, $|S_{11}| \approx -1...-2$ дБ, что означает потерю основной функции устройства. Таким образом, наличие верхнего электрода с плавающим потенциалом оказалось критичным. Использование электрода для управления

параметрами резонаторов без изменения представленной конструкции остается под вопросом, т.к. электрод на частоте первого резонанса выполняет функцию заземленного экрана с почти нулевым потенциалом.

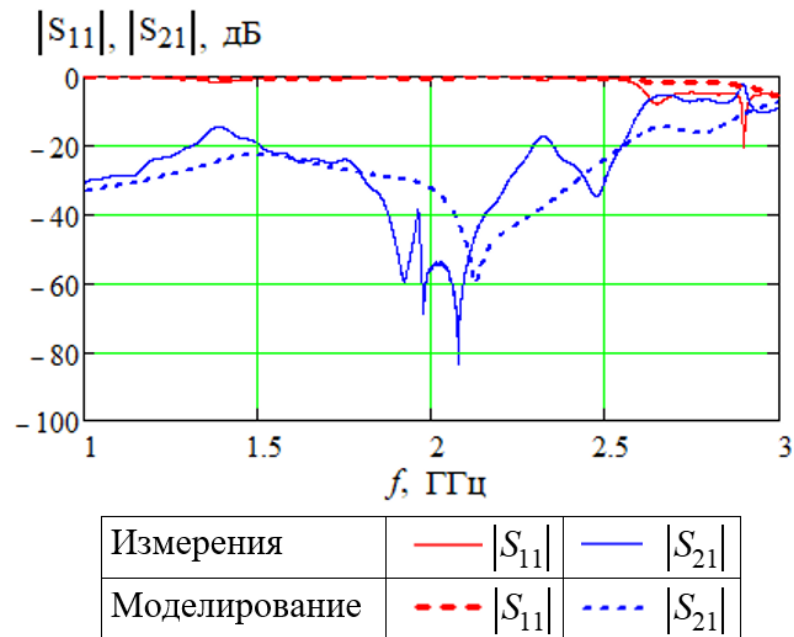


Рисунок 3.28 – Частотные зависимости измеренных и рассчитанных коэффициентов передачи $|S_{21}|$ и коэффициентов отражения $|S_{11}|$ резонатора с индексом $\bar{X}\bar{Z}$ без электрода

В ходе работы были получены экспериментальные частотные характеристики резонаторов, отличающихся расположением и ориентацией кристалла ниобата лития на поверхности полоскового модуля в диапазоне частот до 3 ГГц. Показано, что на основе исследованной конструкции могут быть построены звенья полосно-пропускающих фильтров. Наличие на поверхности металлического электрода является обязательным атрибутом конструкции для получения приемлемого коэффициента передачи и коэффициента отражения на резонансных частотах. Проведенное моделирование в системе COMSOL подтвердило физические свойства и достижимые границы параметров, хотя предложенная модель требует детализации. Тем не менее, при сравнении экспериментальных данных и результатов расчета на модели в COMSOL, получено хорошее совпадение резонансных частот, минимальных значений коэффициентов отражения $|S_{11}|$ и максимальных величин коэффициентов передачи

$|S_{21}|$. На основе полученных результатов исследования полосковых резонаторов СВЧ с объемным кристаллом созданы буферные резонансные нагрузки, представленные в разделе 2, на основе секций полосковых связанных линий в виде микрополосковой линии, связанной с брусчатой полосовой линией [84].

3.3 Апробация разработанных макетов поглощающих фильтров СВЧ с распределенными буферными резонансными нагрузками

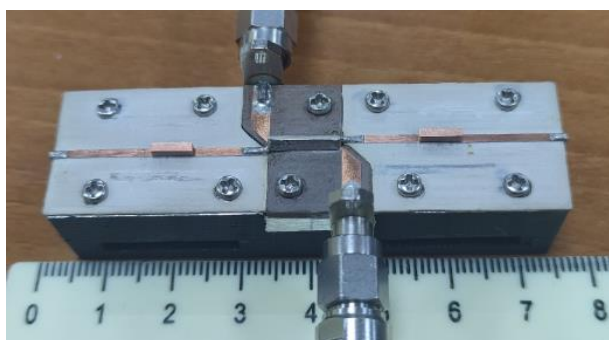
В данном подразделе приведены результаты экспериментов исследований поглощающих полосно-пропускающих фильтров с распределенными резонаторами. Проведено сравнение экспериментальных полученных данных с результатами численного моделирования в COMSOL Multiphysics. Экспериментальные исследования проводились на базе результатов, представленных во втором разделе. На основе результатов, представленных во втором подразделе и результатов данного подраздела получен патент на изобретение [84] и опубликована статья [90].

Основная задача, решаемая в данном подразделе, заключается в увеличении центральной частоты полосы пропускания поглощающего полосно-пропускающего фильтра, уменьшения потерь в полосе прозрачности и коэффициента отражения в широком диапазоне частот, как в полосе прозрачности, так и в полосе запираания. Представлена конструкция ПППФ, который обеспечивает получение технического результата увеличения центральной частоты пропускания до 6 ГГц при коэффициенте отражения S_{11} не хуже минус 10 дБ в широком диапазоне частот путем повышения добротности и идентичности частотно-избирательных цепей.

3.3.1 Электродинамическое моделирование и экспериментальное исследование поглощающего фильтра с БРН типа 1

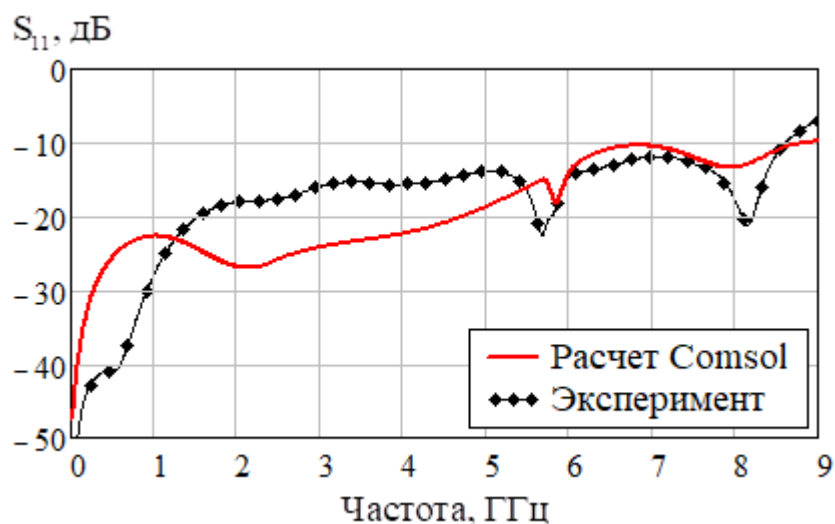
Макет ПППФ типа 1 выполнен по на основе материалов, показанных в разделе 2 и состоит из отрезков связанных линий с 3 дБ связью с параметрами,

приведенными в таблице 2.3. Отрезки БПЛ и МПЛ выполнены с параметрами, показанными в таблице 2.2. На основе конструкции, показанной на рисунке 2.3 проведен электродинамический анализ в программе COMSOL Multiphysics. Базовые материалы выбраны в соответствии с проведенными расчетами в разделе 2. На рисунке 3.29 показана фотография разработанного ПППФ с резонаторами типа 1 (подраздел 2.3.1) с длиной БПЛ равной 6,7 мм.

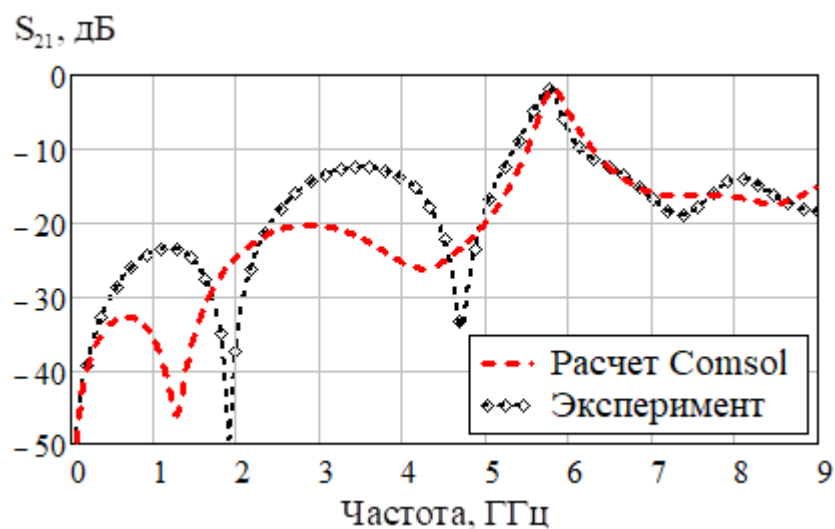


Рисунке 3.29 – Фотография макета ПППФ с резонаторами тип 1 (подраздел 2.3.1) с длиной БПЛ равной 6,7 мм

В результате проведения моделирования были получены частотные характеристики коэффициента отражения и коэффициент передачи, показанные на рисунках 3.30 и 3.31.



Рисунке 3.30 – Сравнение частотных характеристик коэффициентов отражений, полученных при экспериментальном измерении и моделировании в COMSOL с резонаторами тип 1 (подраздел 2.3.1) с длиной БПЛ равной 6,7 мм

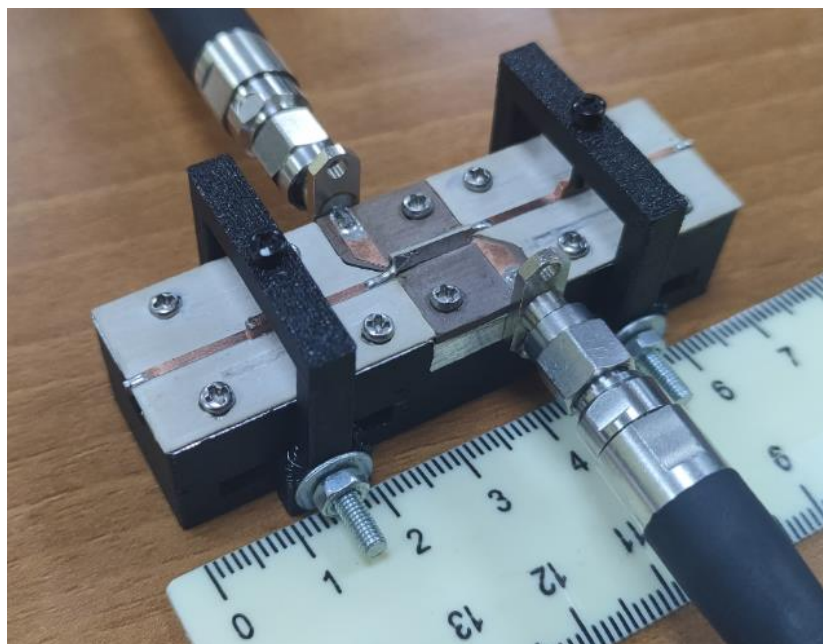


Рисунке 3.31 – Сравнение частотных характеристик коэффициентов передач, полученных при экспериментальном измерении и моделировании в COMSOL с резонаторами тип 1 (подраздел 2.3.1) с длиной БПЛ равной 6,7 мм

Из передавленных на рисунке 3.30 и рисунке 3.31 графиков частотных характеристик коэффициентов отражения (рисунок 3.30) и передачи (рисунок 3.31) видно хорошее сходство полученных результатов. Центральная частота полосы пропускания равна 5,8 ГГц с полосой пропускания на центральной частоте 6,2% с добротностью 18,1 и коэффициентом прямоугольности 6,2 по уровню минус 3 дБ и минус 15 дБ. Коэффициент отражения не хуже минус 10 дБ во всем диапазоне, как при моделировании, так и при проведении экспериментальных исследований.

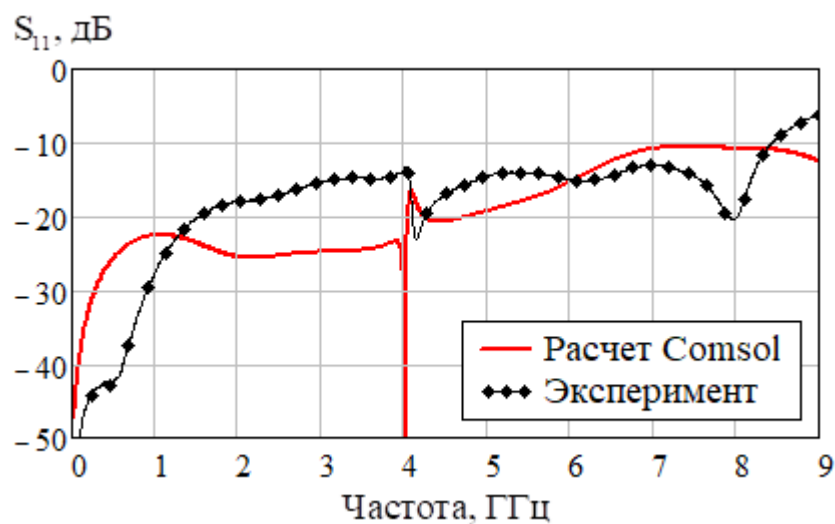
3.3.2 Электродинамическое моделирование и экспериментальное исследование поглощающего фильтра с БРН тип 3

Разработан и исследован макет ПППФ с U-образным резонатором тип 3 (подраздел 2.3.3). На рисунке 3.32 показана фотография макета ПППФ с U-образным резонатором тип 3 с длиной БПЛ равной 3 мм. На фотографии видно, что БПЛ зафиксирована с помощью диэлектрического винта, так как не обеспечивается необходимый контакт с поверхностью МПЛ.

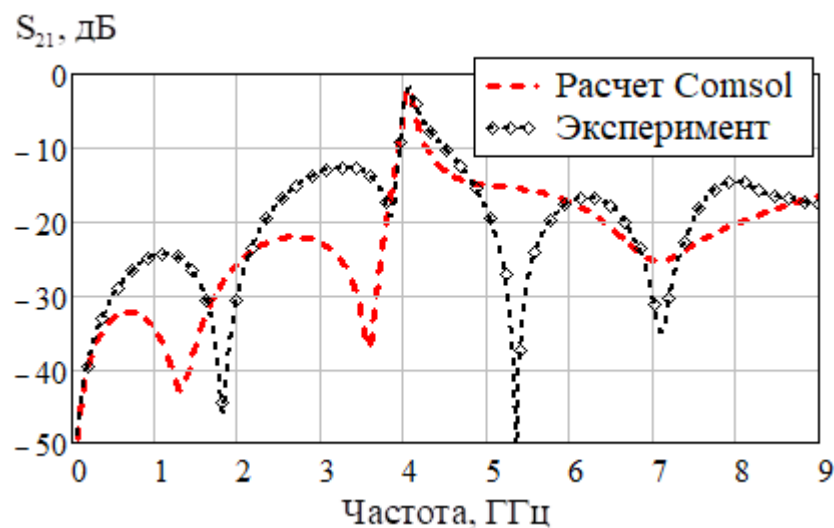


Рисунке 3.32 – Фотография макета ПППФ с резонаторами тип 3 (подраздел 2.3.3) с длиной БПЛ равной 3 мм

В результате проведения моделирования были получены частотные характеристики коэффициента отражения и коэффициент передачи, показанные на рисунках 3.33 и 3.34.



Рисунке 3.33 – Сравнение частотных характеристик коэффициентов отражений, полученных при экспериментальном измерении и моделировании в COMSOL с резонаторами тип 3 (подраздел 2.3.3) с длиной БПЛ равной 3 мм



Рисунке 3.34 – Сравнение частотных характеристик коэффициентов передач, полученных при экспериментальном измерении и моделировании в COMSOL с резонаторами тип 1 (подраздел 2.3.1) с длиной БПЛ равной 3 мм

Из переданных на рисунке 3.33 и рисунке 3.34 графиков частотных характеристик коэффициентов отражений (рисунок 3.33) и передачи (рисунок 3.34) видно хорошее сходство полученных результатов основных параметров – центральной частоты полосы пропускания и коэффициента передачи S_{21} . Центральная частота полосы пропускания равна 4,1 ГГц с полосой пропускания 4% с добротностью 22,6 и коэффициентом прямоугольности 5,9 по уровню минус 3 дБ и минус 15 дБ. При этом коэффициент отражения не хуже минус 10 дБ во всем диапазоне, как при моделировании, так и при проведении экспериментальных исследований.

3.4 Применение поглощающих фильтров

В данном подразделе представлены результаты исследования применения поглощающих фильтров СВЧ. В основе содержания работы положены материалы, опубликованные в [72], [112–120].

В предыдущих разделах исследованы частотные характеристики поглощающих фильтров при воздействии сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) в полосе частот до 9 ГГц. В данном подразделе приведены резуль-

таты измерений параметров радиоканала, содержащего ПППФ и формирователь квази-хаотического сигнала. Формирователь квази-хаотических колебаний был предложен и исследован в работах в [112–119]. Воздействие квази-хаотическим сигналом можно рассматривать как один из видов внешнего электромагнитного воздействия для нарушения нормальной работы БПЛА.

3.4.1 Формирователь квази-хаотических сигналов

Модуль формирователя выполнен на основе копланарной полосковой линии (КПЛ) на диэлектрической подложке из материала FR4 и кристалла ниобата лития с размерами x, y, z размерами $19 \times 16 \times 38$ мм. Кристалл устанавливается на токонесущий проводник КПЛ. При подаче ЛЧМ сигнала в широкой полосе частот в полосковой структуре возникает множество резонансов, порождающих квази-хаотические колебания [112, 113]. Схема измерения частотных характеристик формирователя квази-хаотических сигналов показана на рисунке 3.35. Использовался векторный анализатор цепей (ВАЦ) PLANAR K209 компании ООО «ПЛАНАР» (поз. 1). Модуль (поз. 3) при помощи двух фазостабильных кабелей 2 подключается к ВАЦ.

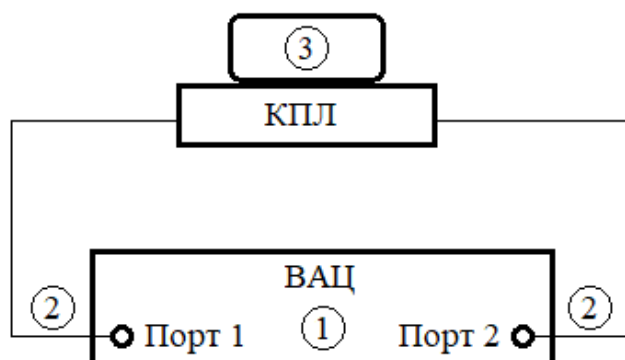


Рисунок 3.35 – Схема измерения частотных характеристик формирователя квази-хаотических сигналов

На рисунке 3.36 показаны измеренные частотные характеристики формирователя квази-хаотических сигналов по схеме, показанной на рисунке 3.35.

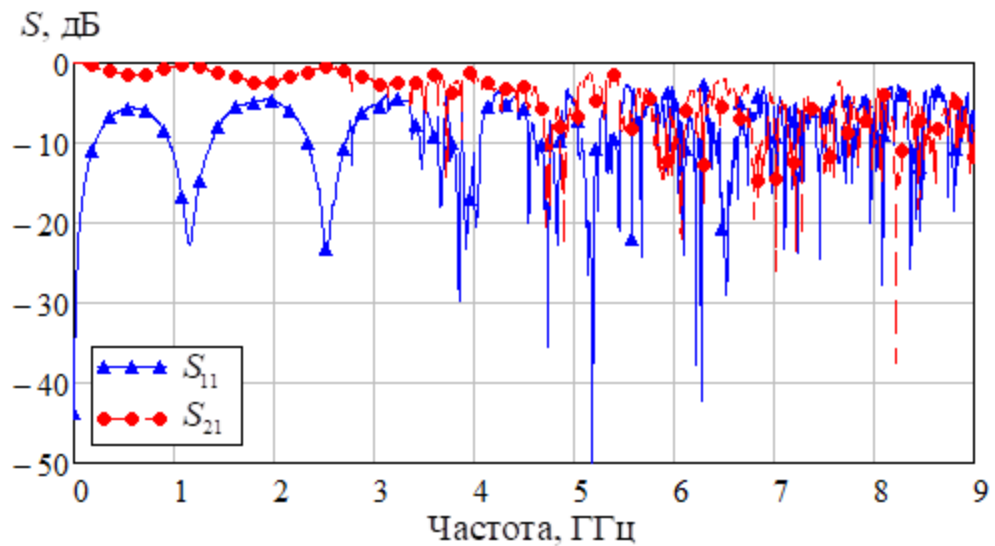


Рисунок 3.36 – Измеренные частотные зависимости коэффициента отражения и коэффициента передачи формирователя квази-хаотических колебаний

На графике рисунок 3.36 видно появление квази-хаотических колебаний в диапазоне от 3 до 9 ГГц. Наблюдаются максимумы/минимумы коэффициента отражения и передачи. Их количество зависит от состава собственных (нормальных) волн с различающимися коэффициентами распространения [121]. Значительная частотная зависимость относительной диэлектрической проницаемости кристалл ниобата лития способствует увеличению соотношения между фазовыми скоростями возбуждаемых волн в модулях, содержащих объемные кристаллы, и, следовательно, к увеличению количества волн с различающимися коэффициентами распространения. Интерференция возбуждаемых волн приводит к образованию сильной частотной зависимости коэффициентов матрицы рассеяния модулей с кристаллами.

3.4.2 Экспериментальные исследования уменьшения отражений от источника отраженных волн

Формирователь квази-хаотических колебаний использовался как источник отраженных волн. В работе [72] был предложен способ подавления отражённых волн на внеполосных частотах СВЧ тракта. В настоящем подразделе показано его применение для оценки эффективности поглощающих полосно-

пропускающих фильтров, описанных в разделе 3. Схема реализации способа подавления отражённых волн на внеполосных частотах СВЧ тракта показана на рисунке 3.37. В качестве поглотителя отраженных волн [119] использовался поглощающий полосно-пропускающий фильтр, описанный в подразделе 3.3.1.

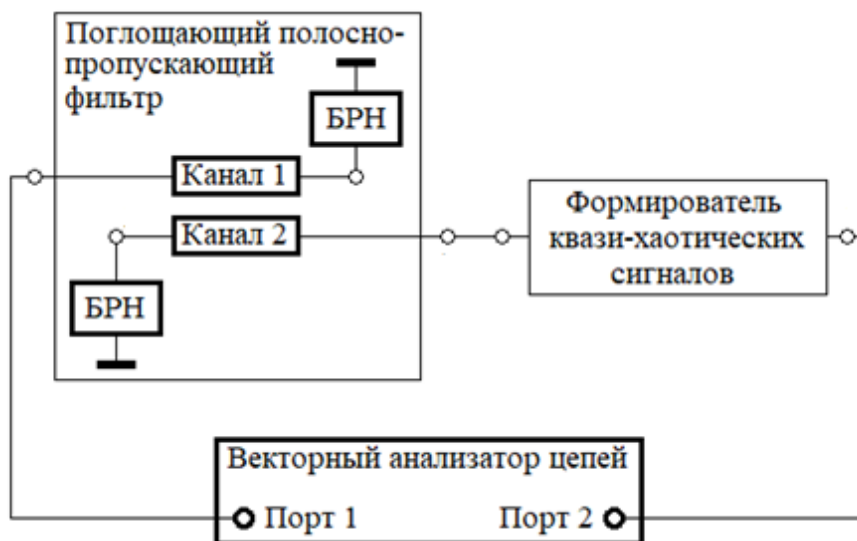


Рисунок 3.37 – Схема реализации способа подавления отражённых волн поглощающим полосно-пропускающим фильтром от формирователя квази-хаотических сигналов на внеполосных частотах СВЧ тракта

Приведенная схема соответствует схеме, показанной в патенте [72]. В качестве поглотителя отраженных волн использовался ПППФ с центральной частотой 5,8 ГГц, а в качестве источника отраженных волн является формирователь квази-хаотических сигналов (ФКХС) [112–119]. Испытания проводились на поверенном векторном анализаторе цепей (ВАЦ) PLANAR K209 производства ООО «ПЛАНАР». ПППФ, представленный в подразделе 3.3.1, подключается к порту 1 ВАЦ. Вход источника, отраженный волн, каким является ФКХС, описанный в подразделе 3.4.1, подключен к порту 2 ВАЦ. ПППФ и ФКХС включены каскадно.

На рисунке 3.38 показана фотография стенда измерений цепочки ПППФ - ФКХС, подключенной к ВАЦ.

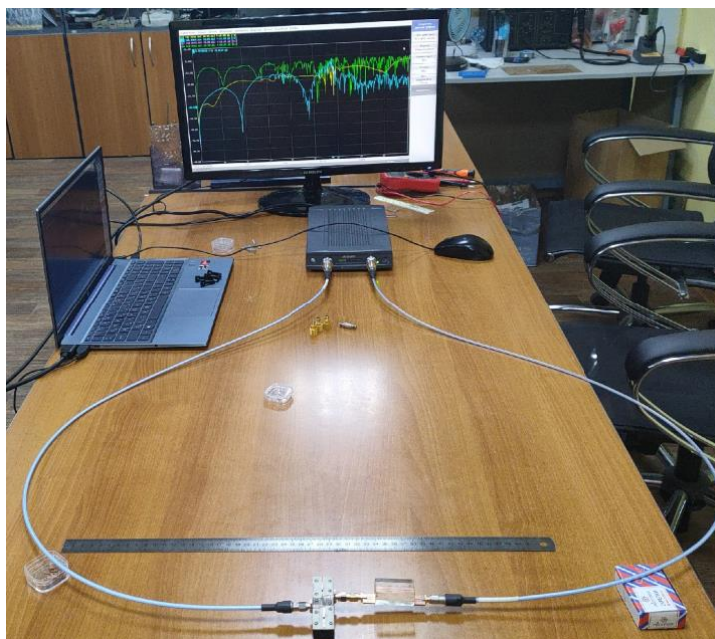


Рисунок 3.38 – Фотография измерений ПППФ и ФКХС

Экспериментальные измерения проводились в диапазоне от 9 кГц до 9 ГГц. На графике рисунка 3.39 показаны зависимости от частоты коэффициентов отражений S_{11} (а), S_{22} (б) и коэффициента передачи S_{21} (в) соединения ПППФ и ФКХС по схеме, показанной на рисунке 3.37.

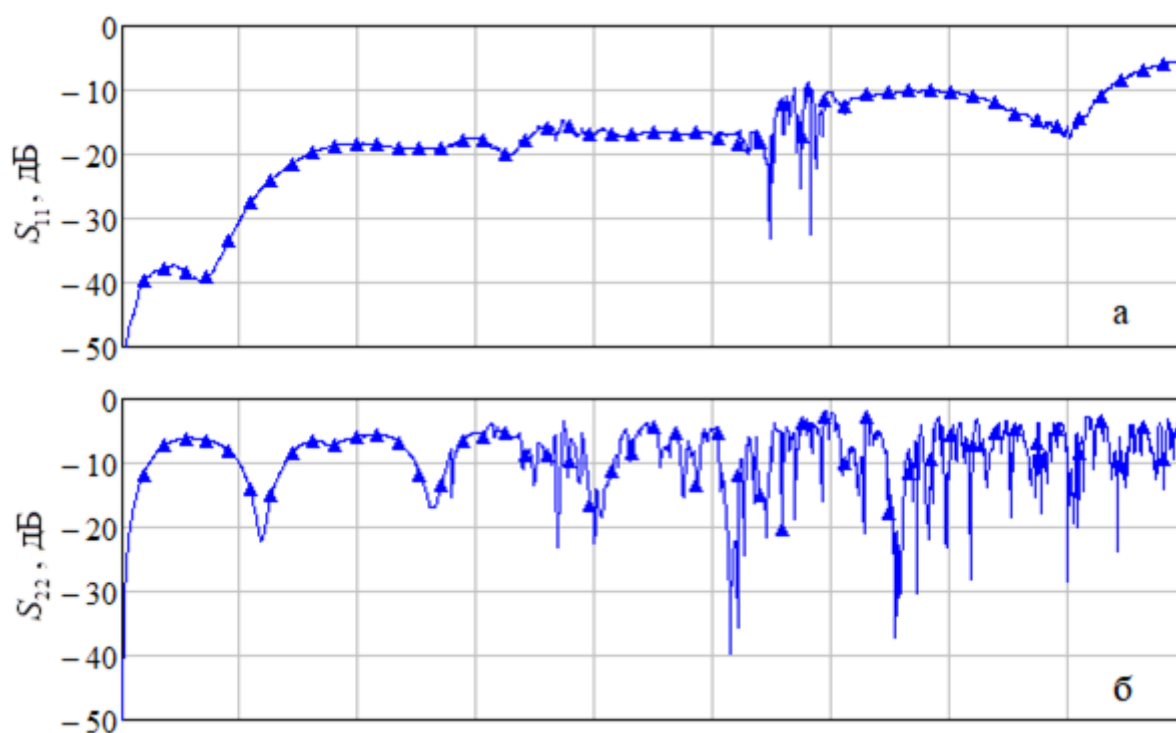




Рисунок 3.39 – Результаты экспериментальных измерений коэффициентов отражений и коэффициентов передачи соединения ПППФ с ФКХС (рисунок 3.37)

Соединение ПППФ с ФКХС наглядно демонстрирует уменьшение S_{11} по сравнению с S_{22} . Огибающая S_{21} повторяет характеристику поглощающего полосно-пропускающего фильтра (рисунок 3.31).

Таким образом, применение ПППФ позволяет существенно уменьшить коэффициент отражения от источника отраженных волн, что показывает график коэффициента отражения S_{11} от входа соединения ПППФ-ФКХС. При этом частотная характеристика коэффициента передачи S_{21} сохраняют полосовые частотно-избирательные свойства, что позволяет применять эти фильтры в цепи развозки между чувствительными к отражениям и внешнему электромагнитному воздействию элементами радиоаппаратуры.

3.5 Экспериментальные исследования радиочастотного тракта с поглощающим фильтром, подвергающегося квази-хаотическим колебаниям

В данном подразделе приведены результаты экспериментальных исследований радиотракта, включающего поглощающий фильтр при передаче квази-хаотических сигналов. Радиотракт представляет приемную и передающую антенны, одна из которых нагружена на ПППФ. В работе [122] приведены исследования в антенном тракте с применением формирователя квази-

хаотических сигналов. Показано, что установка формирователя квази-хаотических сигналов на входе антенны приводит к появлению помехи для приемных систем. В работе [123] приведены результаты исследований характеристик антенн, нагруженных на отражающие и поглощающие частотно-селективные цепи. Показано, что антенны, нагруженные на поглощающий фильтр, имеют низкий уровень эффективной поверхности рассеяния, в отличие от антенн, нагруженных на фильтры отражающего типа.

Цель данного подраздела показать, что антенна, нагруженная на поглощающий фильтр, позволяет уменьшить отрицательное воздействие на радиотракт квази-хаотического сигнала. На рисунке 3.40 показана схема измерений антенного тракта с подключенным ПППФ к антенне А1 и ФКХС к антенне А2.

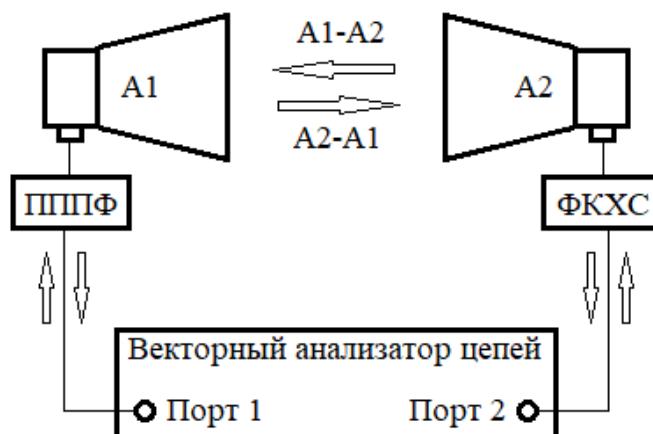


Рисунок 3.40 – Схема измерений антенного тракта с подключенным ПППФ к антенне А1 и ФКХС к антенне А2

Фотография измерительной установки антенного тракта с подключенным ПППФ к антенне А1 и ФКХС к антенне А2 показана на рисунке 3.41.

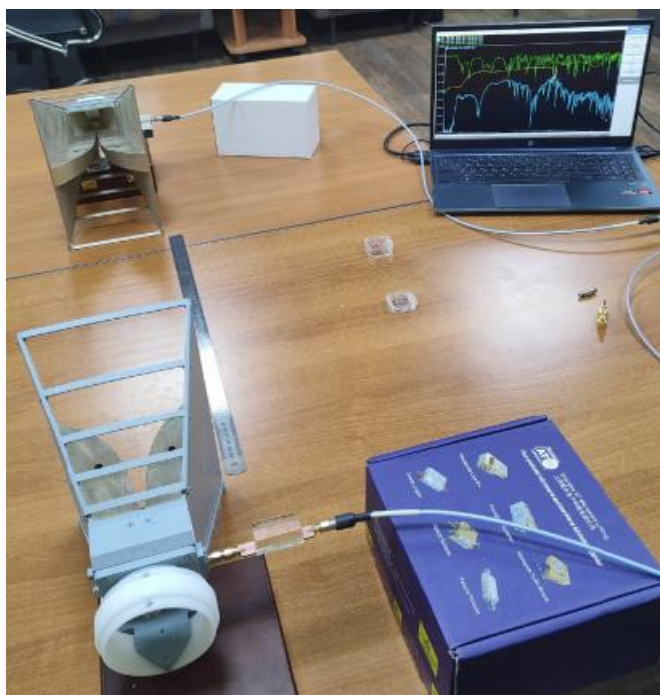


Рисунок 3.41 – Фотография измерительной установки антенного тракта с подключенным ПППФ к антенне А1 и ФКХС к антенне А2 показана на рисунке 3.41

Экспериментальные измерения проводились в диапазоне от 9 кГц до 9 ГГц. Результаты экспериментальных измерений коэффициентов отражений $|S_{11}|$, $|S_{22}|$ и коэффициентов передач $|S_{21}|$ представлены на рисунке 3.42. На графиках синий цвет соответствует антенному тракту без нагрузки, красные кривые соответствуют антенному тракту, где А1 не нагружена, а А2 нагружена на ФКХС [122]. Черные кривые соответствуют антенному тракту, где А1 нагружена на ПППФ, а А2 не нагружена [123]. Зеленые кривые соответствуют антенному тракту, где А1 нагружена на ПППФ, а А2 нагружена на ФКХС.

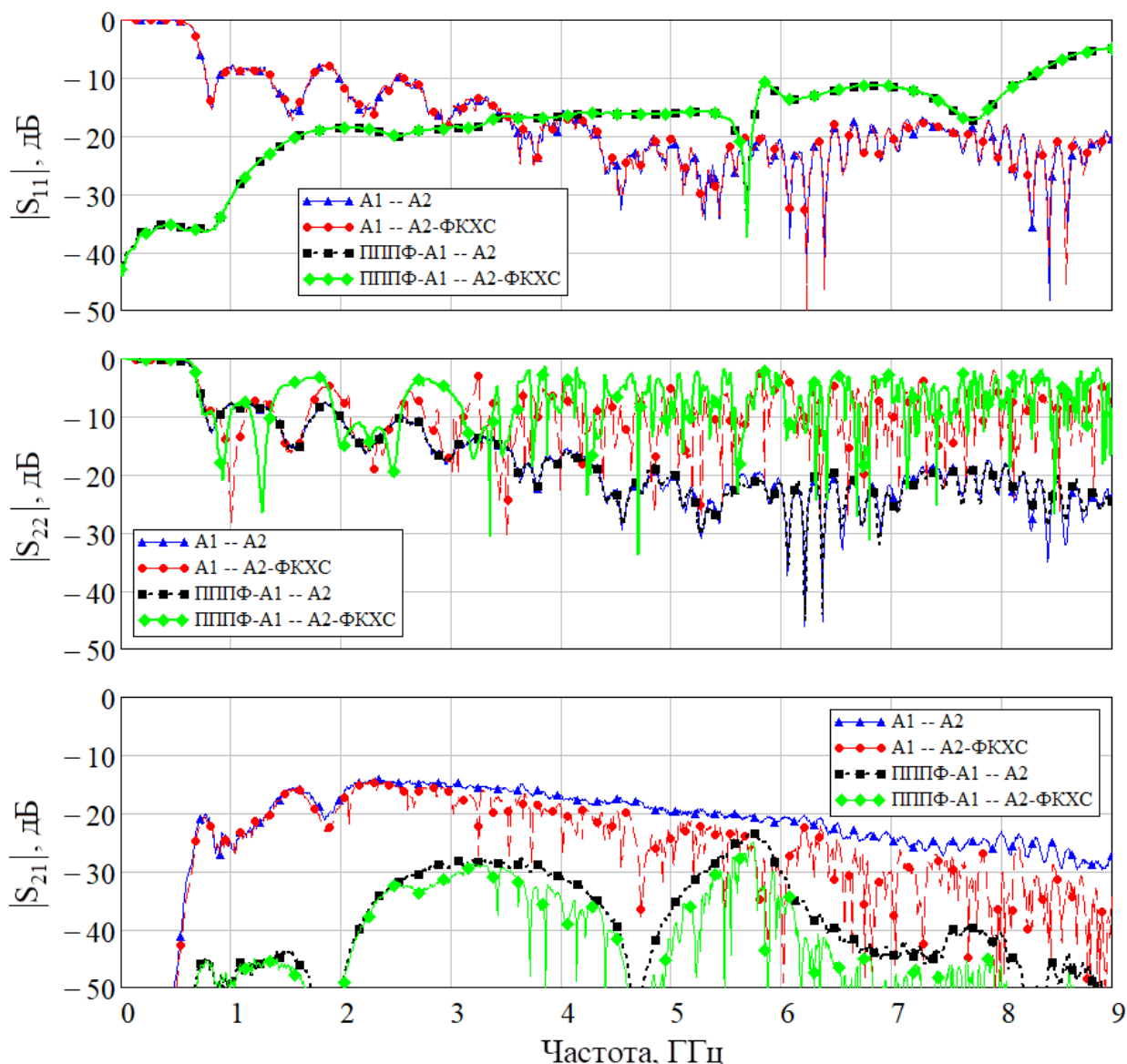


Рисунок 3.43 – Результаты экспериментальных измерений коэффициентов отражений $|S_{11}|$, $|S_{22}|$ и коэффициентов передачи $|S_{21}|$. Обозначения показаны в рамках: антенны A1 и A2 не нагружены; антенна A1 не нагружена, антенна A2 нагружена на ФКХС; антенна A1 нагруженная на ПППФ, антенна A2 не нагруженная; антенна A1 нагружена на ПППФ, антенна A2 нагружена на ФКХС

Из графиков видно, что антенный тракт без нагрузок работает как заявлено в технической документации на антенны. При подключении ФКХС к антенне A2 наблюдается появление колебаний отраженного сигнала $|S_{22}|$ и прошедшего сигнала $|S_{21}|$. При этом коэффициент отражения $|S_{11}|$ также имеет незначительные искажения, вызванные подключением ФКХС. При подключении ПППФ к антенне A1 наблюдается уменьшение коэффициента отражения

$|S_{11}|$ и появление частотной избирательности конформно коэффициенту передачи ПППФ, то есть канал начинает пропускать на частотах пропускания фильтра. Использовался ПППФ на центральную частоту 5,8 ГГц, что наглядно видно на графике $|S_{21}|$.

Итак, наглядно показано, что при воздействии на радиотракт сложным шумовым сигналом применение ПППФ дает возможность реализовать частотную селекцию с заданной центральной частотой и уменьшить отражение от входа цепочки ПППФ-А1-среда распространения-А2-ФКХС. При этом улучшаются условия согласования импедансов на входе цепочки с каскадом усиления и/или преобразования [124].

3.6 Выводы к разделу 3

Таким образом, основными результатами третьего раздела являются:

1. Проведено электродинамическое моделирование и экспериментальное исследование разработанных макетов поглощающих полосно-пропускающих фильтров с использованием буферных резонансных нагрузок на сосредоточенных элементах и на основе секций связанных полосковых линий с нагрузкой.
2. Исследованы полосковые резонаторы с объёмным диэлектрическим заполнением при наличии проводника с плавающим потенциалом. Показана возможность получения разреженного спектра резонансных колебаний [91], [92], что увеличивает полосу частот запираания ПППФ.
3. Исследования трехпроводных связанных линий показали достижимость 3 дБ связи между токнесущими полосками и выравнивая фазовых скоростей синфазных и противофазных волн при вариации размеров поперечного сечения и диэлектрических проницаемостей подложек, необходимых для построения ПППФ [80], [81].
4. Разработанные ПППФ позволили уменьшить возвратные потери от источника отраженных волн, в качестве которого был взят ФКХС. В подразделе 3.4 показано, что ПППФ, расположенный в измерительном тракте между источником отраженных волн и измерительным прибором позволяет уменьшить возвратные потери на порту, к которому подключен ПППФ, при этом сохраняется центральная частота полосы пропускания и частотная избирательность.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В представленной диссертационной работе разработаны и исследованы новые конструкции поглощающих полосно-пропускающих фильтров СВЧ на основе секций связанных полосковых линий с неоднородным диэлектрическим заполнением в диапазоне частот до 6-12 ГГц.

Решены следующие задачи.

1. Проведена классификация, моделирование и экспериментальные исследования секций связанных полосковых связанных линий с неоднородным диэлектрическим заполнением, образующих буферные резонансные нагрузки со специальной частотной характеристикой входного импеданса для построения поглощающих фильтров.

2. На базе исследованных схем и конструкций секций разработаны поглощающие полосно-пропускающие фильтры СВЧ на основе двух- и трехпроводных связанных линий, обеспечивающих работу на центральной частоте полосы пропускания ослабление 2,5 дБ и возвратные потери не менее 10 дБ в широком диапазоне частот, как в полосе пропускания, так и полосе подавления.

Основные научные и практические результаты исследований можно сформулировать следующим образом:

1. Буферные резонансные нагрузки на основе секций связанных полосковых линий с неоднородным диэлектриком обладают разреженным спектром резонансных частот. Их входной импеданс близок к согласованию в полосе пропускания, а в полосе запираания стремится к минимуму (10^{-1} – 10^{-2}) Ом) или максимуму (10^3 – 10^4 Ом) в зависимости от схемы соединения полосок.

2. Частотные характеристики волновых параметров отрезка квази-планарной трехпроводной связанной линии идентичны характеристикам двухпроводных линий в ограниченном диапазоне, если центральный проводник не нагружен, находится под плавающим потенциалом и электромагнитно связан с двумя токонесущими полосками.

3. Разработаны электродинамические модели БРН и трехпроводных связанных линий. Они позволяют анализировать частотные характеристики поглощающих фильтров нового типа и проектировать их по заданным параметрам материалов и конструкций.

4. Предложены, разработаны и испытаны макеты полосковых поглощающих полосно-пропускающих фильтров, выполненных как с использованием трехпроводных структур, так и с использованием двухпроводных структур. Технические решения защищены патентами на изобретения.

5. Разработанные поглощающие полосно-пропускающие фильтры используются в интеграции с антеннами, образуя новый класс устройств – антенн-фильтров, в которых достигается подавление отраженных волн при передаче и приеме сигналов от их источника.

6. Получены результаты экспериментальных исследований частотных характеристик полосковых поглощающих фильтров и их элементов, которые составляют базу данных о реальных параметрах фильтров такого класса.

Таким образом, представленная диссертация содержит результат решения научной задачи, имеющей важное значение для развития техники СВЧ, в частности, разработки полосковых поглощающих полосно-пропускающих фильтров. В диссертации изложены новые научно обоснованные технические решения и разработки, имеющие существенное значение для развития компонентной базы СВЧ.

Рекомендации

Предложенная обобщенная эквивалентная схема поглощающих полосковых фильтров может служить основой для разработки новых секций буферных резонансных нагрузок, которые являются ключевыми элементами для получения частотно-избирательных свойств и подавления отраженных волн. Полученные результаты моделирования ПППФ на основе обобщенной схемы и полученные экспериментальные данные необходимо привести в практику инженерных применений с целью разработки новых ПППФ и их применений

для обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры связи и радиолокации.

Перспективы дальнейшей разработки темы

Перспективы дальнейшего развития в области исследований поглощающих фильтров состоят в создании перестраиваемых поглощающих фильтров, антенн-фильтров и неотражающих элементов метасред. Интеграция фильтров поглощающего типа с полосковыми антеннами [125-128] представляется наиболее логичной, так как не потребует изменения технологического процесса. Переход к интегральной технологии изготовления ПППФ позволит значительно уменьшить габариты поглощающих фильтров и расширить область их применений.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

ПФ	Поглощающий фильтр
ПППФ	Поглощающий полосно-пропускающий фильтр
БРН	Буферная резонансная нагрузка
БПЛ	Брусчатая полосковая линия
СВЧ	Сверхвысокие частота
ВЧ	Высокие частота
ЭПР	Эффективная поверхность рассеяния
СПЛ	Связанные полосковые линии
РТС	Радиотехнические системы
ОФ	Отражающий фильтр
ЭМС	Электромагнитная совместимость
ЧСЦ	Частотно-селективные цепи
ПФНЧ	Поглощающий фильтр низких частот
ТМСЛ	Трехпроводные меандровые связанные линии
ТСЛ	Трехпроводные связанные линии
ПЗФ	Полосно-запирающий фильтр
ППФ	Полосно-пропускающий фильтр
МПЛ	Микрополосковая линия
МЛ	Меандровая линия
VIP	Vertically Installed Planar
СЛ	Связанные линии
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Макаренко, С. И. Анализ средств и способов противодействия беспилотным летательным аппаратам. Часть 4. Функциональное поражение сверхвысокочастотным и лазерным излучениями / С. И. Макаренко // Системы управления, связи и безопасности. – 2020. – № 3. – С. 122–157. – doi 10.24411/2410-9916-2020-10304.
2. Khristenko A. V., Konovalenko M. O., Rovkin M. E., Khlusov V. A., Marchenko A. O., Sutulin A. A., Malyutin N. D. Magnitude and spectrum of electromagnetic wave scattered by small quadcopter in X-Band // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2018. – Vol. 66, No. 4. – P. 1977–1984. – doi: 10.1109/TAP.2018.2800640.
3. Маттей Д. Л., Янг Л., Джонс Е. М. Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. – М.: Связь, 1971. – Т. 1. – 438 с.
4. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполусников на СВЧ. – М.: Связь, 1971. – 388 с.
5. Аристархов Г. М., Кириллов И. Н., Корчагин А. И., Кувшинов В. В. Компактные высокоизбирательные микрополосковые фильтры на свернутых сонаправленных шпилечных резонаторах // Радиотехника, 2021. – Т. 85. – №. 4. – С. 126–137. – doi: 10.18127/j00338486-202104-14.
6. Беляев Б. А., Сержантов А. М., Лексиков Ан. А., Бальва Я. Ф., Галеев Р. Г. Миниатюрный полосно-пропускающий фильтр на двойных спиральных полосковых резонаторах // Ural Radio Engineering Journal. – 2021. – № 5(1). – С. 21–31. – doi: 10.15826/urej.2021.5.1.002.
7. Qingxian Li, Xun Luo. Three-Port Refectionless Down-Converter for Wideband and Multichannel Receiver with Flat Gain, Enhanced EVM, and High Stability / IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2024. – Vol. 72, No. 7. – P. 4337. – doi: 10.1109/TMTT.2023.3334531.

8. 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. – Vol. 59, No. 5. – P. 1214–1221. – doi: 10.1109/TMTT.2011.2113189.
9. Morgan M. A., Boyd T. A. Reflectionless filter structures // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2015. – Vol. 63, No. 4. – P. 1263–1271. – doi: 10.1109/TMTT.2015.2403841.
10. Liu C., Deng Z., Liu X., Luo X. A wideband bandpass filter with broad stopband and ultra-wide reflectionless range for 5G applications // IEEE MTT-S International Microwave Symposium (15-20 June 2019, Moscone Center, San Francisco, CA). – San Francisco, 2019. – P. 834–837. – doi: 10.1109/MWSYM.2019.8700856.
11. A. C. Guyette, "Intrinsically Switched Varactor-Tuned Filters and Filter Banks," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 60, no. 4, pp. 1044-1056, April 2012, doi: 10.1109/TMTT.2012.2184131.
12. Stephen Maas, Nonlinear Microwave and RF Circuits, Second Edition, Artech, 2003.
13. D. Psychogiou and R. Gómez-García, "Reflectionless Adaptive RF Filters: Bandpass, Bandstop, and Cascade Designs," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 65, no. 11, pp. 4593-4605, Nov. 2017, doi: 10.1109/TMTT.2017.2734086..
14. A. C. Guyette, I. C. Hunter, R. D. Pollard and D. R. Jachowski, "Perfectly-matched bandstop filters using lossy resonators," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005., Long Beach, CA, USA, 2005, pp. 517-520, doi: 10.1109/MWSYM.2005.1516646.
15. J. Y. Shao and Y. S. Lin. Narrowband coupled-line bandstop filter with absorptive stopband // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 2015. – Vol. 63, no. 10. – P. 3469–3478.

16. Jachowski, D. R. "Compact Absorptive Bandstop Filters" // 2005 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – Long Beach, CA, USA, 2005. – Pp. 1729–1732. – DOI: 10.1109/MWSYM.2005.1517042.
17. Разинкин, В. П. Широкополосные управляемые СВЧ устройства высокого уровня мощности : монография / В. П. Разинкин, В. А. Хрусталёв, С. Ю. Матвеев. – Новосибирск : Новосибирский государственный технический университет, 2014. – 316 с. – ISBN 978-5-7782-2326-4.
18. Уменьшение возвратных потерь и подавление внеполосных колебаний в межкаскадных соединениях систем связи с помощью неотражающих частотно-селективных цепей СВЧ / А. Г. Лоцилов, Н. Д. Малютин, Т. Т. Чинь, Г. А. Малютин // Системы управления, связи и безопасности. – 2024. – № 4. – С. 72-94.
19. Характеристики антенн, нагруженных на отражающие и неотражающие частотно-селективные цепи / Н. Д. Малютин, М. О. Коноваленко, Г. А. Малютин [и др.] // Журнал радиоэлектроники. – 2025. – № 11. – DOI 10.30898/1684-1719.2025.11.31.
20. R. W. Wyndrum, "Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures," in Proceedings of the IEEE, vol. 53, no. 7, pp. 766-766, July 1965, doi: 10.1109/PROC.1965.4048.
21. Pozar, D. M. Microwave Engineering. New York: Addison-Wesley, 1990.
22. S. B. Cohn and F. S. Coale, "Directional Channel-Separation Filters," in Proceedings of the IRE, vol. 44, no. 8, pp. 1018-1024, Aug. 1956, doi: 10.1109/JRPROC.1956.275043.
23. R. J. Wenzel, "Application of Exact Synthesis Methods to Multichannel Filter Design," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 13, no. 1, pp. 5-15, January 1965, doi: 10.1109/TMTT.1965.1125922.
24. Малютин, Н. Д. Моделирование, расчет и экспериментальное исследование согласующих симметрирующих трансформаторов на отрезках свя-

занных линий передачи, нагруженных на входные сопротивления комбинированных антенн / Н. Д. Малютин, А. Г. Лощилов, А. П. Рыбин // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2007. – № 1. – С. 37-44.

25. Maljutin, N. D. Circuits of combined Absorptive filters / N. D. Maljutin, A. G. Loschilov, A. A. Ladur // KpbiMuKo 2008 CriMiCo - 18th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings, Sevastopol, Crimea, 08–12 сентября 2008 года. – Sevastopol, Ukraine: IEEE, 2008. – P. 489-490. – DOI 10.1109/CRMICO.2008.4676470.

26. Анализ и оптимизация широкополосных устройств и антенн на основе нерегулярных структур комбинированного типа: Автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук. 05.12.07 / А. Г. Лощилов; науч. рук. А. В. Филатов; Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, Кафедра телекоммуникаций и основ радиотехники. – Томск, 2008. – 22 с.: ил., табл. – Библиогр.: с. 20-22.

27. Метод и алгоритмы экстракции эквивалентных первичных параметров связанных линий с потерями и дисперсией / Н. Д. Малютин, Т. Х. Бибиков, И. В. Большанин [и др.] // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2011. – № 2-1(24). – С. 295-301.

28. Патент на полезную модель № 107644 U1 Российская Федерация, МПК H01P 5/18. микрополосковый направленный ответвитель на нерегулярных связанных линиях: № 2011113554/07: заявл. 07.04.2011: опубл. 20.08.2011 / Н. Д. Малютин, А. А. Ильин, А. Г. Лощилов ; заявитель Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР).

29. Связанные полосковые линии и устройства на их основе: В 2 частях / Н. Д. Малютин, А. Н. Сычев, Э. В. Семенов, А. Г. Лощилов. Том Часть 1. – Томск, 2012. – 176 с.

30. Связанные полосковые линии и устройства на их основе: В 2 частях / Н. Д. Малютин, А. Н. Сычев, Э. В. Семенов, А. Г. Лошилов. Том Часть 2. – Томск, 2012. – 244 с.
31. A. N. Sychev, S. M. Struchkov, V. N. Putilov and N. Y. Rudyi, "A novel trans-directional coupler based on vertically installed planar circuit," 2015 European Microwave Conference (EuMC), Paris, France, 2015, pp. 283-286, doi: 10.1109/EuMC.2015.7345755.
32. Сычев, А. Н. Комбинированный метод частичных емкостей и конформных отображений для анализа многомодовых полосковых структур / А. Н. Сычев. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2007. – 138 с. – ISBN 978-5-86889-412-1.
33. Регулярные и нерегулярные многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе: расчёт первичных параметров, импульсные измерения характеристик / Н. Д. Малютин, А. Н. Сычев, Э. В. Семенов, А. Г. Лошилов. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012. – 218 с. – ISBN 978-5-86889-606-4.
34. Matthew Morgan, *Reflectionless Filters*, Artech, 2017.
35. M. A. Morgan, "Think Outside the Band: Design and Miniaturization of Absorptive Filters," in *IEEE Microwave Magazine*, vol. 19, no. 7, pp. 54-62, Nov.-Dec. 2018, doi: 10.1109/MMM.2018.2862541.
36. Guilabert A., Morgan M. A., Boyd T. A. Reflectionless filters for generalized elliptic transmission functions // *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*. – 2019. – Т. 66. – №. 12. – С. 4606-4618.
37. Protected by U.S. Patent No. 8,392,495 and Chinese Patent No. ZL201080014266.1. Patent applications 14/724976 (U.S.) and PCT/US15/33118 (PCT) pending.
38. Патент № 2820780 С1 Российская Федерация, МПК H01P 1/203. Малогабаритный неотражающий полосно-пропускающий фильтр: № 2024103313: заявл. 10.02.2024: опубл. 10.06.2024/ Т. Т. Чинь, Н. Д. Малютин;

заявитель Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники".

39. T. T. Thanh, G. A. Malyutin and A. G. Loschilov, "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), Tomsk, Russian Federation, 2022, pp. 1-4, doi: 10.1109/SIBCON56144.2022.10002954.

40. Чинь, Т. Т. Модели и конструкции неотражающих фильтров СВЧ на основе связанных полосковых линий и сосредоточенных RLC-элементов: дис. ... канд. техн. наук: 2.2.14 / Чинь То Тхань. – Томск, 2024. – 156 с.

41. Tae-Hak Lee, Boyoung Lee and J. Lee, "First-order reflectionless lumped-element lowpass filter (LPF) and bandpass filter (BPF) design," 2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), San Francisco, CA, USA, 2016, pp. 1-4, doi: 10.1109/MWSYM.2016.7540235.

42. N. S. Padmavathi and M. N. Sujatha, "Analysis and Design of Reflectionless Filters for C Band Applications," 2018 International Conference on Communication and Signal Processing (ICCSP), Chennai, India, 2018, pp. 0527-0531, doi: 10.1109/ICCSP.2018.8524214.

43. M. A. Morgan, W. M. Groves and T. A. Boyd, "Reflectionless Filter Topologies Supporting Arbitrary Low-Pass Ladder Prototypes," in IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 66, no. 2, pp. 594-604, Feb. 2019, doi: 10.1109/TCSI.2018.2872424.

44. J. Lee, B. Lee, S. Nam and J. Lee, "Rigorous Design Method for Symmetric Reflectionless Filters With Arbitrary Prescribed Transmission Response," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 68, no. 6, pp. 2300-2307, June 2020, doi: 10.1109/TMTT.2020.2976967.

45. Коперский, В. В. Микрополосковый корректор амплитуды на базе неотражающего фильтра высоких частот / В. В. Коперский, Г. А. Кириллов, А.

Р. Насыбуллин // Взаимодействие сверхвысокочастотного, терагерцового и оптического излучения с полупроводниковыми микро- и наноструктурами, метаматериалами и биообъектами: Сборник статей одиннадцатой Всероссийской научной школы-семинара, Саратов, 22 мая 2024 года. – Саратов: "Саратовский источник", 2024. – С. 367-370.

46. Коперский, В. В. Использование неотражающего фильтра верхних частот в качестве корректора амплитуды высокочастотного сигнала / В. В. Коперский, Г. А. Кириллов // Прикладная электродинамика, фотоника и живые системы - 2024: Сборник тезисов докладов XI Международной молодежной научно-технической конференции молодых ученых, аспирантов и студентов, посвященной 300-летию со дня основания Российской Академии наук, 90-летию со дня рождения первых космонавтов СССР Ю.А. Гагарина и А.А. Леонова, 90-летию первого выпуска КАИ, 65-летию начала регулярного телевизионного вещания в Республике Татарстан, Казань, 11–12 апреля 2024 года. – Казань: ИП Сагиев А.Р., 2024. – С. 93-94.

47. R. Gómez-García, J. -M. Muñoz-Ferreras and D. Psychogiou, "Symmetrical Quasi-Absorptive RF Bandpass Filters," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 67, no. 4, pp. 1472-1482, April 2019, doi: 10.1109/TMTT.2019.2895531.

48. C. Luo et al., "Quasi-Reflectionless Microstrip Bandpass Filters Using Bandstop Filter for Out-of-Band Improvement," in IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, vol. 67, no. 10, pp. 1849-1853, Oct. 2020, doi: 10.1109/TCSII.2019.2946915.

49. Simpson DJ, Gómez-García R, Psychogiou D (2019). Mixed-technology quasi reflectionless planar filters: bandpass, bandstop, and multi-band designs. International Journal of Microwave and Wireless Technologies 1–9. <https://doi.org/10.1017/S1759078719000230>.

50. C. M. Jackson, "On the Implementation of a Transmission Line Reflectionless Filter," 2018 IEEE MTT-S Latin America Microwave Conference (LAMC 2018), Arequipa, Peru, 2018, pp. 1-4, doi: 10.1109/LAMC.2018.8699064.

51. R. Gómez-García, L. Yang, J. -M. Muñoz-Ferreras and W. Feng, "Lossy Signal-Interference Filters and Applications," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, no. 2, pp. 516-529, Feb. 2020, doi: 10.1109/TMTT.2019.2953585.
52. X. Wu, Y. Li and X. Liu, "High-Order Dual-Port Quasi-Absorptive Microstrip Coupled-Line Bandpass Filters," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, no. 4, pp. 1462-1475, April 2020, doi: 10.1109/TMTT.2019.2955692.
53. Авторское свидетельство № 1762348 А1 СССР, МПК H01P 1/20. Поглощающий фильтр: № 4838786: заявл. 12.06.1990: опубл. 15.09.1992 / В. П. Петренко; заявитель ВСЕСОЮЗНЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ "ГРАДИЕНТ".
54. Guyette A. C. Alternative lossy allpass structures for perfectly-matched bandstop filters // *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.* – 2009. – P. 421–424.
55. Hong J.-S., Lancaster M. J. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications.* – New York: Wiley, 2001.
56. Maas S. A. *Microwave Mixers.* – Norwood, MA: Artech House, 1993.
57. V. M. Goychuk, V. P. Razinkin and M. K. Adrianov, "Nonreflective microstrip filter," 2016 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), Erlagol, Russia, 2016, pp. 89-90, doi: 10.1109/EDM.2016.7538700.
58. L. Yang, R. Gómez-García, J. -M. Muñoz-Ferreras, R. Zhang, D. Peroulis and L. Zhu, "Multilayered Reflectionless Wideband Bandpass Filters With Shunt/In-Series Resistively Terminated Microstrip Lines," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, no. 3, pp. 877-893, March 2020, doi: 10.1109/TMTT.2019.2952861.
59. L. Yang, R. Gómez-García, J. -M. Muñoz-Ferreras and W. Feng, "Multilayered Wideband Balun Bandpass Filters Designed with Input-Reflectionless Response," 2019 49th European Microwave Conference (EuMC), Paris, France, 2019, pp. 452-455, doi: 10.23919/EuMC.2019.8910806.

60. C. -H. Yang, C. -H. Wu and C. -W. Tang, "Design of a Wideband Microstrip Bidirectional Absorptive Bandstop Filter," 2019 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), Singapore, 2019, pp. 956-958, doi: 10.1109/APMC46564.2019.9038223.

61. J. Lee and J. Lee, "Arbitrary-Order Distributed-Element Narrowband Reflectionless Bandstop Filter With Canonical Transmission Response and Broadband Matching," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 68, no. 10, pp. 4381-4389, Oct. 2020, doi: 10.1109/TMTT.2020.3011164.

62. M. Morgan, T. Newton, B. Hayward and T. Boyd, "Non-Reflective Transmission-Line Filters for Gain Slope Equalization," 2007 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium, Honolulu, HI, USA, 2007, pp. 545-548, doi: 10.1109/MWSYM.2007.380547.

63. Корректирующие звенья полосно-пропускающих фильтров на связанных линиях / Р. М. Шарабудинов, Т. Т. Чинь, Н. Д. Малютин [и др.] // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). – 2021. – № 3. – С. 175-181. – DOI 10.31114/2078-7707-2021-3-175-181.

64. T. T. Thanh and A. G. Loschilov, "Reflectionless Stripline Filters," 2023 IEEE Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT), Yekaterinburg, Russian Federation, 2023, pp. 135-138, doi: 10.1109/USBREIT58508.2023.10158882.

65. T. T. Thanh, G. A. Malyutin and D. V. Bilevich, "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), Novosibirsk, Russian Federation, 2023, pp. 700-703, doi: 10.1109/APEIE59731.2023.10347730.

66. Полосно-пропускающий фильтр СВЧ неотражающего типа на основе распределено-сосредоточенной цепи / А. Г. Лощилов, Т. Т. Чинь, Т. А. Чепко, Г. А. Малютин // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. – 2023. – № 5. – С. 89-90.

67. Лоцилов, А. Г. Применение метода автономных блоков к математическому моделированию СВЧ-устройств, содержащих распределенные и сосредоточенные цепи / А. Г. Лоцилов, Н. Д. Малютин, Т. Т. Чинь // International Journal of Open Information Technologies. – 2024. – Т. 12, № 1. – С. 61-67.

68. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023610723 Российская Федерация. Программа для синтеза конструкций связанных полосковых линий с гетерогенным диэлектрическим заполнением: № 2022685674: заявл. 22.12.2022: опубл. 12.01.2023 / Г. А. Малютин, Т. Т. Чинь, Н. Д. Малютин, А. Г. Лоцилов; заявитель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники».

69. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023666066 Российская Федерация. Программа экстракции частотной зависимости импеданса элементов, включённых в диагональные порты отрезка связанных линий: № 2023665203: заявл. 21.07.2023: опубл. 26.07.2023 / Г. А. Малютин, Т. Т. Чинь, Т. А. Чепко, Е. В. Санников; заявитель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники».

70. Патент № 2820791 С1 Российская Федерация, МПК H01P 1/203. Неотражающий полосно-пропускающий фильтр нечетных гармоник: № 2024103312: заявл. 10.02.2024: опубл. 10.06.2024 / Т. Т. Чинь, Н. Д. Малютин; заявитель Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники".

71. Патент № 2819096 С1 Российская Федерация, МПК H01P 1/203. Полосковый неотражающий полосно-пропускающий перестраиваемый фильтр: № 2023123738: заявл. 14.09.2023: опубл. 14.05.2024 / А. Г. Лоцилов,

Т. Т. Чинь, Г. А. Малютин; заявитель Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники".

72. Патент № 2837988 С1 Российская Федерация, МПК H01P 1/36. Способ подавления отражённых волн на внеполосных частотах СВЧ тракта: заявл. 05.11.2024: опубл. 07.04.2025 / Н. Д. Малютин, Л. Я. Серебренников, Г. А. Малютин [и др.]; заявитель Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники".

73. Баранов, А. В. Режекторные СВЧ фильтры сигналов помех повышенной мощности / А. В. Баранов, Э. Л. Привер // Проектирование и технология электронных средств. – 2016. – № 1. – С. 46-51.

74. X. Zheng and T. Jiang, "Design of UWB bandpass filter with dual notched bands using E-shaped resonator," 2016 IEEE/ACES International Conference on Wireless Information Technology and Systems (ICWITS) and Applied Computational Electromagnetics (ACES), Honolulu, HI, USA, 2016, pp. 1-2, doi: 10.1109/ROPACES.2016.7465478.

75. T. Firmansyah, G. Wibisono and E. T. Rahardjo, "Compact UWB Bandpass Filter based on Crossed Dumbbell-Stub with Notch Band using Defected Microstrip Structure," 2019 16th International Conference on Quality in Research (QIR): International Symposium on Electrical and Computer Engineering, Padang, Indonesia, 2019, pp. 1-5, doi: 10.1109/QIR.2019.8898293.

76. M. Abbasilayegh, J. Nourinia, C. Ghobadi, B. Mohammadi and A. Valizade, "A new design of compact dual band-notch UWB BPF based on coupled wave canceller," 7'th International Symposium on Telecommunications (IST'2014), Tehran, Iran, 2014, pp. 175-179, doi: 10.1109/ISTEL.2014.7000692.

77. F. dos Santos, P. H. d. F. Silva, A. G. D'Assunção and D. R. Minervino, "Microstrip bandstop filters with H-fractal stubs," 2013 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC), Rio de Janeiro, Brazil, 2013, pp. 1-5, doi: 10.1109/IMOC.2013.6646575.

78. J. Luo, J. He, A. Apriyana, G. Feng, Q. Huang and Y. P. Zhang, "Tunable Surface-Plasmon-Polariton Filter Constructed By Corrugated Metallic Line and High Permittivity Material," in IEEE Access, vol. 6, pp. 10358-10364, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2800158.

79. A. G. Neto, J. C. E. Silva, J. N. de Carvalho, D. F. Mamedes, M. C. de Andrade and J. A. da Costa, "Compact Matryoshka DGS Using Dielectric Resonator," in IEEE Access, vol. 12, pp. 21947-21953, 2024, doi: 10.1109/ACCESS.2024.3363874.

80. Арутюнян А. А. Моделирование и экспериментальное исследование фильтра неотражающего типа на основе полосковой трехпроводной связанной линии / А. А. Арутюнян // Доклады ТУСУР. – 2025. – Т. 28, № 2. – С. 55–61. DOI: 10.21293/1818-0442-2025-28-2-55-61.

81. Арутюнян, А. А. Моделирование и экспериментальное исследование неотражающего полоскового фильтра на основе трехпроводной меандровой связанной линии / А. А. Арутюнян, Н. Д. Малютин // Журнал радиоэлектроники. – 2026. – № 1. – DOI 10.30898/1684-1719.2026.1.6.

82. Патент № 2848917 С1 Российская Федерация, МПК H01P 1/203, H01P 5/18. Неотражающий полосно-пропускающий фильтр на связанных квази-планарных полосковых линиях: заявл. 13.05.2025; опубл. 21.10.2025 / А. А. Арутюнян, Г. А. Малютин, Н. Д. Малютин, Т. А. Чепко; заявитель Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники".

83. Патент № 2848681 С1 Российская Федерация, МПК H01P 1/203. Неотражающий полосковый фильтр, совмещающий разнесенные по частоте полосу пропускания и полосу заграждения: заявл. 22.04.2025; опубл. 21.10.2025 / А. А. Арутюнян, Г. А. Малютин, Н. Д. Малютин, Т. А. Чепко; заявитель Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники".

84. Патент № 2 862 899 С1 Российская Федерация, МПК H01P 1/203. Неотражающий полосно-пропускающий фильтр: заявл. 10.02.2026: опубл. 26.05.2026 / А. А. Арутюнян, Н. Д. Малютин, Ю. В. Янковская; заявитель Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники".

85. A Phase Shifter Based on Trans-Directional Coupler with DC Isolation of RF-path and Control Circuit / A. N. Sychev, N. Yu. Rudyi, I. M. Dobush, K. K. Zharov // Actual problems of electronic instrument engineering (APEIE) - 2018, Новосибирск, 02–06 октября 2018 года. Vol. Volume 1, Part 3. – Новосибирск: Новосибирский государственный технический университет, 2018. – Р. 380-383. – DOI 10.1109/APEIE.2018.8545727.

86. Воробьев, П. А. Квази-Т-волны в устройствах на связанных полосковых линиях с неуравновешенной электромагнитной связью / П. А. Воробьев, Н. Д. Малютин, В. Н. Федоров // Радиотехника и электроника. – 1982. – Т. 27, № 9. – С. 1711-1718.

87. V. K. Tripathi, "Asymmetric Coupled Transmission Lines in an Inhomogeneous Medium," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 23, no. 9, pp. 734-739, Sep. 1975, doi: 10.1109/TMTT.1975.1128665.

88. Сычев, А. Н. Системы параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью / А. Н. Сычев, С. М. Стручков // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2014. – № 1(31). – С. 39-50.

89. Малютин Г.А. Алгоритм и программы анализа и синтеза устройств на основе распределенно-сосредоточенных цепей / Г. А. Малютин, Т. Т. Чинь // International Journal of Open Information Technologies. – 2024. – Т. 12, № 3. – С. 28-35.

90. A. A. Arutyunyan and N. D. Malyutin, "New Absorbing Band-Pass Filter," 2026 IEEE 27th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM), Novosibirsk, Russian Federation, 2026, pp. 1-5, doi: 10.1109/EDM69524.2026.11632215.

91. Арутюнян, А. А. Полосковый резонатор СВЧ с объемным кристаллом: экспериментальные характеристики и определение эффективной диэлектрической проницаемости / А. А. Арутюнян, Н. Д. Малютин // Журнал радиоэлектроники. – 2024. – № 7. – DOI 10.30898/1684-1719.2024.7.8.

92. Арутюнян, А. А. Экстракция эффективной диэлектрической проницаемости полосковых резонаторов СВЧ с объемными кристаллами / А. А. Арутюнян, Н. Д. Малютин // Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии. – 2024. – Т. 7, № 2. – С. 242-253.

93. Основы теории и проектирования ВЧ- и СВЧ-устройств на регулярных связанных линиях передачи: учеб. пособие / А.Г. Лощилов, Н.Д. Малютин. – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2018. – 136 с. ISBN 978-5-86889-800-6.

94. O. V. Arinin and G. M. Aristarkhov, "Microwave filters with increased frequency selectivity based on quarter-wave hairpin resonators," 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Minsk, Belarus, 2018, pp. 1-4, doi: 10.1109/SYNCHROINFO.2018.8456934.

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

96. Арутюнян, А. А. Способ определения эффективной диэлектрической проницаемости объемных кристаллов / А. А. Арутюнян, Н. Д. Малютин // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. – 2024. – № 6. – С. 50-52.

97. Pregla R. Gruppenlaufzeitausgleich mit Mäanderleitungen für Nachrichtensysteme mit Rundhohlleitern //AEÜ. – 1970. – №. 9. – С. 381.
98. Малютин Н. Д. и др. Полосковые управляемые меандровые линии задержки // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2015. – №. 4 (38). – С. 42-46.
99. Носов А. В. и др. Меандровая линия задержки из двух витков, защищающая от сверхкоротких импульсов //Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2015. – №. 3 (37). – С. 120-123.
100. Khaleghi A. Dual band meander line antenna for wireless LAN communication //IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2007. – Т. 55. – №. 3. – С. 1004-1009. <https://doi.org/10.1109/TAP.2007.891873>.
101. Vishnu K., Menon S. K. Compact MSL Filter Using Meander Line Resonator //2020 5th International Conference on Communication and Electronics Systems (ICCES). – IEEE, 2020. – С. 414-417. <https://doi.org/10.1109/ICCES48766.2020.9137941>.
102. Распределенно-сосредоточенные цепи и полосковые СВЧ-устройства на их основе: моногр. / А. Г. Лоцилов, Т. Т. Чинь, Г.А. Малютин; под ред. проф. Н. Д. Малютина. – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2023. – С. 25–27.
103. G. A. Malyutin, T. T. Thanh, T. A. Chepko and A. A. Arutyunyan, "Modeling and Experimental Study of Non-Reflective Microwave Filters," 2024 International Seminar on Electron Devices Design and Production (SED), Sochi, Russian Federation, 2024, pp. 1-4, doi: 10.1109/SED63331.2024.10741057.
104. A. A. Arutyunyan, G. A. Malyutin and T. A. Chepko, "Coupled Striplines with Enhanced Electromagnetic Coupling Based on Three-Wire Striplines and Their Applications," 2025 IEEE Ural-Siberian Conference on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT), Yekaterinburg, Russian Federation, 2025, pp. 159-162, doi: 10.1109/USBREIT65494.2025.11054109.

105. Малютин Н. Д. Многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе. – Томск: Изд-во Томского ун-та, 1990. – С. 161.
106. Полосковый фазовращатель. Воробьев П.А., Малютин Н.Д. Авторское свидетельство SU 432843 A1, 05.07.1975. Заявка № 1781634/26-9 от 03.05.1972.
107. Малютин Г.А. Особенности взаимодействия резонаторов на сосредоточенных элементах и отрезках связанных полосковых линий, образующих неотражающие фильтры / Г.А. Малютин, Т.А. Чепко, Е.В. Санников // Доклады 13-й междунар. науч.-практ. конф. «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири» (СибРесурс-30–2024). – Томск: ТУСУР, 2024. – С. 115–118.
108. Рез И. С, Поплавко Ю. М. Диэлектрики: основные свойства и применения в электронике. – Радио и Связь, 1989. ISBN 5-256-00235-X.
109. Wong K. K. (ed.). Properties of lithium niobate. – IET, 2002. – №. 28.
110. Журавлев А. А. Разработка и исследование диэлектрических интегрально-оптических датчиков напряженности электрического поля: дис. канд. техн. наук. – Пермь. – 2020. – С. 142.
111. Лебедев В. В. Исследование высокочастотной и сверхвысокочастотной модуляции оптического излучения в волноводных структурах на основе ниобата лития: дис. – диссертация на соискание учёной степени к. ф.-м. н., СПб: Физико-технический институт им. АФ Иоффе РАН. – 2016. – С. 126.
112. Частотные характеристики полосковых модулей формирования квазихаотических сигналов на основе объемных нелинейно-оптических кристаллов / А. А. Арутюнян, Н. Д. Малютин, Г. А. Малютин [и др.] // Ural Radio Engineering Journal. – 2023. – Т. 7, № 3. – С. 227-249. – DOI 10.15826/urej.2023.7.3.001.
113. Малютин, Н. Д. Модули формирования квазихаотического сигнала в сверхширокой полосе частот СВЧ диапазона на основе кристаллов ниобата лития / Н. Д. Малютин, Г. А. Малютин, А. А. Арутюнян // Радиофизика, фотоника и исследование свойств вещества: тезисы докладов II Российской

научной конференции, Омск, 05–07 октября 2022 года. – Омск: Омский научно-исследовательский институт приборостроения, 2022. – С. 218-220.

114. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2023681254 Российская Федерация. Программа анализа влияния экрана на частотные характеристики модуля формирования квази-хаотического сигнала на основе копланарной линии и нелинейно-оптического кристалла в СВЧ диапазоне: № 2023680643: заявл. 10.10.2023: опубл. 11.10.2023 / А. В. Артамонов, А. А. Арутюнян; заявитель ФГБОУ ВО "ТУСУР".

115. A. A. Arutyunyan and G. A. Malyutin, "Experimental Research of the Scattering Parameters of the Module Based on a Coplanar Strip Line Segment With a Lithium Niobate Crystal and its Possible Use," 2022 IEEE 23rd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM), Altai, Russian Federation, 2022, pp. 168-171, doi: 10.1109/EDM55285.2022.9855037.

116. A. A. Arutyunyan, G. A. Malyutin and N. D. Malyutin, "The Effect of Quasi-Chaotic Oscillations Formation in Devices Based on Strip Structures Containing Bulk LiNbO₃ Crystals," 2022 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), Tomsk, Russian Federation, 2022, pp. 1-6, doi: 10.1109/SIBCON56144.2022.10003019.

117. A. A. Arutyunyan, G. A. Malyutin, N. D. Malyutin, D. E. Minenko, A. A. Artamonov and A. A. Tomashevich, "Quasi-Chaotic Microwave Oscillations: Formation, Application to Test Vector Network Analyzers," 2023 IEEE XVI International Scientific and Technical Conference Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE), Novosibirsk, Russian Federation, 2023, pp. 750-754, doi: 10.1109/APEIE59731.2023.10347681.

118. Арутюнян, А. А. Полосковый фильтр верхних частот, формирующий квазихаотический сигнал в полосе прозрачности / А. А. Арутюнян // Электронные средства и системы управления. Материалы докладов Международной научно-практической конференции. – 2022. – № 1-1. – С. 121-124.

119. Патент № 2803456 С1 Российская Федерация, МПК G01S 7/38, H04K 3/00. Модуль формирования квазихаотического сигнала сверхвысоких

частот : № 2022124041: заявл. 12.09.2022: опубл. 13.09.2023 / А. В. Дворкович, Н. Д. Малютин, А. Г. Лощилов [и др.]; заявитель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники".

120. Подавление переотражений и внеполосных колебаний в межкаскадных соединениях с помощью неотражающих частотно-селективных цепей СВЧ / А. Г. Лощилов, Н. Д. Малютин, Г. А. Малютин [и др.] // Инновационные, информационные и коммуникационные технологии: сборник трудов XXI Международной научно-практической конференции, Сочи, 01–10 октября 2024 года. – Москва: Ассоциация выпускников и сотрудников ВВИА им. проф. Жуковского, 2024. – С. 271-277.

121. Sychev A.N., Malyutin N. D., Trenkal E. I., Malyutin G. A. 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*. 2020;1679(2). P. 22023. DOI 10.1088/1742–6596/1679/2/022023.

122. A. A. Arutyunyan, N. D. Malyutin, S. N. Podzyvalov and N. N. Yudin, "Investigation of Stripline Modules at the Formation of Quasi-Chaotic Signals in the Transmitting-Receiving Path," *2023 IEEE 24th International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM)*, Novosibirsk, Russian Federation, 2023, pp. 120-124, doi: 10.1109/EDM58354.2023.10225158.

123. Характеристики антенн, нагруженных на отражающие и неотражающие частотно-селективные цепи / Н. Д. Малютин, М. О. Коноваленко, Г. А. Малютин [и др.] // Журнал радиоэлектроники. – 2025. – № 11. – DOI 10.30898/1684-1719.2025.11.31.

124. Невзаимное обратное рассеяние электромагнитных волн: Обзор методов исследования, экспериментальная техника обнаружения, обработка результатов измерений / Лощилов А. Г., Малютин Н. Д., Семенов Э. В., Сычев А. Н., Суторихин В. А., Тренкаль Е. И., Поздняков В. С., Чинь Т. Т., Арутюнян А. А., Ахраров Н. М., Малютин Г. А. — 2021. 157 с.

125. Патент № 2824917 С1 Российская Федерация, МПК Н01Q 11/10. Логопериодическая дипольная антенна : заявл. 26.12.2023 : опубл. 15.08.2024 / А. П. Горбачев, А. Е. Данилова, К. А. Циколенко ; заявитель Новосибирский государственный технический университет.

126. Шишкин, М. С. Разработка компактной широкополосной антенны со стабильной формой диаграммы направленности для применения в составе малоразмерных БпЛА / М. С. Шишкин // Журнал радиоэлектроники. – 2024. – № 12. – DOI 10.30898/1684-1719.2024.12.10.

127. Таха, А. М. А. М. Применение функций Грина стратифицированных сред для расчета поля излучения антенн вблизи отражающей поверхности / А. М. А. М. Таха, С. Н. Шабунин // Ural Radio Engineering Journal. – 2024. – Т. 8, № 2. – С. 260-285. – DOI 10.15826/urej.2024.8.2.005.

128. Исследование и разработка фазированной антенной решетки аэрологической РЛС дециметрового диапазона волн / С. Н. Шабунин, С. Н. Плохов, И. В. Букрин, В. Э. Иванов // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. – 2020. – № 1-1. – С. 212-213.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Акты внедрений



Акционерное общество
«Научно-производственная фирма
«Микран»
(АО «НПФ «Микран»)
пр-т Кирова, 51д г. Томск, Россия, 634041
+7 3822 90-00-29+7 3822 42-36-15 факс
mic@micran.ru | www.micran.ru

ОКПО 24627413, ОГРН 1087017011113
Код по ОКОНХ 14760; 80400; 95300
ИНН/КПП 7017211757/701701001
Расчетный счет №
40702810964010121550 в Томское
отделение № 8616 ПАО Сбербанк,
к/с № 30101810800000000606

УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор

АО «НПФ «Микран»

Касаев С. Ю.

25 августа 2026 г.



АКТ

о внедрении (использовании) результатов диссертационной работы
Арутюняна Артуш Арсеновича
в АО «НПФ «Микран»

Настоящим актом подтверждается факт использования в АО «НПФ «Микран» следующих результатов диссертационной работы Арутюняна Артуш Арсеновича «Моделирование и экспериментальное исследование поглощающих фильтров СВЧ на основе секций связанных полосковых линий с неоднородным диэлектрическим заполнением» при выполнении договора №14/22 от 01.06.2022 г., тема «Разработка методики, ПО и макета по измерению диэлектрической проницаемости материалов в диапазоне до 20 ГГц»:

1. Макет модуля формирования квази-хаотического сигнала на основе копланарной линии и нелинейно-оптического кристалла в СВЧ-диапазоне.
2. Результаты экспериментальных исследований эффективной диэлектрической проницаемости объемных диэлектриков в диапазоне до 20 ГГц, полученные с применением макета (раздел 4 отчета о НИР, подраздел «Возникновение квази-хаотических колебаний в отрезке копланарной полосковой линии с включением кристалла ниобата лития»).

Директор департамента
информационно-измерительных
систем АО «НПФ «Микран»

Кун Г. Р.

« 17 » 08 2026 г.

Исх. № 36-26 от «30» июля 2026 г.

АКТ

о внедрении (использовании) результатов диссертационного исследования
Арутюняна Артуш Арсеновича
в ООО «Кристалл Т»

Настоящим актом подтверждается факт использования в ООО «Кристалл Т» следующих результатов диссертационной работы Арутюняна Артуш Арсеновича при производстве компонент поглощающих фильтров:

1. Моделирования в системе COMSOL, разработки и экспериментального исследования модуля формирования квази-хаотического сигнала сверхвысоких частот по патенту № 2803456 С1 Российская Федерация, МПК G01S 7/38, H04K 3/00. № 2022124041: заявл. 12.09.2022: опубл. 13.09.2023 / А. В. Дворкович, Н. Д. Малютин, А. Г. Лошилов, А. А. Арутюнян, Л. Я. Серебренников, Г. А. Малютин; заявитель ФГБОУ ВО "ТУСУР.

2. Разработки и исследования экспериментальных макетов полосковых резонаторов на диэлектриках с высокой диэлектрической проницаемостью для изготовления буферных резонансных нагрузок поглощающих полосно-пропускающих фильтров.

Директор

ООО «Кристалл Т»

«30» июля 2026 г.



Н.И. Краковская

УТВЕРЖДАЮ

Ректор ТУСУР

д.т.н., профессор

В.М. Рулевский

2026 г.

АКТ

об использовании в НИР результатов диссертационной работы

Арутюнян Артуш Арсеновича «Моделирование и экспериментальное исследование поглощающих фильтров СВЧ на основе секций связанных полосковых линий с неоднородным диэлектрическим заполнением»

Настоящим актом подтверждается использование следующих результатов диссертационной работы Арутюнян Артуш Арсеновича 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:

1. Решение задачи разработки конструкции и исследования буферных резонансных нагрузок (БРН) в виде полосковых диэлектрических резонаторов с металлическими электродами под плавающим потенциалом. Применение таких БРН позволило увеличить центральную частоту полосы пропускания поглощающих частотно-селективных устройств (фильтров) в 2-3 раза по сравнению с БРН на сосредоточенных LCR-элементах.

2. Результаты электродинамического анализа и экспериментального исследования частотных характеристик резонаторов – получены условия разрежения спектра резонансных частот, что открыло дополнительные возможности реализации задаваемых частотных планов по способу подавления отражённых волн на внеполосных частотах СВЧ-тракта (патент на изобретение RU 2837988 C1).

3. Результаты оценки параметров экспериментальных исследований полосковых модулей с неоднородным диэлектрическим заполнением и электродом с плавающим потенциалом (программа для ЭВМ № 2023681254).

Проректор по НИИ, д.т.н., профессор

С.П. Куксенко

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Патенты на изобретения

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2803456

Модуль формирования квазихаотического сигнала сверхвысоких частот

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

Авторы: *Дворкович Александр Викторович (RU), Малютин Николай Дмитриевич (RU), Лоцилов Антон Геннадьевич (RU), Арутюнян Артуш Арсеньевич (RU), Серебренников Леонид Яковлевич (RU), Малютин Георгий Александрович (RU)*

Заявка № 2022124041

Приоритет изобретения 12 сентября 2022 г.

Дата государственной регистрации

в Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 13 сентября 2023 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 12 сентября 2042 г.

*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат: 429b6a0fe3853164ba196f83b73b4aa7
Владелец: **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 10.05.2023 по 02.08.2024

Ю.С. Зубов



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2837988

Способ подавления отражённых волн на внеполосных частотах СВЧ тракта

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

Авторы: *Малютин Николай Дмитриевич (RU), Серебренников Леонид Яковлевич (RU), Малютин Георгий Александрович (RU), Арутюнян Артуш Арсенович (RU), Чепко Татьяна Антоновна (RU)*

Заявка № 2024133148

Приоритет изобретения 05 ноября 2024 г.

Дата государственной регистрации

в Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 07 апреля 2025 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 05 ноября 2044 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

документ подписан электронной подписью

Сертификат 0692e761a67006f54f2601b70bca2026

Владимир Зубов Юрий Сергеевич

Действителен с 10.07.2024 по 03.10.2025

Ю.С. Зубов



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2848681

Неотражающий полосковый фильтр, совмещающий разнесенные по частоте полосу пропускания и полосу заграждения

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

Авторы: *Арутюнян Артуш Арсенович (RU), Малютин Георгий
Александрович (RU), Малютин Николай Дмитриевич (RU),
Чепко Татьяна Антоновна (RU)*

Заявка № 2025110315

Приоритет изобретения 22 апреля 2025 г.

Дата государственной регистрации

в Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 21 октября 2025 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 22 апреля 2045 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 00a570e4f7a438d531b4b8818e75f29506
Владелец: **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 04.07.2025 по 28.11.2026

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2848917

НЕОТРАЖАЮЩИЙ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР НА СВЯЗАННЫХ КВАЗИ-ПЛАНАРНЫХ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЯХ

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

Авторы: *Арутюнян Артуш Арсенович (RU), Малютин Георгий Александрович (RU), Малютин Николай Дмитриевич (RU), Чепко Татьяна Антоновна (RU)*

Заявка № 2025112337

Приоритет изобретения **13 мая 2025 г.**

Дата государственной регистрации
в Государственном реестре изобретений
Российской Федерации **21 октября 2025 г.**

Срок действия исключительного права
на изобретение истекает **13 мая 2045 г.**



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 00a570a4f7a439d531b4b8818e75f29506
Владелец *Зубов Юрий Сергеевич*
Действителен с 04.07.2025 по 28.11.2026

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2862899

Неотражающий полосно-пропускающий фильтр

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

Авторы: *Арутюнян Артуш Арсенович (RU), Малютин Георгий Александрович (RU), Янковская Юлия Владимировна (RU)*

Заявка № 2026103569

Приоритет изобретения 10 февраля 2026 г.

Дата государственной регистрации
в Государственном реестре изобретений
Российской Федерации 26 мая 2026 г.

Срок действия исключительного права
на изобретение истекает 10 февраля 2046 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ
Сертификат 00a570e477a438d531b4b8818e75f29506
Владелец **Зубов Юрий Сергеевич**
Действителен с 04.07.2023 по 28.11.2026

Ю.С. Зубов

ПРИЛОЖЕНИЕ В

Модель расчета поглощающего полосно-пропускающего фильтра с распределенными резонаторами

Программа комплексного расчета поглощающих полосно-пропускающих фильтров, с распределенными нагрузками

Библиография:

1. Малютин Н.Д. Многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе. Томск: Изд-во Томского ун-та, 1990. 164 с.
2. 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.
3. Малютин Н. Д. Матричные параметры неодинаковых связанных полосковых линий с неоднородным диэлектриком. Радиотехника и электроника, 1976, т. 21, № 12, с. 2473-2478.
4. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ. 2-изд., перераб. и доп. М.: Советское радио, 1971. 388 с.
5. Малютин Н.Д., Сычев А.Н., Семенов Э.В., Лощилов А.Г. Регулярные и нерегулярные многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе: анализ, синтез, проектирование, измерение параметров. Томск: Изд-во ТУСУРа, 2012.

Структурная схема ПППФ с тремя отрезками двухпроводных связанных линий показана на рис. 1. Блоке 1 СПЛ обеспечено образование двух связанных каналов распространения квази-Т-волн [1], [2]. Одни диагональные плечи СПЛ 1 нагружены на буферные резонансные нагрузки 2 и 3, другие служат входом и выходом устройства. Соединение блоков 1, 2 и 3 осуществляется отрезками микрополосковых линий МПЛ1 и МПЛ2. Причем длины МПЛ1 и МПЛ2 могут быть разные, а длины блоков 2 и 3 должны быть одинаковые.

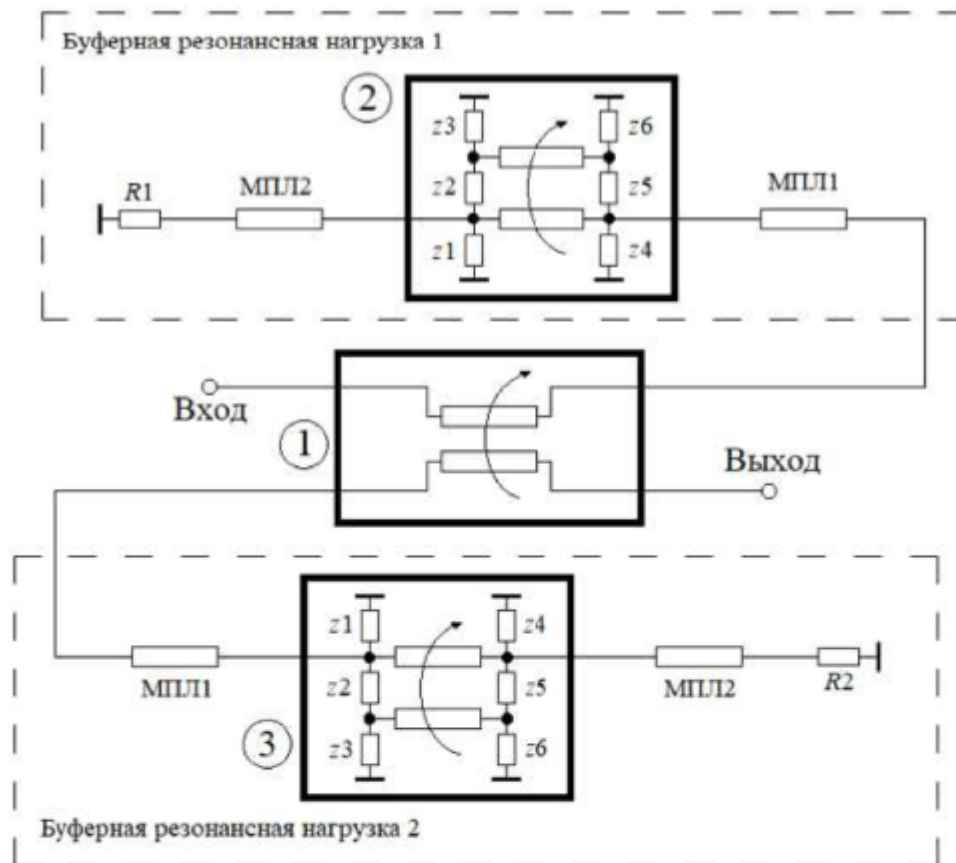


Рис. 1. Структурная схема поглощающего полосно-пропускающего фильтра, включающего три отрезка двухпроводных связанных линий

Частота и шаг по частоте

$f_{\min} = 1 \cdot 10^6$ - минимальная частота анализа, Гц

$f_{\max} = 12000 \cdot 10^6$ - максимальная частота анализа, Гц

$i := 0..1000$ - формирование цикла по частоте

$\omega(i) := 2 \cdot \pi \cdot \left(\frac{f_{\max} - f_{\min}}{1000} \cdot i + f_{\min} \right)$ - текущая круговая частота

$f_i := \omega(i) \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi}$ - текущая частота анализа, Гц

Раздел 1 - Расчет отрезков МПЛ 1 и МПЛ 2

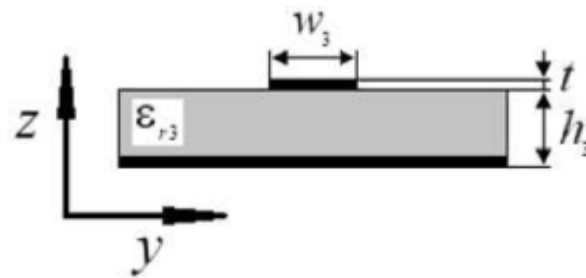


Рис. 2. Поперечное сечение отрезков МПЛ 1 и МПЛ 2

Первичные параметры МПЛ полученные программе StripCad.

$C_МПЛ := 1.37615 \cdot 10^{-10}$	- матрица погонных емкостей МПЛ (диэлектрик), Ф/м
$C0_МПЛ := 3.98003 \cdot 10^{-11}$	- матрица погонных емкостей МПЛ (воздух), Ф/м
$L_МПЛ := \frac{1}{(3 \cdot 10^8)^2} \cdot C0_МПЛ^{-1} = 2.792 \times 10^{-7}$	- матрица погонных индуктивностей МПЛ, Ф/м
$R_МПЛ := 0.00524$	- матрица погонных сопротивлений МПЛ, Ом/м
$G_МПЛ := 0.030999$	- матрица погонных проводимостей МПЛ, См/м
$\rho1_МПЛ := 50$	- нормирующее сопротивление входа, Ом
$\rho2_МПЛ := 50$	- нормирующее сопротивление выхода, Ом
$Z_МПЛ_i := R_МПЛ \cdot \left[\frac{\omega(i)}{(2 \cdot \pi \cdot 10^9)} \right]^{\frac{3}{2}} + j \cdot \omega(i) \cdot L_МПЛ$	- матрицы сопротивлений и проводимостей связанных линий, в общем случае комплексные
$Y_МПЛ_i := G_МПЛ + j \cdot \omega(i) \cdot C_МПЛ$	
$\alpha_МПЛ_i := Z_МПЛ_i \cdot Y_МПЛ_i$	- матрица, равная произведению матриц сопротивлений и проводимостей связанных линий

$$\gamma_{_МПЛi} := \sqrt{\alpha_{_МПЛi}} \quad \text{- коэффициенты}$$

$$Z0_МПЛi := \sqrt{\frac{Z_МПЛi}{Y_МПЛi}} \quad \text{распространения квази-Т волн}$$

$$\quad \quad \quad \text{в МПЛ}$$

Так как на эквивалентной схема отрезки МПЛ 1 и МПЛ 2 разделены, запишем матрицу передачи, для каждой из отрезков МПЛ, так как их длина может отличаться.

$$l_МПЛ1 = 7 \cdot 10^{-3} \quad \text{- длина микрополосковой линии, м}$$

Определение ненормированной матрицы передачи $a_МПЛ1$

$$a_МПЛ1_i := \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_{_МПЛi} \cdot l_МПЛ1) & Z0_МПЛi \cdot \sinh(\gamma_{_МПЛi} \cdot l_МПЛ1) \\ (Z0_МПЛi)^{-1} \cdot \sinh(\gamma_{_МПЛi} \cdot l_МПЛ1) & \cosh(\gamma_{_МПЛi} \cdot l_МПЛ1) \end{bmatrix}$$

Определение ненормированной матрицы передачи $a_МПЛ1$ как 8-и плюсник

$$a4_МПЛ1_i := \begin{bmatrix} (a_МПЛ1_i)_{0,0} & 0 & (a_МПЛ1_i)_{0,1} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ (a_МПЛ1_i)_{1,0} & 0 & (a_МПЛ1_i)_{0,0} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$l_МПЛ2 = 19.9 \cdot 10^{-3} \quad \text{- длина микрополосковой линии, м}$$

Определение ненормированной матрицы передачи $a_МПЛ2$

$$a_МПЛ2_i := \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_{_МПЛi} \cdot l_МПЛ2) & Z0_МПЛi \cdot \sinh(\gamma_{_МПЛi} \cdot l_МПЛ2) \\ (Z0_МПЛi)^{-1} \cdot \sinh(\gamma_{_МПЛi} \cdot l_МПЛ2) & \cosh(\gamma_{_МПЛi} \cdot l_МПЛ2) \end{bmatrix}$$

Определение ненормированной матрицы передачи $a_МПЛ2$ как 8-и плюсник

$$a4_МПЛ2_i := \begin{bmatrix} (a_МПЛ2_i)_{0,0} & 0 & (a_МПЛ2_i)_{0,1} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ (a_МПЛ2_i)_{1,0} & 0 & (a_МПЛ2_i)_{0,0} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Раздел 2 - Расчет отрезков БРН

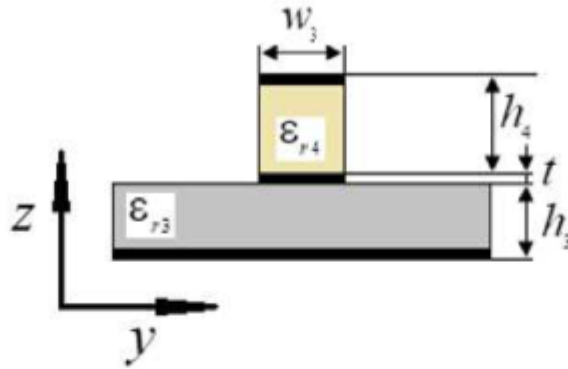


Рис. 3. Поперечное сечение брусчатых полосковых линий в БРН

Первичные параметры СЛ с лицевой связью полученные в StripCad.

$$C_{\text{СПЛ}} := \begin{pmatrix} 411.705 & -313.1103 \\ -313.1103 & 335.4521 \end{pmatrix} \cdot 10^{-12} \quad \text{- матрица погонных емкостей связанных линий (диэлектрик), Ф/м}$$

$$C0_{\text{СПЛ}} := \begin{pmatrix} 41.504 & -7.065 \\ -7.065 & 24.628 \end{pmatrix} \cdot 10^{-12} \quad \text{- матрица погонных емкостей связанных линий (воздух), Ф/м}$$

- матрица погонных индуктивностей связанных линий, Гн/м

$$L_{\text{СПЛ}} := \frac{1}{(3 \cdot 10^8)^2} \cdot C0_{\text{СПЛ}}^{-1} = \begin{pmatrix} 2.815 \times 10^{-7} & 8.074 \times 10^{-8} \\ 8.074 \times 10^{-8} & 4.743 \times 10^{-7} \end{pmatrix}$$

$$R_{\text{СПЛ}} := \begin{pmatrix} 0.005301 & 0.000486 \\ 0.000486 & 0.005708 \end{pmatrix} \quad \text{- матрица погонных сопротивлений связанных линий, Ом/м}$$

$$G_{\text{СПЛ}} := \begin{pmatrix} 0.001143 & -0.000313 \\ -0.000313 & 0.000316 \end{pmatrix} \quad \text{- матрица погонных проводимостей связанных линий, См/м}$$

$$kc_{\text{СПЛ}} := \frac{-C_{\text{СПЛ}}_{0,1}}{\sqrt{C_{\text{СПЛ}}_{0,0} \cdot C_{\text{СПЛ}}_{1,1}}} \quad kc_{\text{СПЛ}} = 0.843 \quad \text{- коэффициенты емкостной и индуктивной связи связанных линий без потерь}$$

$$kL_{\text{СПЛ}} := \frac{L_{\text{СПЛ}}_{0,1}}{\sqrt{L_{\text{СПЛ}}_{0,0} \cdot L_{\text{СПЛ}}_{1,1}}} \quad kL_{\text{СПЛ}} = 0.221$$

$$Z_{\text{СПЛ}_i} := R_{\text{СПЛ}} \cdot \left[\frac{\omega(i)}{(2 \cdot \pi \cdot 10^9)} \right]^{\frac{3}{2}} + j \cdot \omega(i) \cdot L_{\text{СПЛ}}$$

$$Y_{\text{СПЛ}_i} := G_{\text{СПЛ}} + j \cdot \omega(i) \cdot C_{\text{СПЛ}}$$

- матрицы сопротивлений и проводимостей связанных линий, в общем случае комплексные

$$\alpha_{\text{СПЛ}_i} := Z_{\text{СПЛ}_i} \cdot Y_{\text{СПЛ}_i}$$

- матрица, равная произведению матриц сопротивлений и проводимостей связанных линий

$$\gamma_{\text{СПЛ}_i} := \text{eigenvals}(\alpha_{\text{СПЛ}_i})$$

- матрица собственных значений матрицы α

$$\gamma_{e_СПЛ_i} := \sqrt{(\gamma_{\text{СПЛ}_i})_0}$$

$$\gamma_{o_СПЛ_i} := \sqrt{(\gamma_{\text{СПЛ}_i})_1}$$

- коэффициенты распространения квази-Т волн в связанных линиях соответственно синфазной (индекс e) и противофазной (индекс o) волн. Индекс "e" по установившейся в литературе традиции от английского слова even- четный, а индекс "o" - odd - нечетный. Эти волны называют также нормальными, соответственно быстрой и медленной

$$\gamma_{eo_СПЛ_i} := \sqrt{\text{eigenvals}(\alpha_{\text{СПЛ}_i})}$$

- матрица коэффициентов распространения

$$k_{e_СПЛ_i} := \frac{(\gamma_{e_СПЛ_i})^2 - (\alpha_{\text{СПЛ}_i})_{0,0}}{(\alpha_{\text{СПЛ}_i})_{0,1}}$$

$$k_{o_СПЛ_i} := \frac{(\gamma_{o_СПЛ_i})^2 - (\alpha_{\text{СПЛ}_i})_{0,0}}{(\alpha_{\text{СПЛ}_i})_{0,1}}$$

- коэффициенты, характеризующие отношения амплитуд в линии с номером 2 (см. рис.1) к амплитудам в линии с номером 1 синфазной (индекс "e") и противофазной (индекс "o") волн, распространяющихся в связанных линиях

$$Y1e_CPL_i := \frac{(Y_CPL_i)_{0,0} + ke_CPL_i \cdot (Y_CPL_i)_{0,1}}{\gamma e_CPL_i}$$

$$Y1o_CPL_i := \frac{(Y_CPL_i)_{0,0} + ko_CPL_i \cdot (Y_CPL_i)_{0,1}}{\gamma o_CPL_i}$$

$$Y2e_CPL_i := \frac{(Y_CPL_i)_{0,1} + ke_CPL_i \cdot (Y_CPL_i)_{1,1}}{\gamma e_CPL_i}$$

$$Y2o_CPL_i := \frac{(Y_CPL_i)_{0,1} + ko_CPL_i \cdot (Y_CPL_i)_{1,1}}{\gamma o_CPL_i}$$

- проводимости 1-ой и 2-ой линий для синфазной (индекс "е") и противофазной (индекс "о") волн, распространяющихся в связанных линиях

- матрица нормированных амплитуд нормальных волн, распространяющихся в связанных линиях [3]

$$Am_CPL_i := \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ ke_CPL_i & ko_CPL_i & ke_CPL_i & ko_CPL_i \\ Y1e_CPL_i & Y1o_CPL_i & (-Y1e_CPL_i) & (-Y1o_CPL_i) \\ Y2e_CPL_i & Y2o_CPL_i & (-Y2e_CPL_i) & (-Y2o_CPL_i) \end{bmatrix}$$

- классическая матрица передачи отрезка связанных линий, имеющего длину l [2]

$$l_CPL \equiv 3,1 \cdot 10^{-3} \quad - \text{длина связанных линий БРН, м}$$

$$a_CPL_i := Am_CPL_i \cdot \begin{pmatrix} e^{\gamma e_CPL_i l_CPL} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{\gamma o_CPL_i l_CPL} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{-\gamma e_CPL_i l_CPL} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-\gamma o_CPL_i l_CPL} \end{pmatrix} \cdot (Am_CPL_i)^{-1}$$

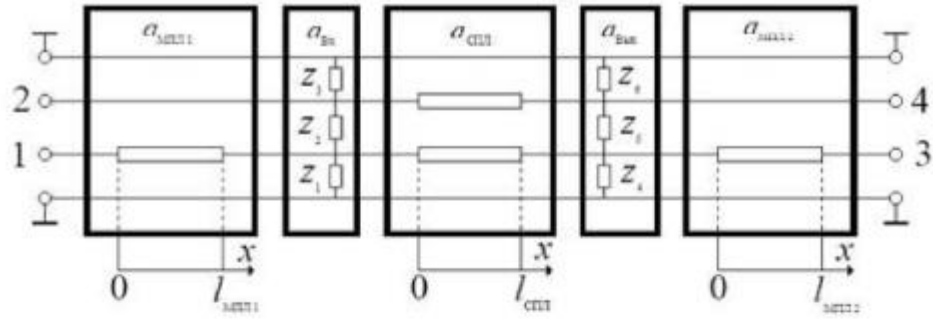


Рис. 4. Детализированная эквивалентная схема БРН в виде каскадного соединения восьмиполюсников

- граничные условия СЛ с лицевой связью

$$\begin{aligned} z3_СПЛ_i &:= 10^6 & z6_СПЛ_i &:= 10^6 \\ z2_СПЛ_i &:= 10^6 & z5_СПЛ_i &:= 10^{-2} \\ z1_СПЛ_i &:= 10^6 & z4_СПЛ_i &:= 10^6 \end{aligned}$$

- матрицы внутренних нагрузок СЛ с лицевой связью

$$a_вх_i := \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ (z1_СПЛ_i)^{-1} + (z2_СПЛ_i)^{-1} & -(z2_СПЛ_i)^{-1} & 1 & 0 \\ -(z2_СПЛ_i)^{-1} & (z2_СПЛ_i)^{-1} + (z3_СПЛ_i)^{-1} & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$a_вых_i := \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ (z4_СПЛ_i)^{-1} + (z5_СПЛ_i)^{-1} & -(z5_СПЛ_i)^{-1} & 1 & 0 \\ -(z5_СПЛ_i)^{-1} & (z5_СПЛ_i)^{-1} + (z6_СПЛ_i)^{-1} & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

- матрица передачи БРН

$$a_БРН_i := a4_МПЛ1_i \cdot a_вх_i \cdot a_СПЛ_i \cdot a_вых_i \cdot a4_МПЛ2_i$$

- внешние нагрузки БРН

$$Z1_БРН := 50 \quad Z3_БРН := 50$$

$$Z2_БРН := 10^6 \quad Z4_БРН := 10^6$$

Матрицы-блоки матрицы а БРН

$$aax_БРН_i := \begin{bmatrix} (a_БРН_i)_{0,0} & (a_БРН_i)_{0,1} \\ (a_БРН_i)_{1,0} & (a_БРН_i)_{1,1} \end{bmatrix}$$

$$bbx_БРН_i := \begin{bmatrix} (a_БРН_i)_{0,2} & (a_БРН_i)_{0,3} \\ (a_БРН_i)_{1,2} & (a_БРН_i)_{1,3} \end{bmatrix}$$

$$ccx_БРН_i := \begin{bmatrix} (a_БРН_i)_{2,0} & (a_БРН_i)_{2,1} \\ (a_БРН_i)_{3,0} & (a_БРН_i)_{3,1} \end{bmatrix}$$

$$ddx_БРН_i := \begin{bmatrix} (a_БРН_i)_{2,2} & (a_БРН_i)_{2,3} \\ (a_БРН_i)_{3,2} & (a_БРН_i)_{3,3} \end{bmatrix}$$

Расчет нормирующих нагрузок матрицы передачи А БРН

$$Z01_БРН_i := \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{Z1_БРН}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{Z2_БРН}} \end{pmatrix}$$

$$Z02_БРН_i := \begin{pmatrix} \sqrt{Z3_БРН} & 0 \\ 0 & \sqrt{Z4_БРН} \end{pmatrix}$$

$$Z03_БРН_i := \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{Z3_БРН}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{Z4_БРН}} \end{pmatrix}$$

$$Z04_БРН_i := \begin{pmatrix} \sqrt{Z1_БРН} & 0 \\ 0 & \sqrt{Z2_БРН} \end{pmatrix}$$

Теперь, вычислим клеточные матрицы, образующие нормированную матрицу передачи А БРН:

$$Laax_БРН_i := Z01_БРН_i \cdot aax_БРН_i \cdot Z02_БРН_i$$

$$Lbax_БРН_i := Z04_БРН_i \cdot ccx_БРН_i \cdot Z02_БРН_i$$

$$Laabx_БРН_i := Z01_БРН_i \cdot bbx_БРН_i \cdot Z03_БРН_i$$

$$Lbbx_БРН_i := Z04_БРН_i \cdot ddx_БРН_i \cdot Z03_БРН_i$$

- классическая нормированная матрица
передачи отрезка связанных линий, имеющего длину l

$$A_{nx_БРН_i} := \begin{bmatrix} (A_{aax_БРН_i})_{0,0} & (A_{aax_БРН_i})_{0,1} & (A_{atx_БРН_i})_{0,0} & (A_{abx_БРН_i})_{0,1} \\ (A_{aax_БРН_i})_{1,0} & (A_{aax_БРН_i})_{1,1} & (A_{atx_БРН_i})_{1,0} & (A_{abx_БРН_i})_{1,1} \\ (A_{bax_БРН_i})_{0,0} & (A_{bax_БРН_i})_{0,1} & (A_{bbx_БРН_i})_{0,0} & (A_{bbx_БРН_i})_{0,1} \\ (A_{bax_БРН_i})_{1,0} & (A_{bax_БРН_i})_{1,1} & (A_{bbx_БРН_i})_{1,0} & (A_{bbx_БРН_i})_{1,1} \end{bmatrix}$$

Нормированная волновая матрица Т

$$T_{aax_БРН_i} := \frac{1}{2} \cdot (A_{aax_БРН_i} + A_{abx_БРН_i} + A_{bax_БРН_i} + A_{bbx_БРН_i})$$

$$T_{abx_БРН_i} := \frac{1}{2} \cdot (A_{aax_БРН_i} - A_{abx_БРН_i} + A_{bax_БРН_i} - A_{bbx_БРН_i})$$

$$T_{bax_БРН_i} := \frac{1}{2} \cdot (A_{aax_БРН_i} + A_{abx_БРН_i} - A_{bax_БРН_i} - A_{bbx_БРН_i})$$

$$T_{bbx_БРН_i} := \frac{1}{2} \cdot [(A_{aax_БРН_i} - A_{abx_БРН_i}) - A_{bax_БРН_i} + A_{bbx_БРН_i}]$$

$$T_x_БРН_i := \begin{bmatrix} (T_{aax_БРН_i})_{0,0} & (T_{aax_БРН_i})_{0,1} & (T_{abx_БРН_i})_{0,0} & (T_{abx_БРН_i})_{0,1} \\ (T_{aax_БРН_i})_{1,0} & (T_{aax_БРН_i})_{1,1} & (T_{abx_БРН_i})_{1,0} & (T_{abx_БРН_i})_{1,1} \\ (T_{bax_БРН_i})_{0,0} & (T_{bax_БРН_i})_{0,1} & (T_{bbx_БРН_i})_{0,0} & (T_{bbx_БРН_i})_{0,1} \\ (T_{bax_БРН_i})_{1,0} & (T_{bax_БРН_i})_{1,1} & (T_{bbx_БРН_i})_{1,0} & (T_{bbx_БРН_i})_{1,1} \end{bmatrix}$$

Волновая матрица рассеяния S БРН

$$S_{aax_БРН_i} := T_{bax_БРН_i} \cdot (T_{aax_БРН_i})^{-1}$$

$$S_{abx_БРН_i} := T_{bbx_БРН_i} - T_{bax_БРН_i} \cdot (T_{aax_БРН_i})^{-1} \cdot T_{abx_БРН_i}$$

$$S_{bax_БРН_i} := (T_{aax_БРН_i})^{-1}$$

$$S_{bbx_БРН_i} := -(T_{aax_БРН_i})^{-1} \cdot T_{abx_БРН_i}$$

$$Sx_БРН_i := \begin{bmatrix} (Saax_БРН_i)_{0,0} & (Saax_БРН_i)_{0,1} & (Sabx_БРН_i)_{0,0} & (Sabx_БРН_i)_{0,1} \\ (Saax_БРН_i)_{1,0} & (Saax_БРН_i)_{1,1} & (Sabx_БРН_i)_{1,0} & (Sabx_БРН_i)_{1,1} \\ (Sbax_БРН_i)_{0,0} & (Sbax_БРН_i)_{0,1} & (Sbbx_БРН_i)_{0,0} & (Sbbx_БРН_i)_{0,1} \\ (Sbax_БРН_i)_{1,0} & (Sbax_БРН_i)_{1,1} & (Sbbx_БРН_i)_{1,0} & (Sbbx_БРН_i)_{1,1} \end{bmatrix}$$

Входное сопротивление БРН находящегося между двумя МПЛ разной длины

$$Z_{вх_БРН_i} := \frac{[1 - (Sx_БРН_i)_{0,0}] \cdot Z1_БРН}{1 + (Sx_БРН_i)_{0,0}}$$

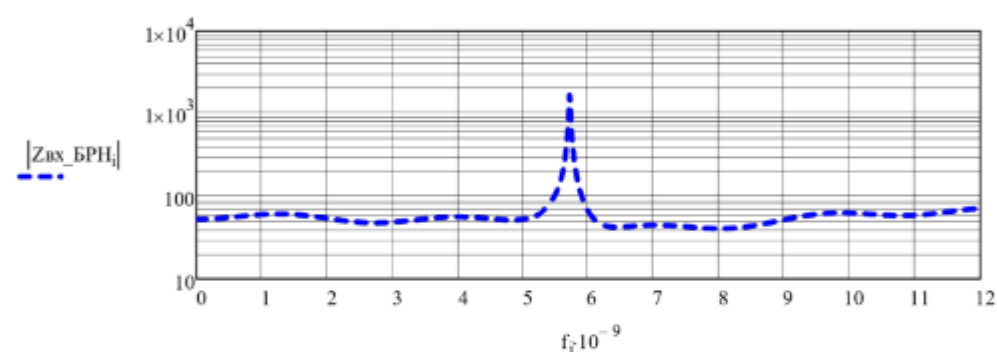


Рис. 5. Частотная зависимость модуля сопротивления

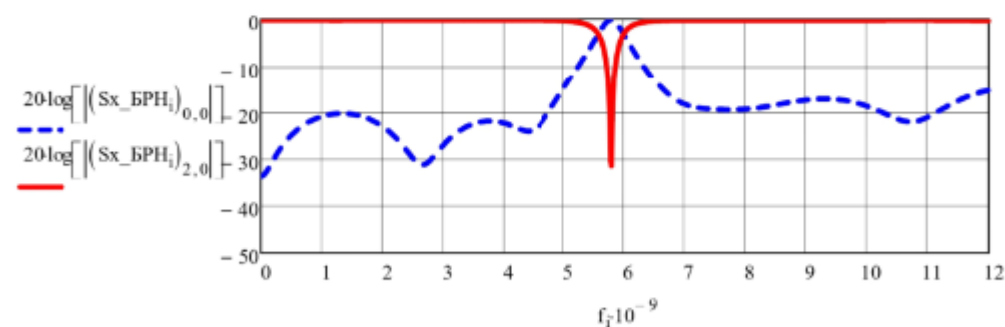


Рис. 6. Частотные зависимости характеристик БРН , рассчитанные на основе S-параметров отрезка связанных линий нагруженного на сопротивления $Z1_БРН - Z4_БРН$

Раздел 2 - Расчет ПППФ с буферными резонансными нагрузками на основе секций связанных полосковых линий

В качестве тестового примера расчета взята конструкция полосковых линий, показанная на рис.10.

Расчет первичных параметров проведен по работе Сычев А.Н.

Комбинированный метод частичных емкостей и конформных отображений для анализа многомодовых полосковых структур / А.Н. Сычев. –Томск: Томск. Гос. Ун-т систем упр. И радиоэлектроники, 2007. –138 с.

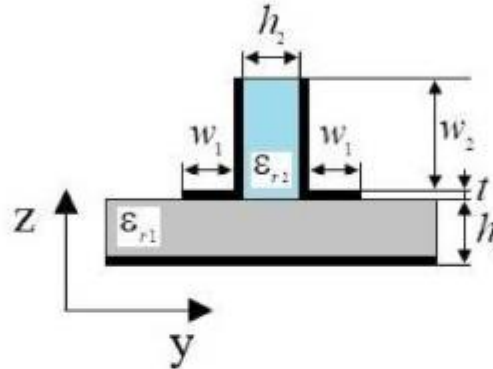


Рис. 7. Поперечное сечение связанных линий (СЛ)

В качестве базовой тестовой структуры выбраны связанные линии (см.рис.10) со следующими физико-геометрическими параметрами: $w_1 = 0.6$ мм; $w_2 = 2$ мм; $h_1 = 1.5$ мм; $h_2 = 0.5$ мм; $\epsilon_{r1} = 5$; $\epsilon_{r2} = 3$; $t = 0.035$ мм; длина отрезка линий $l = 10$ мм.

Исходные данные

Матрицы погонных параметров связанных линий конструкции, показанной на рис. 5:

$$\underline{\underline{C}} := \begin{pmatrix} 162.4 & -114.2 \\ -114.2 & 162.4 \end{pmatrix} \cdot 10^{-12}$$

- матрица погонных емкостей связанных линий (диэлектрик), Ф/м

$$\underline{\underline{L}} := \begin{pmatrix} 0.4184 & 0.298 \\ 0.298 & 0.4184 \end{pmatrix} \cdot 10^{-6}$$

- матрица погонных индуктивностей связанных линий, Гн/м

$$\underline{\underline{R}} := \begin{pmatrix} 0.003424 & 0.000673 \\ 0.000673 & 0.00332 \end{pmatrix}$$

- матрица погонных сопротивлений связанных линий, Ом/м

$$\underline{\underline{G}} := \begin{pmatrix} 0.014323 & -0.004952 \\ -0.004952 & 0.014618 \end{pmatrix}$$

- матрица погонных проводимостей связанных линий, См/м

$$k_c := \frac{C_{0,1}}{\sqrt{C_{0,0} \cdot C_{1,1}}} \quad k_c = -0.703$$

$$k_L := \frac{L_{0,1}}{\sqrt{L_{0,0} \cdot L_{1,1}}} \quad k_L = 0.712$$

- коэффициенты емкостной и индуктивной связи связанных линий без потерь

Матрица передачи СПЛ НО, определяемая по работам [2, 3]

$$Z_i := R \cdot \left[\frac{\omega(i)}{(2 \cdot \pi \cdot 10^9)} \right]^{\frac{3}{2}} + j \cdot \omega(i) \cdot L$$

$$Y_i := G + j \cdot \omega(i) \cdot C$$

- матрицы сопротивлений и проводимостей связанных линий, в общем случае комплексные

$$\alpha_i := Z_i \cdot Y_i$$

- матрица, равная произведению матриц сопротивлений и проводимостей связанных линий

$$\gamma_i := \text{eigenvals}(\alpha_i)$$

- матрица собственных значений матрицы α

$$\gamma_{e_i} := \sqrt{(\gamma_i)_0}$$

$$\gamma_{o_i} := \sqrt{(\gamma_i)_1}$$

- коэффициенты распространения квази-Т волн в связанных линиях соответственно синфазной (индекс е) и противофазной (индекс о) волн. Индекс "е" по установившейся в литературе традиции от английского слова even- четный, а индекс "о" - odd - нечетный. Эти волны называют также нормальными, соответственно быстрой и медленной

$$\gamma_{eo_i} := \sqrt{\text{eigenvals}(\alpha_i)}$$

- матрица коэффициентов распространения

$$k_{e_i} := \frac{(\gamma_{e_i})^2 - (\alpha_i)_{0,0}}{(\alpha_i)_{0,1}}$$

$$k_{o_i} := \frac{(\gamma_{o_i})^2 - (\alpha_i)_{0,0}}{(\alpha_i)_{0,1}}$$

- коэффициенты, характеризующие отношения амплитуд в линии с номером 2 (см. рис.1) к амплитудам в линии с номером 1 синфазной (индекс "е") и противофазной (индекс "о") волн, распространяющихся в связанных линиях

$$Y1e_i := \frac{(Y_i)_{0,0} + ke_i \cdot (Y_i)_{0,1}}{\gamma e_i}$$

$$Y1o_i := \frac{(Y_i)_{0,0} + ko_i \cdot (Y_i)_{0,1}}{\gamma o_i}$$

$$Y2e_i := \frac{(Y_i)_{0,1} + ke_i \cdot (Y_i)_{1,1}}{\gamma e_i}$$

$$Y2o_i := \frac{(Y_i)_{0,1} + ko_i \cdot (Y_i)_{1,1}}{\gamma o_i}$$

- проводимости 1-ой и 2-ой линий для синфазной (индекс "е") и противофазной (индекс "о") волн, распространяющихся в связанных линиях

$$Am_i := \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ ke_i & ko_i & ke_i & ko_i \\ Y1e_i & Y1o_i & (-Y1e_i) & (-Y1o_i) \\ Y2e_i & Y2o_i & (-Y2e_i) & (-Y2o_i) \end{bmatrix}$$

- матрица нормированных амплитуд нормальных волн, распространяющихся в связанных линиях [3]

$$l = 10 \cdot 10^{-3} \quad \text{- длина связанных линий, м}$$

$$a_i := Am_i \cdot \begin{pmatrix} e^{\gamma e_i l} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{\gamma o_i l} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{-\gamma e_i l} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-\gamma o_i l} \end{pmatrix} \cdot (Am_i)^{-1}$$

- классическая матрица передачи отрезка связанных линий, имеющего длину l [2]

Нагрузки НППФ

$$z1 := 50 \quad z2_i := Z_{вх_БРН1_i}$$

$$z4 := 50 \quad z3_i := Z_{вх_БРН_i}$$

$$a_B2_i := \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ (z3_i)^{-1} & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$a_B1_i := \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & (z2_i)^{-1} & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

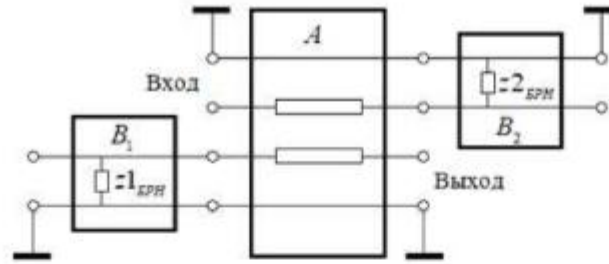


Рис. 8. Упрощенная схема поглощающего фильтра, состоящая из блока А и блоков В1, В2, составляющих буферные резонансные нагрузки

$a1_i := a_{B1_i} \cdot a_i \cdot a_{B2_i}$ - ненормированная матрица передачи НППФ

Матрицы перехода к 4-х полюснику

$$ap11_i := \frac{(a1_i)_{0,1} \cdot (a1_i)_{3,0} - (a1_i)_{0,0} \cdot (a1_i)_{3,1}}{(a1_i)_{3,0}}$$

$$ap12_i := \frac{(a1_i)_{0,3} \cdot (a1_i)_{3,0} - (a1_i)_{0,0} \cdot (a1_i)_{3,3}}{(a1_i)_{3,0}}$$

$$ap21_i := \frac{(a1_i)_{2,1} \cdot (a1_i)_{3,0} - (a1_i)_{2,0} \cdot (a1_i)_{3,1}}{(a1_i)_{3,0}}$$

$$ap22_i := \frac{(a1_i)_{2,3} \cdot (a1_i)_{3,0} - (a1_i)_{2,0} \cdot (a1_i)_{3,3}}{(a1_i)_{3,0}}$$

$$ap_i := \begin{pmatrix} ap11_i & ap12_i \\ ap21_i & ap22_i \end{pmatrix}$$

- Матрица передачи НФ как четырехполюсника

Расчет нормирующих нагрузок матрицы передачи А

$$Z01_i := 50$$

$$Z02_i := 50$$

$$Z03_i := 50$$

$$Z04_i := 50$$

$$Ap_i := \begin{pmatrix} ap11_i \cdot \sqrt{\frac{Z02_i}{Z01_i}} & \frac{ap12_i}{\sqrt{Z01_i \cdot Z02_i}} \\ ap21_i \cdot \sqrt{Z01_i \cdot Z02_i} & ap22_i \cdot \sqrt{\frac{Z01_i}{Z02_i}} \end{pmatrix}$$

Теперь вычислим клеточные матрицы, образующие нормированную матрицу передачи А:

$$A1aax_i := Z01_i \cdot ap11_i \cdot Z02_i$$

$$A1abx_i := Z01_i \cdot ap12_i \cdot Z03_i$$

$$A1bax_i := Z04_i \cdot ap21_i \cdot Z02_i$$

$$A1bbx_i := Z04_i \cdot ap22_i \cdot Z03_i$$

$$A_{11i} := |Ap_i| - [(Ap_i)_{0,0} - (Ap_i)_{1,0}] \cdot [(Ap_i)_{1,1} + (Ap_i)_{1,0}]$$

$$A_{12i} := 2 \cdot (Ap_i)_{1,0}$$

$$A_{21i} := -2 \cdot (Ap_i)_{1,0}$$

$$A_{22i} := |Ap_i| - [(Ap_i)_{1,1} - (Ap_i)_{1,0}] \cdot [(Ap_i)_{0,0} + (Ap_i)_{1,0}]$$

$$Sp_i := \frac{1}{|Ap_i| - [(Ap_i)_{0,0} + (Ap_i)_{1,0}] \cdot [(Ap_i)_{1,0} + (Ap_i)_{1,1}]} \cdot \begin{pmatrix} A_{11i} & A_{12i} \\ A_{21i} & A_{22i} \end{pmatrix}$$

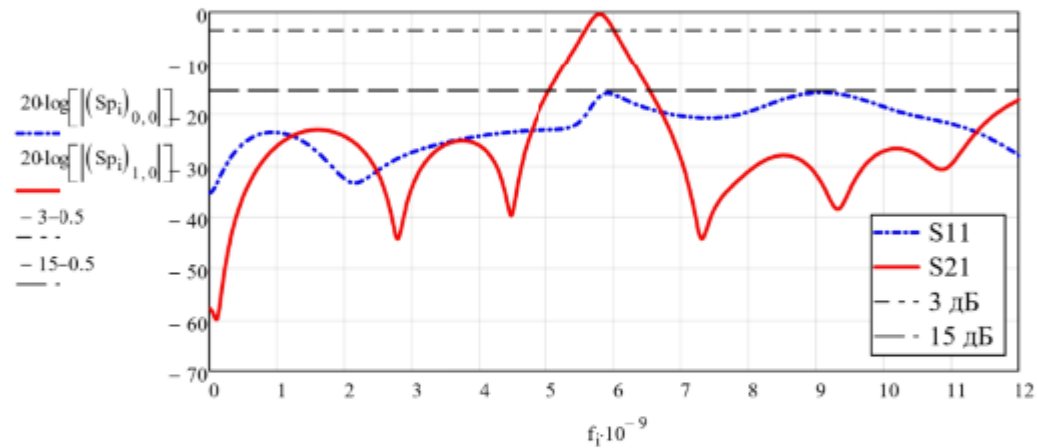


Рис. 9. Частотные характеристики НППФ с БРН на резонаторах

$$qq := \frac{5.8085}{6.2285 - 5.5205} = 8.204$$

- добротность

$$k_{пр} := \frac{7.7764 - 4.6086}{6.2285 - 5.5205} = 4.474$$

- коэффициент прямоугольности, для данного фильтра дельта f взята по уровню -15

$$\Delta f := \frac{(6.2285 - 5.5205)}{5.8085} \cdot 100 = 12.189$$

- полоса пропускания, %

- расчет фазовых скоростей синфазной (индекс e) и противофазной (индекс o) волн, связанных линий с лицевой связью

$$v_{ре_СПЛ} := \frac{1}{\sqrt{(L_{СПЛ0,0} + L_{СПЛ0,1}) \cdot (C_{СПЛ0,0} + C_{СПЛ0,1})}} = 1.673 \times 10^8$$

$$v_{ро_СПЛ} := \frac{1}{\sqrt{(L_{СПЛ0,0} - L_{СПЛ0,1}) \cdot (C_{СПЛ0,0} - C_{СПЛ0,1})}} = 8.291 \times 10^7$$

- расчет фазовых скоростей синфазной (индекс e) и противофазной (индекс o) волн, связанных линий типа VIP

$$\nu_{pe} := \frac{1}{\sqrt{(L_{0,0} + L_{0,1}) \cdot (C_{0,0} + C_{0,1})}} = 1.702 \times 10^8$$

$$\nu_{po} := \frac{1}{\sqrt{(L_{0,0} - L_{0,1}) \cdot (C_{0,0} - C_{0,1})}} = 1.733 \times 10^8$$