

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«СИБИРСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи



СЕРЖАНТОВ АЛЕКСЕЙ МИХАЙЛОВИЧ

**РЕЗОНАНСНЫЕ ПОЛОСКОВЫЕ СТРУКТУРЫ И ЧАСТОТНО-
СЕЛЕКТИВНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ИХ ОСНОВЕ
С УЛУЧШЕННЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ**

Специальность 01.04.03 – Радиоп физика

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени

доктора технических наук

Научный консультант

д.т.н., профессор

Б.А. Беляев

Красноярск – 2015

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
ГЛАВА 1. ПОЛОСКОВЫЕ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫЕ И УПРАВЛЯЕМЫЕ УСТРОЙСТВА В ТЕХНИКЕ СВЧ. ОБЗОР ЛИТЕРАТУРЫ	12
1.1 Частотно-селективные устройства на основе полосковых линий передачи	12
1.2 Полосковые электрически управляемые устройства	29
1.2.1 Области применения и классификация управляемых устройств СВЧ.....	29
1.2.2 Устройства с механическим или электромеханическим управлением	31
1.2.3 Оптически управляемые СВЧ-устройства	35
1.2.4 Электрически управляемые СВЧ-устройства	41
1.3 Проблемы, стоящие на пути создания современных частотно-селективных и управляемых устройств СВЧ.....	69
ГЛАВА 2. МОДИФИЦИРОВАННЫЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ МЕТОД РАСЧЕТА ЧАСТОТНО-ЗАВИСИМЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ СВЯЗИ ПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ.....	73
ГЛАВА 3. ОСОБЕННОСТИ КОЭФФИЦИЕНТОВ СВЯЗИ МИКРОПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ В КОНСТРУКЦИЯХ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ....	84
3.1 Коэффициенты связи регулярных микрополосковых полуволновых резонаторов..	84
3.2 Коэффициенты связи микрополосковых шпильковых резонаторов	94
3.3 Коэффициенты связи микрополосковых четвертьволновых резонаторов	109
3.3 Коэффициент связи резонаторов в микрополосковой модели одномерного электромагнитного кристалла.....	122
ГЛАВА 4. ПЕРСПЕКТИВНЫЕ КОНСТРУКЦИИ ПОЛОСКОВЫХ И МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ УСТРОЙСТВ НА ОСНОВЕ МНОГОПРОВОДНИКОВЫХ СТРУКТУР	138
4.1 Концепция построения полосковых и микрополосковых резонаторов на основе многопроводниковых структур	139
4.2 Микрополосковые фильтры на основе многопроводникового резонатора нового типа со встречно-штыревой структурой проводников.....	143
4.3 Полосно-пропускающие фильтры на основе двухпроводниковых полосковых резонаторов на подвешенной подложке.....	155
4.3.1 Полосно-пропускающие фильтры на основе двухпроводниковых резонаторов со встречно-направленными полосковыми проводниками	156
4.3.2 Полосно-пропускающие фильтры на основе двухпроводниковых резонаторов на сонаправленных полосковых проводниках	171

4.4 Полосно-пропускающие фильтры на основе трехпроводниковых полосковых резонаторов на двухслойной подвешенной подложке.....	186
ГЛАВА 5. ИССЛЕДОВАНИЕ НОВЫХ ПОДХОДОВ К УЛУЧШЕНИЮ ХАРАКТЕРИСТИК ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ УСТРОЙСТВ СВЧ	193
5.1 Способы реализации дополнительных нулей коэффициента передачи на АЧХ полосно-пропускающих фильтров.....	193
5.2 Применение многомодовых резонаторов для реализации частотно- селективных устройств с улучшенными характеристиками.....	204
5.2.1 Расщепленный микрополосковый резонатор нового типа и частотно- селективные устройства на его основе	205
5.2.2. Миниатюрный двухмодовый шпильковый резонатор на подвешенной подложке и полосно-пропускающие фильтры на его основе	222
5.3 Полосно-пропускающие фильтры со сверхширокой полосой заграждения на основе двухпроводниковых коаксиальных резонаторов	229
ГЛАВА 6. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ОСОБЕННОСТЕЙ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ МИКРОПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ ДЛЯ СОЗДАНИЯ СВЧ-УСТРОЙСТВ РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ.....	244
6.1 Микрополосковое устройство защиты от мощного радиоимпульса на основе электромагнитно-связанных резонаторов с ВТСП-пленкой.....	244
6.2 Микрополосковые управляемые фазовращатели на основе электромагнитно-связанных резонаторов с активными средами.....	251
6.2.1 Резонансный принцип построения микрополосковых управляемых фазовращателей	252
6.2.2 Микрополосковый электрически управляемый фазовращатель на основе жидких кристаллов	257
6.2.3 Микрополосковые резонансные фазовращатели на основе магнитоуправляемых материалов	261
6.3 Управляемая линия задержки на основе микрополосковых резонаторов с варакторно-управляемым взаимодействием.....	268
6.4 Датчик на основе связанных микрополосковых резонаторов для определения диэлектрической проницаемости жидкостей.....	273
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	278
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	282
ПУБЛИКАЦИИ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ	311

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы. Частотно-селективные и электрически управляемые устройства сверхвысоких частот (СВЧ) являются важнейшими элементами современных радиотехнических систем. Они широко используются в системах связи, в фазированных антенных решетках (ФАР) радиолокационных станций, а также в различной измерительной и специальной радиоаппаратуре. Среди большого разнообразия частотно-селективных и управляемых устройств, применяемых в современных радиотехнических комплексах и системах, наиболее востребованными являются полосно-пропускающие фильтры, а также амплитудные и фазовые модуляторы. Так, в бортовых фазированных антенных решетках последнего поколения с электронным сканированием направления луча количество таких устройств может достигать нескольких сотен, поэтому именно они зачастую определяют тактико-технические характеристики всей системы. Важнейшими требованиями, предъявляемыми к таким устройствам, являются миниатюрность, технологичность в производстве, низкая стоимость и высокие электрические характеристики. По совокупности перечисленных требований оптимальными являются устройства на основе полосковых и микрополосковых линий передачи, создаваемые по планарной технологии. Несомненно, что поиск новых подходов и принципов построения таких устройств, обладающих улучшенными масса-габаритными и электрическими характеристиками, является важной и актуальной задачей современной радиофизики и радиотехники.

Как известно, качество полосно-пропускающих фильтров характеризуется, в первую очередь, селективностью, которая определяется рядом параметров амплитудно-частотной характеристики (АЧХ). Прежде всего, это крутизна склонов полосы пропускания, уровень затухания в полосе заграждения и ее протяженность, а также величина потерь на частотах полосы пропускания. Дальнейшее совершенствование устройств частотной селекции сигналов невозможно без исследований, направленных на улучшение перечисленных параметров. Полученные в результате таких исследований знания позволят проектировать устройства, удовлетворяющие конкретным техническим заданиям при использовании минимального количества

резонаторов и обеспечить высокую крутизну склонов и высокий уровень заграждения в заданной частотной области. В этой связи важной задачей является выявление закономерностей формирования полюсов затухания АЧХ структур. Успешному ее решению способствует развитие теории частотно-зависимых коэффициентов связи, изучение которых также является ключевым моментом на пути улучшения характеристик устройств.

Наряду с устройствами частотной селекции важное место в современных радиотехнических системах занимают электрически управляемые устройства, предназначенные, например, для управления амплитудой и фазой электромагнитных колебаний, а также устройства специального назначения, например, предназначенные для защиты входных цепей от мощного радиоимпульса. Улучшение характеристик таких устройств является одним из путей расширения возможностей радиотехнических систем. В настоящее время активно идут исследования, связанные с разработкой и созданием перечисленных устройств на основе не только традиционных, но и сравнительно новых сред, еще недавно практически не применявшихся для этих целей. Например, к новому направлению можно отнести разработку приборов на основе пленок высокотемпературных сверхпроводников (ВТСП) и жидких кристаллов (ЖК). Однако традиционные принципы, используемые для их построения, в значительной степени исчерпали возможности дальнейшего улучшения масса-габаритных и электрических характеристик. Поэтому важным и актуальным является исследовательское направление, связанное с поиском новых подходов к созданию СВЧ-устройств, к одному из которых можно отнести использование особенностей взаимодействия резонансных полосковых структур. Такие устройства могут быть перспективными для применения в широком диапазоне частот и, по существу, относятся к новой элементной базе радиоэлектроники, использование которой позволит существенно улучшить характеристики современных радиотехнических систем.

Степень разработанности темы исследования. К настоящему времени предложено множество конструкций (топологий проводников) полосковых и микрополосковых частотно-селективных устройств. Вместе с тем, в значительной мере практически нерешенной остается важнейшая задача создания миниатюрных фильтров, характеризующихся высокими частотно-селективными свойствами на частотах дециметрового и особенно метрового диапазонов длин волн. Как известно, в этих диапазонах размеры традиционных конструкций полосковых резонаторов зачастую оказываются неприемлемо большими, а добротность – недостаточной. Важно отметить, что бурное развитие и широкое распространение телекоммуникационных систем, систем радиолокации, радионавигации и связи, наряду с наличием естественных источников радиоизлучения, привело к существенному ухудшению электромагнитной обстановки в окружающем нас пространстве. Из-за ограниченного частотного диапазона, выделенного для этих систем, их рабочие частоты зачастую являются близкими и, таким образом, подобные системы представляют друг для друга источник радиопомех. Это накладывает все возрастающие требования к характеристикам полос заграждения частотно-селективных устройств. Однако известные конструкции фильтров обладают протяженностью полосы заграждения не более трех октав при уровне подавления в них не более 60 дБ, в то время как для современной радиотехники требуются устройства с существенно более высокими характеристиками.

Наряду с устройствами частотной селекции, разработчики уделяют много внимания совершенствованию полосковых электрически управляемых устройств, среди которых наиболее востребованы фазовращатели. В этой области за последнее время также достигнуты значительные успехи, вместе с тем все еще остается актуальной задача дальнейшего уменьшения габаритов и улучшения электрических характеристик. Особенно остро эта проблема стоит в миллиметровом диапазоне длин волн. Одним из путей решения данной проблемы является поиск новых конструкций и новых принципов их построения, которые позволили бы создавать миниатюрные и технологичные устройства с характеристиками лучшими, чем у известных аналогов.

Цели и задачи работы. Целью работы является исследование особенностей взаимодействия полосковых резонаторов различных конструкций и поиск новых подходов к созданию частотно-селективных устройств с существенно лучшими электрическими характеристиками и меньшими габаритами по сравнению с существующими аналогами.

Для достижения этой цели были поставлены и решались следующие задачи:

1. Разработать метод расчета частотно-зависимых коэффициентов связи полосковых и микрополосковых резонаторов, позволяющий более точно, по сравнению с известными подходами, оценивать взаимодействие резонаторов в широком диапазоне частот при изменении их конструктивных параметров в широких пределах.
2. Исследовать особенности поведения частотно-зависимых коэффициентов связи полосковых и микрополосковых резонаторов различных конструкций, а также селективные свойства полосно-пропускающих фильтров на их основе.
3. Исследовать возможности создания миниатюрных фильтров с расширенной высокочастотной полосой заграждения в дециметровом и метровом диапазонах длин волн.
4. Разработать новые способы практической реализации нулей коэффициента передачи вблизи полосы пропускания для повышения крутизны склонов АЧХ полосковых частотно-селективных устройств.
5. Провести поиск новых конструкций полосковых резонаторов, характеризующихся повышенной собственной добротностью и увеличенной частотой второй, паразитной, моды колебаний для создания на их основе высокоселективных миниатюрных фильтров с расширенной высокочастотной полосой заграждения.
6. На основе обнаруженных особенностей взаимодействия резонансных полосковых структур разработать новые подходы к созданию СВЧ-устройств, имеющих лучшие характеристики по сравнению с существующими аналогами.

Научная новизна. В работе предложен модифицированный энергетический метод расчета частотно-зависимых коэффициентов связи резонаторов, позволяющий значительно повысить точность оценки взаимодействия резонаторов в широком диапазоне частот при изменении их конструктивных параметров в больших пределах. Так, частоты нулей полного коэффициента связи, вычисленного по предлагаемой методике, точно совпадают с частотами полюсов затухания. Более того, такое же точное совпадение наблюдается на всех частотах при любых конструктивных параметрах секции, в том числе и при любой величине зазора между полосковыми проводниками.

Обнаружен эффект немонотонного поведения зависимости относительной ширины полосы пропускания от расстояния между полосковыми резонаторами в ряде конструкций полосно-пропускающих фильтров. Благодаря наличию такой особенности взаимодействия резонаторов на основе каждой из этих конструкций можно реализовать три фильтра, имеющих одинаковую ширину полосы пропускания и отличающихся друг от друга только расстояниями между резонаторами.

Предложены новые способы реализации нулей коэффициента передачи полосковых структур, которые позволяют существенно улучшить селективность фильтров за счет формирования полюсов затухания вблизи полосы пропускания.

На основе обнаруженных особенностей взаимодействия резонансных полосковых структур предложены новые подходы к построению различных устройств СВЧ: фазовращателей, устройств защиты от мощного радиоимпульса, линий задержки, датчиков физических величин. Разработаны теоретические модели предложенных устройств, произведен обоснованный выбор методов их расчета и численного анализа. На основе одномерных моделей в квазистатическом приближении выполнены исследования распространения электромагнитных волн в исследуемых резонансных структурах, результаты которых позволяют выявить новые особенности взаимодействия полосковых и микрополосковых резонаторов и указать возможные способы применения этих особенностей для создания устройств с улучшенными характеристиками.

Практическая значимость. Результаты, полученные в ходе исследований частотно-зависимых коэффициентов связи полосковых и микрополосковых резонаторов, позволяют осуществить выбор оптимальных конструкций при проектировании частотно-селективных и управляемых устройств СВЧ. Предложены новые конструкции миниатюрных, обладающих высокой добротностью, полосковых резонаторов с разряженным спектром собственных колебаний. Резонаторы позволяют конструировать миниатюрные узкополосные и сверхширокополосные фильтры с глубоким подавлением (до -140 дБ) в протяженных полосах заграждения (более пяти октав) и высокой крутизной склонов АЧХ как в дециметровом диапазоне длин волн, так и в метровом – наиболее трудном для реализации устройств с малыми габаритами. Разработаны новые подходы к улучшению селективных свойств фильтров, основанные на применении оригинальных конструкций двухмодовых резонаторов и двухпроводникового коаксиального резонатора. Предложен новый практический способ реализации дополнительной связи между резонаторами, который позволяет устанавливать нули коэффициента передачи полосковых структур на требуемых частотах, что значительно повышает селективные свойства фильтров. Разработаны новые конструкции электрически управляемых устройств СВЧ: полосно-пропускающих фильтров, фазовращателей, управляемых линий задержки, устройств защиты входных цепей от мощного радиоимпульса, позволяющие реализовывать миниатюрные и технологичные устройства, востребованные в современных радиоэлектронных системах. Ряд устройств, разработанных на основе результатов диссертационного исследования, внедрен на предприятиях радиотехнической промышленности, а также используется в учебном процессе и научных исследованиях университетов.

Методы исследования. В работе использованы методы электродинамики СВЧ, в частности, квазистатический вариационный метод расчета электрических параметров многопроводных полосковых линий, метод эквивалентных схем, методы линейной алгебры, методы вычислительной математики, реализованные в виде алгоритмов и программ для ЭВМ, а также методы экспериментальных исследований СВЧ-устройств.

Положения, выносимые на защиту.

1. Предложен модифицированный энергетический метод расчета частотно-зависимых коэффициентов связи полосковых резонаторов, особенностью которого является использование комплексных величин распределений токов и напряжений по длине полосковых проводников, найденных в квазистатическом приближении.
2. Впервые обнаружено аномальное поведение зависимости полного коэффициента связи микрополосковых резонаторов, которое заключается в усилении взаимодействия резонаторов при увеличении расстояния между ними.
3. Предложена новая концепция построения полосковых резонаторов на основе многопроводниковых структур, позволяющая значительно улучшить массо-габаритные и электрические характеристики частотно-селективных устройств на их основе.
4. Впервые показано, что в полосковых структурах, состоящих из электромагнитно-связанных многопроводниковых резонаторов, нули коэффициента передачи могут быть следствием взаимной компенсации не только индуктивного и емкостного взаимодействия, но и чисто индуктивных взаимодействий нескольких проводников.
5. Новая концепция построения управляемых фазовращателей, основанная на применении электрически перестраиваемых по частоте электромагнитно-связанных резонаторов, которые содержат в качестве активных сред жидкие кристаллы и тонкие магнитные пленки.
6. Новый принцип построения устройств защиты входных цепей приемных устройств от мощного радиоимпульса, основанный на применении электромагнитно-связанных микрополосковых резонаторов, обладающих аномальным поведением полного коэффициента связи и содержащих пленку высокотемпературного сверхпроводника.

Степень достоверности и апробация результатов. Достоверность полученных результатов обеспечивается применением корректных методов математического анализа, стандартных программ электродинамического моделирования, хорошим совпадением результатов численных и физических экспериментов, не противоречием результатов, полученных в работе, результатам, известным в литературе.

Результаты работы докладывались в течение 2000–2015 годов на следующих конференциях: Международная конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии», г. Севастополь (2001–2010, 2013 гг.); ежегодная Всероссийская научно-техническая конференция «Современные проблемы радиоэлектроники», г. Красноярск (2001–2011, 2013, 2015 гг.); Всероссийская конференция «Решетневские чтения», г. Красноярск (2000, 2002, 2006 гг.); международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления», г. Томск (2004, 2005, 2007 гг.); Международная конференция «MEMIA-2001», г. Новосибирск (2001 г.); Международная конференция «Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП)», г. Новосибирск (2002, 2004, 2006, 2008 гг.); Международная конференция «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций», г. Севастополь (2007–2009 гг.); Международная научно-практическая конференция «Актуальные проблемы радиофизики», г. Томск (2008, 2010, 2012, 2013 гг.); Международная конференция SIBCON «International Siberian Conference on Control and Communications», г. Красноярск (2011 г.).

Личный вклад автора и публикации. Все результаты, представленные в диссертации, получены лично автором, либо при его непосредственном участии. В совместных публикациях вклад автора состоит в постановке и решении задач численного моделирования, проведении экспериментов, обработке и интерпретации полученных результатов. Программы расчета коэффициентов связи резонаторов и частотных характеристик исследуемых в работе полосковых структур разработаны лично автором.

По теме диссертации опубликовано 55 работ, в том числе 2 главы в монографиях, 30 статей в журналах из списка ВАК и 23 патента на изобретения.

ГЛАВА 1. ПОЛОСКОВЫЕ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫЕ И УПРАВЛЯЕМЫЕ УСТРОЙСТВА В ТЕХНИКЕ СВЧ. ОБЗОР ЛИТЕРАТУРЫ

Как известно, развитие современных радиотехнических систем требует существенного уменьшения габаритов устройств и улучшения их характеристик. По совокупности таких параметров, как миниатюрность, надежность, технологичность и стоимость в настоящее время одними из наиболее оптимальных являются устройства на основе полосковых и микрополосковых структур. В связи с этим оценка состояния современного уровня развития подобных устройств является чрезвычайно важной при разработке новых конструкций с улучшенными параметрами.

1.1 Частотно-селективные устройства на основе полосковых линий передачи

Полосковая линия – это линия передачи электромагнитных волн, образованная полосковым проводником, расположенным симметрично между проводящими экранами в воздушном или диэлектрическом заполнении.

Микрополосковой линией (Рисунок 1.1) называют несимметричную полосковую линию передачи, выполненную, как правило, на подложке с высокой диэлектрической проницаемостью, вторая сторона которой полностью покрыта металлическим слоем, называемым экраном или заземляемым основанием [1].

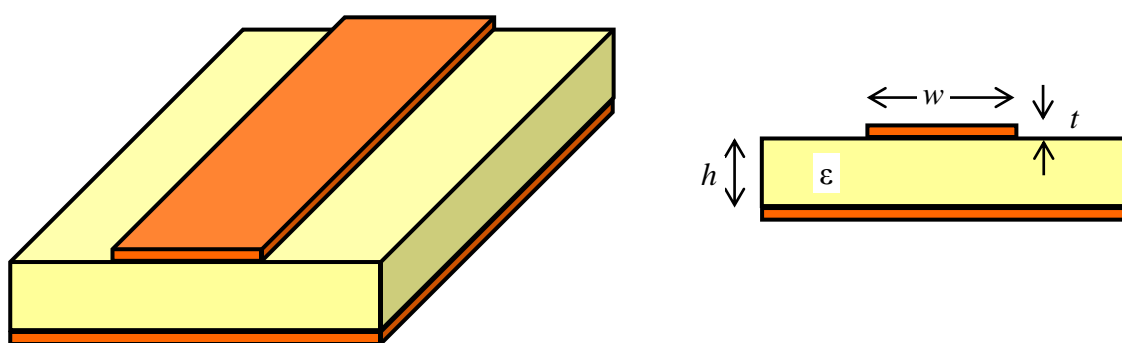


Рис. 1.1. Конструкция микрополосковой линии передачи.

Такие линии передачи получили название микрополосковых, так как благодаря высокой диэлектрической проницаемости подложки ϵ длина волны в линии

существенно меньше длины волны в свободном пространстве. Основным достоинством микрополосковой линии и различных устройств на ее основе считается возможность автоматизации производства с применением технологий изготовления печатных плат, гибридных и пленочных интегральных микросхем.

Известно, что полосковые фильтры представляют собой систему взаимодействующих резонаторов, каждый из которых, в свою очередь, представляет собой отрезок полосковой или микрополосковой линии (МПЛ). В технике СВЧ часто применяют открытые (неэкранированные) микрополосковые резонаторы. Собственная добротность Q_0 неэкранированного МПР сравнительно невелика: $Q_0 \approx 200$ (на частоте 1 ГГц) для подложки из материала «Поликор» ($\epsilon=9.8$) толщиной 1 мм, и $Q_0 \approx 400$ у МПР на подложке из материала ТБНС ($\epsilon = 80$) [2]. Можно выделить три основных механизма потерь, которые определяют собственную добротность МПР: омические потери в полосковом проводнике, диэлектрические потери в подложке и потери на излучение. Поскольку применяемые в СВЧ-технике материалы подложек имеют малые диэлектрические потери ($\text{tg}\delta < 10^{-4}$), а потери на излучение можно минимизировать, экранируя МПФ, основным механизмом потерь является первый из перечисленных выше. Так как запасаемая резонатором энергия пропорциональна частоте, а поверхностное сопротивление полоскового проводника растет пропорционально квадратному корню из частоты, то у полосковых резонаторов Q_0 растет с частотой пропорционально квадратному корню из нее. Сильное влияние на собственную добротность полосковых резонаторов оказывают неоднородности полоскового проводника, такие как перепады ширины или изгибы. При этом в большинстве случаев они ее уменьшают, и только тогда, когда при введении неоднородности будет уменьшаться физическая длина резонатора, добротность будет возрастать за счет уменьшения потерь на излучение [3].

Одними из наиболее распространенных частотно-селективных устройств, используемых в технике СВЧ, являются полосно-пропускающие или полосовые фильтры. Селективные свойства таких фильтров определяются в первую очередь коэффициентами крутизны склонов амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) вблизи рабочей полосы пропускания (Рисунок 1.2). Эти коэффициенты зависят от

ширины полосы пропускания Δf_3 , измеренной по уровню -3 дБ, и ширины полос частот Δf_l и Δf_h , измеренных от частоты f_0 до низкочастотного и высокочастотного склонов на уровне L_{stop} . Кроме того, селективность фильтра характеризуется также величиной потерь L_0 в полосе пропускания, уровнем подавления L_{stop} в полосах заграждения и шириной высокочастотной полосы заграждения Δf_{stop}^h , которая ограничивается второй, паразитной, полосой пропускания.

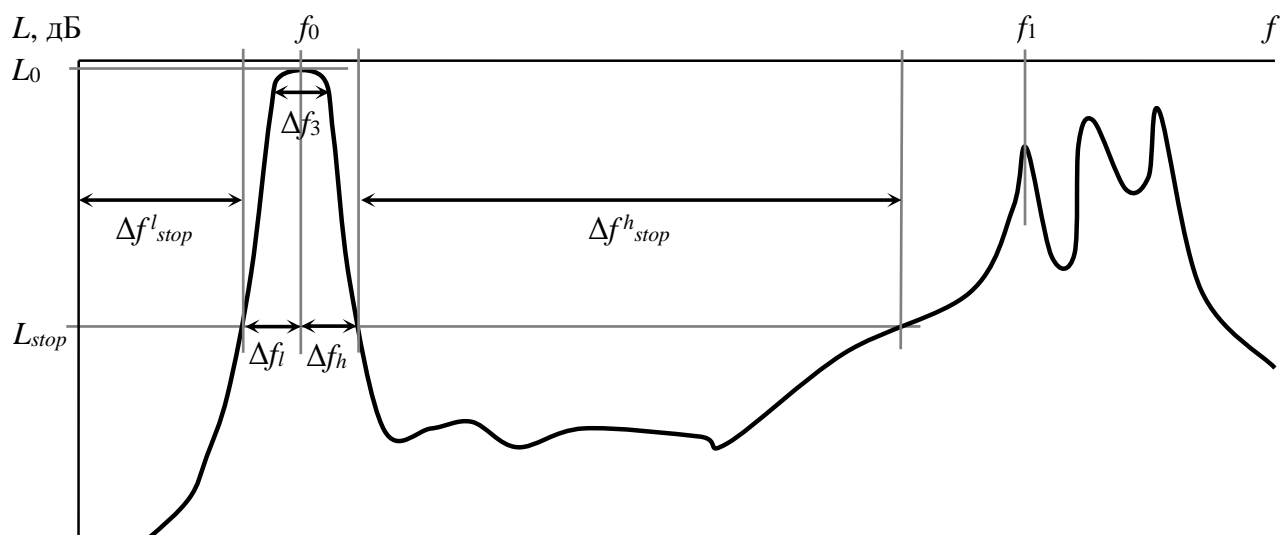


Рис. 1.2. Основные параметры АЧХ полосового фильтра, определяющие его селективные свойства.

Исторически первыми были конструкции, которые получили название фильтров на параллельно-связанных полосковых и микрополосковых резонаторах. Они подробно описаны в работах [4 – 6]. На Рисунке 1.3 изображены топологии полосковых проводников микрополосковых фильтров (МПФ), получивших широкое распространение. У первого из них (а) резонаторы последовательно сдвинуты на половину своей длины, что соответствует четверти длины волны электромагнитного колебания на первой моде. Поэтому такие конструкции получили название «МПФ с четвертьволновыми связями», или «МПФ лестничного типа». Во втором МПФ (б) резонаторы связаны по всей длине, и такие фильтры получили название решетчатых [7].

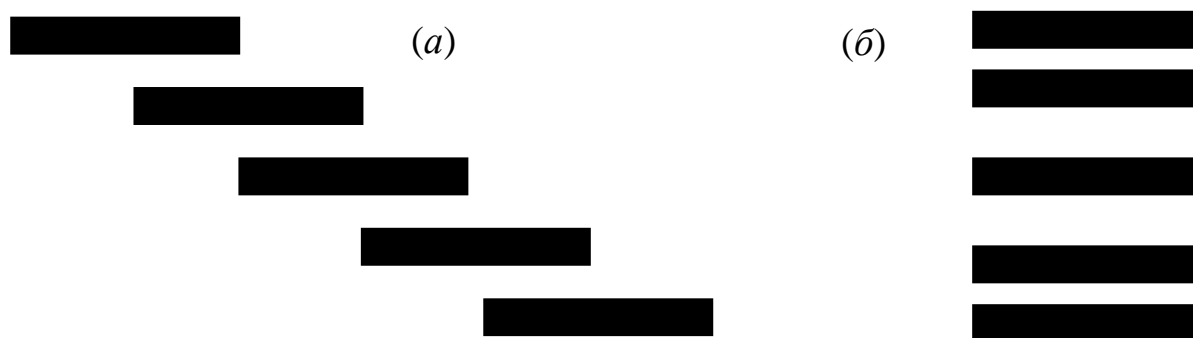


Рис. 1.3. Топологии фильтров на параллельно-связанных регулярных МПР: (а) – лестничный фильтр [4 – 6], (б) – решетчатый фильтр [7].

Очень часто на АЧХ фильтров наблюдаются нули прохождения СВЧ мощности, которые получили название нулей коэффициента передачи или полюса затухания. Наличие полюсов затухания вблизи полосы пропускания может существенно улучшать селективность фильтра. В работе [8] на примере пары связанных МПФ, гальванически подключенных к внешнему СВЧ тракту, было показано, что полюса затухания возникают на частотах, для которых частотно-зависимый коэффициент связи резонаторов обращается в нуль. Это происходит, когда емкостное и индуктивное взаимодействия МПР имеют разные знаки и равны по абсолютной величине. В работах [9, 10] был предложен оригинальный подход к формулировке коэффициентов связи на основе соотношения энергии электромагнитного поля, запасаемой резонаторами совместно, и полной запасаемой ими энергией. Полученные на основе этого подхода результаты позволили понять закономерности образования полюсов затухания на АЧХ микрополосковых фильтров, а благодаря этому появились возможности влиять на селективные свойства фильтра смещением полюса затухания в нужную частотную точку, варьируя топологию проводников МПР и их взаимное расположение. Положение полюсов на АЧХ микрополосковых фильтров зависит также и от выбора точек кондуктивного подключения линий связи с внешним СВЧ-трактом [8,11].

К достоинствам МПФ на регулярных резонаторах следует отнести то, что их характеристики довольно точно определяются на основе расчета одномерных моделей в квазистатическом приближении. Такой подход применяется на частотах вплоть до 20 ГГц. Однако традиционные конструкции фильтров даже на подложках

с $\varepsilon = 80$ на частотах ниже 1 ГГц становятся слишком большими. Паразитная полоса пропускания в них отстоит от рабочей, как правило, не более чем на октаву. Максимальная относительная ширина полосы пропускания, которую можно получить для фильтра решетчатого типа, порядка 20%, а на фильтрах со смещением полосковых проводников можно достичь почти 80% [12], при этом ширина резонаторов и зазоры между ними становятся предельно малыми, а толщина подложки – довольно большой. При проектировании узкополосных фильтров всегда приходится искать компромисс между потерями в полосе пропускания и селективностью.

Так как резонаторы рассмотренных выше фильтров образованы ровными полосковыми проводниками, они получили еще название «МПФ на регулярных резонаторах». Спектр собственных частот таких резонаторов эквидистантный, поэтому высокочастотная полоса заграждения таких фильтров не превышает одной октавы, если, как отмечалось выше, не скомпенсировать емкостное и индуктивное взаимодействия на частоте второй моды колебаний. С помощью ступенчатого изменения ширины полоскового проводника можно управлять спектром собственных колебаний МПР [13, 14]. Такие резонаторы получили название «МПР со скачком волнового сопротивления» (СВС). Они подробно изучены в работе [3], где, в частности, было показано, что при любом скачке волнового сопротивления регулярных отрезков МПЛ, образующих резонатор, максимальное понижение его частоты по сравнению с регулярным МПФ имеет место, когда электрическая длина центрального, узкого, равна половине суммарной электрической длины всего резонатора. В то же время максимальной раздвижки частот первых двух мод можно достичь при условии, что электрические длины всех регулярных отрезков МПЛ, образующих резонатор, равны.

На Рисунке 1.4 приведены две наиболее распространенные топологии МПФ с СВС. Фильтр с полной длиной области связи (б) компактнее первого, однако он имеет одну особенность, затрудняющую его автоматическое проектирование.

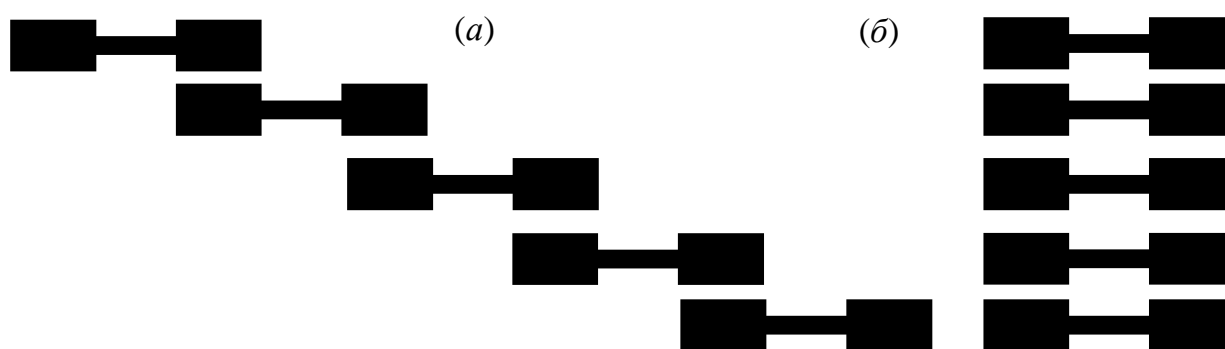


Рис. 1.4. Топологии МПФ на резонаторах со скачком волнового сопротивления [13,14].

Как будет показано в следующих главах, благодаря такой конфигурации резонаторов у него усилено емкостное взаимодействие резонаторов на частоте первой моды, поэтому в такой конструкции могут реализоваться три одинаковые полосы пропускания при трех существенно отличающихся по величине зазорах между резонаторами.

Теоретически можно получить сколь угодно большую раздвижку частот двух первых мод резонатора с СВС, на практике же для того, чтобы их частоты различались в пять раз, необходимо уже десятикратное различие в ширине узкого и широких участков МПР [3]. Тем не менее, на МПР с СВС реализуются фильтры, имеющие гораздо более широкую высокочастотную полосу заграждения по сравнению с фильтрами на регулярных МПР. Благодаря меньшим размерам МПФ на резонаторах с СВС могут применяться на более низких частотах по сравнению с фильтрами на регулярных МПР. Широкие ($>30\%$) полосы пропускания на таких конструкциях не реализуются, а узкие – примерно такие же, как у фильтров на регулярных МПР. Эти конструкции тоже хорошо описываются одномерными моделями связанных и одиночных линий и достаточно точно анализируются в квазистатическом приближении. Однако, несмотря на довольно широкое распространение МПФ такого типа, их селективные свойства недостаточно хорошо изучены. Основным же недостатком является то, что при значительном сужении центральной части полоскового проводника МПР добротность последнего значительно падает.

Одним из способов миниатюризации МПФ стало сворачивание полосковых проводников резонаторов в форму шпильки [15 – 19]. Фильтры такой конструкции тоже получили довольно широкое распространение, в том числе и на основе высокотемпературных сверхпроводников (ВТСП) [20 – 22]. В общем случае эти конструкции тоже имеют несимметричную форму АЧХ в области полосы пропускания, которую можно симметризовать, подобрав соотношение между длиной «шпильки» и длиной «перешейка» в ней [23]. Известно, что при прочих равных условиях на сонаправленных «шпильках» реализуются узкополосные фильтры, а на встречно-направленных – фильтры с относительными полосами пропускания до 30%-40%. Подробные исследования этого факта в литературе отсутствуют, однако можно предположить, что это связано с тем, что в первом случае коэффициенты емкостного и индуктивного взаимодействия резонаторов вычитаются друг из друга, а во втором случае суммируются. Достоверность такого предположения можно подтвердить, проведя исследование коэффициентов связи шпильковых резонаторов в зависимости от их конструктивных параметров, что является достаточно важной научной и практической задачей.

Паразитная полоса пропускания у фильтров на «шпильках» отстоит от рабочей примерно на удвоенной частоте, однако ее можно отодвинуть дальше, применив скачок волнового сопротивления (Рисунок 1.5а и б) [23, 24]. Причем в такой конструкции МПР происходит еще и дополнительное понижение частоты первой моды благодаря взаимной емкости между разомкнутыми концами полосковых проводников.

В настоящее время предложено много различных миниатюрных конфигураций МПР, в основе которых лежит конфигурация типа «шпилька» (Рисунок 1.5). Все эти решения возникли в результате поиска конструкций, отличающихся частотной зависимостью коэффициента связи в области полосы пропускания; конструкций, на которых можно реализовывать чередующийся, т.е. индуктивный или емкостной, преимущественный тип связи между резонаторами (Рисунок 1.5в,г), ну и, конечно, конструкций существенно меньших размеров, (д, е, ж и з).

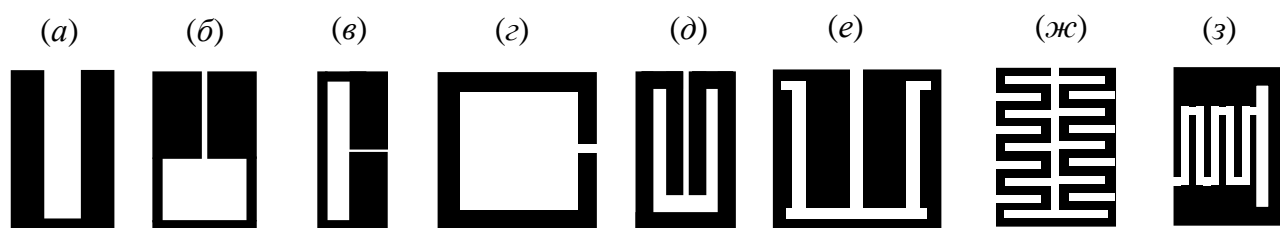


Рис. 1.5. Варианты топологии резонаторов типа «шпилька»: (а) и (б) – со скачком волнового сопротивления [25]; (в) и (г) – С-образные [25] или Open-Loop [26, 30]; (д) [19, 25], (е) [31], (ж) [32] и (з) [25, 33] – миниатюризованные.

Благодаря форме резонаторов МПФ на «шпильках» интересны еще и тем, что, располагая их определенным образом [25 – 29], можно организовать между ними так называемые перекрестные связи. Из-за этого на частотной зависимости полного коэффициента связи появляются дополнительные нули прохождения, зачастую вблизи полосы пропускания, что приводит к появлению там полюсов затухания и, следовательно, к увеличению крутизны склонов АЧХ. Это позволяет получить фильтр с увеличенной селективностью на меньшем числе звеньев.

На Рисунке 1.6 приведены для примера два варианта топологии подобных МПФ. Однако, нужно отметить, что подавление в полосах заграждения у таких фильтров невелико.

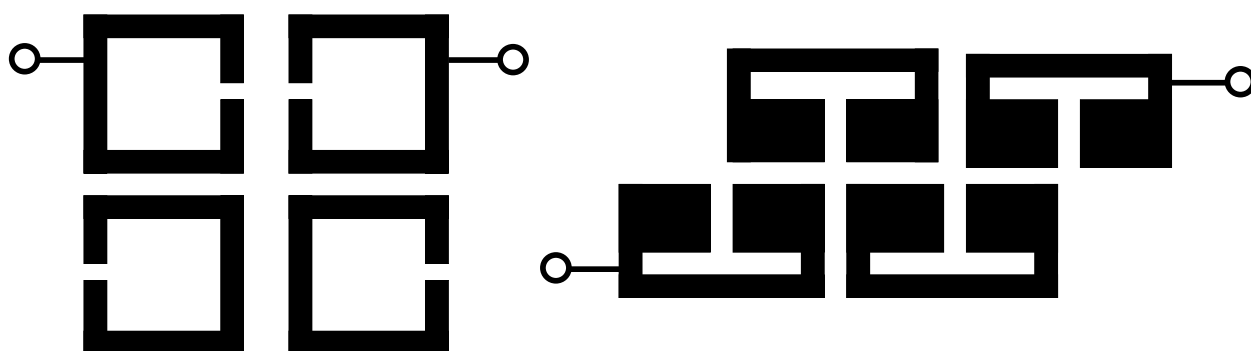


Рис. 1.6. Примеры топологии МПФ с перекрестными связями между резонаторами [28,29].

Форма резонатора в виде шпильки допускает подключение к нему шлейфов, т.е. дополнительных отрезков МПЛ. При внутреннем подключении это практически не меняет размеров резонатора. В [34, 35] описаны конструкции шпильковых

МПФ, у которых к резонаторам снаружи подключено по шлейфу с целью подавления высших мод и, соответственно, паразитных полос пропускания, а в [36] приводится конструкция МПФ, в которой у каждого резонатора внутри подключено по два шлейфа с целью увеличения крутизны склонов АЧХ и подавления в полосе заграждения.

В связи с исследованиями конструкций МПФ на основе ВТСП материалов возродился интерес к микрополосковым спиральным резонаторам [37] и резонаторам с проводником в форме меандра. Сворачивание полоскового резонатора в спираль существенно понижает его частоту благодаря росту взаимной индуктивности проводников [25], а для еще большего понижения частоты проводник изгибают в форму меандра [38, 39]. На Рисунке 1.7 приведено несколько вариантов топологии таких резонаторов, где стрелками показано направление высокочастотных токов в проводниках на нижней резонансной частоте.

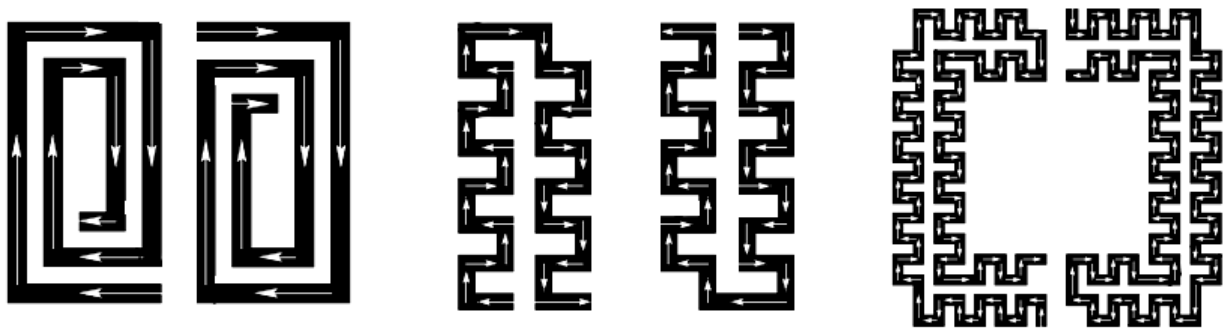


Рис. 1.7. Примеры топологии МПР на основе спирали [25] и меандра [38, 39].

Меняя соотношение сторон спирали, а также направление ее закручивания в соседних резонаторах, можно в широких пределах менять частотную зависимость коэффициентов связи между резонаторами и, соответственно, «регулировать» асимметрию склонов АЧХ фильтра. На спиральных, так же как и на шпильковых резонаторах, можно конструировать фильтры с перекрестными связями.

Как известно, применение четвертьволновых резонаторов существенно уменьшает размеры МПФ. Кроме того, в спектре четвертьволновых резонаторов отсутствуют резонансы кратные четным номерам частоты первой моды колебаний, поэтому у фильтров на четвертьволновых резонаторах высокочастотная полоса заграждения составляет около 2 октав. Еще одним их преимуществом перед МПФ на

полуволновых резонаторах является большее подавление в низкочастотной полосе заграждения. Здесь также можно выделить несколько конструкций, которые получили достаточно широкое распространение. На Рисунке 1.8 приведены топологии четвертьволновых МПФ на регулярных проводниках, получившие название решетчатых, или гребенчатых [25] (а), и встречно-штыревых [15] (б).

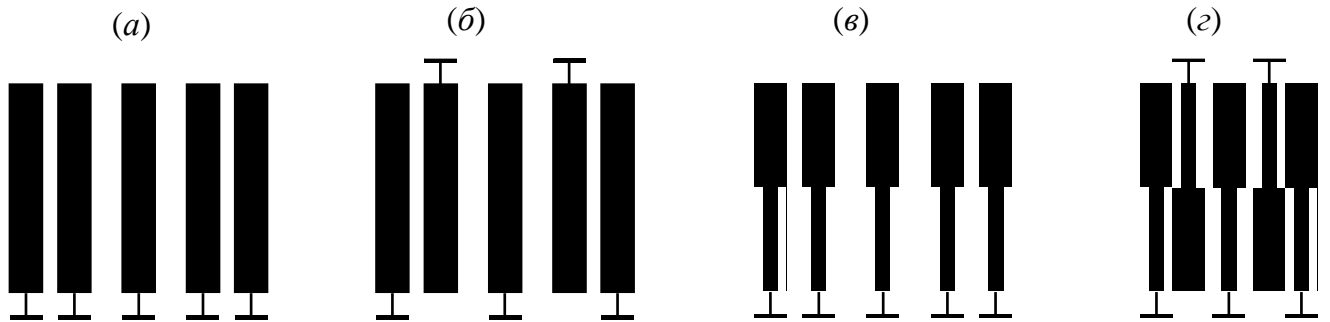


Рис. 1.8. Топологии МПФ на четвертьволновых резонаторах [25, 15]. (а, в) – решетчатый, или гребенчатый фильтр; (б, г) – встречно-штыревой фильтр.

Часто в конструкции гребенчатого фильтра полосковые проводники резонаторов соединены общим полосковым проводником, который затем заземляется [40 – 42]. Закономерности формирования полосы пропускания у решетчатого фильтра с конструкцией, как на Рисунке 1.8а, подобны закономерностям формирования полосы пропускания решетчатого фильтра на полуволновых резонаторах (Рисунок 1.3б), подключенного смежно. Это объясняется тем, что последние имеют подобное распределение токов и напряжений, но на каждой половине резонатора, поэтому они имеют такую же асимметрию АЧХ в области полосы пропускания, как и решетчатые фильтры на полуволновых резонаторах.

Известен ряд конструкций, в которых специальные изгибы полосковых проводников резонаторов [43] изменяют соотношение между частотно-зависимыми коэффициентами емкостной и индуктивной связи, приводя тем самым к требуемой асимметрии АЧХ. Во встречно-штыревой конструкции (Рисунок 1.8б) индуктивное и емкостное взаимодействия имеют одинаковый знак, поэтому на ней можно получить более широкие, до 50%, полосы пропускания, чем на решетчатой.

Используя скачки волнового сопротивления (Рисунок 1.8*в,г*), можно еще более уменьшить размеры фильтра, а также отодвинуть еще дальше вторую, паразитную, полосу пропускания [44]. По своим свойствам решетчатый фильтр (Рисунок 1.8*е*) близок к решетчатому фильтру на полуволновых резонаторах с СВС (Рисунок 1.4*б*), так как в нем коэффициенты емкостной и индуктивной связи резонаторов имеют противоположные знаки. Поэтому такая конструкция используется в основном в узкополосных фильтрах [45]. Важной особенностью такой конструкции является то, что при определенных конструктивных параметрах появляется аномальное поведение зависимости величины коэффициента связи резонаторов от расстояния между ними, что необходимо учитывать при проектировании и требует детального исследования. На конструкции, представленной на Рисунке 1.8*г*, можно создавать фильтры с полосой пропускания до 80%. Более широкополосные фильтры сложно получить из-за низкой величины волнового сопротивления широких (не замкнутых на экран) концевых отрезков МПЛ, которые не позволяют получить необходимую величину связи с внешними линиями.

Дополнительную миниатюризацию конструкции на четвертьволновых резонаторах можно получить, опять же сворачивая проводник резонатора в виде шпильки, спирали и т.д. На Рисунке 1.9 приведены топологии подобных резонаторов [25, 46, 47].

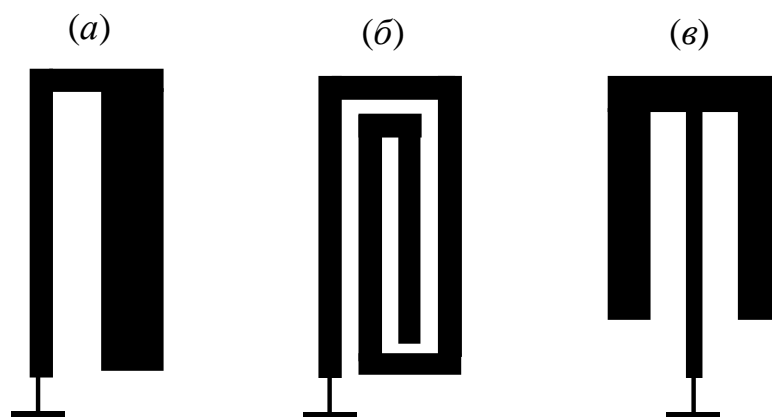


Рис. 1.9. Топологии проводников миниатюризованных четвертьволновых МПР [25, 46, 47].

Резонатор на Рисунке 1.9*а* примечателен тем, что на его основе можно создавать конструкции, в которых чередуются преимущественные, т.е. индуктивный или

емкостной, типы связи между соседними резонаторами. Благодаря этому можно проектировать фильтры с симметричной АЧХ в области полосы пропускания. Применяв скачок волнового сопротивления, вторую, паразитную, полосу пропускания можно отодвинуть от рабочей более чем на две октавы. Фильтры хорошо моделируются одномерными отрезками одиночных и связанных МПЛ и их характеристики достаточно точно рассчитываются в рамках квазистатического приближения. Резонаторы, представленные на Рисунке 1.9б,в могут использоваться в фильтрах с относительной шириной полосы пропускания 5 – 30%, так как взаимодействие между ними слабое, а сравнительно низкая добротность (~ 100) в диапазоне частот, для которого они разработаны (100 – 500 МГц), не позволяет проектировать на них более узкие фильтры с приемлемыми потерями в полосе пропускания. В работе [47] приведена оценка, согласно которой на основе резонатора (в) можно спроектировать четырехзвенный фильтр на подложке с $\epsilon=80$ на центральную частоту 50 МГц, при этом габариты подложки составляют 60×48 мм. Оценки показывают, что на резонаторах (а) и (б) такое тоже возможно, причем на подложках меньших размеров.

Казалось бы, уменьшая ширину полосковых проводников и зазор между ними, можно на той же по площади подложке (Рисунок 1.9б), свернув полосковый проводник в спираль с большим количеством витков, существенно понизить частоту резонатора. Однако надо иметь в виду, что добротность его при этом резко упадет. Одним из решений проблемы увеличения добротности является использование в конструкциях фильтров подвешенной подложки. В этом случае конструкция фильтра такова, что на одной стороне подложки нанесены полосковые проводники резонаторов, вторая сторона не металлизирована, а сама подложка смонтирована в центральной плоскости металлического корпуса. В работах [48, 49] описаны конструкции двух и трехзвенных фильтров на подвешенной подложке, резонаторы которых представляли собой квадратные и круглые многовитковые (до 16 витков) печатные спирали, закороченные с одного конца на экран. Центральные частоты составили от 62 до 227 МГц. Следует отметить, что для достижения приемлемых потерь в полосе пропускания пришлось высоту экранирующей крышки поднимать

до 8 мм. При этом уровень потерь в паразитных полосах пропускания составлял всего 20 дБ, увеличить которые предлагалось фильтром нижних частот.

Одной из перспективных с точки зрения многофункциональности является конструкция, топология которой условно изображена на Рисунке 1.10. Она представляет собой каскадное соединение отрезков МПЛ различной ширины и, по существу, является микрополосковым аналогом электромагнитного кристалла. Подбором соотношения размеров узких и широких участков, а также смещением их в поперечном направлении, такая конструкция может быть настроена и как фильтр гармоник (ФГ) [4, 50], и как фильтр нижних частот (ФНЧ) [51 – 54], и как полосно-пропускающий фильтр [4, 55], и как полосно-заграждающий фильтр (ПЗФ) или, как его еще называют, режекторный фильтр.

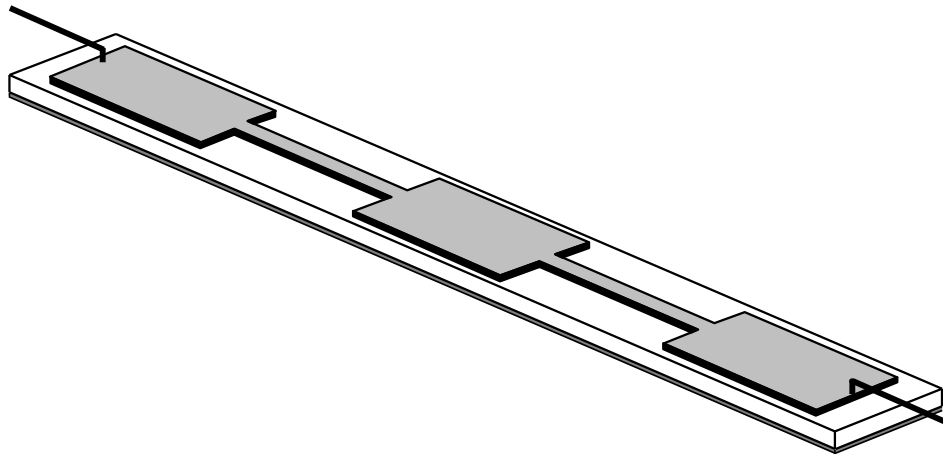


Рис. 1.10. Топология проводников пятирезонаторного МПЛ на основе структуры электромагнитного кристалла [54, 55].

Для того чтобы такая конструкция обладала характеристиками ППФ необходимо, чтобы электрическая длина каждого из регулярных участков соответствовала полуволновому резонансу на центральной частоте полосы пропускания. При этом ширина полосы пропускания будет определяться скачком волнового сопротивления (скачком ширины) участков, т.е. чем больше скачок, тем уже полоса, и наоборот. Получить узкие, менее 10%, полосы пропускания на такой конструкции невозможно, т.к. для этого требуется технически нереализуемый перепад волновых сопротивлений, поэтому необходимы исследования, позволяющие указать пути пре-

одоления данного ограничения. Теоретически на такой конструкции можно получить сверхширокие, до 100%, полосы пропускания, однако при расширении рабочей полосы сужаются зоны заграждения, т.к. соседние, паразитные, полосы пропускания при этом тоже расширяются. Полосу пропускания, начинающуюся с нулевых частот и соответствующую работе такой конструкции как ФНЧ, можно подавить, подключившись к внешним линиям через емкости. Что касается частотного диапазона, то такие конструкции имеет смысл применять на частотах более 1 ГГц, на более низких частотах размеры становятся неприемлемо большими. В последнее время наблюдается значительный рост публикаций, связанных с исследованиями подобных структур. Объясняется это тем, что подобные структуры в микрополосковом исполнении оказались хорошими аналогами фотонных кристаллов [55 – 58], и теперь общепринятым для них названием является «электромагнитные кристаллы». Частным случаем электромагнитного кристалла является многослойное диэлектрическое зеркало, и на микрополосковых моделях было показано, что его полосу отражения можно существенно расширить [59].

Ввиду сравнительно невысокой собственной добротности микрополосковых резонаторов повышение избирательности МПФ тривиальным способом – увеличением числа резонаторов – сопровождается соответствующим ростом прямых потерь в полосе пропускания. Одним из путей увеличения избирательности МПФ без наращивания числа резонаторов является использование двухмодовых резонаторов [60]. В этом случае в формировании полосы пропускания фильтра участвует по две моды каждого из резонаторов. Как правило, топология микрополоскового проводника такого резонатора представляет собой фигуру, которая изначально имела симметрию четвертого или бесконечного порядка, например, квадрат или круг, пониженную затем для снятия вырождения ортогональных мод и организации между ними взаимодействия введением какой-либо неоднородности, например, срезанием угла у квадрата или созданием в нем несимметричных щелей. На Рисунке 1.11 приведены примеры топологии проводников таких резонаторов [61 – 65].

Действительно, крутизна склонов полосы пропускания у фильтров на паре двухмодовых резонаторов такая же, как у четырехрезонаторного фильтра на одномодовых резонаторах, а потери в полосе почти как у двухрезонаторного.



Рис. 1.11. Примеры топологий двухмодовых резонаторов [61 – 65].

Следует, однако, отметить, что организованное таким способом взаимодействие между модами небольшое, поэтому на резонаторах с вырожденными модами, как правило, конструируют узкополосные фильтры. Кроме того, уровень режекции в полосах заграждения у таких фильтров невысок, а частотный диапазон, в котором они применяются, начинается с единиц гигагерц. На более низких частотах размеры резонаторов становятся слишком большими.

На основе двухмодовых резонаторов в форме квадратной рамки удалось создать микрополосковую модель двумерного фотонного кристалла и даже получить частотные зависимости коэффициента прохождения, на которых имеются полосы пропускания – аналоги дифракционных максимумов Брэгга-Вульфа в оптическом диапазоне для реальных фотонных кристаллов [66].

Известен и другой подход, в котором благодаря использованию нерегулярностей, изгибов, перемычек или замыканию проводников резонатора на экран удастся сблизить частоты двух [67], трех и даже четырех мод [68]. Так, применив обратный скачок, т.е. сделав не сужение, как на Рисунке 1.4, а наоборот – увеличение ширины резонатора в центральной части (Рисунок 1.12а), можно существенно сблизить частоты первых двух мод. Так соответствующим подбором длины и ширины полосковых проводников резонаторов, топология которых изображена на Рисунке 1.12б,в в них можно свести вместе частоты двух, трех и четырех первых мод колебаний.

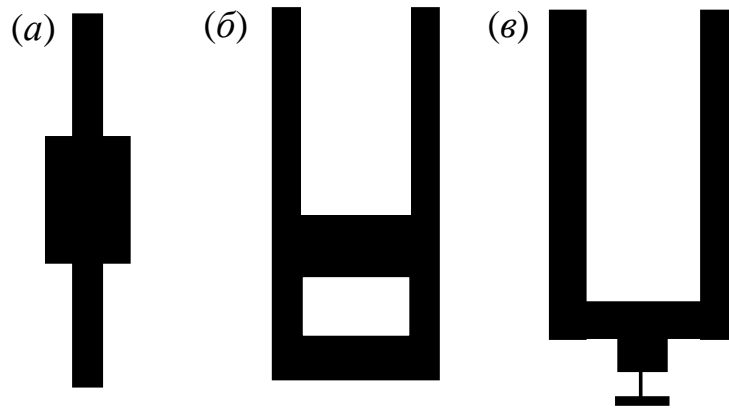


Рис. 1.12. Топологии проводников нерегулярных микрополосковых многомодовых резонаторов [67, 68].

В [68] показано, что таким способом можно реализовать фильтры с относительной шириной полосы пропускания до 50%. Следует заметить, однако, что уровень затухания у фильтров за полосой пропускания небольшой, 15–20 дБ, но для однорезонаторного фильтра этого зачастую является достаточным. Кроме того, в такой конструкции резонатора можно свести вместе до четырех мод, этим он выгодно отличается от большинства резонаторов на Рисунке 1.11. Такой резонатор хорошо моделируется одномерными моделями на связанных и одиночных линиях, параметры которых вычисляются в квазистатическом приближении [68].

Открытие высокотемпературной сверхпроводимости и разработка технологий синтеза ВТСП пленок стимулировали значительный рост исследователей, занимающихся микрополосковой техникой [20]. Оценки на основе измерений поверхностного сопротивления ВТСП пленок [69, 70] показали, что с использованием последних в качестве материала для проводников собственная добротность резонаторов может достигать десятки и сотни тысяч, а прямые измерения микрополосковых резонаторов в форме дисков дали $Q_0 > 10^4$ для низжайшей моды TM_{110} и $Q_0 > 5 \times 10^4$ радиальной моды TM_{010} на частотах 1.9 ГГц и 3.5 ГГц соответственно [71, 72]. Это открыло путь к резкому повышению селективности фильтров за счет увеличения числа резонаторов в них. Например, в [73] приводятся данные о фильтре на тридцати тороидальных резонаторах, который, будучи настроен на центральную частоту 1930 МГц, при относительной полосе пропускания всего 1% имел потери в полосе пропускания ~ 0.1 дБ, при этом крутизна склонов его полосы пропускания

достигала 190 дБ/МГц. И хотя характеристики микрополосковых ВТСП фильтров похуже, тем не менее, они тоже впечатляют. В работе [74] описан фильтр на 20 резонаторах с полосой пропускания 1711 – 1789 МГц, имеющий потери в полосе пропускания 0.35 дБ и крутизну склонов полосы пропускания 20 дБ/МГц.

Первое время ВТСП микрополосковые фильтры разрабатывались на резонаторах с самой простой топологией, т.е. на регулярных [75 – 78] и шпильковых [21, 22, 79, 80]. В последнее время появились работы, авторы которых для уменьшения размеров резонаторов фильтров на частотах ниже 1 ГГц стали применять различные приемы, как, например, изгибание проводника резонатора-шпильки в меандр [32], сворачивание проводника МПР в многовитковые спирали [37, 81], или в сложный меандр [82]. Такое стало возможным, потому что полосковый проводник из ВТСП материала сохраняет достаточно высокую добротность даже при ширине всего 0.1 мм.

Разработка и эксплуатация ВТСП-фильтров сопровождается рядом проблем. Прежде всего необходимость применения криогенных температур. Эта проблема стимулировала разработку малогабаритных криогенных холодильников. Но даже с ними выигрыш в габаритах, по сравнению с волноводными или фильтрами на диэлектрических резонаторах, достигается только при обслуживании одним рефрижератором нескольких десятков устройств. По этой причине широкое применение такие фильтры находят пока только в базовых станциях сотовой телефонной связи [74]. Стоит также отметить и высокую стоимость конструкций на ВТСП, поэтому применение фильтров на ВТСП материалах ограничивается пока базовыми станциями сотовой телефонной связи. Несмотря на это имеется хорошая перспектива их применения в системах спутниковой связи, как показали международные эксперименты HTSSE-I и HTSSE-II [85].

1.2 Полосковые электрически управляемые устройства

Одним из важных результатов, полученных в ходе данного диссертационного исследования, является реализация новых конструкций управляемых СВЧ-устройств, работа которых основана на применении обнаруженных особенностей взаимодействия резонансных полосковых структур. Являясь по своей сути частотно-селективными такие устройства выполняют и другие функции в зависимости от их назначения, например, могут изменять амплитуду и фазу электромагнитных волн под действием управляющего сигнала. В связи с этим является актуальным провести анализ состояния уровня техники в этой области для объективной оценки характеристик разработанных устройств.

В настоящее время существует большое количество направлений развития управляемых устройств СВЧ-диапазона, которые различаются как по принципам построения, так и по используемой элементной базе. Целью данного раздела является обзор современной литературы по вопросу разработки и создания управляемых устройств СВЧ для различных применений. На основе полученных данных произведена классификация и сравнительная характеристика таких устройств.

1.2.1 Области применения и классификация управляемых устройств СВЧ

Области применения управляемых устройств СВЧ являются достаточно многочисленными, важнейшими из них являются: радиолокация, связь, радионавигация, антенные системы с фазированными решетками, измерительные средства и др. Для систем связи и радиолокации наиболее востребованы такие управляемые устройства (УУ), как фазовращатели, аттенюаторы, делители мощности, фильтры, корректоры частотных и амплитудных характеристик, защитные устройства входных цепей.

В настоящее время существует несколько подходов к классификации управляемых устройств СВЧ [86]. Одним из наиболее общих подходов является классификация, основанная на выявлении внутренней структуры устройств, реализующей их функциональные свойства [87]. В рамках этого структурного подхода можно выделить следующие основные критерии классификации (Рисунок 1.13): способ

управления; физические принципы работы, агрегатное состояние и тип управляющих элементов; конструктивно-технологическое исполнение; схемное построение. Классификация управляемых устройств по конструктивно-технологическому признаку позволяет разделить их на четыре большие группы: волноводные; коаксиальные; интегральные микрополосковые и полосковые; комбинированные.

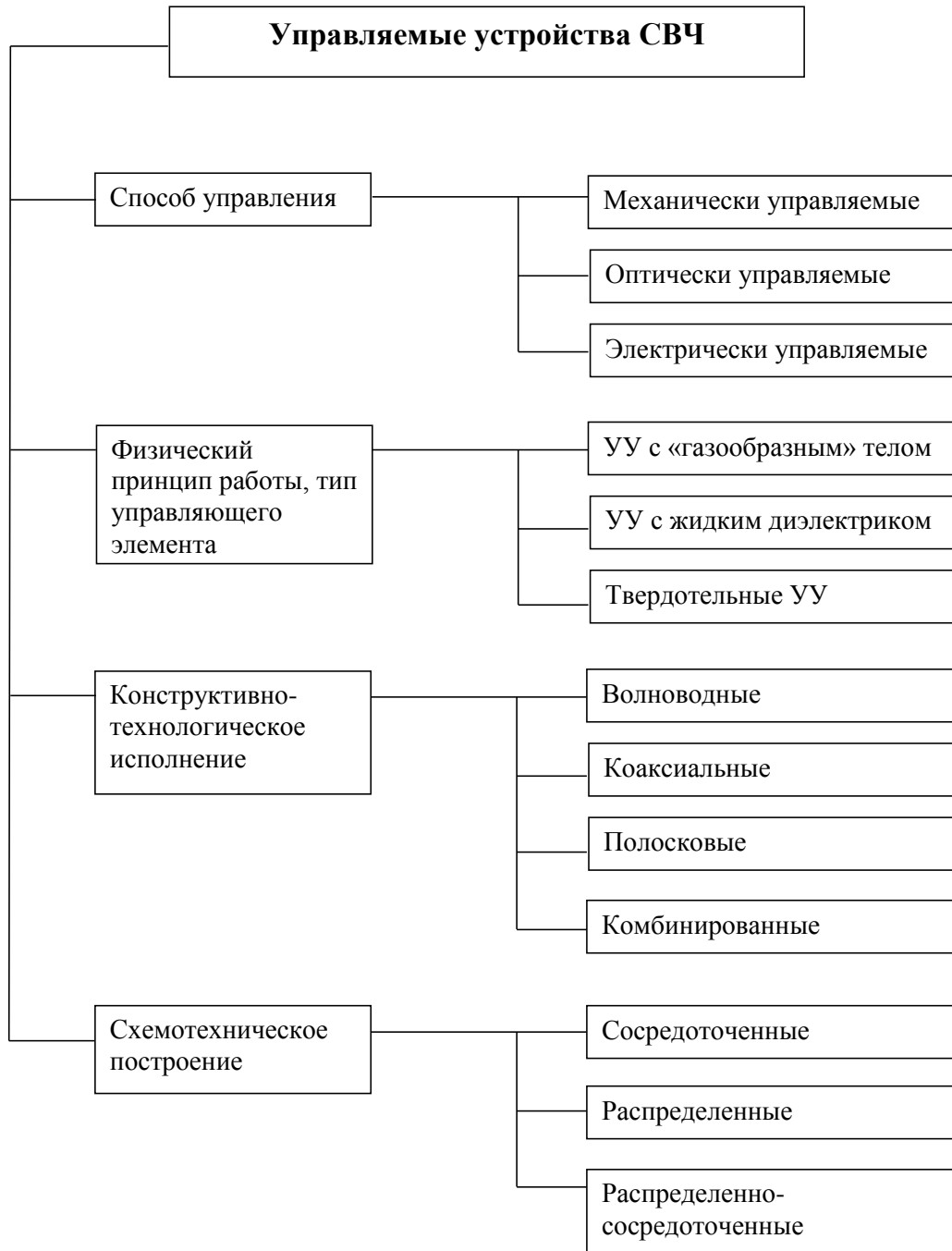


Рис. 1.13. Упрощенная классификация управляемых устройств СВЧ [87].

Следует отметить, что только полосковые и комбинированные конструкции позволяют создавать высокотехнологичные устройства и модули, которые наиболее востребованы в настоящее время в коммерческих и военных приложениях.

Выбор типа распределенной управляющей среды или сосредоточенных управляющих элементов, чувствительных к тому или иному виду управляющего воздействия, определяется заданным физическим способом управления. По данному критерию все управляющие устройства можно классифицировать следующим образом:

- 1) устройства с механическим или электромеханическим управлением, микроэлектромеханические структуры (MEMS);
- 2) оптически управляемые устройства;
- 3) электрически управляемые устройства.

Далее остановимся на особенностях конструкций управляемых устройств СВЧ в зависимости от способа управления.

1.2.2 Устройства с механическим или электромеханическим управлением

Современные требования снижения размеров и веса СВЧ-устройств, расширения их динамического диапазона, уменьшения потребляемой мощности и стоимости, наращивания их интеграции и функциональных возможностей при росте рабочих частот подталкивают разработчиков к созданию новых компонентов и поиску их оптимальных архитектур. Одним из динамично развивающихся в настоящее время направлений в создании управляемых устройств СВЧ является технология микроэлектромеханических структур (MEMS) [88–97]. Достоинствами механических УУ являются высокая повторяемость и малый уровень амплитудных и фазовых шумов. МЭМ технология с металлической мембраной дает возможность производить механические, электромеханические и электрохимические приборы с тем же беспрецедентным уровнем интеграции и миниатюризации, что и современные полупроводниковые элементы.

Важнейшей составной частью большинства MEMS-устройств является микроактюатор (Рисунок 1.14а). Обычно данное устройство преобразует энергию в

управляемое движение. Размеры микроактюаторов могут довольно сильно варьироваться. Диапазон применения этих устройств чрезвычайно широк и при этом постоянно растет. Так, микроактюаторы [88, 89] используются в робототехнике, для построения управляемых устройств СВЧ, в космической области, в измерительных приборах, системах навигации. Например, микроактюаторы нужны для управления резонансными датчиками.

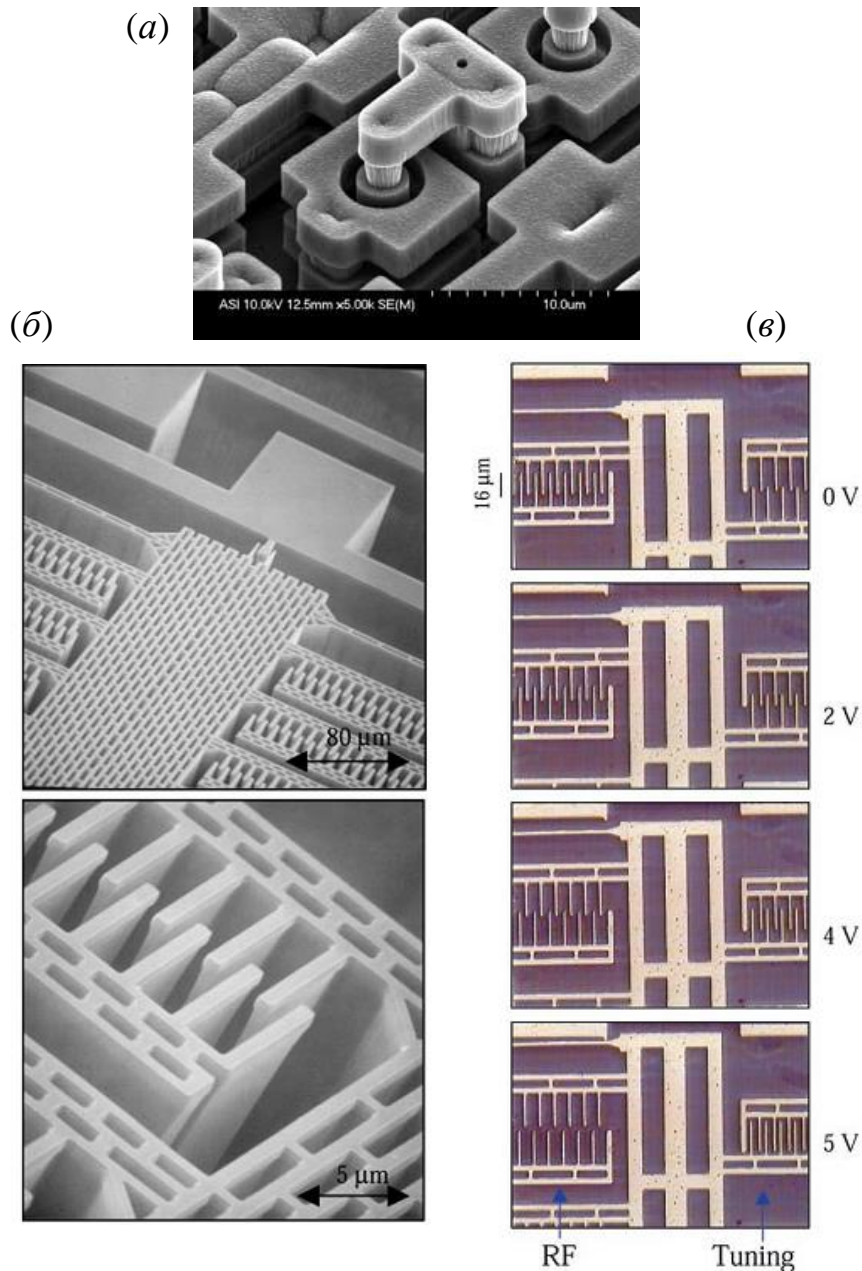


Рис. 1.14. MEMS элементы: микроактюатор (а) [88, 89] и управляемая емкость (б, в) [98, 99].

В работе [98] представлена конструкция управляемой емкости в форме встречно-штыревой структуры. Устройство выполнено из монокристалла кремния

методом глубокого травления с последующим покрытием тонкой пленкой металла. Как показано на Рисунке 1.14б, устройство состоит из двух групп штыревых электродов («гребенок»), имеющих идентичный период расположения штырей. Одна группа является закрепленной, вторая может перемещаться в плоскости вдоль направления штырей. Перемещение происходит при подаче управляющего напряжения вдоль структуры, при этом между элементами групп возникает электростатическая сила, которая и приводит к сближению двух «гребенок».

Принцип работы управляемой емкости можно понять из Рисунка 1.14в [99]. Управляемая емкость, описанная в работе [98], имеет размеры порядка 1 мм^2 , с размерами штырей 20–30 мкм в длину и 2 мкм в ширину. Эта емкость имеет довольно небольшой коэффициент непрерывной перестройки – 3:1 и, как и большинство подобных элементов, выполненных на монокристалле кремния, имеет большую паразитную емкость 0.2 пФ при номинальной минимальной емкости 3 пФ.

В ряде работ предлагается другой способ реализации управляемых емкостей, при котором используются две параллельно расположенные пластины. В этом случае нижняя пластина закреплена, а верхняя представляет собой плоскую подвесную пружину, расположенную на некотором расстоянии от нижней. Это расстояние изменяется также с помощью электростатических сил, вызванных приложенным к пластинам напряжением. Такой способ не дает большого коэффициента перестройки емкости и составляет порядка 150–200%. Однако в работе [100] представлена конструкция управляемой емкости, имеющей отношение максимального значения к минимальному равное 22. В этом случае подвижный электрод находится между двумя фиксированными электродами, но эта конструкция не дает возможности непрерывного изменения емкости, которое чаще всего необходимо при создании управляемых устройств. Фактически данная емкость имеет коэффициент непрерывной перестройки равный 50%.

В работе [101] рассмотрена конструкция перестраиваемого резонатора, изображенная на Рисунке 1.15а. Как видно из рисунка, конструкция состоит из двух связанных линий, одна из которых выполнена на основе микрополосковой линии,

а другая является кантилевером (гибким кронштейном). Один из концов кантилевера приклеен к подложке, а другой является свободным. Кантилевер размерами 9 мм в длину, 1 мм в ширину и толщиной 0.48 мм покрыт слоем золота толщиной 80 нм. В составе кантилевера имеется пьезоэлектрический актюатор, который под воздействием внешнего напряжения может менять расстояние между кантилевером и диэлектрической подложкой. На Рисунке 1.15б показаны характеристики обратных потерь (на отражение) данного резонатора при нулевом напряжении на актюаторе и при напряжении 100 В. Как видно из рисунка, это дает перестройку частоты резонатора всего около 10 %. Зазор между линиями при минимальном напряжении на актюаторе составлял 250 мкм.

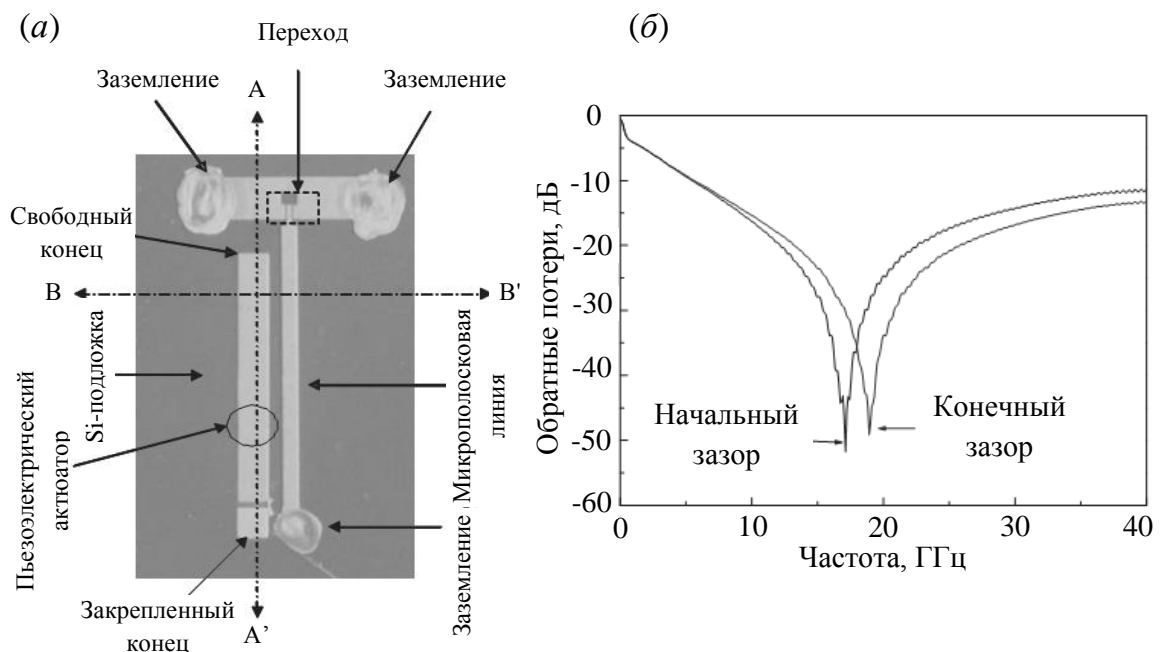


Рис. 1.15. Топология перестраиваемого резонатора и его характеристика обратных потерь [101].

Данный подход имеет ряд недостатков, связанных с низкой собственной добротностью (менее 100), высокими управляющими напряжениями и проблемами, которые возникнут при реализации более сложных устройств на основе такого резонатора, например фильтров.

В настоящее время разработан широкий набор коммутационных устройств, использующих самые разнообразные топологии и механизмы: подвесные консоли, мембраны, сплавы с запоминанием формы, различные схемы.

В [102] исследованы перспективные переключатели, подвижные элементы которых выполнены на основе высокоомных аморфных углеродных алмазоподобных пленок. Использование в радиочастотных MEMS-переключателях алмазоподобных пленок позволяет устранить эффекты «залипания» электродов, существенно понизить потери сигнала, реализовать высокие скорости переключений при сверхвысоких частотах коммутируемого сигнала (до 2 ГГц на подложках из кремния и свыше 10 ГГц на подложках из арсенида галлия).

Несмотря на все указанные выше достоинства управляемых устройств на основе MEMS-технологии им присущи и недостатки: низкая стойкость к механическим воздействиям, ограниченное количество переключений, возможный дребезг контактов, сравнительно низкое быстродействие, а также существование механических резонансов мембран на частотах порядка 20–100 кГц.

1.2.3 Оптически управляемые СВЧ-устройства

В последнее время наблюдается значительный рост числа публикаций, посвященных СВЧ-устройствам, управление в которых осуществляется оптическим излучением, т.е. – фотоуправляемым устройствам. Оптическое излучение применяется для управления параметрами генераторов, аттенюаторов, фазовращателей, фильтров, антенн [103–121]. Преимуществами фотоуправления являются низкая чувствительность к электромагнитным помехам, хорошая развязка между каналами сигнала и управления, быстродействие и, самое главное, возможность передачи управляющего сигнала по оптоволокну.

Различают прямой и непрямой способы фотоуправления. При прямом управлении оптическое излучение воздействует либо непосредственно на материал подложки СВЧ-устройства, либо на область *p-n*-перехода (если речь идет об устройстве с *p-n*-переходами), (Рисунок 1.16а). При непрямом способе управляющий оптический сигнал преобразуется фотодиодом или фоторезистором в электрический, который затем используется для управления СВЧ-устройством (Рисунок 1.16б).

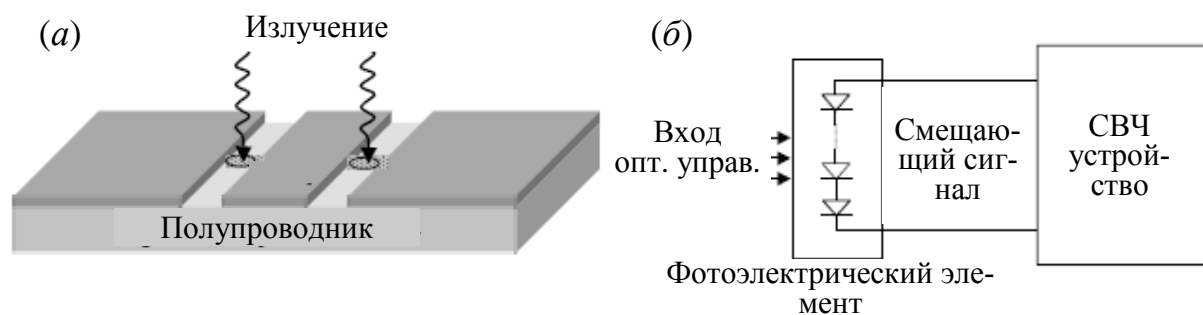


Рис. 1.16. Варианты реализации способов оптического управления.

В работе [104] исследованы микрополосковая нагрузка и микрополосковый четвертьволновый шлейф (Рисунок 1.17), выполненные на кремниевой подложке. Луч от лазерного диода мощностью ~ 20 мВт и диаметром 250 мкм направлялся на конец микрополосковой линии (белый кружок на рисунке).

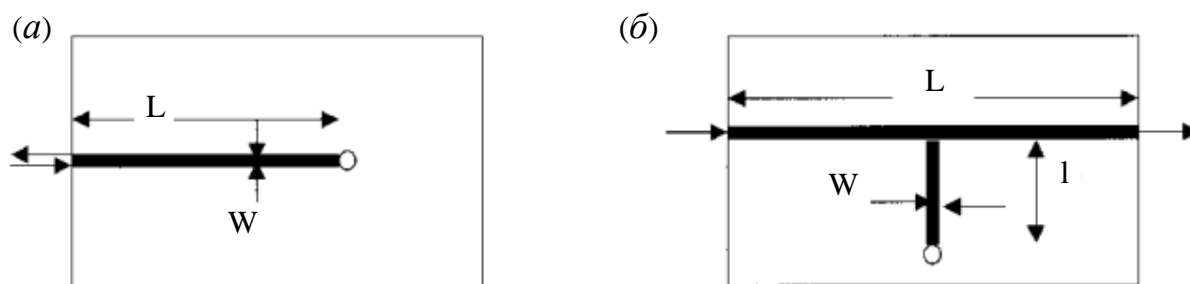


Рис. 1.17. Топология фотоуправляемой микрополосковой нагрузки (а) и фотоперестраиваемого микрополоскового четвертьволнового шлейфа (б) [104].

Для описания действия лазерного излучения на полупроводниковую подложку авторы выводят уравнения, связывающие число созданных под воздействием излучения электронно-дырочных пар и изменения действительной части диэлектрической проницаемости и проводимости полупроводника с мощностью лазера.

На Рисунке 1.18 приведены полученные аналитическим путем кривые спада по глубине действительной части диэлектрической проницаемости и проводимости полупроводниковой подложки при облучении ее лазерным пучком диаметром 250 мкм для разных значений мощности излучения. Видно, что при толщине подложки до 50–100 мкм можно эффективно управлять ее электрическими свойствами с помощью света.

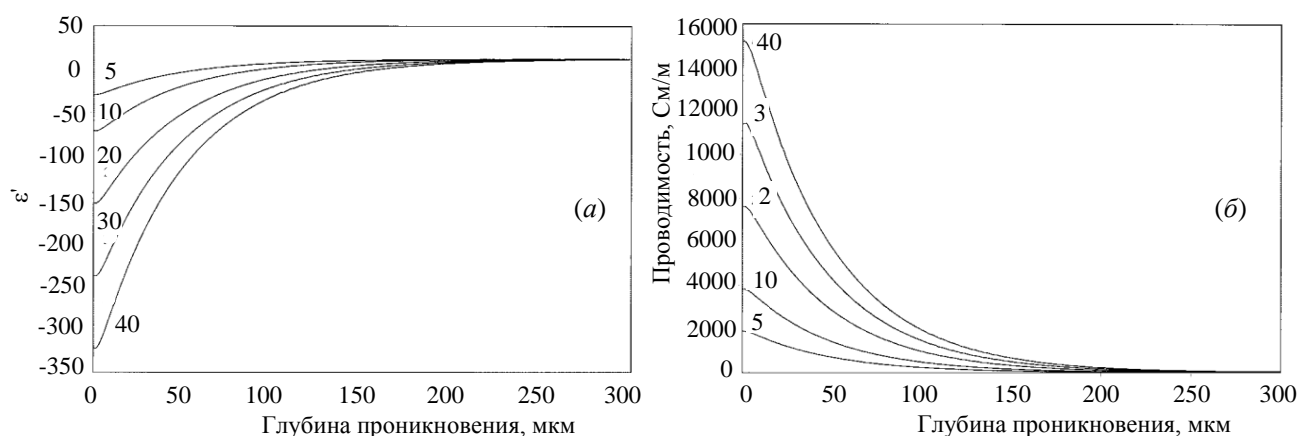


Рис. 1.18. Аналитические зависимости спада действительной части диэлектрической проницаемости (а) и проводимости полупроводника (б) по глубине для разных (5–40 мВт) мощностей лазерного излучения [104].

В основе работы большинства описанных в литературе СВЧ устройств с прямым фотоуправлением лежит эффект фотопроводимости в полупроводниковом материале. Пары электрон-дырка, генерируемые в полупроводниковой подложке под действием оптического излучения, в локальной области изменяют комплексную диэлектрическую проницаемость полупроводника, что влияет на прохождение электромагнитных волн через СВЧ-устройство.

На Рисунке 1.19 приведены результаты экспериментов, проведенных авторами работы [104] с управляемой микрополосковой нагрузкой (а) и перестраиваемым микрополосковым четвертьволновым шлейфом (б). Как видно из рисунков, удалось реализовать управляемый аттенюатор с максимальным ослаблением в 33 дБ и управляемую нагрузку с минимальным коэффициентом отражения –40 дБ.

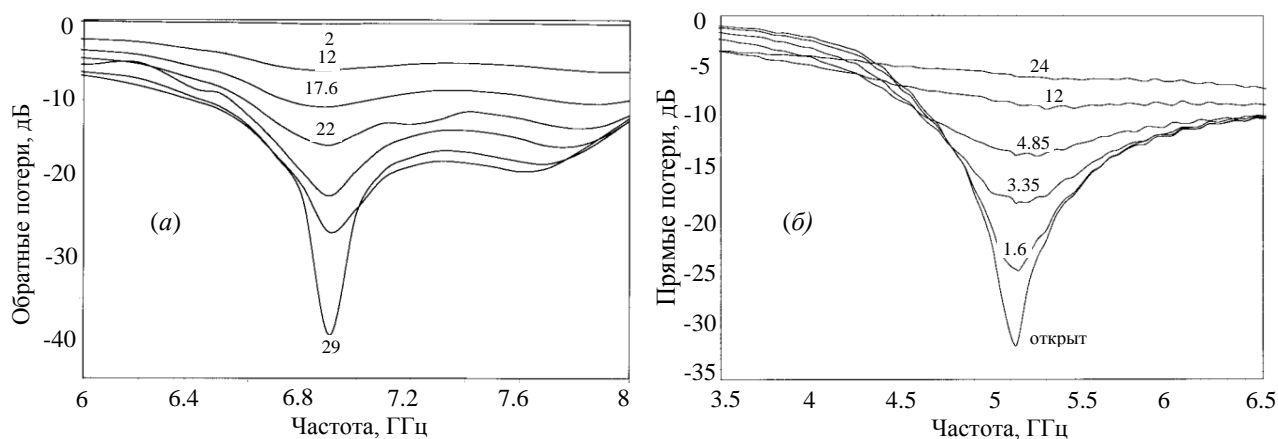


Рис. 1.19. Характеристики оптически управляемой нагрузки (а) и управляемого аттенюатора (б) [104].

Результаты моделирования показали, что на расстоянии порядка 200 мкм от поверхности подложки оптическое излучение не вносит изменений в состояние полупроводника, и для того чтобы незначительно увеличить эффективную толщину подложки, тем самым увеличив величину перестройки, необходимо значительно увеличить мощность оптического излучения. Кроме того, подобный метод требует точной фокусировки луча на краю микрополосковой линии для эффективного управления. Аналогичные устройства также были исследованы в работах [105, 111].

В качестве примера непрямого способа фотоуправления устройством можно выделить работу [106], где представлен перестраиваемый полосно-пропускающий фильтр КВЧ-диапазона, фотоуправляемым элементом в котором является MESFET-транзистор (Рисунок 1.20а). Этот транзистор включен в высокодобротную резонансную цепь, связанную с микрополосковым полосно-пропускающим фильтром.

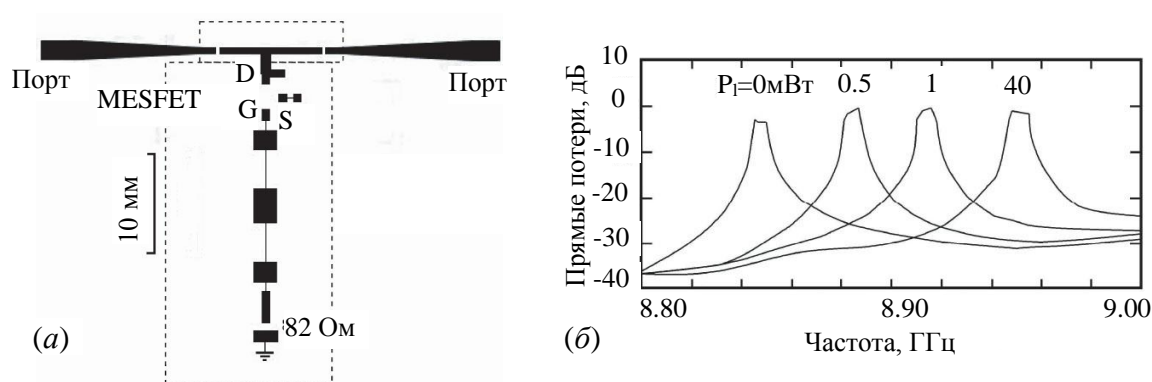


Рис. 1.20. Топология полосковых проводников фотоуправляемого фильтра (а) и его АЧХ для нескольких значений мощности управляющего излучения (б) [106].

В отличие от ранних работ, где авторы использовали несколько транзисторов, в данной работе используется всего один транзистор, который напрямую подключен к полуволновому резонатору. Принцип управления заключается в том, что под воздействием оптического излучения в транзисторе увеличивается ток стока, что приводит к значительному увеличению мнимой части параметра S_{22} транзи-

стора. Это ведет, в свою очередь, к формированию схемы с отрицательным сопротивлением, которая при прямом подключении транзистора к полуволновому резонатору меняет его электрическую длину при изменении параметров оптической накачки. На Рисунке 1.20б показана АЧХ устройства для разных мощностей накачки. Как видно из рисунка, увеличение мощности накачки до 40 мВт приводит к смещению рабочей полосы на 104 МГц. Это устройство имеет типичный для устройств с фотоуправлением недостаток – малый диапазон перестройки. Увеличение количества транзисторов в схеме, как утверждают сами авторы, приводит к большим трудностям в согласовании схем и сложностям в управлении.

Оригинальные способы непрямого фотоуправления параметрами устройств предложены в работах [112–117]. Здесь в качестве фотоуправляемых элементов используются комбинации варакторов с фотодиодами [112, 113, 116, 117] и варакторов с фото-*p-i-n*-диодами [112, 114, 115]. Фотодиоды и фото-*p-i-n*-диоды в данном случае управляют емкостями варакторов: работая в режиме источника фото-э.д.с., они генерируют управляющее варактором смещающее напряжение. Например, в работе [117] описано устройство фотоуправляемого фазовращателя, перестраиваемым элементом в котором служит комбинация варактора и фотодиода, управляющего емкостью этого варактора, который в свою очередь является частью СВЧ-цепи (Рисунок 1.21а).

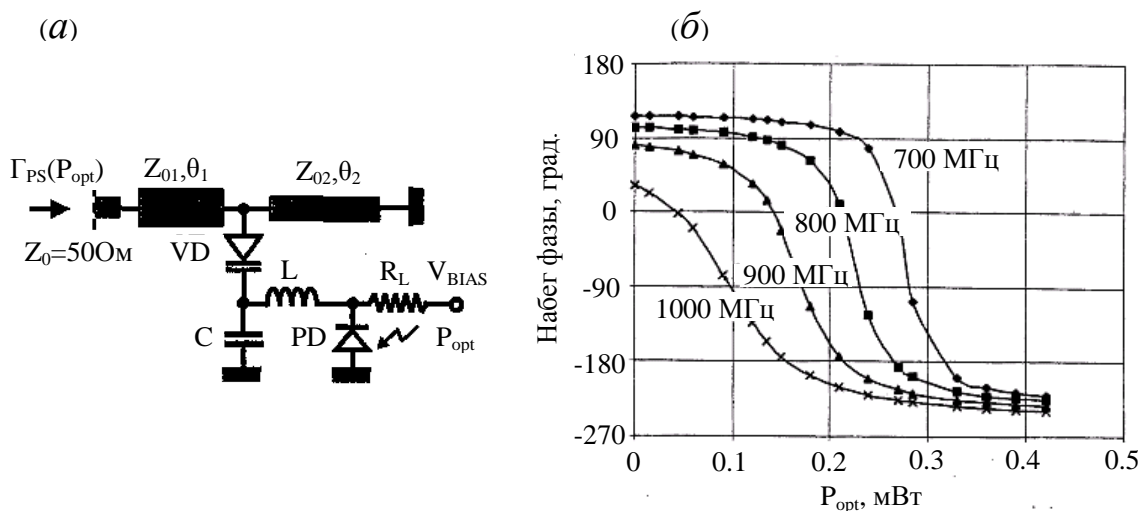


Рис. 1.21. Схема фотоуправляемого фазовращателя (а) и величины вносимого фазового сдвига на разных частотах от мощности управляющего оптического излучения (б) [117].

Зависимости величины вносимого фазового сдвига на разных частотах от мощности управляющего оптического излучения приведены на Рисунке 1.21б.

В работе [113] описан фотоварактор – устройство, меняющее свою емкость под действием оптического излучения, причем крутизна характеристики, т.е. зависимости емкости от мощности излучения, в нем определяется напряжением смещения (Рисунок 1.22).

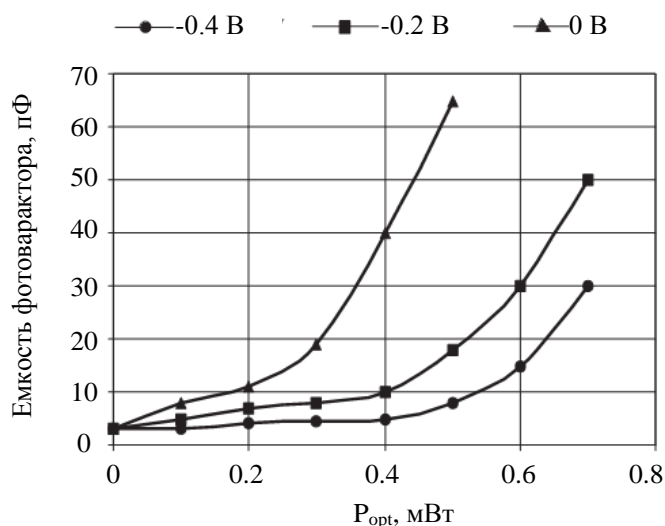


Рис. 1.22. Характеристики фотоуправляемого варактора при разных значениях смещающего напряжения [113].

Достоинством фотоваракторов является то, что в отличие от других подобных устройств они не требуют больших мощностей излучения и имеют значительные коэффициенты перестройки. При мощности излучения 0.4 мВт можно добиться коэффициента перестройки $C_{\max}/C_{\min} = 25$. Однако такая перестройка может быть достигнута только на сравнительно низких частотах, в то время как на частотах порядка нескольких ГГц величина максимальной емкости будет значительно меньше. Это связано с тем, что на высоких частотах фотоиндуцированные носители заряда не успевают реагировать на изменения поля высокочастотного сигнала.

В [121] представлен перестраиваемый лазером генератор на 1 ГГц с неоднородными линиями передачи. В [122] описаны диэлектрические резонаторы перестраиваемые различными методами, в частности, посредством оптического излучения. В [123] предлагается также широкополосный оптоэлектронный СВЧ фазовращатель с использованием лазерного диода.

Фотоуправляемые устройства перспективны для быстродействующих сверхширокополосных систем, где требуется высокий уровень развязки между СВЧ каналом и цепями управления. Их недостатками являются высокая стоимость и то, что управляющие устройства (подмодуляторы) относительно сложны и отличаются высоким энергопотреблением.

1.2.4 Электрически управляемые СВЧ-устройства

Электрически управляемые устройства в настоящее время являются наиболее распространенными в технике СВЧ. Принцип их работы заключается в том, что под воздействием внешних электрических или магнитных полей, а также тока или напряжения, происходит изменение параметров элементов, входящих в состав устройств.

Существуют различные подходы к классификации электрически управляемых устройств [86, 87], в том числе и по способам управления. Воспользуемся классификацией, в которой устройства делятся на два типа:

- Устройства на основе активных сред;
- Устройства с использованием сосредоточенных элементов.

Под устройствами на основе активных сред подразумевают управляемые устройства, у которых под воздействием внешних факторов изменяются диэлектрическая и/или магнитная проницаемость материала в волноведущей структуре, например подложке, на которой выполнено устройство, материала резонаторов, сердечника и т.д.

Среди подобного типа устройств можно выделить несколько основных типов активных сред:

- Магнитоупорядоченные;
- Сегнетоэлектрические;
- Жидкокристаллические;
- Криогенные.

Необходимо отметить, что магнитоупорядоченные и сегнетоэлектрические среды являются традиционными для построения управляемых устройств, в то

время как жидкие кристаллы [124–134] и ВТСП материалы [135–146] являются достаточно новыми и перспективными для создания устройств нового поколения.

Управляемые устройства с сосредоточенными элементами содержат в себе элементы с электрически управляемыми параметрами. Как правило, это варакторы, полупроводниковые или сегнетоэлектрические, емкость которых зависит от смещающего напряжения, а также *p-i-n*-диоды, у которых проводимость определяется смещающим током или напряжением.

Рассмотрим на конкретных примерах принципы построения и функционирования подобных устройств.

Управляемые активные среды (материалы) – это материалы, магнитные (μ) и электрические (ϵ) свойства которых можно менять (хотя бы в узком диапазоне частот) внешним магнитным или электрическим полем. В основном это магнитоупорядоченные материалы в области ферромагнитного резонанса и сегнетоэлектрики. В последнее время начались интенсивные исследования жидких кристаллов (ЖК) как материала для создания управляемых устройств миллиметрового диапазона. Связано это с тем, что ЖК имеют большую анизотропию диэлектрических свойств – разницу диэлектрических проницаемостей для ВЧ-полей, ориентированных вдоль и перпендикулярно директору, а направление директора ЖК можно менять с довольно большой скоростью электрическим полем.

Как правило, устройства на основе управляемых материалов представляют собой отрезок (или совокупность отрезков) либо микрополосковой, либо щелевой, либо копланарной линии передачи, подложка которой целиком или частично состоит из управляемого материала.

В настоящее время ведутся многочисленные исследования, направленные на улучшение параметров управляемых материалов [147–159].

В работе [150] описана конструкция полуволнового микрополоскового резонатора, выполненного на подложке из LiTiMnFeO (Рисунок 1.23). Принцип его работы очевиден: материал подложки характеризуется довольно низким значением резонансного поля ФМР (~ 300 Гс) на частоте около 2 ГГц, и при изменении поля

происходит изменение обусловленной ФМР высокочастотной магнитной проницаемости материала подложки.

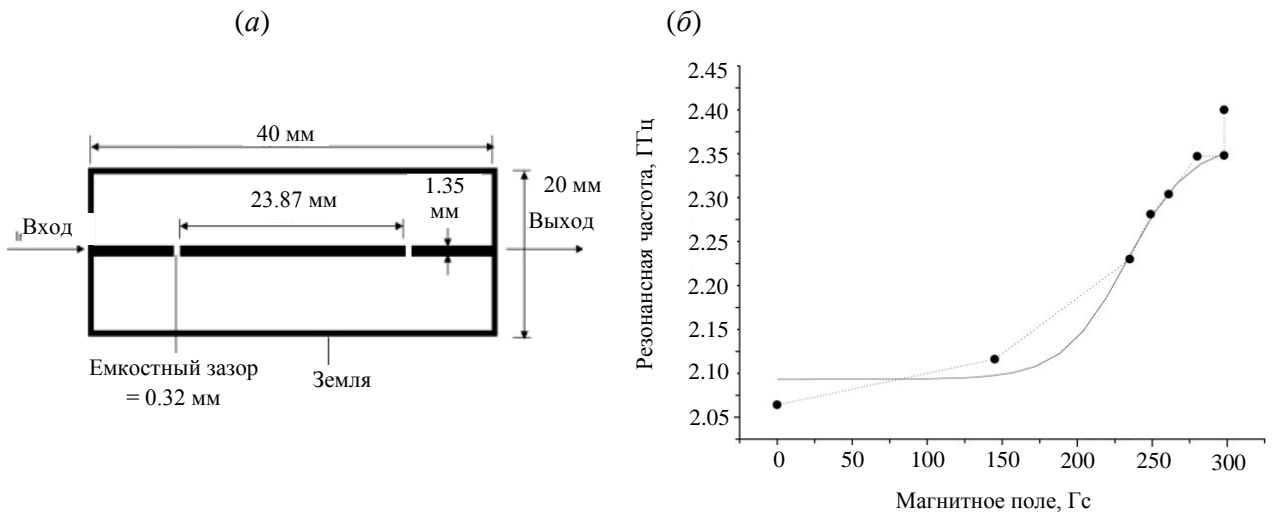


Рис. 1.23. Конструкция магнитоуправляемого резонатора (а) и зависимость его резонансной частоты от величины приложенного магнитного поля (б) [150].

Основным достоинством предложенного резонатора является малая величина управляющего магнитного поля, а также довольно широкий диапазон изменения резонансной частоты. Однако, как видно из Рисунка 1.24, устройство имеет невысокую собственную добротность, которая к тому же меняется с полем.

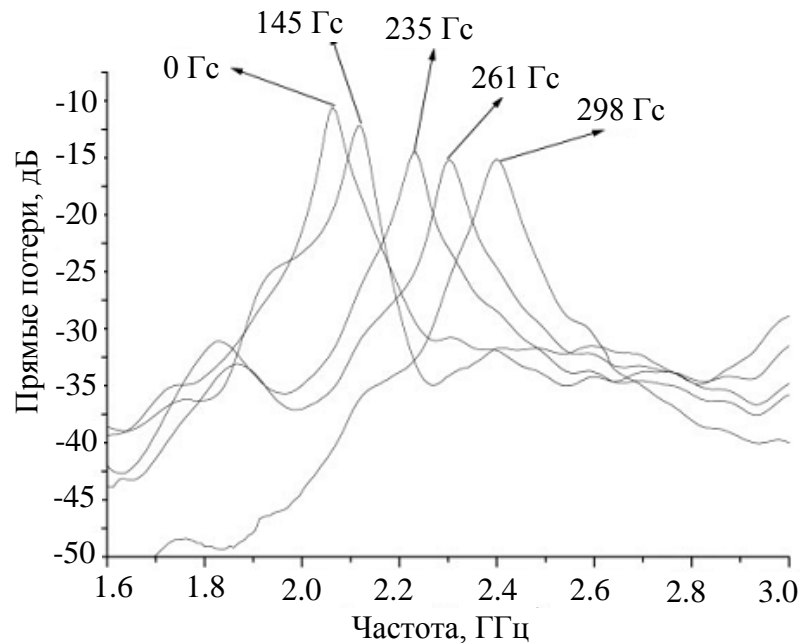


Рис. 1.24. АЧХ магнитоуправляемого резонатора для нескольких значений управляющего поля [150].

Последнее связано с тем, что при «работе» магнитоуправляемого материала в режиме, близком к ФМР, изменение магнитного поля меняет как μ' , ответственную за резонансную частоту резонатора, так и μ'' , обуславливающую потери в нем.

Одними из самых востребованных устройств, необходимых для построения систем радиолокации, являются управляемые фазовращатели. В работе [148] описан миниатюрный управляемый ферритовый фазовращатель Реджиа-Спенсера, который является основным элементом бортовой радиолокационной системы «Барс», входящей в состав современного самолета Су-30 МКИ. На Рисунке 1.25 показана конструкция и характеристики серийно выпускаемого фазовращателя. Она включает в себя следующие элементы: 1, 2 – корпус; 3 – ферритовый стержень; 4 – диэлектрические пластины; 5 – согласователь; 6 – магнитопроводы; 7 – катушки подмагничивания. Используется специально разработанный феррит, что значительно повышает термостабильность фазовращателя. Место расположения катушек определяется заданным шагом ФАР и схемой управления фазовращателями. Каждая катушка состоит из двух обмоток: обмотки обнуления для вывода фазовращателя на предельный гистерезисный цикл и стирания предыдущего значения фазы перед установкой последующего и обмотки управления для установки нужного значения фазового сдвига. Число витков выбирается исходя из характеристик схемы управления фазовращателем и заданной временной диаграммы. Как управляемый фазовращатель это устройство имеет великолепные характеристики: фактор качества более 300 дБ. Однако его сложно тиражировать – каждое устройство должно иметь свой процессор и память, в которой записаны его параметры, которые нужно учитывать при управлении, т.е. фактически необходимо производить штучные изделия. Кроме того, эта конструкция имеет относительно большие размеры и массу, а скорость управления невелика, как и у всех «магнитных» устройств.

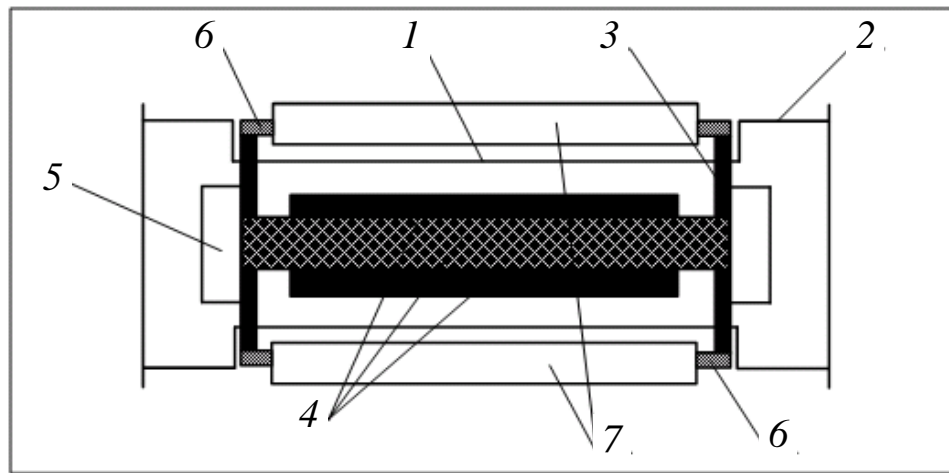


Рис. 1.25. Конструкция ферритового фазовращателя Реджи-Спенсера [148].

В работе [151] представлены результаты теоретического моделирования микрополоскового фильтра на полуволновых резонаторах, выполненного на ферритовой подложке. Перестройка центральной частоты достигается изменением значения напряженности магнитного поля, прикладываемого перпендикулярно плоскости подложки. Показано, что возможна перестройка центральной частоты на 30% при изменении напряженности управляющего поля от 0.02 до 0.1 Тл. Топология фильтра и его частотные характеристики при различных значениях управляющего поля показаны на Рисунке 1.26.

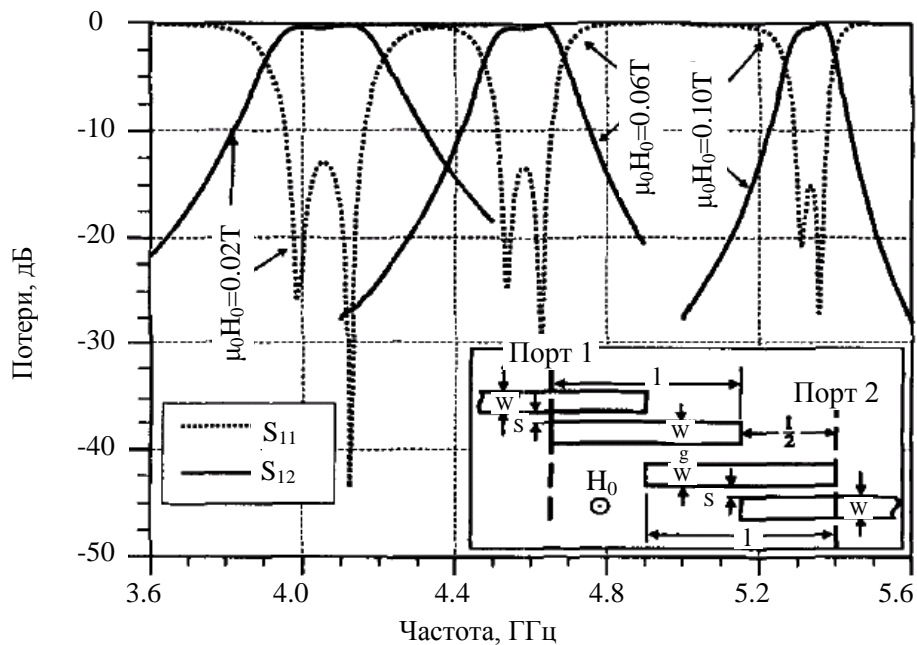


Рис. 1.26. Топология и амплитудно-частотная характеристика микрополоскового фильтра на ферритовой подложке [151].

Устройство имеет значительный коэффициент перестройки и сравнительно небольшие управляющие поля, однако практическая реализация данной конструкции представлена не была.

Для уменьшения управляющих полей в работе [150] была предложена конструкция перестраиваемого копланарного резонатора, топология и эквивалентная схема которого показаны на Рисунке 1.27.

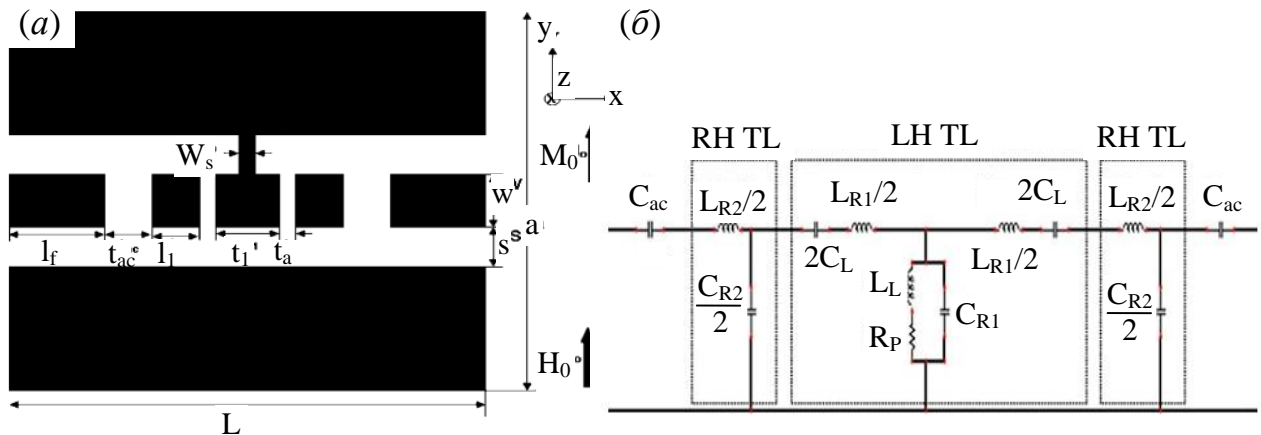


Рис. 1.27. Топология и эквивалентная схема копланарного резонатора на магнитоуправляемой подложке [150].

Использование последовательных емкостей и шунтирующих индуктивностей позволяет авторам говорить, что их линия передачи имеет свойства среды с отрицательной дисперсией.

В качестве материала подложки использовался коммерчески доступный феррит G-115, намагниченность насыщения которого равняется 1780 Гс, а ширина линии ФМР 30 Э. Особенность данного резонатора заключается в том, что при каскадировании его со стандартными резонаторами, не имеющими отрицательной дисперсии, можно добиться нулевой суммарной дисперсии. В принципе это должно позволить создавать небольшие по габаритам устройства с малыми управляющими полями. Однако, как видно из Рисунка 1.28, для достижения значительной перестройки на практике приходится прикладывать поля более 1 кЭ.

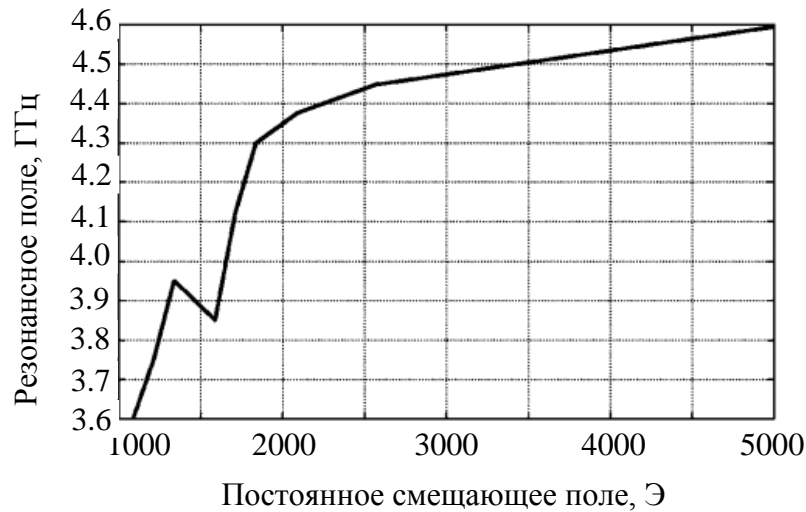


Рис. 1.28. Зависимость перестройки резонансной частоты от приложенного магнитного поля копланарного резонатора на ферритовой подложке [150].

Одним из перспективных путей улучшения параметров магнитоуправляемых сред является применение композиционных материалов, например, слоистых структур [156]. В данном случае подложка состоит из чередующихся слоев диэлектрика и ферромагнетика. Диэлектрические слои, толщиной 12.7 мкм, выполнены из капрона, а на них осуществлено напыление слоев ферромагнетика на основе аморфного кобальта толщиной 0.43 мкм, который является прозрачным для электромагнитной волны на рабочей частоте при нормальной к слоям ориентации вектора электрического поля. Подобная подложка имеет ФМР в диапазоне 1.49–4 ГГц при внешнем магнитном поле порядка 200 Э. В этой же работе предложена конструкция полосно-заграждающего фильтра, характеристика которого показана на Рисунке 1.29а. Как видно из рисунка, фильтр имеет значительный коэффициент перестройки, однако сам уровень заграждения не достигает значительных величин. Теми же авторами рассматривается реализация фазовращателя на основе подобной подложки, характеристика сдвига фазы которого показана на Рисунке 1.29б. Данный фазовращатель имеет фактор качества, равный 35 °/дБ на частоте 3 ГГц, и 7.8 °/дБ на частоте 9 ГГц, что по современным требованиям не является удовлетворительным результатом.

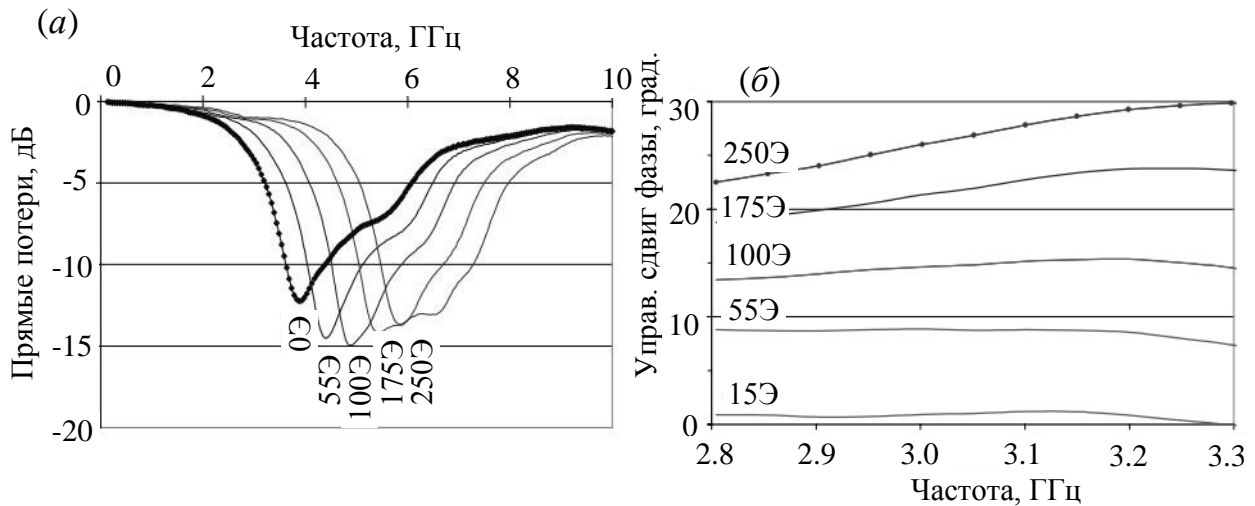


Рис. 1.29. Амплитудно-частотные характеристики полосно-заграждающего фильтра (а) и характеристики сдвига фазы управляемого фазовращателя (б) на слоистой подложке ферромагнетик-диэлектрик для нескольких значений управляющего поля [156].

Существуют и другие способы реализации магнитоуправляемых устройств, так, в частности, в работе [160] описан полосно-заграждающий фильтр, представляющий собой согласованную микрополосковую линию на арсенид-галлиевой подложке, взаимодействующую с пленкой ЖИГ на подложке из галлий-гадолиниевого граната. Действие такого фильтра основано на том, что при прохождении сигнала по линии она генерирует магнитное поле на его частоте, которое возбуждает ФМР в пленке ЖИГ. На это тратится энергия, что и проявляется в появлении провала порядка 30 дБ на АЧХ линии. Варьирование напряженности приложенного к пленке ЖИГ магнитного поля меняет частоту ФМР, а вместе с этим и центральную частоту полосы заграждения. Там же описан полосно-пропускающий фильтр, представляющий собой каскадное соединение двух таких ПЗФ, настроенных на разные частоты.

В работах [161, 162] реализована тривиальная идея построения фильтров на основе магнитодиэлектрических резонаторов, но они имеют очевидный недостаток — для их правильного функционирования необходимо иметь однородное магнитное поле в большом объеме.

Таким образом, несмотря на то, что перестраиваемые устройства на основе магнитоуправляемых сред демонстрируют в ряде случаев приемлемые, и даже хорошие параметры – по величине перестройки, по уровню потерь в полосе пропускания или подавления в полосе заграждения, они имеют существенные недостатки: большое энергопотребление, малую скорость перестройки и сильную нестабильность по температуре. И если влияние последнего недостатка еще можно устранить, применив термостатирование устройства или компенсирующую коррекцию магнитного поля, то два первых недостатка имеют принципиальный характер.

В устройствах, в которых в качестве активной среды используются сегнетоэлектрические материалы, эти недостатки в значительной мере преодолены. Новые фундаментальные исследования в области физики и технологии тонких сегнетоэлектрических пленок позволили к настоящему времени разработать различные устройства на их основе: фазовращатели, управляемые линии задержки, перестраиваемые полосовые фильтры и др. Сейчас в СВЧ-диапазоне наиболее широко применяются пленки на основе твердых растворов $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$ (BSTO) и $SrTiO_3$ (STO), относительная диэлектрическая проницаемость которых по отношению к СВЧ полю может изменяться в 2–3 раза при подаче внешнего электрического поля напряженностью 2–3 кВ/мм. Наиболее интересными для построения фазовращателей представляются BSTO пленки, которые обладают хорошей управляемостью вплоть до десятков гигагерц. Относительная диэлектрическая проницаемость BSTO материала составляет порядка 10^3 , и по этой причине сегнетоэлектрики в миллиметровом диапазоне могут быть использованы только в виде пленок, нанесенных на кристаллическую диэлектрическую подложку из сапфира или кварца [163].

Простейшим управляемым устройством с использованием сегнетоэлектрика является перестраиваемый фазовращатель, представляющий собой отрезок микрополосковой линии, подложка которой целиком состоит из сегнетоэлектрического материала [164, 165]. В нем управляющее напряжение подается непосредственно на полосковый проводник линии, а развязка входа и выхода по высокому постоянному напряжению осуществляется конденсаторами. Принцип работы такого

устройства заключается в следующем. При изменении управляющего напряжения изменяется диэлектрическая проницаемость подложки ϵ и, как следствие, эффективная диэлектрическая проницаемость $\epsilon_{\text{эфф}}$ МПЛ. Поскольку электрическая длина отрезка МПЛ, а следовательно, и набег фазы в нем пропорциональны $\epsilon_{\text{эфф}}$, то тем самым управляется фаза сигнала, проходящего отрезок МПЛ. Подобная конструкция с применением современных материалов описана в [166], где в качестве подложки используется композитная полимерная пленка толщиной 0.2 мм, а развязка осуществляется через микрополосковые полосно-пропускающие фильтры. Но даже в этом случае управляемый сдвиг фазы в 70° достигается приложением напряжения в 800 В. Аналогичным образом устроены перестраиваемые фазовращатели, описанные в работах [167,168].

На Рисунке 1.30 приведена конструкция управляемого фазовращателя [169] на основе копланарной линии передачи, частью подложки 1 которой является сегнетоэлектрическая пленка 2. В ней управляющее напряжение подается между центральным 4 и боковыми 3 электродами. Принцип его действия аналогичен описанному выше, т.е. сдвиг фазы происходит за счет изменений под действием напряжения погонных параметров линии. Выемки 5 в электродах сделаны для улучшения согласования.

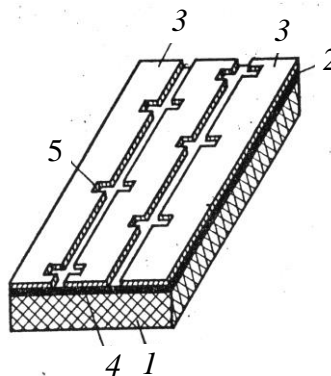


Рис. 1.30. Конструкция сегнетоэлектрического управляемого фазовращателя [169].

В работе [170] рассматривается принцип создания управляемой микрополосковой антенны на основе сегнетоэлектрической пленки. Используемая в работе BST сегнетоэлектрическая пленка на практике может позволить достичь изменения

диэлектрической проницаемости на 50% при подаче напряжения порядка 20 кВ. Однако на практике авторы смогли реализовать управляющее напряжение лишь до 1.5 кВ. Это связано со сложностями в реализации должной развязки при высоких напряжениях цепей смещения и фидера. На Рисунке 1.31 показана топология такой антенны и зависимость перестройки ее резонансной частоты от приложенного напряжения. Реализованное напряжение управления позволило добиться перестройки резонансной частоты всего на 3 %.

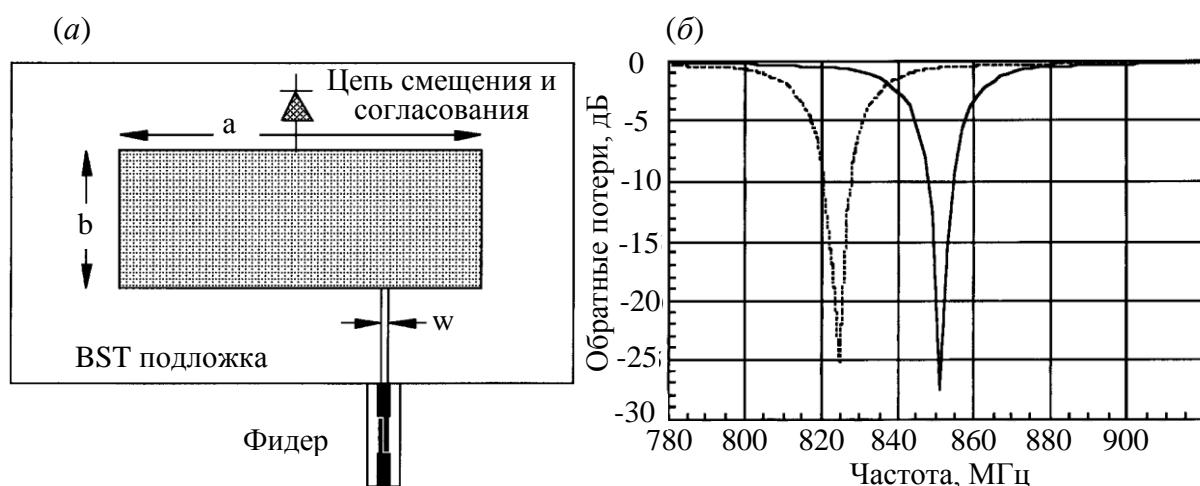


Рис. 1.31. Топология микрополосковой перестраиваемой антенны (а) и ее АЧХ обратных потерь (б) [170].

Как показано в работе [171], на основе сегнетоэлектрика можно создать антенну не только с частотной перестройкой, но и с управляемой диаграммой направленности, т.е. фазированную антенную решетку отражательного типа со сканированием луча. Конструкция отражателя антенной решетки показана на Рисунке 1.32а, который представляет собой диэлектрическую подложку со сплошной металлизацией на одной, нижней стороне. На верхней стороне подложки нанесена сегнетоэлектрическая пленка или слой, поверх которого нанесен проводник с двумерной периодической структурой щелей.

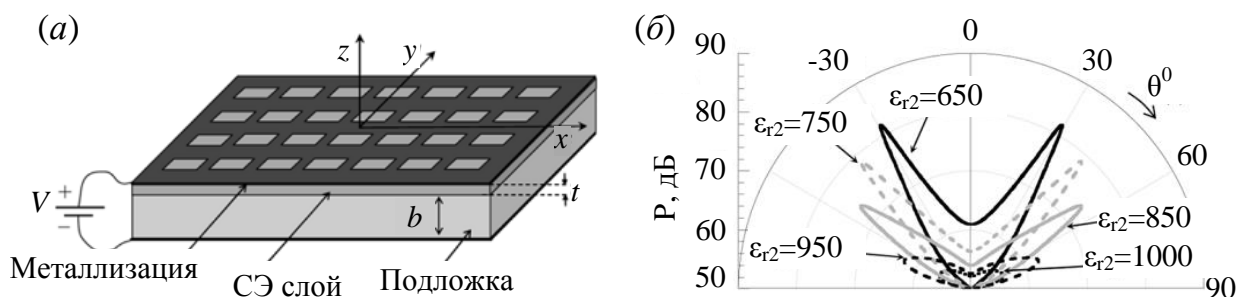


Рис. 1.32. Конструкция отражателя антенной решетки (*а*) и ее диаграмма направленности для разных значений диэлектрической проницаемости сегнетоэлектрической пленки (*б*) [171].

Для реализации подобной антенны необходимо выполнение ряда условий, накладываемых на сегнетоэлектрический слой, и эти условия подробно рассмотрены в статье. Наиболее важные из них относятся к толщине и диэлектрической проницаемости сегнетоэлектрического слоя. В работе рассчитаны характеристики двух антенных решеток для двух разных параметров сегнетоэлектрика, диаграмма направленности одной из них показана на Рисунке 1.32б для нескольких значений диэлектрической проницаемости сегнетоэлектрика.

Перестраиваемые фильтры на основе сегнетоэлектрических пленок представляют собой микрополосковую конструкцию, в подложку которой эта пленка интегрирована, а управляющее напряжение подается непосредственно на полосковые проводники резонаторов [172].

Основным недостатком управляемых устройств с сегнетоэлектрической пленкой, как считают авторы работы [173], является то, что они не могут работать с мощными СВЧ-сигналами из-за возникновения нелинейных явлений и появления больших активных потерь, которые могут приводить к разрушению пленочной структуры. По этой причине они предлагают использовать сегнетокерамику как альтернативу тонким пленкам. В указанной работе они предлагают конструкцию управляемого волноводного фазовращателя отражательного типа на основе трехслойной структуры (воздух - линейный диэлектрик - сегнетокерамика). В качестве электродов для подачи смещающего напряжения на поверхность сегнетокерамики нанесена встречно-штыревая топология медных полосковых проводников. Исследования полученного фазовращателя проводились в диапазоне 10–12 ГГц. Полученные результаты показали, что при приложении управляемого напряжения в 1000 В достигается управляемый сдвиг фазы в 10° .

Другим примером использования объемного сегнетоэлектрика является фазированная антенная решетка, представленная в работе [174]. Конструкция решетки показана на Рисунке 1.33. Ее особенностью является то, что излучающие

элементы совмещены с фазовращателями. Падающая от облучателя (прямоугольного волновода или рупорной антенны) волна проходит через сегнетоэлектрическую структуру, нижняя поверхность которой полностью металлизирована, а на верхней сформированы полосковые проводники. Количество проводников может варьироваться в зависимости от требований, предъявляемых к антенной решетке.

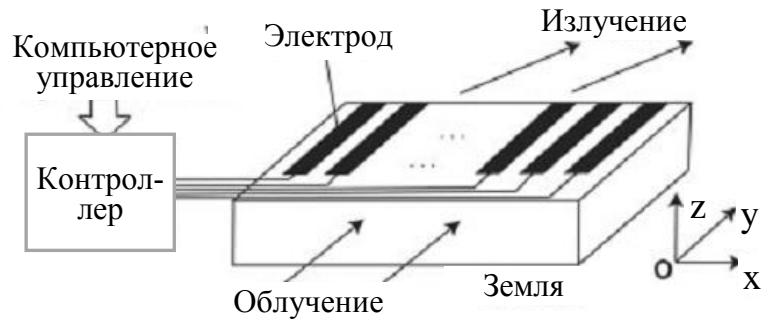


Рис. 1.33. Конструкция фазированной антенной решетки на основе сегнетоэлектрики [174].

Фазовый сдвиг в каждой ячейке, который управляется внешним напряжением, происходит за счет подачи напряжения между полосковым проводником, сформированным на поверхности, и нижним электродом. Таким образом, реализуется устройство с варьируемой величиной диэлектрической проницаемости, что и дает возможность получить управляемый набег фазы и изменяемую диаграмму направленности. Авторы предлагают теоретический расчет и моделирование для антенной решетки с рабочей частотой 10 ГГц. Так, для излучения в направлении $\varphi = -30^\circ$ необходимо, чтобы разность фазы между соседними участками сегнетоэлектрика составляла 72° . Для этого авторы разбивают сегнетоэлектрик на 20 областей, диэлектрическая проницаемость которых варьируется в диапазоне от 598.045 до 709.307. Однако для практической реализации подобной конструкции необходимо решить некоторые достаточно сложные задачи. В частности, необходимо создать систему подачи напряжения смещения на каждый элемент так, чтобы оно не влияло на диэлектрическую проницаемость соседнего участка. Для того чтобы контролировать сдвиг фазы на участке с высокой точностью, необходимо задавать напряжение смещения с еще более высокой точностью. Еще большей про-

блемой является то, что из-за большой диэлектрической проницаемости сегнетоэлектрика возникает значительное рассогласование импеданса на границе воздух - сегнетоэлектрик.

Несмотря на то, что практическое применение сегнетоэлектрических материалов в управляемых устройствах весьма ограничено вследствие больших диэлектрических потерь и высоких управляющих напряжений, они, тем не менее, привлекают последние несколько десятков лет значительный интерес исследователей, т.к. по величине и скорости перестройки они во многом удовлетворяют требованиям, предъявляемым к активным материалам. Кроме того, высокие значения диэлектрической проницаемости сегнетоэлектриков позволяют делать устройства миниатюрными.

Масштабные исследования СВЧ электромагнитных свойств жидких кристаллов и возможности их применения в управляемых устройствах СВЧ электроники начались относительно недавно. Как известно, молекулы жидких кристаллов, обладая дипольным моментом, легко поляризуются под воздействием электрических полей. За анизотропию и сильную дисперсию диэлектрических констант ЖК в области релаксации ответственны ориентационные механизмы поляризации. Для многих жидкокристаллических материалов эта область, как правило, попадает в радиочастотный диапазон, а поэтому существует принципиальная возможность создания на основе ЖК различных электрически управляемых устройств радиотехники. Принцип их работы схож с работой устройств на сегнетоэлектриках. Под действием управляющего поля меняется направление директора ЖК, а вместе с ним и направление оси анизотропии. При этом для электрического поля волны, распространяющейся в линии передачи, меняется величина ϵ ЖК, а значит и $\epsilon_{\text{эфф}}$ подложки и погонные параметры линии. Вследствие этого меняется и набег фазы и резонансная частота отрезка линии.

К преимуществам конструкций на ЖК можно отнести то, что управляются они как электрическим, так и магнитным полем, при этом управляющие напряжения для жидких кристаллов существенно меньше, чем для сегнетоэлектриков.

Кроме того, возможности управления существенно расширяются благодаря ориентирующему эффекту стенок, с которыми контактирует ЖК.

В большинстве своем на основе ЖК делают конструкции фазовращателей. Уже в 1992 году была предложена конструкция волноводного фазовращателя для миллиметрового диапазона частот [175]. Управление данным фазовращателем производилось с помощью внешнего электрического поля, при наличии внутреннего магнитного поля от магнитов, которые располагались вдоль меньших сторон волновода. Авторы смогли добиться перестройки около 120 градусов при управляющем напряжении до 200 В, что в настоящее время является неприемлемо высоким напряжением.

Другой пример жидкокристаллического фазовращателя, работающего на частоте порядка 20 ГГц, предложен в патенте [176]. Особенностью этой конструкции является то, что в ее основе лежит копланарная линия передачи, позволяющая использовать очень тонкий слой ЖК (несколько микрометров) и благодаря этому существенно увеличить скорость перестройки фазовращателя.

На Рисунке 1.34 показана конструкция устройства (*a*), его поперечный разрез (*b*) и характеристика сдвига фазы от управляющего напряжения (*в*). На рисунках введены следующие обозначения: (*a*) 2 – диэлектрическая подложка, 2*a* и 2*b* – выравнивающие слои, 2*c* – жидкий кристалл, 2*d* – земляной электрод, 3 – линия передачи, 3*a* – СВЧ вход, 3*b* – СВЧ выход, 4 – стеклянная пластина, 5 – управляющее напряжение; (*b*) 11 и 12 – выравнивающие подложки, 13*b* – жидкий кристалл, 24 – линия передачи, 25 – земляной электрод.

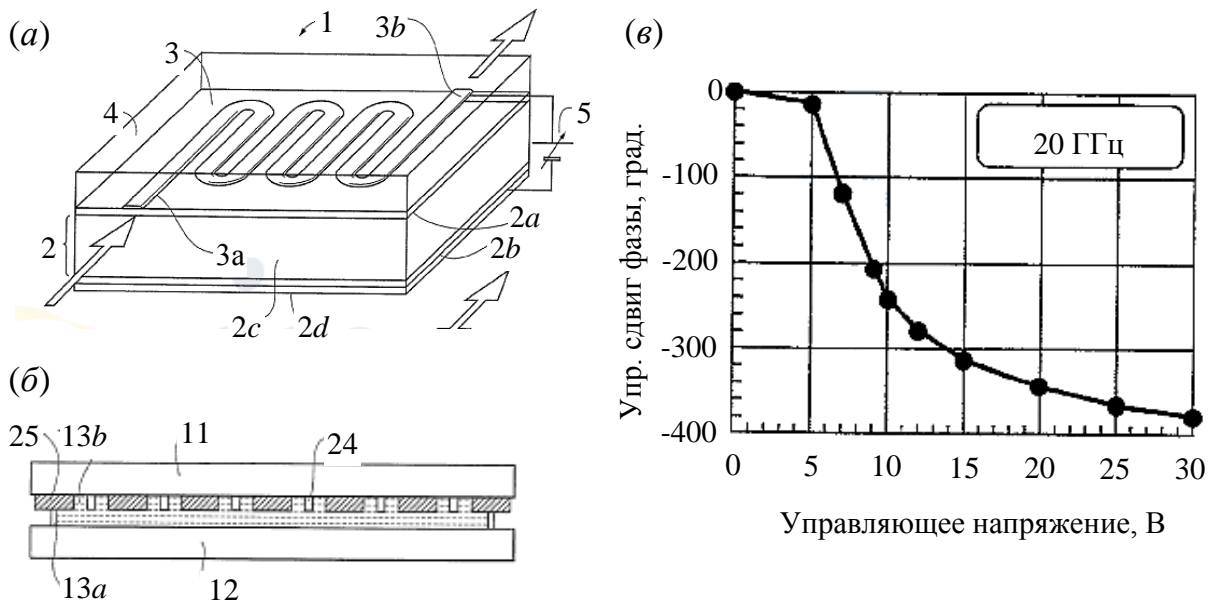


Рис. 1.34. Конструкция (а), поперечный разрез (б) и характеристика сдвига фазы управляемого жидкокристаллического фазовращателя на основе копланарной линии (в) [176].

Авторы смогли создать устройство, эффективно работающее в миллиметровом диапазоне частот, имеющее значительный коэффициент управляемого сдвига и сравнительно высокую скорость перестройки.

В работе [177] приведены результаты исследования двух конструкций электрически перестраиваемых ЖК фазовращателей. Они представляют собой инвертированную микрополосковую линию, встроенную в разрез копланарной линии. В первом варианте МПЛ однородна, а во втором – к ней подключены шлейфы (Рисунок 1.35а,б). Управляющее напряжение подается между сигнальным проводником и землей, толщина слоя ЖК – 100 мкм. Зависимости величины управляемого фазового сдвига от приложенного напряжения на трех частотах для первой конструкции показаны на Рисунке 1.35в. Вторая конструкция имела примерно на 10% больший управляемый фазовый сдвиг, но более высокие потери в рабочей полосе частот. Следует отметить, что эти устройства имели довольно высокий уровень потерь в рабочей полосе, 3 и 5 дБ соответственно, что связано скорее всего с большой величиной $\text{tg}\delta$ применявшегося ЖК.

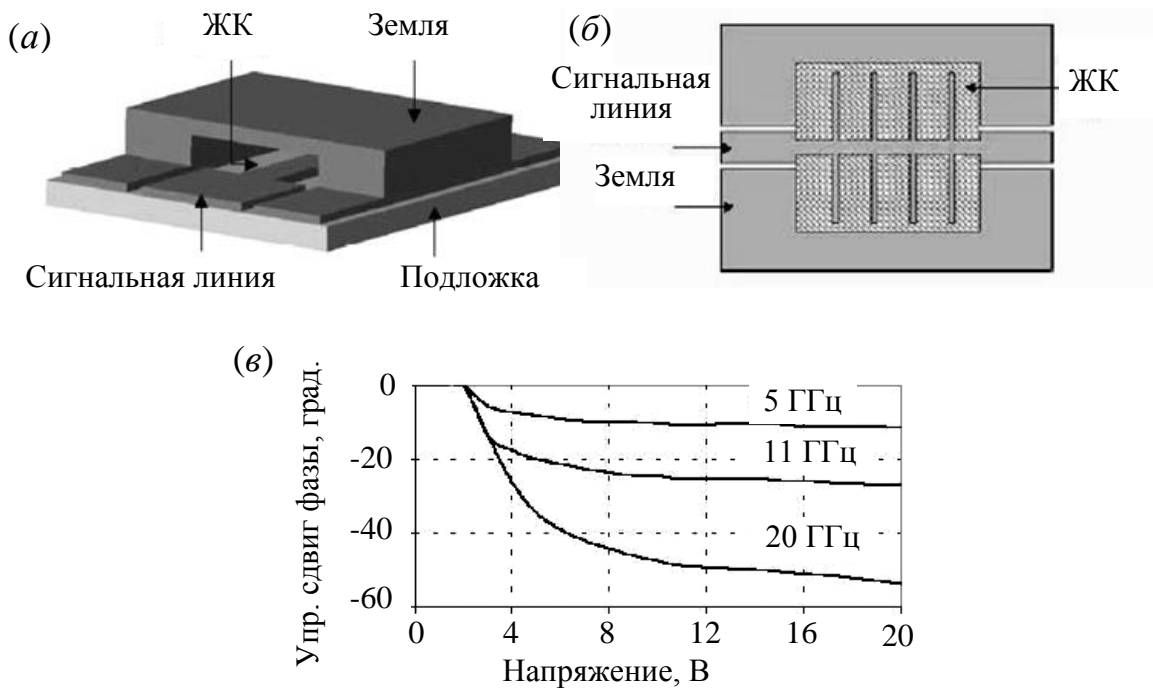


Рис. 1.35. Конструкция управляемого ЖК фазовращателя (*а,б*) и зависимость величины управляемого фазового сдвига от смещающего напряжения (*в*) [177].

Последние несколько лет активно стала исследоваться возможность создания ЖК устройств в терагерцовом диапазоне частот. Так, в работах [178–181] предложены способы реализации фильтров и фазовращателей на основе ЖК. В частности, в работе [178] описан жидкокристаллический фазовращатель для субмиллиметрового диапазона длин волн, где продемонстрирован управляемый фазовый сдвиг до 360 градусов на частоте 1 ТГц. Устройство представляет собой ячейку с радиопрозрачными стенками, заполненную нематическим ЖК (Е7), толщина слоя которого равна 1.83 мм. Управляющее напряжение подается на боковые медные электроды, также служащие стенками ячейки, создающие поперечное электрическое поле. Линейно поляризованная электромагнитная волна, проходя через ячейку, приобретает, в соответствии с эффектом Керра, фазовую задержку, зависящую от ориентации молекул ЖК. Управляющее напряжение и поле для фазового сдвига в 360 градусов на частоте 1 ТГц составляет 100 В и 95 В/см соответственно. Конструкция устройства показана на Рисунке 1.36а, а зависимости величины фазового сдвига от приложенного напряжения для четырех частот показаны на Рисунке 1.36б.

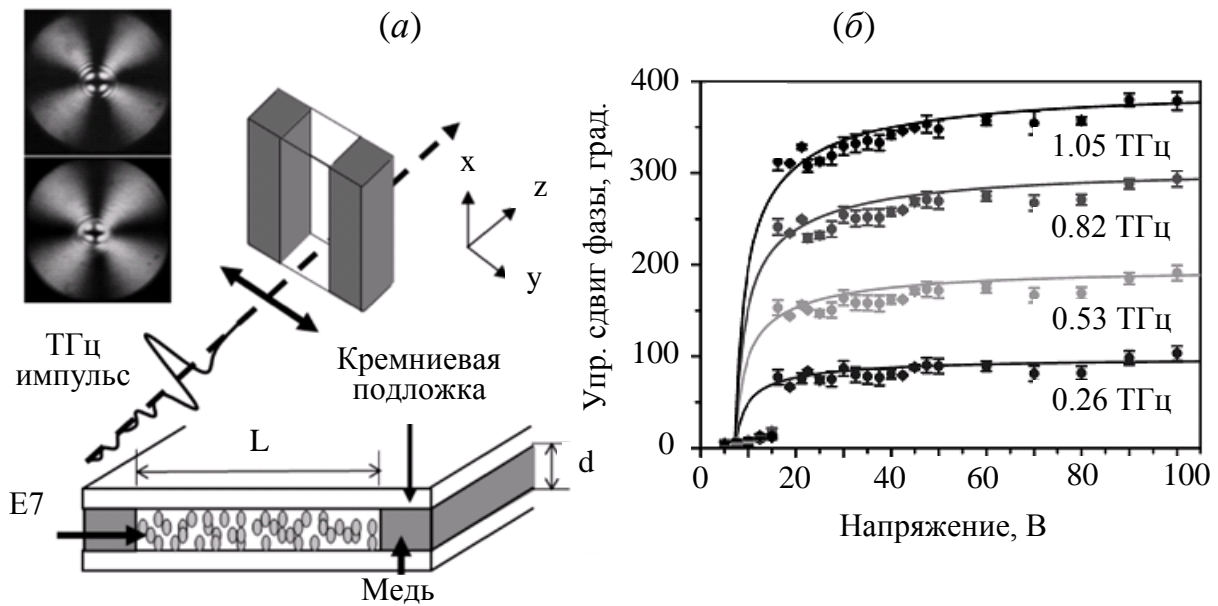


Рис. 1.36. Конструкция управляемого ЖК фазовращателя (а) и зависимости управляемого фазового сдвига от управляющего напряжения (б) для четырех частот [178].

Совсем недавно появились исследования, касающиеся перестраиваемых микрополосковых ЖК антенн [182–184], которые по своей конструкции подобны обычным микрополосковым антеннам, с тем отличием, что они являются инвертированными: диэлектрическая подложка с малой величиной ϵ у них обращена в сторону излучения, между ней и заземляемым электродом заливается ЖК. Полосковый проводник антенны наносится на внутреннюю, т.е. контактирующую с ЖК, сторону подложки.

Что касается перестраиваемых фильтров на основе ЖК, то в этом направлении работ практически не ведется. По-видимому, это связано с тем, что пока по добротности жидкие кристаллы уступают другим активным средам. Можно лишь отметить попытку создания перестраиваемого фильтра терагерцового диапазона оптического типа на основе эффекта Коттона-Муттона, характеристики которого далеки от приемлемых: вносимые потери 8 дБ при относительной ширине полосы пропускания 20 %.

К достоинствам управляемых устройств на основе жидких кристаллов следует отнести в первую очередь очень низкие управляющие напряжения и малое энергопотребление. По скорости перестройки они превосходят магнитоуправляе-

мые устройства, хотя и уступают сегнетоэлектрическим. Кроме того, узкий интервал температур ЖК фазы и их чрезвычайная чувствительность к изменениям температуры требуют термостатирования устройств. Небольшая (по сравнению с сегнетоэлектриками) анизотропия диэлектрической проницаемости ЖК сужает круг устройств, которые могли бы создаваться на их основе, однако перспективы использования управляемых фазовращателей миллиметрового диапазона длин волн оцениваются достаточно высоко.

В отличие от управляемых устройств, рассмотренных выше, далее речь пойдет об устройствах, подложки которых выполнены из обычных, не активных материалов, а управление осуществляется через подключенный в нужном месте, либо в разрыв полоскового проводника, либо между полосковым проводником и «землей», элемент с электрически перестраиваемой емкостью (вариконд, варактор) или с электрически перестраиваемым сопротивлением (*p-i-n*-диод). В большинстве случаев такое устройство представляет собой микрополосковый резонатор или их совокупность, а управление осуществляется посредством перестройки резонансной частоты при изменении емкости подключенного к резонатору перестраиваемого элемента.

Как правило, встречающиеся в литературе подобные устройства выполнены на основе двух типов перестраиваемых элементов: полупроводниковых [185–200] и сегнетоэлектрических [201–205] варакторах. Однако встречаются работы, в которых предложены альтернативные способы создания управляемых элементов, в частности, в работе [206] авторы предлагают конструкцию управляемой емкости на основе жидкого кристалла. Описанная там емкость может работать на частотах порядка нескольких гигагерц, имеет высокую добротность $Q = 310$ на частоте 4 ГГц и низкое управляемое напряжение 5 В. Однако максимальный коэффициент перестройки емкости равен всего 25.3 %, что сильно ограничивает область использования подобных элементов.

Устройства, использующие сегнетоэлектрические варакторы, имеют почти все те же достоинства и недостатки, что и устройства на подложках из сегнетоэлек-

трика. В частности, они имеют очень высокую скорость перестройки, обладают радиационной стойкостью и недороги. При создании устройств на основе сегнетоэлектрических варакторов, как и устройств на сегнетоэлектрических активных средах, используются тонкие пленки сегнетоэлектрика, которые наносятся на диэлектрическую подложку в соответствующих местах перед формированием полосковых проводников. В относительно низкочастотных устройствах перестраиваемая емкость выполняется в виде встречно-штыревой структуры (brush-структуры), под которую и нанесена пленка сегнетоэлектрика. В высокочастотных – перестраиваемая емкость представляет собой просто зазор между концами полосковых проводников, под которые предварительно нанесена сегнетоэлектрическая пленка. Например, в работе [201] описан перестраиваемый фильтр на подложке, покрытой слоем BSTO, поверх которого нанесены медные полосковые проводники шпильковых резонаторов, разрезанных в средней части (Рисунок 1.37а). Образованные таким образом зазоры представляли собой конденсаторы, емкость которых изменялась при приложении управляющего напряжения в пределах 0.25–0.5 пФ. Расчетные АЧХ фильтра показаны на Рисунке 1.37б. Центральная частота фильтра изменялась в диапазоне 4.59–4.86 ГГц. Столь узкий диапазон получился вследствие того, что коэффициент перестройки емкости был равен всего 2. Кроме того, даже при такой небольшой перестройке происходит уменьшение ширины полосы пропускания фильтра – с 240 до 220 МГц. Среднее значение вносимого затухания составило 3.5 дБ, что довольно много для двухзвенного фильтра с относительной шириной полосы пропускания ~ 4 %. Это общий недостаток для устройств на основе сегнетоэлектрика, связанный с высокой величиной диэлектрических потерь в нем.

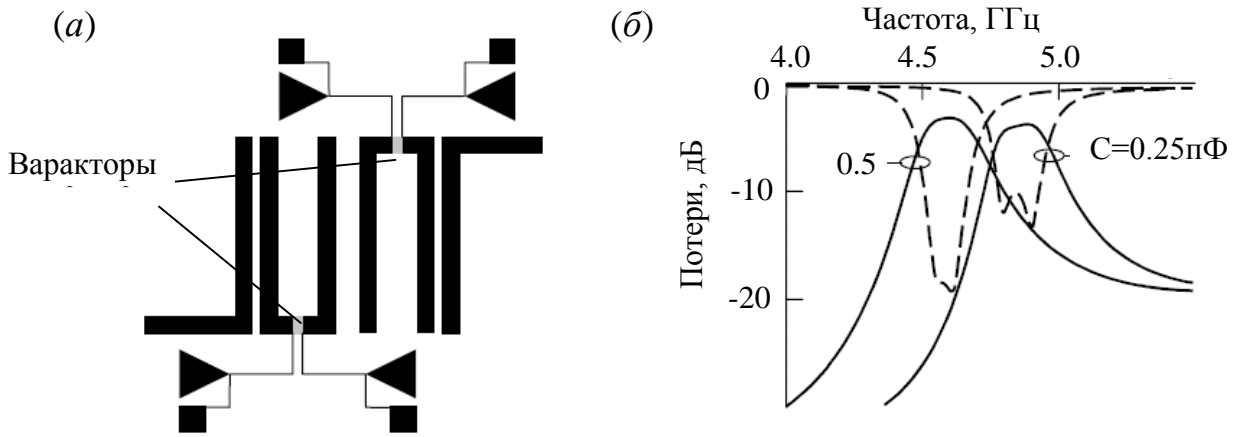


Рис. 1.37. Топология полосковых проводников перестраиваемого фильтра на сегнетоэлектрических варакторах (а) и его частотные характеристики для двух значений емкости варакторов (б) [201].

Пример более совершенного фильтра на сегнетоэлектрических варакторах представлен в работе [202] (Рисунок 1.38). Здесь конденсаторы также образованы зазорами в микрополосковых линиях, образующих резонаторы, под которые на подложку предварительно нанесена сегнетоэлектрическая пленка BSTO.

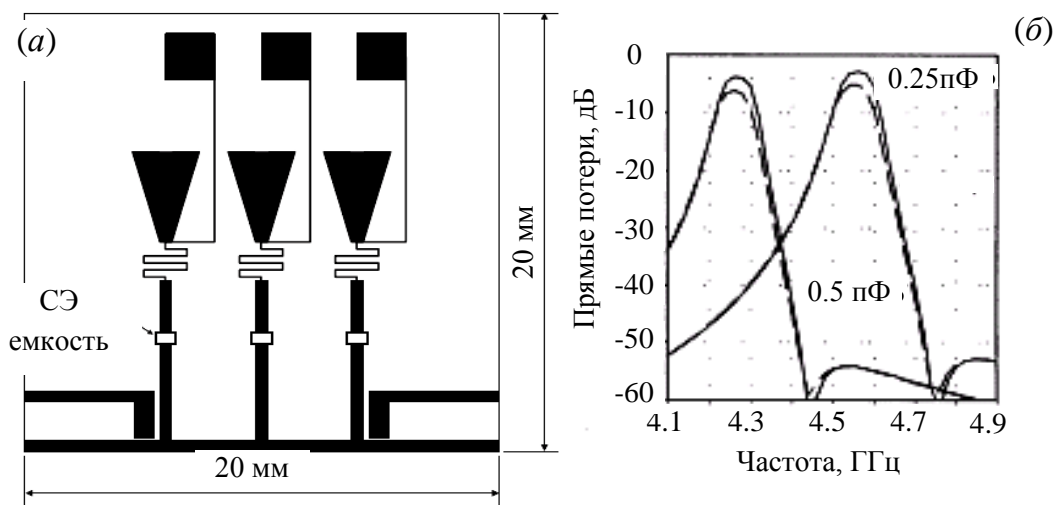


Рис. 1.38. Конструкция перестраиваемого микрополоскового фильтра на сегнетоэлектрических варакторах (а) и его частотные характеристики (для двух значений емкости варакторов) (б) [202].

На Рисунке 1.38б приведены его амплитудно-частотные характеристики при двух крайних значениях емкости конденсаторов. Видно, что данная конструкция позволяет перестраивать частоту практически не изменяя форму частотной характеристики, при этом диапазон перестройки резонансной частоты увеличился при

прежней величине параметра управляемости варакторов $C_1/C_2 = 2$. Однако такое перестроение требует управляющего напряжения в 150 В.

Авторы работы [203] смогли добиться 30% перестройки частоты фильтра с аналогичными по конструкции варакторами. Трехзвенный фильтр (Рисунок 1.39а), выполнен на подложке толщиной 0.381 мм из диэлектрика с $\epsilon = 9.9$ и $\text{tg}\delta = 0.0002$. Перестройка в пределах от 7.6 ГГц до 9.9 ГГц осуществлялась изменением управляющего напряжения на варакторах от 0 до 60 В. Ширина полосы пропускания ~ 0.48 ГГц, что в среднем составляет 5–6 % по относительной величине. Из Рисунка 1.39б, где приведены АЧХ этого фильтра для нескольких величин управляющего напряжения, видно, что назвать этот фильтр хорошим нельзя: вносимые потери 7 дБ и более, крутизна склонов полосы пропускания невелика.

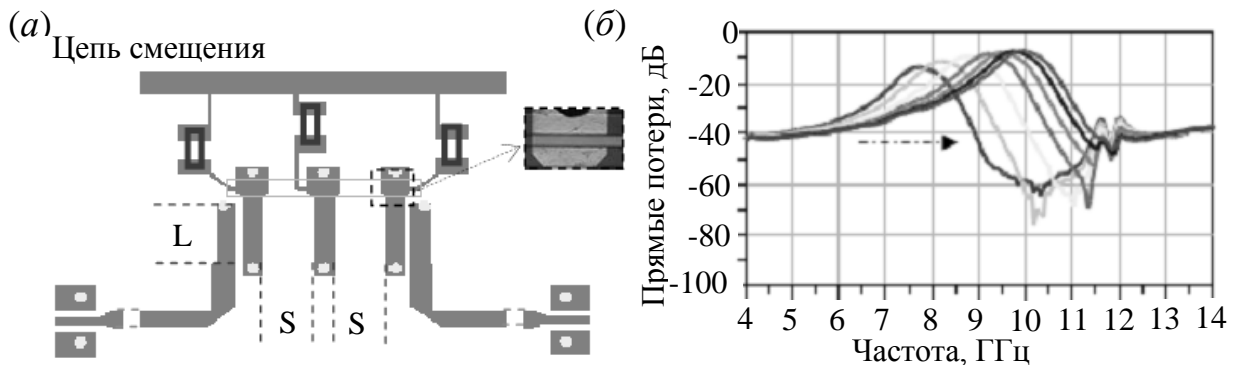


Рис. 1.39. Конструкция (а) и АЧХ (б) трехзвенного микрополоскового перестраиваемого фильтра на основе сегнетоэлектрических варакторов для нескольких значений управляющего напряжения [203].

Примеры создания управляемых фазовращателей на основе сегнетоэлектрических варакторов описаны также в работах [204, 205]. В первом случае фазовращатель выполнен в виде копланарной линии на двуслойной подложке: кремний толщиной 400 мкм и сегнетоэлектрическая пленка толщиной 0.5 мкм. Топология фазовращателя и частотные характеристики управляемого сдвига фазы для разных значений управляющего напряжения (на графике показана соответствующая перестройка центральной частоты полосы пропускания устройства) показаны на Рисунке 1.40.

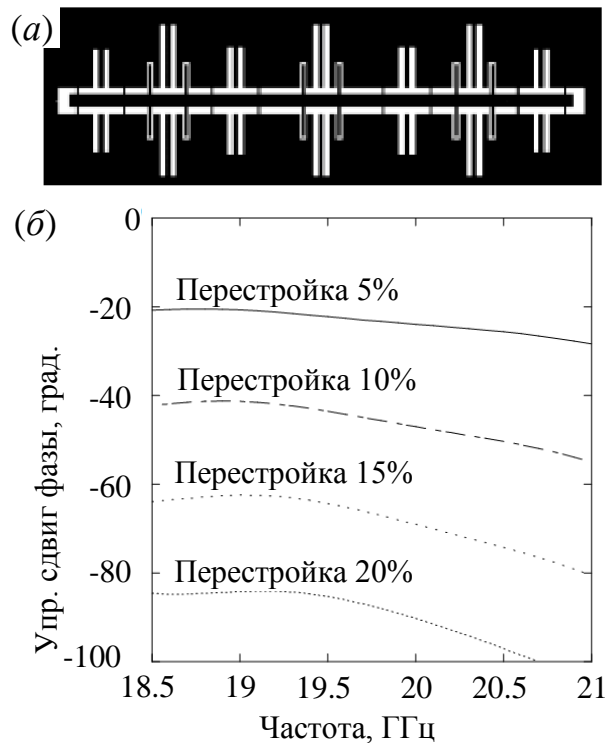


Рис. 1.40. Топология (а) и частотные характеристики управляемого сдвига фазы (б) копланарного фазовращателя на основе сегнетоэлектрических варакторов [204].

При управляющем напряжении 35 В сдвиг фазы достигал 90° , а фактор качества устройства составил $30^\circ/\text{дБ}$. К достоинствам такой конструкции фазовращателя следует отнести сравнительно невысокое управляющее напряжение и малые размеры, что позволяет интегрировать его непосредственно в микросхемы.

Таким образом, устройства на основе сегнетоэлектрических варакторов имеют в основном те же недостатки, что и устройства на сегнетоэлектрических подложках (пленках). Это высокие управляющие напряжения, большие потери в рабочей полосе, низкая управляемая мощность. К достоинствам следует отнести высокую скорость управления, малую потребляемую на управление мощность, возможность интегрального исполнения.

Управляемые устройства на основе полупроводниковых элементов являются наиболее массовыми и часто применяемыми в современных радиотехнических системах. Исследования по их развитию и усовершенствованию в последнее десятилетие приобрели колоссальный размах, что связано с внедрением массовых средств связи и навигации гражданского применения, например, систем GSM, GPRS, GPS,

ГЛОНАСС. Основой таких устройств в большинстве случаев служат полупроводниковые компоненты – диоды и транзисторы, изготавливаемые как на основе традиционных полупроводниковых материалов Si, GaAs, InP, так и на основе недавно предложенных AlN/AlGaIn/GaN/AlGaIn [205, 206].

Благодаря своей относительной простоте и большому числу положительных свойств полупроводниковые $p-i-n$ -структуры и варакторы нашли широчайшее применение в конструкциях многих разновидностей электрически управляемых устройств. Наиболее уверенно они заняли свою нишу в ВЧ- и СВЧ-диапазонах для управления уровнем и/или фазой сигналов, коммутации мощности в линиях передач, для защиты радиотехнической аппаратуры от случайных импульсов, для стабилизации мощности, а также в аттенюаторах.

Одна из новых областей применения полупроводниковых элементов – электрически управляемые антенны. В работе [207] варактор используется в полосковой антенне (Рисунок 1.41) для изменения ее электрической длины, что позволяет эффективно управлять ее рабочей частотой в сантиметровом диапазоне длин волн.

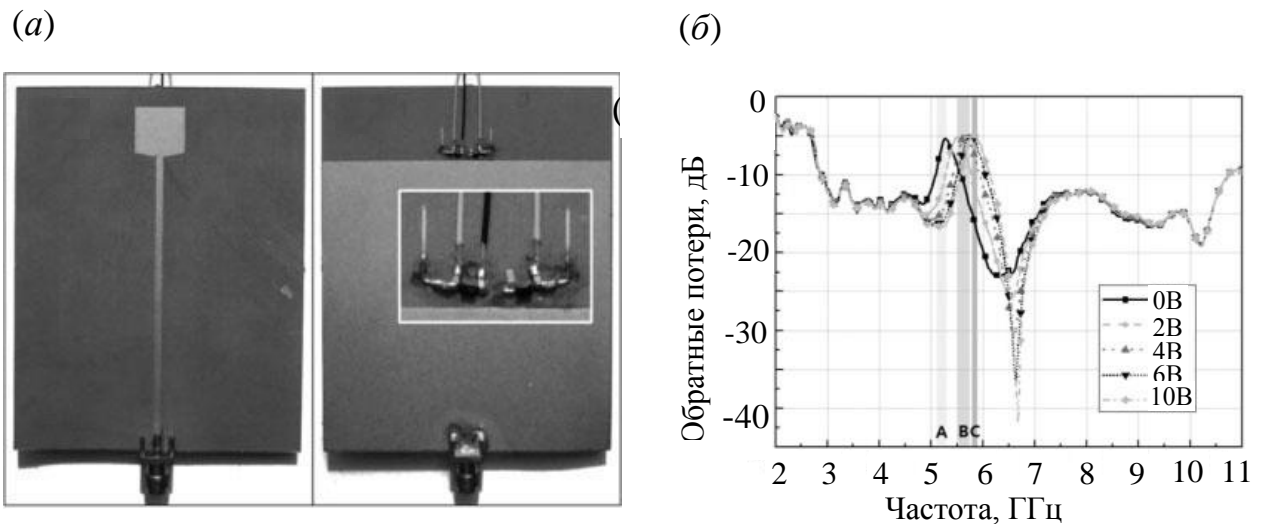


Рис. 1.41. Конструкция варакторно-управляемой полосковой антенны (а) и ее частотная характеристика (б) [207].

Другим примером использования варакторов является управляемая линия задержки (ЛЗ). Обычно управляемые линии задержки имеют механическое управление или управление на основе $p-i-n$ -диодов, однако в последнем случае устройства

имеют значительные вносимые потери, а управление – дискретный характер. Использование варакторов позволяет осуществлять плавное изменение группового времени задержки. В работе [208] представлена ЛЗ на двух трехдецибельных квадратурных мостах, которая дает управляемую задержку до нескольких наносекунд на частотах около 1 ГГц. Однако очевидно, что она имеет значительные вносимые потери.

В работах [209-212] несколькими группами авторов предлагаются конструкции управляемого фазовращателя, в основе которых лежит единая концепция: построение устройства на основе линии передач, нагруженной варакторами, замкнутыми на землю. На Рисунке 1.42 показаны две из них, на основе копланарной [209] и микрополосковой [212] линий.

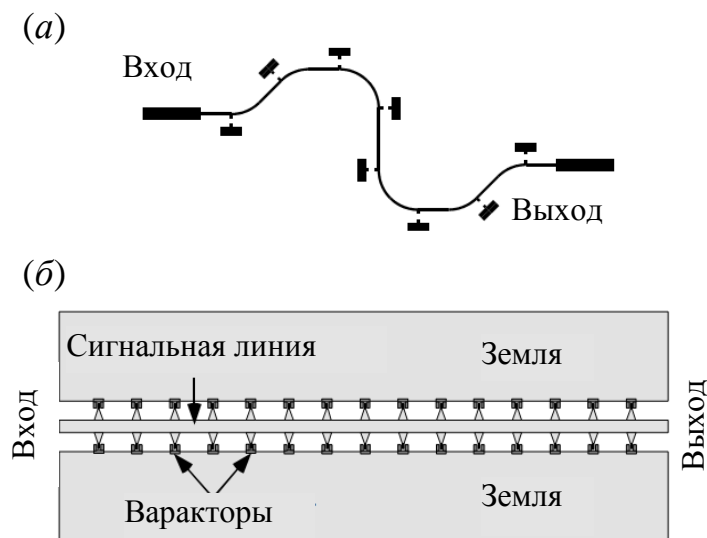


Рис. 1.42. Конструкции варакторно-управляемых фазовращателей на основе микрополосковой линии (а) [212] и копланарной линии (б) [209].

Дифференциальный сдвиг фазы в 360° достигался при включении 8 варакторов. К достоинствам этих конструкций авторы относят широкополосность, однако, если обратиться к частотным зависимостям коэффициента передачи и управляемого сдвига фазы в разных фазовых состояниях, например, в работе [209] (Рисунок 1.43), то можно увидеть, что фазовые состояния с большим дифференциальным сдвигом фазы имеют значительные вносимые потери, а также большие неравномерности этих потерь и дифференциального фазового сдвига в полосе.

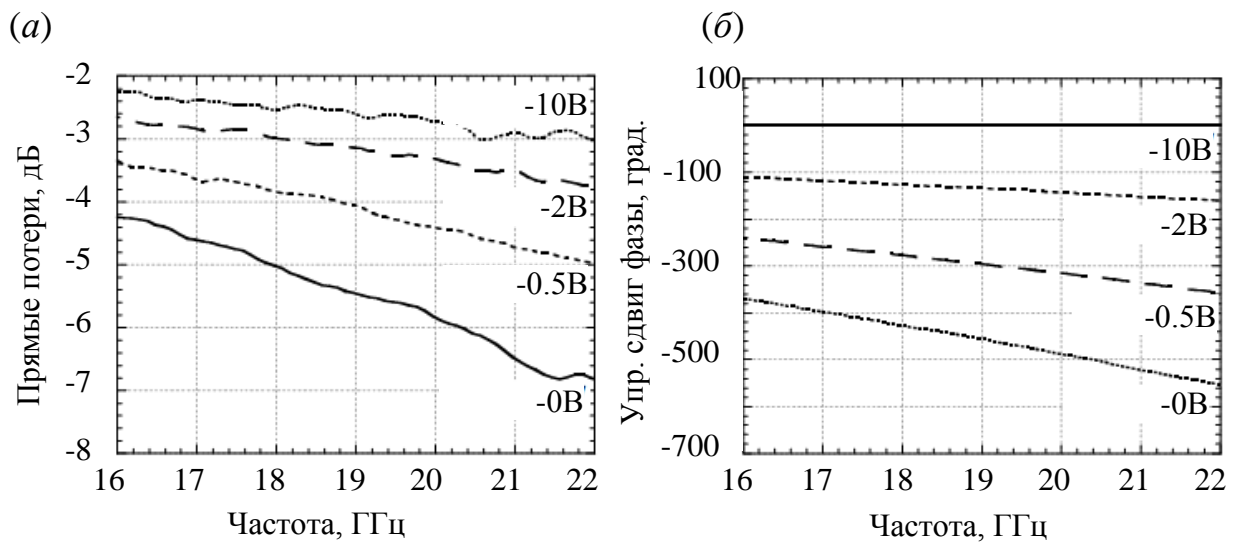


Рис. 1.43. АЧХ (а) и частотные характеристики (б) управляемого сдвига фазы устройства на основе копланарной линии передачи [209].

Устройства на основе полупроводниковых элементов имеют характеристики не хуже, а зачастую лучше, чем устройства на основе других технологий. Это подтверждается и большим количеством работ, посвященных созданию устройств на основе полупроводниковых варакторов, опубликованных за последние несколько лет.

Одним из новых и перспективных направлений создания управляемых устройств СВЧ является использование высокотемпературных сверхпроводников (ВТСП) [213–224]. Известно, что перевод сверхпроводникового материала из сверхпроводящего (S) состояния в нормально проводящее (N) состояние можно осуществлять не только за счет его нагрева, но и другими способами. Если сверхпроводник поместить в постоянное магнитное поле H , величина которого превышает некоторое критическое значение H_c , то сверхпроводник также перейдет из S- в N-состояние. S–N-переключение можно осуществить, пропуская через сверхпроводник ток больше критического ($I > I_c$), вызывающего разрушение сверхпроводимости. Лазерное излучение выше определенного уровня мощности также вызывает переход из сверхпроводящего состояния в нормально проводящее. С точки зрения технических приложений возможность переключать какой-либо элемент из одного состояния в другое является чрезвычайно интересной. Очевидно, способность к S–

N-переключению сверхпроводниковых материалов является перспективной для создания различных элементов управления и защиты.

В работе [214] предложена конструкция устройства, использующая возможность S–N-переключения сверхпроводниковых пленок для создания быстродействующих устройств ограничения СВЧ диапазона. На Рисунке 1.44 приведена упрощенная схема включения защитного S–N-устройства в цепь между антенной и приемником. Устройство предназначено для защиты входных цепей приемника от паразитных электромагнитных импульсов, которые, например, возникают при наличии помех или излучаются передатчиком, расположенным в непосредственной близости от приемника.

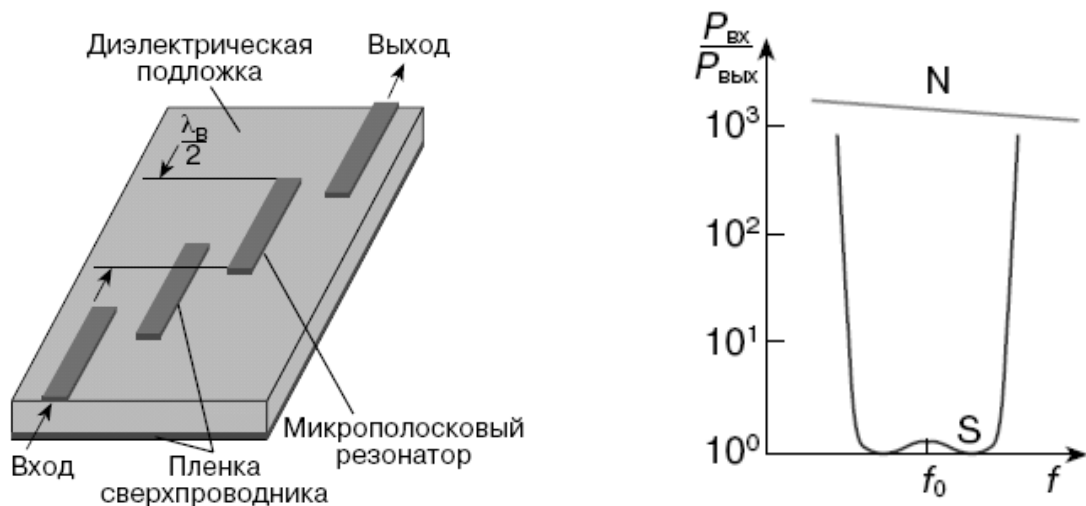


Рис. 1.44. Топология полосковых проводников защитного сверхпроводникового устройства и его амплитудно-частотная характеристика для S- и N-состояний [214]

Еще одно перспективное направление – это использование электрически перестраиваемых ВТСП фильтров для применения их в адаптивных следящих приемниках. Изменяя величину внешнего магнитного поля можно осуществлять перестройку в заданном частотном диапазоне. Особенность их конструкции состоит в практическом использовании такого физического явления, как спиновые волны [215]. Известно, что спиновые волны распространяются в монокристаллах и эпитаксиальных пленках железо-иттриевого граната (ЖИГ). Ферритовая эпитаксиальная пленка ЖИГ, выращенная на подложке галлий-гадолиниевого граната в форме

трапеции, непосредственно прикладывается к пленочной топологии ВТСП структуры. Перестройка осуществлялась при изменении подмагничивающего поля. Небольшое изменение поля (на 70 Э) смещает центральную частоту на 600 МГц (Рисунок 1.45). Подмагничивание осуществляется миниатюрными электромагнитами.

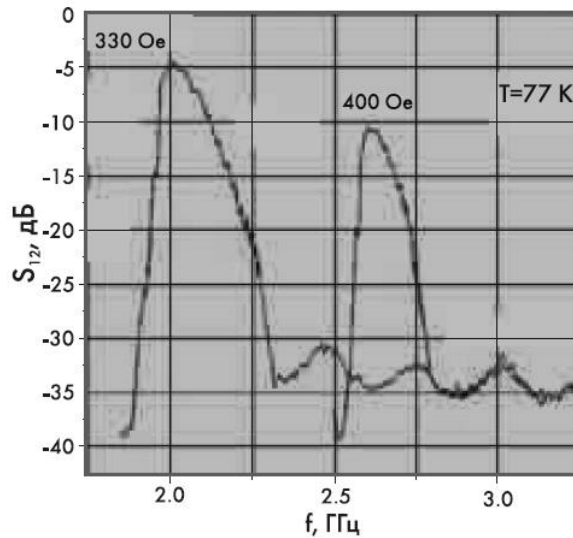


Рис. 1.45. Частотная характеристика управляемого фильтра на основе ВТСП структуры [215].

Активно исследуются ВТСП фазовращатели на основе магнитостатических волн в структурах феррит-сверхпроводник, сегнетоэлектрик-сверхпроводник. Обычно в качестве сегнетоэлектрика используется SrTiO_3 , а для создания проводников ВТСП пленка. При 30 К полученный фазовый сдвиг составил 23° [217]. В перестраиваемом фазовращателе [218] микрополосковая линия связана с ферритовым сердечником, длина и ширина которого составила соответственно 2.5 и 0.5 см. Разработанное устройство на частоте 10 ГГц при 77 К обеспечивает фазовый сдвиг 700° .

ВТСП материалы являются новыми и весьма перспективными для построения управляемых устройств с высокими характеристиками. Значительное число работ в настоящее время посвящено улучшению параметров ВТСП материалов на СВЧ, а также разработке управляемых устройств на их основе [219–224].

1.3 Проблемы, стоящие на пути создания современных частотно-селективных и управляемых устройств СВЧ

Проведенный аналитический обзор современных полосковых частотно-селективных и управляемых устройств показывает, что существует несколько важных проблем, стоящих на пути их широкого применения. Так, для создания частотно-селективных устройств к настоящему времени предложено большое разнообразие конструкций (топологий) полосковых и микрополосковых резонаторов. В то же время можно выделить несколько групп, в основе которых лежит определенный тип (конфигурация) резонатора, а вариации конфигураций резонаторов и их взаимного расположения обеспечивают все разнообразие конструкций устройств. Одной из наиболее актуальных задач, стоящих перед разработчиками, является изучение селективных свойств полосковых структур в зависимости от их конструктивных параметров. Это позволяет указать пути достижения высокой селективности устройств, например, за счет целенаправленного расположения полюсов затухания на заданных частотах АЧХ. Предложенный в [9] энергетический подход к определению коэффициентов связи МПР позволил выявить основные закономерности формирования полюсов затухания на АЧХ полосковых фильтров, и то, как влияют конструктивные параметры резонаторов, расстояние между ними, выбор точек подключения и т.д. на частотное положение полюсов. Однако по-прежнему остается нерешенным вопрос, связанный с более точным определением частот нулей коэффициента передачи на АЧХ связанных МПР, которым и соответствуют полюса затухания. Особенно это важно для ряда конструкций резонаторов, на основе которых можно создавать датчики для диагностики материалов на СВЧ. В связи с повсеместным внедрением современных широкополосных систем радиолокации и цифровой связи существует потребность в создании миниатюрных фильтров, характеризующихся высокой крутизной склонов АЧХ и протяженной полосой заграждения с высоким уровнем подавления в ней. Особенно остро эта проблема стоит в мегагерцовом и нижней части гигагерцового диапазона частот, где добротность традиционных полосковых резонаторов существенно уменьшается, а их размеры становятся неприемлемо большими. В последнее время существенно

возросли требования к вибро и термоустойчивости фильтров, работающих на стыке метрового и дециметрового диапазонов длин волн, обеспечиваемого традиционно фильтрами на сосредоточенных элементах. Поэтому актуальным является поиск компактных конструкций, основанных на полосковых технологиях, которые, как известно, обеспечивают выполнение перечисленных требований. Кроме того, возросли требования к ширине высокочастотной полосы заграждения, которая на МПФ традиционных конструкций не превышает двух октав. Известные приемы подавления паразитных полос пропускания использованием в фильтре разнотипных резонаторов и селективным подавлением добротности высших мод дают не всегда достаточную величину подавления ~ 30 дБ, а кроме того, значительно усложняют автоматизированное проектирование МПФ.

Анализ современного состояния в области полосковых управляемых устройств указывает на существование научно-технических проблем, включающих радиофизические и физико-технологические аспекты. При этом для устройств, использующих в основе своей работы разные активные среды, для достижения поставленной цели необходимо решить отличные друг от друга задачи. Прежде всего, это теоретические исследования основных характеристик и совершенствование конструкций управляемых устройств СВЧ, экспериментальные исследования волновых процессов в волноведущих структурах на основе различных активных сред, проектирование и разработка управляемых устройств на новых принципах.

Произведем сравнительную оценку состояния современных управляемых устройств на примере фазовращателей СВЧ, которые широко применяются в составе современных ФАР.

В настоящее время лидерами по характеристикам считаются фазовращатели на основе микроэлектромеханических систем, сочетающие в себе как малые вносимые потери (менее 1 дБ) практически во всем частотном диапазоне СВЧ (до 100 ГГц) при пренебрежимо малом потреблении мощности по цепям управления (единицы мВт), так и возможности монолитной технологии. Основной недостаток таких устройств – это сравнительно низкое быстродействие. Другим недостатком является ограниченное число механических переключений, то есть ограниченный

срок службы, существенно меньший, чем у полупроводниковых ключей. Кроме того, остается неясным, какова будет себестоимость MEMS-фазовращателей при массовом производстве, поскольку MEMS-технология изготовления характеризуется высокой сложностью разработки и большим количеством технологических операций.

Фазовращатели на полупроводниковых управляющих элементах, несомненно, перспективны, главным образом, благодаря возможности реализации монолитной схемы СВЧ на основе GaAs или Si, включающей в себя маломощные усилители, и имеющие при этом сравнительно малые массо-габаритные параметры. Между тем, фазовращатели на полупроводниковых элементах сравнительно дороги при массовом производстве, а кроме того, на частотах более 30 ГГц уступают по потерям своим сегнетоэлектрическим и MEMS аналогам. Так, фазовращатели на основе p-i-n структур работают при больших уровнях мощности, однако имеют малое быстродействие и требуют значительных затрат энергии на управление. В миллиметровом диапазоне качество работы p-i-n структур ухудшается, а в верхней части этого диапазона они вообще не работают. Фазовращатели, реализованные на основе p-n переходов, особенно созданные по микроэлектронной технологии, могут работать только при малых уровнях мощности, но в миллиметровом диапазоне, в котором сейчас начинает работать большинство телекоммуникационных систем, обладают большими потерями.

Ферритовые фазовращатели позволяют получать большие управляемые фазовые сдвиги при приемлемых потерях, однако их применение требует больших затрат энергии для управления. Кроме того, ферритовые фазовращатели имеют малое быстродействие и большие габариты по сравнению с длиной волны в миллиметровом диапазоне, что также затрудняет их использование в больших антенных решетках.

Фазовращатели на основе сегнетоэлектриков имеют малое время переключения, малое потребление энергии в цепях управления (единицы мВт), низкие фазовые шумы, меньшую, по сравнению с полупроводниковыми аналогами, себестои-

мость, а также возможность интегрального исполнения устройств на основе сегнетоэлектрика. В то же время, такие фазовращатели имеют сравнительно узкий диапазон перестройки рабочей частоты и высокий уровень напряжения, прикладываемого к электродам, что значительно усложняет конструкцию цепей развязки по управляющему сигналу.

Следует отметить, что представленные выше выводы, полученные при сравнении различных видов фазовращателей, в значительной мере справедливы и для других типов управляемых устройств.

Таким образом, на основе вышеизложенного можно сделать вывод о том, что известные к настоящему времени частотно-селективные и управляемые устройства не в полной степени отвечают требованиям, предъявляемым к ним со стороны разработчиков современных радиотехнических систем. В связи с этим, несомненно, актуальным является поиск как новых конструкций таких устройств, так и новых принципов их построения, которые позволили бы создавать миниатюрные и технологичные устройства с характеристиками лучшими чем у известных аналогов.

ГЛАВА 2. МОДИФИЦИРОВАННЫЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ МЕТОД РАСЧЕТА ЧАСТОТНО-ЗАВИСИМЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ СВЯЗИ ПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ

Как известно, взаимодействие электродинамических резонаторов количественно характеризуется коэффициентом связи k по аналогии с колебательными контурами. Для случая индуктивного взаимодействия двух колебательных контуров этот коэффициент можно выразить следующим образом [225]

$$k_L = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_1 L_2}}, \quad (2.1)$$

где L_1 и L_2 – индуктивности контуров, L_{12} – их взаимная индуктивность.

В случае чисто емкостного взаимодействия

$$k_C = \frac{C_{12}}{\sqrt{(C_1 + C_{12})(C_2 + C_{12})}}, \quad (2.2)$$

где C_1 и C_2 – емкости контуров, C_{12} – емкость, через которую осуществляется связь между контурами. В работе [5] приведена обобщенная формула для взаимодействия произвольных резонаторов с одинаковыми частотами, для которых известен прототип на сосредоточенных параметрах с инвертором сопротивления

$$k = \frac{K_{12}}{\sqrt{x_1 x_2}}, \quad (2.3)$$

где K_{12} – параметр инвертора, связывающий между собой последовательные контуры прототипов, а x_1 и x_2 – параметры крутизны реактивных сопротивлений контуров в резонансе. Там же было показано, что коэффициент связи можно выразить через резонансные частоты четных (even) ω_e и нечетных (odd) ω_o связанных колебаний двух одинаковых взаимодействующих резонаторов

$$k = \frac{\omega_o^2 - \omega_e^2}{\omega_o^2 + \omega_e^2}. \quad (2.4)$$

Вычислив частоты связанных колебаний через емкости и индуктивности взаимодействующих контуров и используя (2.1) и (2.2), можно получить [8, 226] коэффициент связи для контуров с одновременно индуктивным и емкостным взаимодействием

$$k = \frac{k_L + k_C}{1 + k_L k_C}. \quad (2.5)$$

В работах [8, 226] было показано, что формула (2.5) справедлива и для одинаковых регулярных параллельных микрополосковых резонаторов. Если резонаторы взаимодействуют по всей их длине l_r , то коэффициенты их индуктивной и емкостной связи совпадают с коэффициентами индуктивной и емкостной связи микрополосковых линий K_L и K_C , образующих данные резонаторы, но с противоположным знаком. Сами эти коэффициенты выражаются через погонные параметры линий следующим образом [227]

$$K_L = \frac{L_{12}}{L_1}, \quad K_C = \frac{C_{12}}{C_1 + C_{12}}, \quad (2.6)$$

где L_1, L_{12} – погонные индуктивность и взаимная индуктивность, а C_1 и C_{12} – погонные емкость и взаимная емкость взаимодействующих линий. Так как через эти же параметры выражаются относительные диэлектрические проницаемости и волновые сопротивления для четных и нечетных волн

$$\varepsilon^e = c^2(L_1 + L_{12})C_1, \quad \varepsilon^o = c^2(L_1 - L_{12})(C_1 + 2C_{12}), \quad (2.7)$$

$$Z_e = \sqrt{(L_1 + L_{12})/C_1}, \quad Z_o = \sqrt{(L_1 - L_{12})/(C_1 + 2C_{12})}, \quad (2.8)$$

то формулы (2.6) можно переписать как [8, 226]

$$K_L = \frac{\sqrt{\varepsilon^e} Z_e - \sqrt{\varepsilon^o} Z_o}{\sqrt{\varepsilon^e} Z_e + \sqrt{\varepsilon^o} Z_o}, \quad K_C = \frac{\sqrt{\varepsilon^o} / Z_o - \sqrt{\varepsilon^e} / Z_e}{\sqrt{\varepsilon^e} / Z_e + \sqrt{\varepsilon^o} / Z_o}. \quad (2.9)$$

В случае произвольной длины области связи l_s микрополосковых резонаторов коэффициенты их индуктивной и емкостной связи выражаются формулами [8, 226]

$$k_L = -K_L \left[\frac{l_s}{l_r} \cos(\pi l_s / l_r) - \frac{1}{\pi} \sin(\pi l_s / l_r) \right], \quad (2.10)$$

$$k_C = -K_C \left[\frac{l_s}{l_r} \cos(\pi l_s / l_r) + \frac{1}{\pi} \sin(\pi l_s / l_r) \right]. \quad (2.11)$$

Приведенные выше формулы для коэффициентов связи справедливы только вблизи резонансных частот, поэтому невозможно на их основе объяснить особенности амплитудно-частотных характеристик частотно-селективных и других устройств на основе взаимодействующих отрезков микрополосковых линий. К таким особенностям можно отнести, например, несимметричность формы АЧХ в области полосы пропускания фильтра или наличие полюсов затухания. Понимание закономерностей возникновения таких особенностей позволяет более рационально подходить к проектированию устройств. В этой связи важным является подход, предложенный в работе [9], где впервые была сформулирована концепция частотно-зависимых коэффициентов связи, выражаемых через энергии, запасаемые магнитным и электрическим полями взаимодействующих резонаторов. Очевидно, что каждой частоте будет соответствовать свое распределение высокочастотных токов и напряжений вдоль взаимодействующих полосковых проводников, которое будет определяться их геометрией и взаимным расположением.

Данный подход можно проиллюстрировать на примере двух одинаковых параллельных микрополосковых резонаторов [9], в которых каждая образующая их линия имеют погонную индуктивность L_1 и погонную емкость C_1 , а также погонные взаимные индуктивность L_{12} и емкость C_{12} . При наличии в них токов и напряжений можно записать линейные плотности энергии, запасаемые магнитным и электрическим полем, следующим образом

$$E_L = \frac{1}{2} L_1 (I_1^2 + I_2^2) + L_{12} I_1 I_2, \quad (2.12)$$

$$E_C = \frac{1}{2} C_1 (U_1^2 + U_2^2) + \frac{1}{2} C_{12} (U_1 - U_2)^2, \quad (2.13)$$

где I_1 и I_2 – токи, а U_1 и U_2 – напряжения на первом и втором полосковом проводнике.

Эти формулы можно переписать в виде

$$E_L = E_{1L} + E_{2L} + E_{12L}, \quad (2.14)$$

$$E_C = E_{1C} + E_{2C} + E_{12C}, \quad (2.15)$$

т.е. в виде сумм линейных плотностей энергий, запасаемых магнитным и электрическим полями, создаваемыми каждой полоской в отдельности

$$E_{1L} = \frac{1}{2} L_1 I_1^2, \quad E_{2L} = \frac{1}{2} L_2 I_2^2, \quad (2.16)$$

$$E_{1C} = \frac{1}{2} (C_1 + C_{12}) U_1^2, \quad E_{2C} = \frac{1}{2} (C_2 + C_{12}) U_2^2, \quad (2.17)$$

и совместно обеими полосками

$$E_{12L} = L_{12} I_1 I_2, \quad (2.18)$$

$$E_{12C} = -C_{12} U_1 U_2. \quad (2.19)$$

Противоположные знаки в последних формулах – свидетельство того, что магнитное и электрическое взаимодействия противофазны. Коэффициенты индуктивной и емкостной связи пары отрезков микрополосковых линий определяются как отношения линейных плотностей магнитной и электрической энергий, запасаемых полосками совместно к сумме линейных плотностей магнитных и электрических энергий, запасаемых каждым полосковым проводником

$$K_L = 2E_{12L} / (E_{1L} + E_{2L} + E_{1C} + E_{2C}), \quad (2.20)$$

$$K_C = -2E_{12C} / (E_{1L} + E_{2L} + E_{1C} + E_{2C}). \quad (2.21)$$

Для нахождения коэффициентов связи взаимодействующих резонаторов их разбивают на регулярные одиночные и связанные участки микрополосковых линий, находят плотности энергий (2.14) – (2.17) для каждого участка, а затем интегрированием по их длине определяют полные энергии, запасаемые магнитными и электрическими полями, создаваемые резонаторами по отдельности E_{1L} , E_{2L} , E_{1C} , E_{2C} и совместно E_{12L} , E_{12C} .

Коэффициенты индуктивной и емкостной связи резонаторов по аналогии с формулами (2.20) и (2.21) находятся из выражений

$$k_L(f) = 2E_{12L} / (E_{1L} + E_{2L} + E_{1C} + E_{2C}), \quad (2.22)$$

$$k_C(f) = -2E_{12C} / (E_{1L} + E_{2L} + E_{1C} + E_{2C}). \quad (2.23)$$

Подстановкой этих выражений в (2.5) находится полный частотно-зависимый коэффициент связи $k(f)$

$$k(f) = \frac{k_L(f) + k_C(f)}{1 + k_L(f)k_C(f)} \quad (2.24)$$

По существу, коэффициенты связи $k_L(f)$ и $k_C(f)$ отражают характер изменения соотношения энергий, переносимых на той или иной частоте с входного резонатора на выходной за счет индуктивного или емкостного взаимодействия. Следует отметить, что относительно простые аналитические выражения для $k_L(f)$, $k_C(f)$ и $k(f)$ можно получить только для небольшого числа простых случаев, которые рассмотрены в работе [9], на практике же задача нахождения коэффициентов связи решается численно. Важным результатом, полученным при использовании концепции частотно-зависимых коэффициентов связи, было объяснение природы полюсов затухания (нулей коэффициента передачи), наблюдаемых на АЧХ двухзвенных структур. Было показано, что полюсам затухания соответствует нуль полного коэффициента связи $k(f)$, вследствие того, что на этих частотах коэффициенты индуктивной и емкостной связи равны по модулю, но имеют противоположные знаки [9].

Однако предложенный в [9] подход не обладает достаточной точностью расчета коэффициентов связи, поэтому следует остановиться на результатах исследований, в которых рассмотренный выше энергетический подход к определению коэффициентов связи микрополосковых резонаторов модифицирован с целью повышения точности их расчета, а также объяснения особенностей АЧХ фильтров и эффектов немонотонной зависимости относительной ширины полосы пропускания от расстояния между резонаторами в конструкциях полосковых и микрополосковых фильтров.

Рассмотрим структуру из двух регулярных параллельных резонаторов (Рисунок 2.1) с длиной полосковых проводников l_r и длиной их области связи l_s , имеющих ширину проводников w и величину зазора между ними S . Полосковые проводники секции кондуктивно подключены к 50-омным линиям передачи на расстоянии

l_c от концов проводников. Численный анализ конструкции проводился на одномерной модели, состоящей из последовательно соединенных четырех отрезков одиночных и одного отрезка связанных микрополосковых линий. Эти отрезки образуются в результате деления конструкции на регулярные участки по границам области связи резонаторов и по точкам подключения внешних линий передачи. Параметры связанных линий, необходимые для расчета АЧХ, а также для получения на фиксированных частотах распределения токов и напряжений в проводниках, вычислялись в квазистатическом приближении [228] с учетом концевых емкостей [229]. Потери СВЧ мощности, связанные с поглощением в исследуемой микрополосковой структуре, учитывались введением собственной добротности резонаторов Q_0 , взятой из эксперимента.

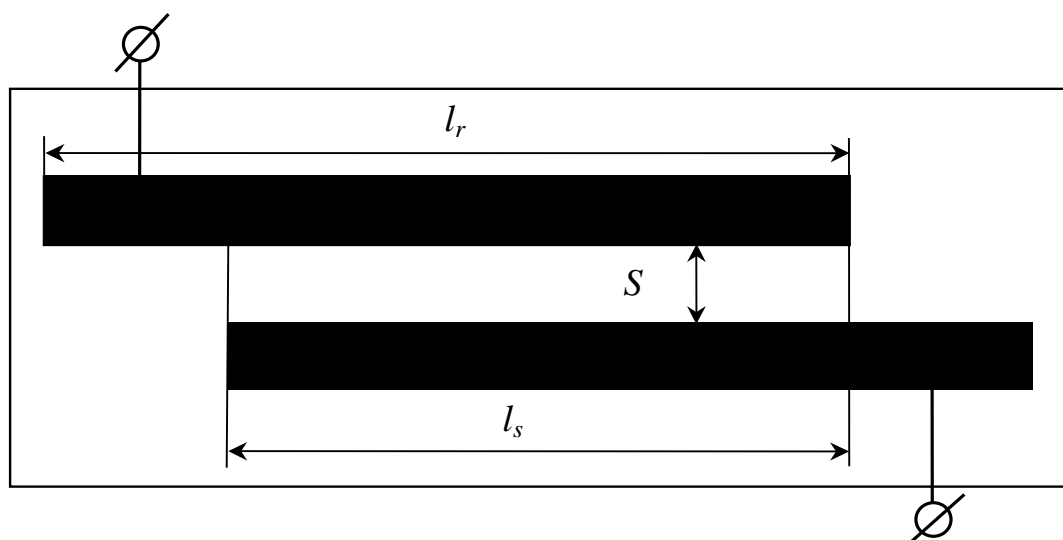


Рис. 2.1. Топология проводников двухзвенного фильтра на регулярных микрополосковых резонаторах.

Частотно-независимые коэффициенты индуктивного k_L и емкостного k_C взаимодействия МПР с произвольной относительной длиной области связи полосковых проводников $q = l_s/l_r$ можно найти по формулам, подобным (2.10) и (2.11), но учитывающим номер моды [226]:

$$k_L(q) = \frac{L_{12}}{L_1} \left[\frac{1}{n\pi} \sin(n\pi q) - x \cos(n\pi q) \right], \quad (2.25)$$

$$k_C(q) = \frac{C_{12}}{C_1 + C_{12}} \left[\frac{1}{n\pi} \sin(n\pi q) + x \cos(n\pi q) \right]. \quad (2.26)$$

Здесь, как и ранее L_1 и C_1 , L_{12} и C_{12} – соответственно погонные индуктивности и емкости, погонные взаимные индуктивности и погонные взаимные емкости связанных микрополосковых линий, а n – номер моды колебаний. Коэффициенты (2.25) и (2.26) не зависят от частоты и справедливы лишь вблизи частот собственных колебаний микрополосковых резонаторов, так же, как и коэффициент полной связи для любой выбранной моды колебаний, который определялся по формуле (2.5).

Предложенный в работах [230, 231] энергетический подход к вычислению частотно-зависимых коэффициентов связи в квазистатическом приближении позволяет оценить степень индуктивного и емкостного взаимодействия резонаторов вдали от резонансных частот, однако он, как уже отмечалось, недостаточно точен. В частности, частотное положение полюсов затухания на АЧХ, полученной численным расчетом тоже в квазистатическом приближении для микрополосковой структуры из двух взаимодействующих резонаторов, не совпадает с положением нулей коэффициента связи резонаторов.

В Таблице 1 для двухзвенной секции на подложке толщиной 1 мм из керамики ТБНС ($\epsilon = 80$) с полной длиной области связи полосковых проводников $l_s = l_r = 30$ мм, имеющих ширину 2 мм, представлены частоты первых трех полюсов затухания f_1, f_2, f_3 , наблюдаемых на АЧХ между полосами пропускания. Для этих полюсов здесь же приведены значения отклонений от них частот $\Delta f_1, \Delta f_2$ и Δf_3 нулей полного коэффициента связи, рассчитанного для четырех зазоров S между полосковыми проводниками исследуемой структуры на основе работ [230, 231].

Таблица 1. Частоты первых трех полюсов затухания на АЧХ двухзвенной секции и отклонения от них нулей полного коэффициентов связи.

S , мм	f_1 , МГц	Δf_1 , МГц	f_2 , МГц	Δf_2 , МГц	f_3 , МГц	Δf_3 , МГц
0.2	839	87.3	1614	159	2355	224
0.5	860	54.9	1624	95	2353	133
1.0	886	28.8	1634	48	2349	67
4.0	951	1.3	1655	2	2344	4

Из представленной таблицы видно, что различие частот увеличивается как с уменьшением зазора между резонаторами, так и с ростом частоты. Это обусловлено тем, что при вычислении коэффициентов связи в использованном подходе рассматриваются распределения тока и напряжения по длине полосковых проводников для некоторой усредненной волны, получаемой в приближении почти невзаимодействующих резонаторов. В результате максимальная относительная погрешность формул, отражающих частотные зависимости коэффициентов связи, растет пропорционально квадрату коэффициента полной связи на резонансных частотах. Кроме того, такой подход не позволяет вычислять частотные зависимости коэффициентов взаимодействия более сложных резонаторов, включающих в себя многосвязные линии, например, шпилечных резонаторов.

От названных недостатков свободен изложенный далее модифицированный энергетический метод расчета частотно-зависимых коэффициентов связи МПР. В этом методе при вычислении магнитных и электрических энергий используются комплексные величины распределения по длине полосковых проводников рассматриваемой структуры токов $I_{1,2}(x)$ и напряжений $U_{1,2}(x)$, найденных в квазистатическом приближении на любой заданной частоте. Очевидно, что эти распределения могут существенно отличаться на «входном» и «выходном» МПР. Магнитная (индуктивная) и электрическая (емкостная) энергии, запасаемые в отдельности каждым резонатором, определяются как суммы активной и реактивной энергий, которые принято называть полными или комплексными энергиями [232], и вычисляются по формулам, аналогичным [230]

$$E_{1,2L} = \frac{1}{2} \int_0^{l_r} L_1 I_{1,2}(x) I_{1,2}^*(x) dx, \quad (2.27)$$

$$E_{1,2C} = \frac{1}{2} \int_0^{l_r-l_s} C_1 U_{1,2}(x) U_{1,2}^*(x) dx + \frac{1}{2} \int_0^{l_s} (C_1 + C_{12}) U_{1,2}(x) U_{1,2}^*(x) dx, \quad (2.28)$$

где знак звездочка означает операцию комплексного сопряжения.

Однако при определении индуктивной и емкостной энергии, запасаемых резонаторами совместно, в отличие от [230], будем пользоваться следующими выражениями

$$E_{12L} = \text{Im} \int_0^{l_r} L_{12} I_1(x) I_2^*(x) dx, \quad E_{12C} = \text{Im} \int_0^{l_r} C_{12} U_1(x) U_2^*(x) dx, \quad (2.29)$$

которые описывают лишь реактивную часть полной энергии.

Частотно-зависимые коэффициенты индуктивной и емкостной связи находятся по следующим формулам:

$$k_L(f) = \frac{2E_{12L}}{E_{1L} + E_{2L} + E_{1C} + E_{2C}} \cdot \frac{1}{K}, \quad k_C(f) = \frac{-2E_{12C}}{E_{1L} + E_{2L} + E_{1C} + E_{2C}} \cdot \frac{1}{K}. \quad (2.30)$$

Приведенные формулы отличаются от формул (2.22) и (2.23) [230, 231] лишь наличием множителя $1/K$, где $K = |U_{\text{вых}}| / |U_{\text{вх}}|$ – коэффициент передачи по напряжению с входа микрополосковой структуры на выход. Этот множитель обеспечивает точное совпадение рассматриваемых коэффициентов связи с известными [230, 231] при стремлении частоты к нулю. Учитывая, что погонные параметры связанных микрополосковых линий L_1 , C_1 , L_{12} и C_{12} являются константами, зависимость коэффициентов индуктивной и емкостной связи (2.30) от частоты обусловлена исключительно частотными зависимостями распределения токов и напряжений по длине проводников в формулах (2.27 – 2.29). Частотная зависимость полного коэффициента связи вычислялась по формуле (2.24).

На Рисунке 2.2 для сравнения приведены частотные зависимости коэффициентов связи, вычисленные по известной (а) и по предлагаемой (б) методике для рассмотренной выше двухзвенной микрополосковой структуры, связанной по всей длине резонаторов и с величиной зазора между полосковыми проводниками $S=0.5$ мм.

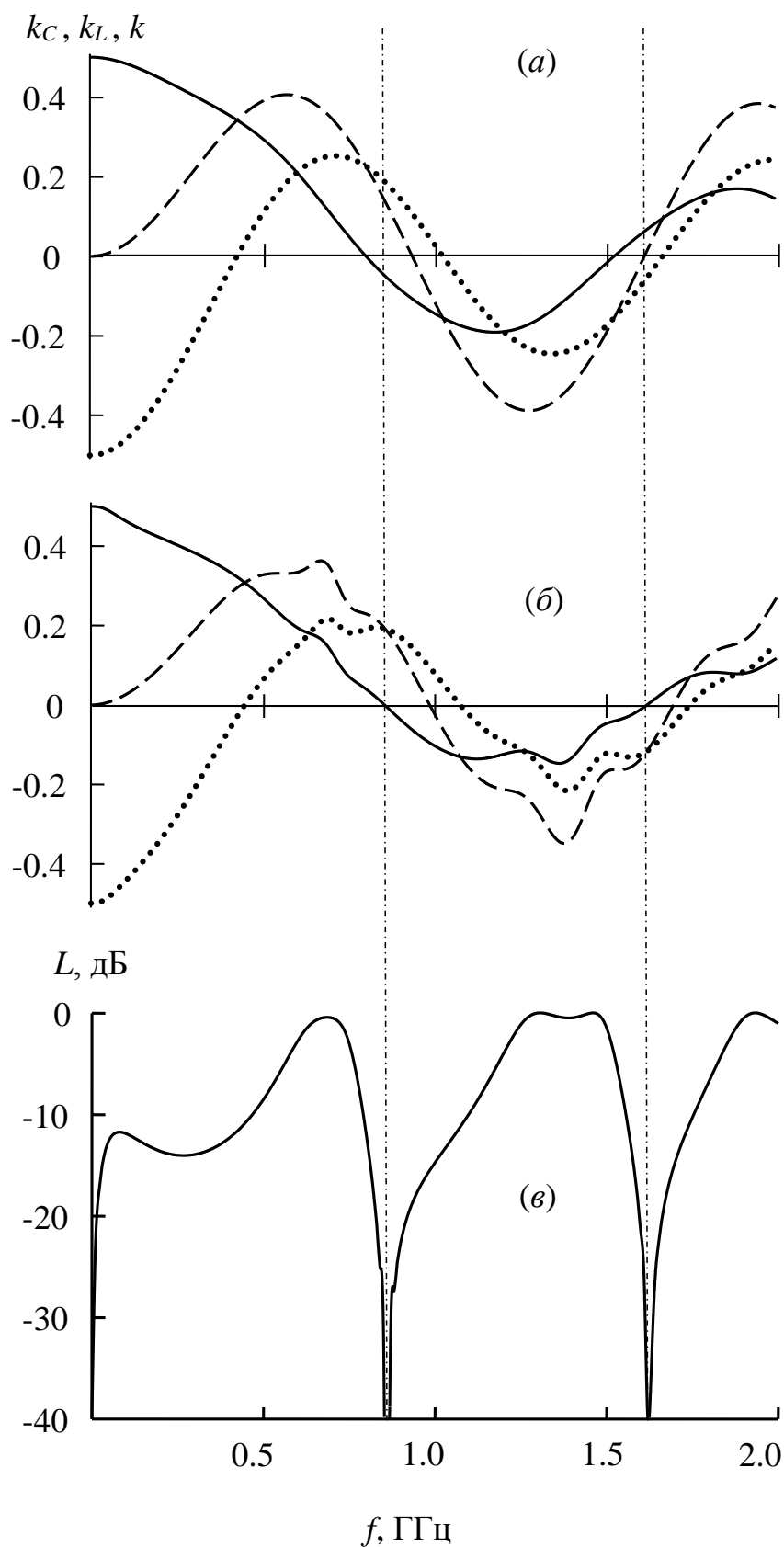


Рис. 2.2. Частотные зависимости коэффициентов емкостной (точки), индуктивной (штриховая линия) и полной (сплошная линия) связи резонаторов двухзвенного микрополоскового фильтра, рассчитанные по известной – (а) и по предложенной – (б) методике; (в) – АЧХ фильтра.

Здесь же приведена амплитудно-частотная характеристика (ϵ). Хорошо видно, что на вновь полученных частотных зависимостях коэффициентов связи в области полос пропускания двухзвенного фильтра появились небольшие «осцилляции», отражающие резонансы четных и нечетных мод колебаний. Видно также, что частоты нулей коэффициентов связи на «старых» и «новых» зависимостях заметно отличаются, однако нули полного коэффициента связи, вычисленного по предлагаемой методике, точно совпадают с частотами полюсов затухания. Более того, такое же точное совпадение наблюдается на всех частотах при любых конструктивных параметрах секции, в том числе и при любой величине зазора между полосковыми проводниками.

Как показали исследования поведение частотно-зависимых коэффициентов связи, определенных из энергетических соотношений, хорошо согласуется с особенностями амплитудно-частотных характеристик полосковых конструкций частотно-селективных устройств. В частности, становится понятной природа полюсов затухания на АЧХ, частоты которых являются точками компенсации индуктивного и емкостного взаимодействия резонаторов. Изучение частотных зависимостей коэффициентов связи резонаторов позволяет сравнительно просто определять параметры микрополосковой структуры, при которых наблюдается максимальная чувствительность положения одного или нескольких полюсов затухания к диэлектрической проницаемости подложки. Как будет показано в дальнейшем, такие структуры могут служить основой для различных СВЧ датчиков.

Результаты, изложенные в данной главе, опубликованы в работе [243].

ГЛАВА 3. ОСОБЕННОСТИ КОЭФФИЦИЕНТОВ СВЯЗИ МИКРОПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ В КОНСТРУКЦИЯХ ПОЛОСНО- ПРОПУСКАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ

Микрополосковые частотно-селективные устройства имеют длительную историю развития и были одними из первых планарных устройств, нашедших широкое применение в технике СВЧ. Благодаря простоте своей конструкции, надежности, технологичности, низкой стоимости и, конечно, возможности быстрого расчета основных характеристик данные фильтры представляют неизменный интерес для разработчиков радиоэлектронной аппаратуры. Однако, как показал опыт их разработки и применения, существует ряд особенностей, наблюдаемых на АЧХ таких устройств, которые требуют более глубокого их изучения, что позволит не только лучше понять физические принципы их работы, но и существенно улучшить их масса-габаритные и электрические характеристики.

3.1 Коэффициенты связи регулярных микрополосковых полуволновых резонаторов

Как уже отмечалось ранее, для количественного описания взаимодействия микрополосковых резонаторов (МПР) обычно используются коэффициенты емкостной k_C , индуктивной k_L и полной связи k . Эти коэффициенты на частотах, близких к резонансным, определяются из погонных характеристик взаимодействующих микрополосковых линий, образующих МПР, и как правило, являются монотонно убывающими функциями зазора S между проводниками. Однако для МПР, содержащих нерегулярности в виде скачков ширины полоскового проводника, может наблюдаться немонотонная зависимость $k(S)$ [234], обусловленная различием поведения емкостного и индуктивного взаимодействия резонаторов при изменении величины зазора между проводниками. При этом заданная величина k , а следовательно, и заданная ширина полосы пропускания фильтра на таких резонаторах может быть реализована при одном, двух и даже при трех существенно различающихся зазорах между полосковыми проводниками идентичных МПР [235]. Обнаруженный эффект имеет место только в случае близких к уравновешенным в полосе пропускания фильтра коэффициентов связи k_C и k_L , но противоположных по

знаку. При синтезе фильтра в такой ситуации получается три независимых решения, отвечающих заданной полосе пропускания, которые отличаются только зазорами между МПР [236]. Причем минимальному зазору соответствует преимущественно емкостная связь резонаторов при индуктивной того же порядка, среднему зазору соответствует преимущественно индуктивная связь при емкостной того же порядка, а максимальному зазору – индуктивная связь при существенно меньшей емкостной. При этом в полосе пропускания значения полных коэффициентов связи всех трех фильтров близки друг другу, однако вне полосы пропускания они резко отличаются. В результате фильтры, имея одинаковую ширину полосы пропускания, существенно отличаются не только уровнями затухания мощности в полосах заграждения, но и имеют различную крутизну склонов амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) слева и справа от полосы пропускания.

В случае регулярных МПР, взаимодействующих по всей длине полосковых проводников, индуктивная связь превалирует над емкостной при любой величине зазора между проводниками, поэтому с ростом зазора коэффициент полной связи всегда монотонно падает, т.е. особенностей в поведении $k(S)$ не наблюдается. В связи с этим следует рассмотреть взаимодействие регулярных микрополосковых резонаторов в зависимости от длины области связи их проводников. И, как показали исследования, при определенных длинах области связи МПР могут наблюдаться такие же особенности в поведении $k(S)$, как и в случае нерегулярных резонаторов, но лишь на частотах второй полосы пропускания. Полученные результаты хорошо согласуются с экспериментом.

Рассмотрим секцию из двух регулярных параллельных резонаторов (Рисунок 3.1) с длиной полосковых проводников l_r и длиной их области связи l_s , имеющих ширину проводников w и величину зазора между ними S . Полосковые проводники секции кондуктивно подключены к 50-омным линиям передачи на расстоянии l_c от концов проводников. Численный анализ конструкции проводился на одномерной модели, состоящей из последовательно соединенных четырех отрезков одиночных и одного отрезка связанных микрополосковых линий.

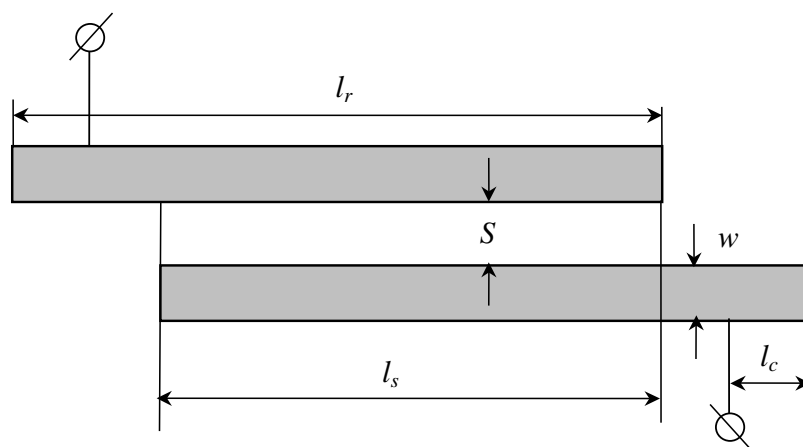


Рис. 3.1 Топология проводников двухзвенного фильтра на регулярных микрополосковых резонаторах.

Как известно, вблизи резонансных частот рассматриваемой конструкции фильтра, в случае максимальной длины области связи резонаторов ($l_s=l_r$) и диэлектрической проницаемости подложки $\epsilon > 1$, коэффициент индуктивной связи всегда превалирует над емкостным [226]. При этом емкостное взаимодействие на любой моде колебаний действует в противофазе с индуктивным, уменьшая тем самым суммарное взаимодействие МПР [231]. Однако при изменении длины области связи полосковых проводников могут наблюдаться некоторые особенности в поведении коэффициентов связи. В частности, суммарное взаимодействие резонаторов на высших модах колебаний может радикально отличаться от их взаимодействия на первой моде колебаний [237].

Коэффициенты индуктивного k_L и емкостного k_C взаимодействия МПР с произвольной относительной длиной области связи их полосковых проводников $q=l_s/l_r$ можно вычислить по формулам [226]

$$k_L(q) = \frac{L_{12}}{L_1} \left[\frac{1}{n\pi} \sin(n\pi q) - q \cos(n\pi q) \right], \quad (3.1)$$

$$k_C(q) = -\frac{C_{12}}{C_1 + C_{12}} \left[\frac{1}{n\pi} \sin(n\pi q) + q \cos(n\pi q) \right].$$

Здесь L_1 и C_1 , L_{12} и C_{12} – соответственно погонные индуктивности и емкости, взаимные индуктивности и взаимные емкости связанных микрополосковых линий, а n номер моды колебаний. Коэффициенты (3.1), как известно, не зависят от частоты и справедливы лишь вблизи частот собственных колебаний микрополосковых резонаторов. Частотно-независимый коэффициент полной связи для любой выбранной моды колебаний определялся по формуле

$$k(q) = \frac{k_L(q) + k_C(q)}{1 + k_L(q) \cdot k_C(q)}. \quad (3.2)$$

На Рисунке 3.2 представлены зависимости коэффициентов емкостного (точки), индуктивного (штриховые линии) и полного взаимодействия резонаторов (сплошные линии) от относительной длины области связи их полосковых проводников, построенные по формулам (3.1–3.2) для первой (a) и второй (b) моды колебаний.

В расчетной модели использовались следующие конструктивные параметры микрополосковой структуры: диэлектрическая проницаемость подложки $\varepsilon = 50$, ее толщина $h = 2$ мм, ширина полосковых проводников $w = 1$ мм при зазоре между ними $S = 2$ мм. Видно, что на первой моде колебаний при $q \approx 0.65$ коэффициент емкостной связи обращается в нуль, а на второй моде колебаний он равен нулю уже при двух значениях $q \approx 0.32$ и $q \approx 0.78$.

В этих особых точках взаимодействие между резонаторами становится чисто индуктивным, а следовательно, коэффициент связи перестает зависеть от диэлектрической проницаемости подложки. В результате относительная ширина первой полосы пропускания микрополоскового фильтра, у которого перекрытие резонаторов $l_s/l_r \approx 0.65$, будет устойчивой к изменению ε , а относительная ширина второй полосы пропускания фильтра не будет зависеть от ε подложки соответственно при $l_s/l_r \approx 0.32$ и $l_s/l_r \approx 0.78$.

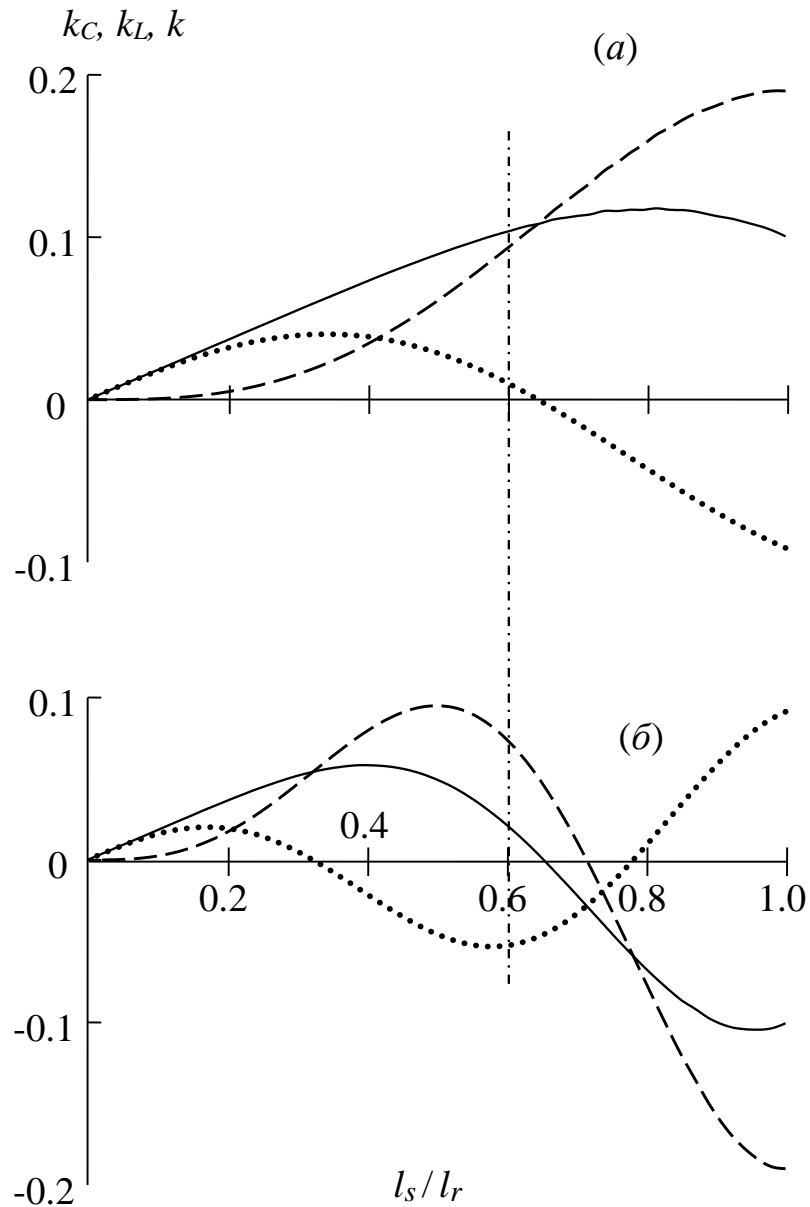


Рис. 3.2. Зависимости коэффициентов емкостного (точки), индуктивного (штриховые линии) и полного (сплошная линия) взаимодействия резонаторов от относительной длины области связи на резонансных частотах первой (а) и второй (б) мод колебаний.

Рассмотрим теперь другую особенность взаимодействия резонаторов, обнаруженную на второй и более высоких модах колебаний. Из Рисунка 3.2 видно, что при области связи полосковых проводников резонаторов $l_s/l_r = 0.6$, отмеченной штрихпунктирной линией, на второй моде колебаний, в отличие от первой, индуктивное и емкостное взаимодействия МПР противофазны и близки по модулю так же, как на первой моде колебаний в микрополосковых структурах на нерегулярных

резонаторах. Это означает, что при такой длине области связи МПР может наблюдаться аномальное поведение зависимости полного коэффициента связи от величины зазора между полосковыми проводниками S .

Действительно, благодаря более сильной зависимости коэффициента емкостного взаимодействия от S по сравнению с индуктивным, а также противофазному действию этих коэффициентов, величина полного коэффициента связи на частотах второй моды колебаний, в отличие от первой моды, ведет себя немонотонно в зависимости от величины зазора (Рисунок 3.3).

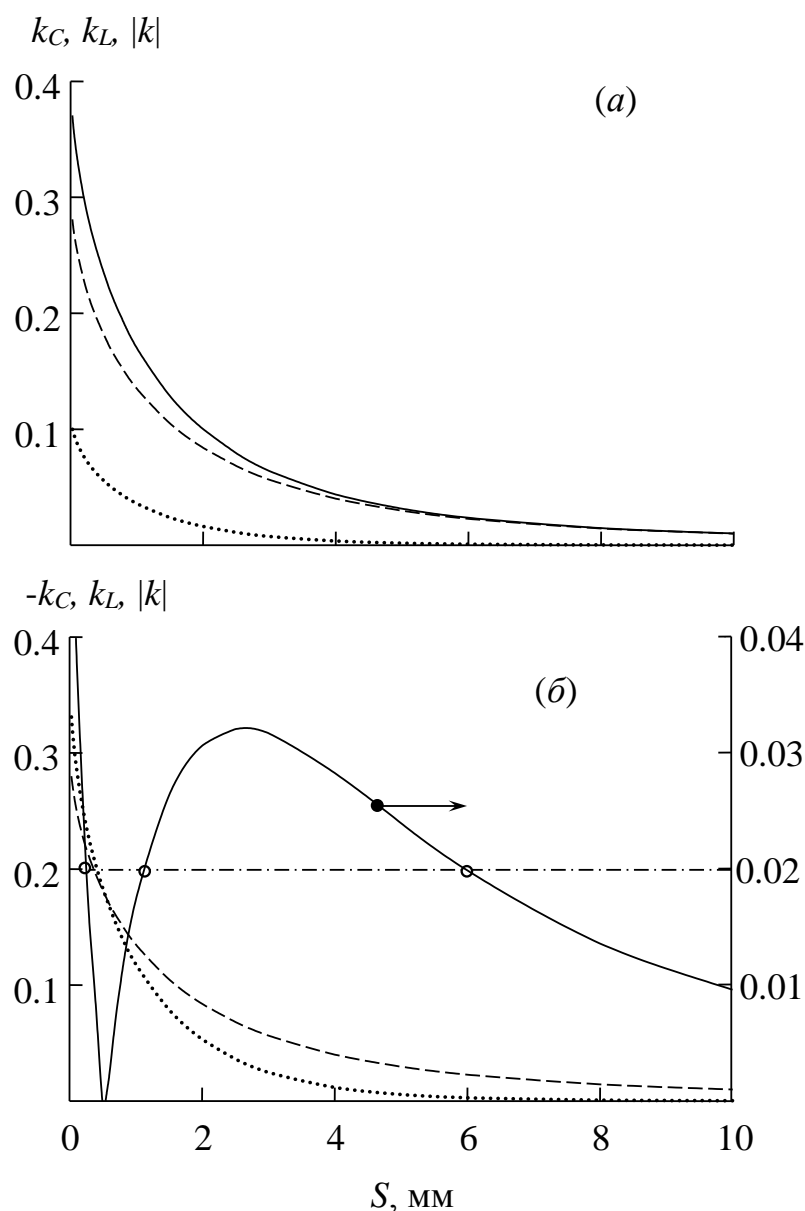


Рис. 3.3. Зависимости коэффициентов емкостного (точки), индуктивного (штриховые линии) и полного (сплошные линии) взаимодействия резонаторов от зазора между проводниками резонаторов при $l_s/l_r=0.6$ для первой (а) и второй (б) мод колебаний.

В результате в микрополосковой структуре из регулярных резонаторов при $l_s/l_r=0.6$ одну и ту же величину полного коэффициента связи на второй моде колебаний, например $|k|=0.02$, а значит и фиксированную ширину полосы пропускания, можно реализовать при трех, сильно различающихся зазорах между полосковыми проводниками, отмеченных на Рисунке 3.3 белыми точками. При этом наименьшему зазору S_1 , отвечающему заданной величине коэффициента связи, соответствует преимущественно емкостное взаимодействие резонаторов на фоне индуктивного того же порядка. Среднему зазору S_2 соответствует преимущественно индуктивное взаимодействие на фоне емкостного того же порядка. И наконец, максимальному зазору S_3 соответствует также преимущественно индуктивное взаимодействие на фоне исчезающе малого емкостного.

Этот эффект может наблюдаться лишь в довольно узком интервале областей связи полосковых проводников $l_s/l_r \approx 0.6-0.7$. На частотах третьей моды колебаний существует уже две еще более узких области связи резонаторов, где также возможна реализация трех фильтров с одинаковой полосой пропускания, отличающихся только зазорами между полосковыми проводниками.

Для экспериментальной проверки полученных результатов были изготовлены три макета двухзвенных микрополосковых фильтров на подложках из керамики ТЛ-75 ($\epsilon = 50$) толщиной 2 мм, конструктивно отличающихся только зазорами между полосковыми проводниками. Длина проводников МПР в фильтрах $l_r=54$ мм, а их ширина $w=1$ мм, при этом длина области связи резонаторов $l_s=34$ мм, т.е. $l_s/l_r \approx 0.6$. Величины зазоров, обеспечивающих одинаковую ширину второй полосы пропускания амплитудно-частотной характеристики фильтров $\Delta f = 24$ МГц по уровню -3 дБ от уровня минимальных потерь, предварительно определялись из численного анализа рассматриваемой конструкции в квазистатическом приближении.

После изготовления устройств, на цифровом измерительном микроскопе определялись средние по длине области связи МПР величины зазоров $S_1 = 0.82$ мм, $S_2 = 2.61$ мм и $S_3 = 4.49$ мм. Именно измеренные значения топологии проводников фильтров использовались в дальнейшем при их теоретическом анализе.

На Рисунке 3.4 слева для трех образцов фильтров сплошными линиями представлены рассчитанные АЧХ в области второй полосы пропускания, а точками показаны результаты измерений.

Справа на этом же рисунке приведены частотные зависимости коэффициентов связи резонаторов, вычисленных с применением модифицированного энергетического подхода. Видно, что максимальная крутизна низкочастотного склона АЧХ наблюдается в фильтре с минимальным зазором между проводниками МПР. При этом связь между резонаторами преимущественно емкостная на фоне индуктивной того же порядка, а полюс затухания находится слева от полосы пропускания. Максимальная крутизна высокочастотного склона АЧХ наблюдается в фильтре со средним зазором между проводниками МПР. При этом связь между резонаторами преимущественно индуктивная на фоне емкостной того же порядка, а полюс затухания находится уже справа от полосы пропускания. Для фильтра с максимальным зазором между проводниками МПР крутизна склонов АЧХ примерно одинаковая. При этом связь между резонаторами также преимущественно индуктивная на фоне слабой емкостной, и полюс затухания находится также справа от полосы пропускания. Заметим, что полюса затухания на АЧХ рассматриваемых микрополосковых конструкций являются точками компенсации индуктивного и емкостного взаимодействия резонаторов. Поэтому, как показывает расчет, в случае зазора, при котором коэффициент полной связи резонаторов обращается в нуль (см. Рисунок 3.3), полюс затухания на АЧХ располагается точно в центре второй полосы пропускания и тем самым уничтожает ее.

Кроме рассмотренных выше образцов были изготовлены еще три аналогичных фильтра на подложках толщиной 1 мм из поликора ($\epsilon = 9.8$), традиционно используемого в СВЧ технике. Фильтры на поликоре имели следующие конструктивные параметры: длина проводников МПР $l_r = 107$ мм, их ширина $w = 1$ мм, длина области связи $l_s = 65$ мм. И в этом случае исследования показали достаточно хорошее совпадение рассчитанных и измеренных АЧХ на всех образцах.

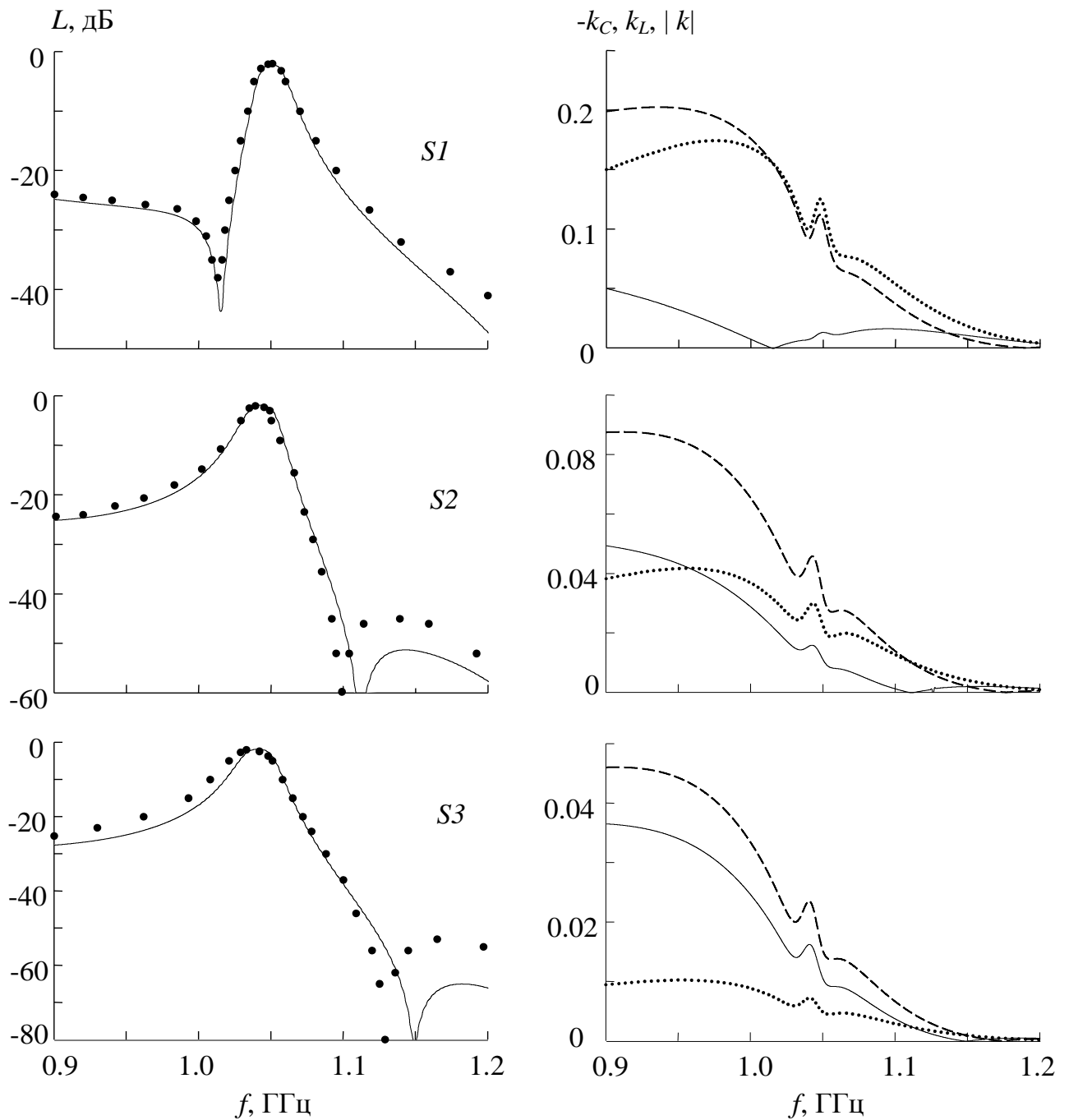


Рис. 3.4. Слева – АЧХ фильтров в области второй полосы пропускания (сплошные линии – расчет, точки – эксперимент) для различных зазоров между полосковыми проводниками: $S_1=0.82$ мм; $S_2=2.61$ мм; $S_3=4.49$ мм. Справа – частотные зависимости коэффициентов емкостной (точки), индуктивной (штриховые линии) и модуля полной (сплошные линии) связи их резонаторов.

В подтверждение вышесказанному в Таблице 2 приведены результаты расчетов и измерений центральной частоты второй полосы пропускания всех фильтров f_0 и относительной ширины полосы пропускания по уровню -3 дБ от уровня минимальных потерь $\Delta f/f_0$.

Таблица 2. Данные для второй полосы пропускания двухзвенных фильтров на регулярных микрополосковых резонаторах

Материал подложки	S , мм	Теория		Эксперимент	
		f_0 , МГц	$\Delta f/f_0$, %	f_0 , МГц	$\Delta f/f_0$, %
ГЛ-75 ($\varepsilon = 50$)	0.82	1050	2.0	1049	2.1
	2.61	1042	2.3	1041	2.3
	4.49	1040	2.4	1036	2.8
Поликор ($\varepsilon = 9.8$)	0.14	1095	1.8	1094	2.6
	0.88	1085	3.0	1085	3.3
	2.55	1082	2.8	1077	2.8

Таким образом, теоретически и экспериментально установлено, что в фильтрах на регулярных микрополосковых резонаторах при определенных длинах области взаимодействия, попадающих в достаточно узкий интервал, реализуются три конструкции с одинаковой второй полосой пропускания, отличающихся только зазорами между полосковыми проводниками. Этот эффект обусловлен немонотонным поведением зависимости полного коэффициента связи резонаторов от величины зазора между ними. Такое аномальное поведение $k(S)$ наблюдается благодаря противофазному действию близких по модулю коэффициентов индуктивного и емкостного взаимодействия при определенной длине области связи резонаторов и более острой зависимости $k_C(S)$ по сравнению с $k_L(S)$. Амплитудно-частотные характеристики трех конструкций фильтров, несмотря на одинаковую полосу пропускания, имеют различную крутизну склонов и различный уровень затухания в полосах заграждения. Максимальная крутизна низкочастотного склона АЧХ наблюдается при минимальном зазоре между МПР, а максимальная крутизна высокочастотного склона при среднем зазоре. Этот факт, несомненно, имеет большое практическое значение, как и достаточно хорошее согласие квазистатического расчета с экспериментом.

3.2 Коэффициенты связи микрополосковых шпильковых резонаторов

Известно, что для уменьшения габаритов микрополосковых фильтров обычно используют подложки с высокой диэлектрической проницаемостью, создают различного рода нерегулярности в микрополосковой структуре, а также изгибают и сворачивают полосковые проводники резонаторов. В связи с этим создание оптимизированных устройств фильтрации невозможно без изучения влияния конструктивных особенностей микрополосковых структур на их частотно-селективные свойства. Собственная добротность микрополосковых резонаторов (МПР), как известно, сравнительно невелика $Q_0 < 500$, поэтому традиционное наращивание числа звеньев в полосно-пропускающем фильтре с целью повышения крутизны склонов его амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) часто приводит к недопустимому увеличению потерь в полосе пропускания. Однако достаточно высокой крутизны склонов АЧХ можно достигнуть в микрополосковом фильтре и с малым количеством звеньев путем формирования полюсов затухания вблизи его полосы пропускания [238]. Частоты полюсов затухания нередко являются точками взаимной компенсации индуктивного и емкостного взаимодействия МПР и определяются исключительно конструктивными особенностями микрополосковых структур. Действительно, коэффициент полной связи k микрополосковых резонаторов является, как известно, алгебраической суммой коэффициентов индуктивного k_L и емкостного k_C взаимодействия

$$k = \frac{k_L + k_C}{1 + k_L \cdot k_C}. \quad (3.3)$$

Величина этих коэффициентов зависит от частоты f в силу частотной зависимости распределения высокочастотных электрических и магнитных полей по длине полосковых проводников. При этом знаки k_L и k_C в различных областях частот могут быть как одинаковыми, так и противоположными. Другими словами, емкостное и индуктивное взаимодействие резонаторов могут работать как в фазе, так и в противофазе. Изменением диэлектрической проницаемости подложки или

длины области связи резонаторов, сворачиванием полосковых проводников или созданием в них нерегулярностей можно в широких пределах не только регулировать соотношение величин индуктивного и емкостного взаимодействия МПР в заданной области частот, но и изменять их знаки [235]. Знание закономерностей поведения частотных зависимостей $k_C(f)$ и $k_L(f)$ в зависимости от конструктивных параметров резонаторов позволяет создавать оптимизированные устройства с рекордно высокими характеристиками.

Далее рассматриваются частотные зависимости коэффициентов связи двухзвенных секций, состоящих из микрополосковых резонаторов, полосковые проводники которых свернуты в форме шпильки. Исследуются селективные свойства двухзвенных фильтров на сонаправленных и встречно направленных шпильковых резонаторах, кондуктивно подключенных к линиям передачи.

Рассмотрим двухзвенные микрополосковые секции, в которых резонаторы имеют форму шпильки (Рисунок 3.5) с шириной полоскового проводника w , зазором X и длиной l_r . Резонаторы изготавливаются на подложке толщиной h с диэлектрической проницаемостью ϵ и располагаются напротив друг друга либо сонаправленно (а), либо встречно направленно (б) через зазор S . Точки кондуктивного подключения проводников МПР к 50-омным линиям передачи находятся на расстоянии l_c от концов.

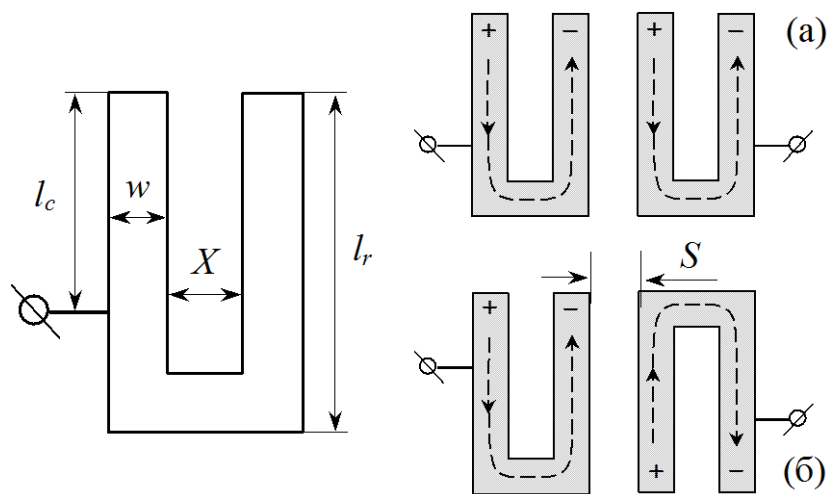


Рис. 3.5. Топология проводников двухзвенных секций на сонаправленных – (а) и встречно направленных – (б) шпильковых резонаторах.

Численный анализ рассматриваемых конструкций двухзвенных фильтров проводился на одномерных моделях, составленных из последовательно соединенных регулярных отрезков одиночных и связанных микрополосковых линий, на которые топология проводников легко разделяется вертикальными и горизонтальными сечениями. В модель были включены концевые емкости свободных краев проводников. Для такой модели записывалась система линейных уравнений, полученных из условия сохранения заряда и условия непрерывности напряжения на концах проводников всех регулярных отрезков. Эта система уравнений, связывающая амплитуды отраженной и прошедшей волны с амплитудой падающей волны, позволяет рассчитывать амплитудно-частотные характеристики, а также распределения токов и напряжений в проводниках. При расчете нами рассматривались только волны основного типа, параметры которых для одиночных и связанных линий вычислялись в квазистатическом приближении [228]. Диссипативные потери СВЧ мощности учитывались введением собственной добротности микрополосковых резонаторов Q_0 , взятой из эксперимента.

Важно отметить, что для любых выбранных параметров рассматриваемых микрополосковых структур двухзвенные фильтры каждый раз настраивались выбором точек кондуктивного подключения МПР к внешним линиям передачи так, чтобы максимум обратных потерь в полосе пропускания устройств находился на уровне -14 дБ. Очевидно, что одинаковая настройка фильтров необходима для объективности сравнения селективных свойств и других характеристик исследуемых устройств.

Для определения частотно-зависимых коэффициентов связи использовался модифицированный энергетический подход. В нем при вычислении магнитных (индуктивных) и электрических (емкостных) энергий, запасаемых резонаторами отдельно ($E_{1,2L}$, $E_{1,2C}$) и совместно (E_{12L} , E_{12C}), использовались комплексные высокочастотные токи $I_{1,2}(x)$ и напряжения $U_{1,2}(x)$ [9], распределение которых по длине полосковых проводников нетрудно найти для любой заданной частоты.

$$E_{1,2L} = \frac{1}{2} \int_0^{2l_r+X} L_1 I_{1,2}(x) I_{1,2}^*(x) dx, \quad (3.4)$$

$$E_{1,2C} = \frac{1}{2} \int_0^{l_r} (C_1 + C_{12}) U_{1,2}(x) U_{1,2}^*(x) dx + \frac{1}{2} \int_{l_r}^{2l_r+X} C_1 U_{1,2}(x) U_{1,2}^*(x) dx, \quad (3.5)$$

$$E_{12L} = \text{Im} \int_0^{l_r} L_{12} I_1(x) I_2^*(x) dx, \quad (3.6)$$

$$E_{12C} = \text{Im} \int_0^{l_r} C_{12} U_1(x) U_2^*(x) dx, \quad (3.7)$$

где знак звездочка означает операцию комплексного сопряжения, а L_1 и C_1 , L_{12} и C_{12} – погонные индуктивности и емкости, погонный взаимные индуктивности и взаимные емкости соответственно одиночных и связанных микрополосковых линий. При этом частотно-зависимые коэффициенты индуктивной и емкостной связи находятся по следующим формулам

$$k_L(f) = \frac{2E_{12L}}{E_{1L} + E_{2L} + E_{1C} + E_{2C}} \cdot \frac{1}{K}, \quad (3.8)$$

$$k_C(f) = \frac{-2E_{12C}}{E_{1L} + E_{2L} + E_{1C} + E_{2C}} \cdot \frac{1}{K}.$$

Здесь $K = |U_{\text{вых}}|/|U_{\text{вх}}|$ – модуль коэффициента передачи по напряжению с входа микрополосковой структуры на выход. Коэффициент полной связи определялся по формуле (3.3). Учитывая, что погонные параметры связанных микрополосковых линий L_1 , C_1 , L_{12} и C_{12} являются константами, зависимость коэффициентов индуктивной и емкостной связи (3.8) от частоты обусловлена исключительно частотными зависимостями распределения токов и напряжений по длине проводников.

На Рисунке 3.6 представлены зависимости коэффициентов емкостного (точки), индуктивного (штриховые линии) и полного (сплошные линии) взаимодействия сонаправленных и встречно направленных шпильковых МПР от величины зазора S между полосковыми проводниками резонаторов, нормированной на толщину подложки.

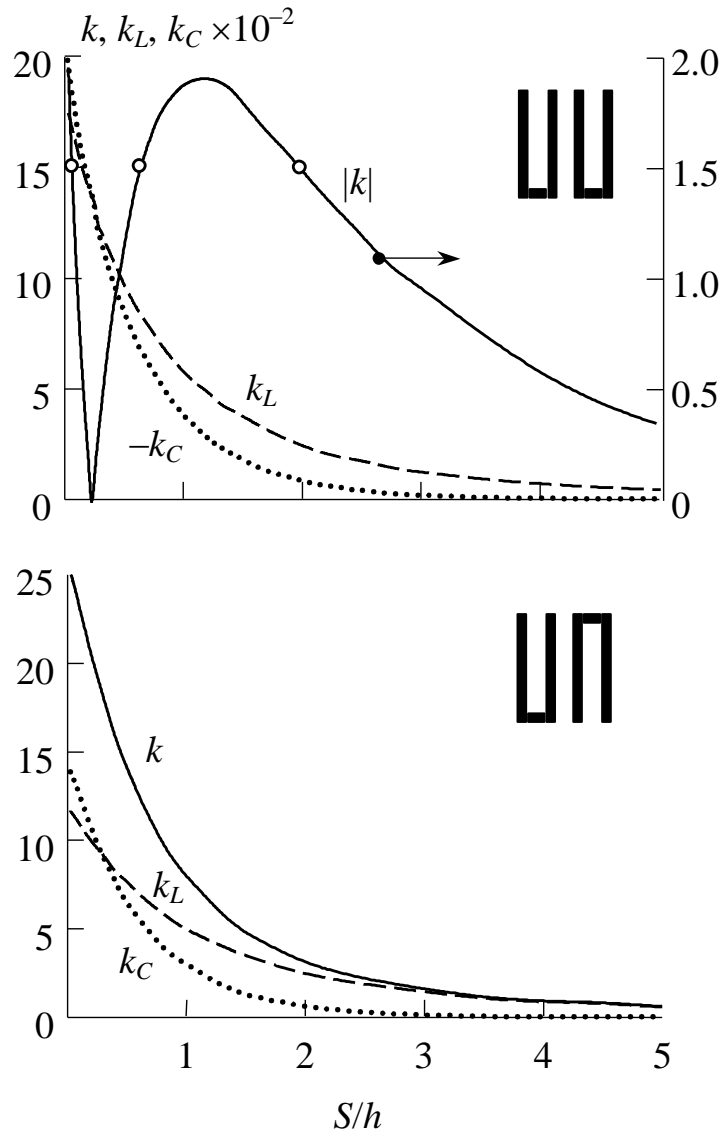


Рис. 3.6. Зависимости коэффициентов связи на частотах первой полосы пропускания двухзвенных фильтров от зазора между резонаторами.

Кривые построены для резонансной частоты первой моды колебаний МПР по формулам (3.3)–(3.8), при этом конструктивные параметры рассмотренных двухзвенных фильтров (см. Рисунок 3.5) были следующими: относительная диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon=80$, ее толщина $h=2$ мм, $l_r=24$ мм, $X=5$ мм, $w=1.5$ мм. Видно, что при любой величине зазора модули коэффициентов

емкостного и индуктивного взаимодействия сонаправленных резонаторов всегда несколько больше соответствующих коэффициентов встречно направленных МПР. Это обусловлено тем, что на частотах первой полосы пропускания пучности высокочастотных напряжений находятся на концах полосковых проводников, а высокочастотных токов – в их центральной части. В результате области максимумов высокочастотных токов и напряжений соседних резонаторов для случая сонаправленных «шпилек» находятся строго напротив друг друга (см. Рисунок 3.5а), а для случая встречно направленных «шпилек» смещены относительно друг друга (см. Рисунок 3.5б).

Важно отметить, что при малых S в любой из рассмотренных конструкций коэффициенты емкостного взаимодействия по абсолютной величине больше коэффициентов индуктивного взаимодействия, но в целом их различие невелико. Однако с ростом зазора коэффициент k_C убывает значительно быстрее k_L , поэтому при больших значениях S между резонаторами всегда превалирует индуктивное взаимодействие. Принципиальное различие рассмотренных двух конструкций фильтров заключается в том, что в первой из них коэффициенты k_C и k_L действуют в противофазе, а во второй – синфазно. В результате для сонаправленных шпильковых резонаторов наблюдается аномальное поведение коэффициента полной связи k от величины зазора. С ростом S его модуль сначала быстро уменьшается, обращаясь в нуль при зазоре $S = 0.5$ мм, а затем вновь растет, достигая своего максимального значения при зазоре в несколько раз большем. И лишь при сравнительно больших зазорах наблюдается нормальное поведение коэффициента связи, монотонно убывающего с увеличением S .

В случае встречно направленных шпильковых резонаторов коэффициенты индуктивной и емкостной связи имеют одинаковый знак и поэтому суммируются при вычислении полного коэффициента связи. В результате при небольших зазорах между МПР, когда емкостное взаимодействие еще велико, коэффициент полной связи на порядок больше, чем у сонаправленных резонаторов, а зависимость $k(S)$ не имеет особенностей во всей области изменения зазора.

Аномальное поведение коэффициента полной связи в случае сонаправленных шпильковых резонаторов показывает, что заданный уровень взаимодействия, например $|k| = 0.015$, а значит и фиксированную ширину полосы пропускания рассматриваемой двухзвенной секции, можно получить при трех сильно различающихся зазорах между полосковыми проводниками, отмеченных белыми точками на Рисунке 3.6. При этом минимальному зазору S_1 отвечает преимущественно емкостное взаимодействие МПР на фоне индуктивного того же порядка, среднему зазору S_2 отвечает преимущественно индуктивное взаимодействие на фоне емкостного того же порядка и, наконец, максимальному зазору S_3 отвечает также преимущественно индуктивное взаимодействие на фоне исчезающе малого емкостного.

Для экспериментальной проверки обнаруженного на шпильковых резонаторах эффекта были изготовлены на подложках из керамики ТБНС ($\varepsilon = 80$) толщиной $h=2$ мм три образца двухзвенных фильтров на сонаправленных шпильковых резонаторах. Образцы отличались только величиной зазора между полосковыми проводниками МПР: $S_1 = 0.4$ мм, $S_2 = 2.0$ мм и $S_3 = 4.2$ мм, которые обеспечивали относительную ширину полосы пропускания фильтров $\Delta f_3/f_0 = 2$ %, измеренную по уровню -3 дБ от уровня минимальных потерь. Эти зазоры были предварительно получены из анализа исследуемой конструкции со следующими параметрами топологии проводников: $l_r = 24.6$ мм, $w = 1.5$ мм и $X = 5$ мм. Для сравнения были изготовлены еще три образца фильтров на встречно направленных шпильковых резонаторах с идентичными конструктивными параметрами. Реальные размеры топологии проводников всех фильтров после их изготовления определялись с помощью цифрового измерительного микроскопа, и именно эти размеры использовались в дальнейшем при расчете АЧХ устройств для сравнения с экспериментальными.

На Рисунке 3.7 (а–в) сплошными линиями показаны рассчитанные, а точками – измеренные амплитудно-частотные характеристики трех макетов фильтров на сонаправленных «шпильках», отличающихся только зазорами между полосковыми проводниками МПР.

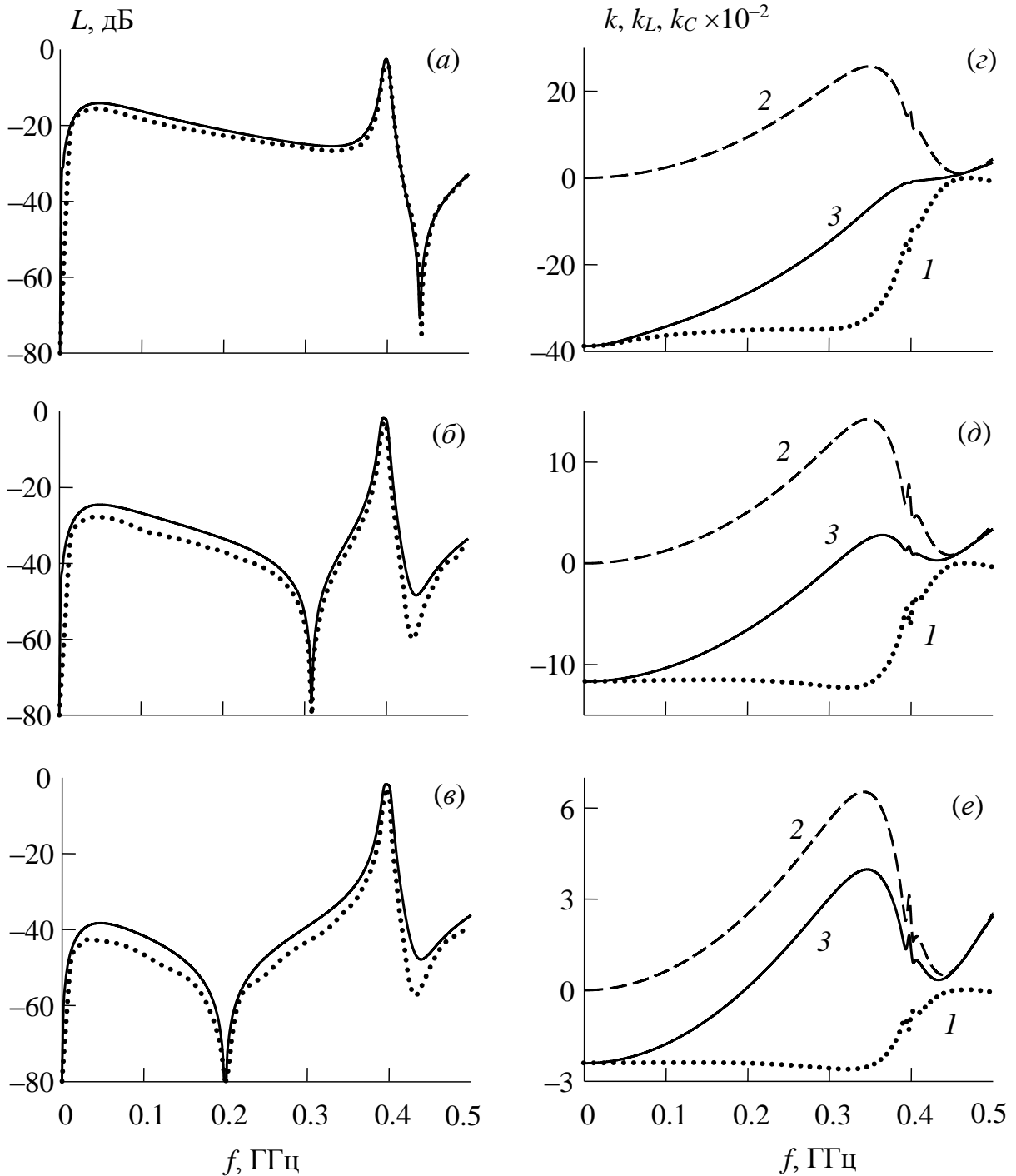




Рис. 3.7. Амплитудно-частотные характеристики (а–в) фильтров на сонаправленных шпильковых резонаторах (сплошные линии – расчет, точки – эксперимент), частотные зависимости коэффициентов емкостной (1), индуктивной (2) и полной (3) связи резонаторов (z–e): $S=0.4$ (а, z), 2.0 (б, d) и 4.2 мм (в, e).

На Рисунке 3.7 (z–e) для этих же образцов представлены частотные зависимости коэффициентов емкостной (точки), индуктивной (штриховые линии) и полной (сплошные линии) связи резонаторов. Аналогичные зависимости для фильтров на встречно направленных шпильковых МПР представлены на Рисунке 3.8. Видно

достаточно хорошее согласие теории и эксперимента на всех образцах, которое количественно представлено в Таблице 3, где приведены вычисленные и измеренные параметры первой полосы пропускания устройств.

Таблица 3. Характеристики двухзвенных фильтров на шпильковых микрополосковых резонаторах

Конструкция	S , мм	Теория		Эксперимент	
		f_0 , МГц	$\Delta f/f_0$, %	f_0 , МГц	$\Delta f/f_0$, %
	0.4	398.5	2.2	399	2.0
	2.0	397.5	2.0	398	1.9
	4.2	398.0	2.0	397	1.9
	0.4	396.3	30.3	399	29.1
	2.0	397.8	10.0	396	10.1
	4.2	397.3	2.9	398	3.3

Проведенные исследования подтвердили возможность реализации трех фильтров на сонаправленных шпильковых резонаторах, обладающих одинаковой шириной полосы пропускания и отличающихся лишь величиной зазоров между полосковыми проводниками МПР.

Видно, что в фильтре с минимальным зазором, то есть с преимущественно емкостной связью резонаторов в области первой полосы пропускания, полюс затухания находится справа от полосы пропускания, а в фильтрах со средним и наибольшим зазорами, когда превалирует индуктивное взаимодействие, – слева. Интересно, что при исследовании аналогичного эффекта, наблюдаемого в области второй полосы пропускания двухзвенной секции на регулярных резонаторах, был получен противоположный результат: при минимальном зазоре полюс располагается ниже по частоте относительно полосы пропускания, а при среднем и максимальном зазоре – выше. Этот факт объясняется существенным различием в поведении $k_C(f)$ и $k_L(f)$ для регулярных и шпильковых резонаторов, как и тот факт, что

при среднем и максимальном зазоре между МПР справа от полосы пропускания в секции на «шпильках» наблюдается сравнительно глубокий минимум, не являющийся полюсом затухания, который отсутствует в секции на регулярных резонаторах. Коэффициент полной связи на частоте этого минимума также минимален, но не равен нулю, поэтому глубина минимума не увеличивается с ростом собственной добротности резонаторов, как это имеет место в полюсах затухания.

В случае фильтров на встречно направленных шпильковых резонаторах с увеличением S наблюдается монотонное уменьшение относительной ширины полосы пропускания (Рисунок 3.8а–в), но эта ширина всегда остается больше, чем у фильтров на сонаправленных шпильковых резонаторах (см. Таблицу 3). Этот факт подтверждает вывод о том, что в случае встречно направленных шпильковых резонаторов емкостное и индуктивное взаимодействия синфазны, поэтому полный коэффициент связи отражает сумму этих взаимодействий. Кроме того, с ростом S на АЧХ фильтра монотонно увеличивается глубина минимума справа от полосы пропускания, а его частота уменьшается, постепенно приближаясь к частотам полосы пропускания.

Необходимо отметить, что правомерность использования энергетического подхода к вычислению частотнозависимых коэффициентов связи шпильковых резонаторов доказывает еще и практически точное совпадение частот полюсов затухания, наблюдаемых на АЧХ фильтров, с частотами нулей полного коэффициента связи. В секции на сонаправленных шпильковых резонаторах в случае зазора, при котором коэффициент полной связи МПР обращается в нуль (см. Рисунок 3.7), полюс затухания располагается точно в центре полосы пропускания, тем самым уничтожая ее. Следует также отметить, что осцилляции коэффициентов взаимодействия в области полосы пропускания фильтров отражают резонансы четных и нечетных мод колебаний связанных МПР. При этом для сонаправленных «шпилек», когда k_C и k_L имеют разные знаки (см. Рисунок 3.7г–е), амплитуда этих осцилляций у коэффициента полной связи значительно меньше, чем соответствующие амплитуды у коэффициентов емкостной и индуктивной связи.

Однако для встречно направленных «шпилек», когда k_C и k_L имеют одинаковые знаки (см. Рисунок 3.8*z–e*) – наоборот.

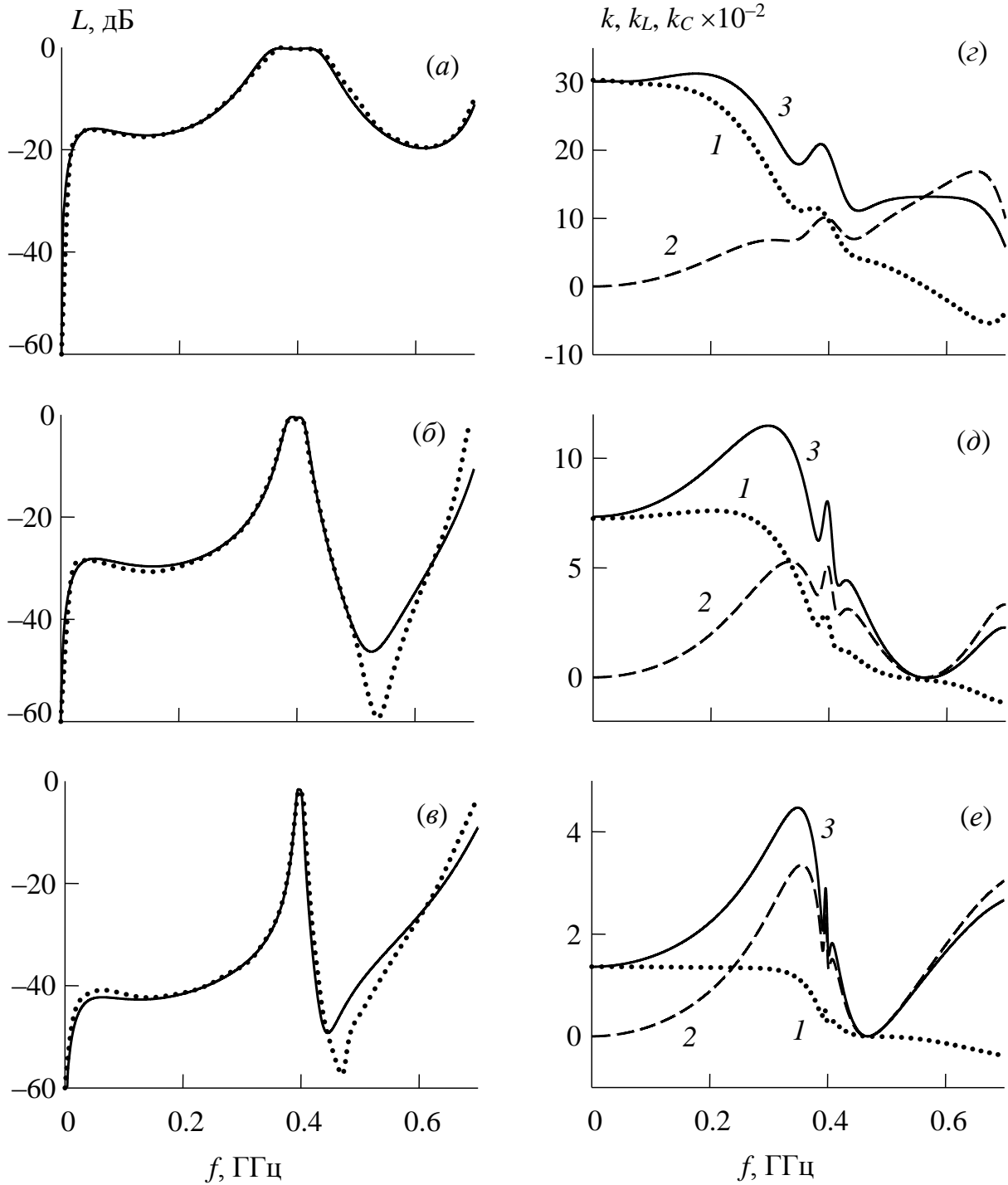


Рис. 3.8. Амплитудно-частотные характеристики (а–в) фильтров на встречно направленных шпильковых резонаторах (сплошные линии – расчет, точки – эксперимент), частотные зависимости коэффициентов емкостной (1), индуктивной (2) и полной (3) связи резонаторов (*z–e*): $S=0.4$ (а, *z*), 2.0 (б, *d*) и 4.2 мм (в, *e*).

Частотно-селективные свойства исследованных двухзвенных конструкций удобно сравнивать по величине затуханий СВЧ мощности L_l и L_h , измеренных при отстройке на ширину полосы пропускания фильтра Δf_3 соответственно влево и вправо от центральной частоты полосы пропускания f_0 . Значения L_l и L_h характеризуют крутизну соответственно низкочастотного и высокочастотного склонов амплитудно-частотной характеристики, а их различие говорит об асимметрии АЧХ относительно оси, проведенной через центр полосы пропускания. Интересно, что у всех исследованных фильтров крутизна высокочастотного склона АЧХ на 3–5 дБ выше низкочастотного и составляет величину $L_h = 13–17$ дБ. Причем значения как L_l , так и L_h практически совпадают для фильтров на сонаправленных и встречно направленных «шпильках», если их конструктивные параметры одинаковы. Кроме того, как показали исследования, с увеличением зазора между полосковыми проводниками крутизна обоих склонов растет, однако низкочастотного – медленнее, чем крутизна высокочастотного.

Обнаруженные закономерности поведения крутизны склонов АЧХ от конструктивных параметров исследуемых секций объясняются частотными зависимостями полного коэффициента связи. На этих зависимостях (см. Рисунок 3.7 и 3.8), во-первых, локальные максимумы $k(f)$ для всех конструкций располагается слева от полосы пропускания, уменьшая тем самым крутизну низкочастотного склона, а локальный минимум – справа от полосы пропускания, увеличивая крутизну высокочастотного склона. А во-вторых, с уменьшением зазора S оба локальных экстремума приближаются к полосе пропускания фильтров, поэтому крутизна низкочастотного склона растет значительно медленнее высокочастотного.

Характер распределения высокочастотных токов и напряжений по длине полосковых проводников связанных шпильковых МПР вблизи их собственных частот (см. Рисунок 3.5) показывает, что из всех конструктивных параметров резонаторов особенно сильное влияние на соотношение коэффициентов индуктивного и емкостного взаимодействия должно оказывать отношение высоты и ширины «шпильки». Действительно, с уменьшением относительной длины области связи резонаторов, которая характеризуется величиной l_r/λ , индуктивное взаимодействие

МПР падает значительно быстрее емкостного. Поэтому зазор, при котором наблюдается взаимная компенсация индуктивной и емкостной связи МПР в полосе пропускания фильтра на сонаправленных «шпильках» (см. Рисунок 3.6), растет с уменьшением l_r/X .

На Рисунке 3.9 представлены зависимости коэффициентов связи от l_r/X , построенные при следующих фиксированных конструктивных параметрах двухзвенных секций: $\varepsilon = 80$; $h = 2$ мм; $w = 1.5$ мм; $S = 0.5$ мм и $X = 5$ мм.

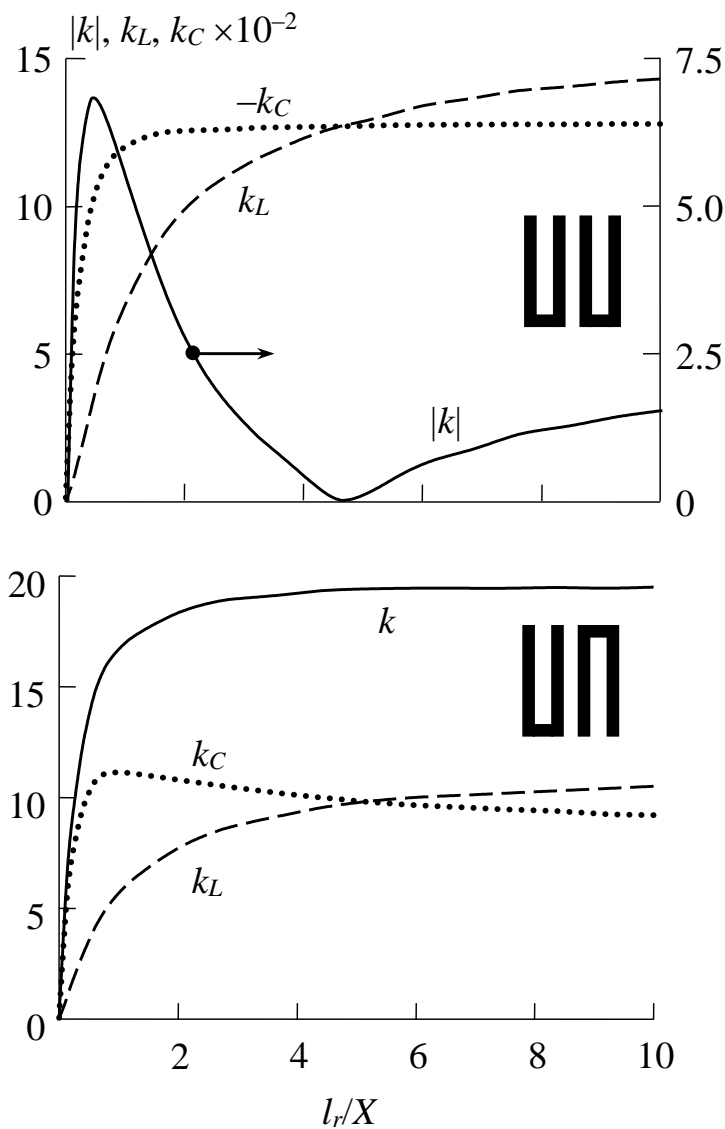


Рис. 3.9. Зависимости коэффициентов связи в первой полосе пропускания двухзвенных секций от длины шпильковых резонаторов.

Видно, что для сонаправленных шпильковых резонаторов с увеличением длины их области связи наблюдается аномальное поведение коэффициента пол-

ного взаимодействия. Этот коэффициент сначала растет, достигая своего максимума при определенном значении l_r/X за счет более стремительного увеличения емкостной связи резонаторов по сравнению с индуктивной. Затем уменьшается до нуля в точке взаимной компенсации k_C и k_L , и лишь при дальнейшем увеличении длины области связи МПР он монотонно растет. Этот факт обусловлен тем, что коэффициент емкостной связи достигает своего не столь высокого уровня насыщения гораздо раньше индуктивного, соответственно, до точки взаимной компенсации между МПР превалирует емкостная связь, а после этой точки – индуктивная. Как и следовало ожидать, с уменьшением зазора S между полосковыми проводниками резонаторов максимум коэффициента полной связи k растет, а точка взаимной компенсации емкостной и индуктивной связи сдвигается в большие значения l_r/X .

Интересно, что для встречно направленных «шпилек», когда коэффициенты емкостного и индуктивного взаимодействия в полосе пропускания синфазны, зависимость $k_C(l_r/X)$ имеет слабовыраженный максимум, а k достигает насыщения уже при $l_r/X \approx 5$. Это обусловлено тем, что с увеличением высоты «шпилек» соответственно увеличивается относительная длина области связи резонаторов, но в это же время области максимумов высокочастотных напряжений и токов удаляются друг от друга (см. Рисунок 3.5). При этом наблюдается слабый рост индуктивного взаимодействия и столь же слабое уменьшение емкостного. В результате полный коэффициент связи остается почти неизменным при $l_r/X > 5$.

Таким образом, в фильтрах на сонаправленных резонаторах в первой полосе пропускания наблюдается аномальное поведение коэффициента полной связи, так как емкостное и индуктивное взаимодействия противофазны, в отличие от фильтров на встречно направленных резонаторах. В результате заданная величина полного коэффициента связи в первой полосе пропускания фильтра на сонаправленных «шпильках» достигается при трех сильно различающихся зазорах между проводниками МПР с идентичными остальными конструктивными параметрами. При этом наименьшему зазору отвечает преимущественно емкостная связь резонаторов на фоне индуктивной того же порядка, среднему зазору отвечает индуктивная связь

на фоне емкостной того же порядка, а наибольшему зазору отвечает также индуктивная связь, но при исчезающе малой емкостной. Впервые аналогичное аномальное поведение коэффициента полной связи было исследовано теоретически в работе [234] на нерегулярных микрополосковых резонаторах типа гантели, взаимодействующих по всей длине, а затем подтверждено экспериментально в [235].

В фильтрах на встречно направленных «шпильках», благодаря синфазному действию индуктивной и емкостной связи МПР, взаимодействие резонаторов всегда монотонно уменьшается с ростом зазора между полосковыми проводниками. Однако при любом S относительная ширина полосы пропускания в таких фильтрах значительно больше, чем у аналогичных фильтров на сонаправленных «шпильках». Кроме того, установлено, что при фиксированном зазоре S между проводниками МПР коэффициент полной связи встречно направленных резонаторов, у которых высота «шпильки» l_r превышает ее ширину X более чем в пять раз, практически не изменяется с увеличением l_r . Другими словами, при этом относительная ширина полосы пропускания в фильтре остается постоянной, несмотря на увеличение длины области связи резонаторов.

3.3 Коэффициенты связи микрополосковых четвертьволновых резонаторов

Известно, что фильтры на четвертьволновых МПР имеют ряд преимуществ по сравнению с фильтрами на полуволновых резонаторах. Они, в частности, меньше по габаритам и вместе с тем обладают лучшими селективными свойствами. Учитывая, что основными требованиями, предъявляемыми к частотно-селективным устройствам вообще и к фильтрам, в частности, являются: миниатюрность, высокая избирательность, технологичность и надежность работы, то изучение взаимодействия нерегулярных четвертьволновых микрополосковых резонаторов – важная и актуальная задача. Далее приводятся результаты исследования поведения частотных зависимостей коэффициентов связи при варьировании конструктивных параметров нерегулярных четвертьволновых резонаторов двухзвенных микрополосковых фильтров.

Рассмотрим двухзвенную микрополосковую секцию на подложке толщиной h с диэлектрической проницаемостью ϵ , в которой полосковые проводники четвертьволновых резонаторов длиной l_r состоят из последовательно соединенных двух регулярных участков со ступенчатым изменением ширины (Рисунок 3.10). Свободные концы участков с высоким волновым сопротивлением, имеющих длину l_a и ширину проводников w_i , соединены с экраном, в отличие от низкоомных участков с шириной проводников w_e и величиной зазора между ними S .

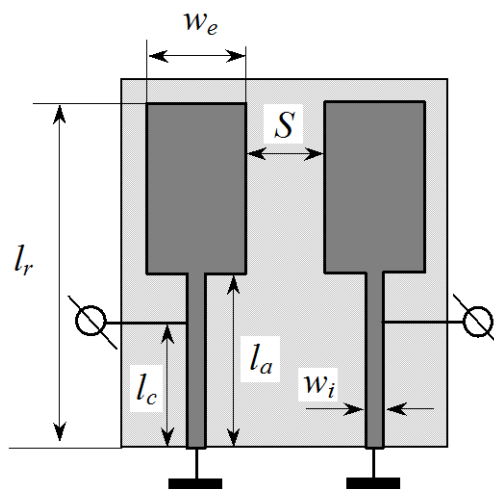


Рис. 3.10. Топология проводников двухзвенного фильтра на сонаправленных нерегулярных четвертьволновых резонаторах.

Точки кондуктивного подключения проводников МПР к 50-омным линиям передачи находятся на расстоянии l_c от коротко замкнутых на экран концов.

Численный анализ рассматриваемых конструкций двухзвенных фильтров проводился на одномерных моделях, составленных из последовательно соединенных трех регулярных отрезков связанных микрополосковых линий. Эти отрезки образуются двумя горизонтальными сечениями топологии проводников: по линии скачка ширины полоскового проводника и по точкам кондуктивного подключения внешних линий передачи. При расчете учитывались концевые емкости свободных краев проводников. Для описанной модели была составлена система линейных уравнений, полученных из условия сохранения заряда и условия непрерывности напряжения на концах проводников всех регулярных отрезков линий. Данная система уравнений связывает амплитуды отраженной и прошедшей волны с амплитудой падающей волны и позволяет, в частности, рассчитать амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) для заданных параметров микрополосковой структуры, а также распределение токов и напряжений в проводниках. Диссипативные потери СВЧ мощности в модели учитывались введением собственной добротности микрополосковых резонаторов Q_0 , взятой из эксперимента. При расчете рассматривались только волны основного типа, параметры которых были вычислены вариационным методом в квазистатическом приближении. Такой подход достаточно точно описывает микрополосковые структуры, включая нерегулярные, в той области частот, где их поперечные размеры – ширина проводников и толщина подложки – намного меньше длины волны. Необходимо отметить, что для любых выбранных параметров рассматриваемых микрополосковых структур настройка двухзвенных фильтров осуществлялась подбором точек кондуктивного подключения внешних линий передачи к проводникам МПР таким образом, чтобы максимум обратных потерь в полосе пропускания устройств находился на уровне -14 дБ. Очевидно, что одинаковая настройка фильтров позволяет проводить объективное сравнение селективных свойств и других характеристик исследуемых устройств.

В качестве примера на Рисунке 3.11 приведены АЧХ двухзвенных конструкций фильтров на подложках из керамики В-80 ($\epsilon = 80$) толщиной $h = 2$ мм, изготовленных на полуволновых нерегулярных резонаторах (точки) [235] и исследуемых четвертьволновых резонаторах (сплошная линия).

Все конструктивные параметры этих фильтров (см. Рисунок 3.10) одинаковы: $w_e = 2.9$ мм; $w_i = 0.45$ мм; $S = 0.72$ мм; $l_a = 6.45$ мм; $l_r = 25.85$ мм, за исключением длины полосковых проводников, которая для полуволновых резонаторов была ровно в два раза больше. Видно, что центральные частоты и ширина полос пропускания фильтров совпадают, однако в полосах заграждения величина затухания для фильтра на четвертьволновых резонаторах значительно больше. Кроме того, у этого фильтра наблюдаются два полюса затухания, расположенные по обе стороны от полосы пропускания, что также улучшает селективные свойства конструкции.

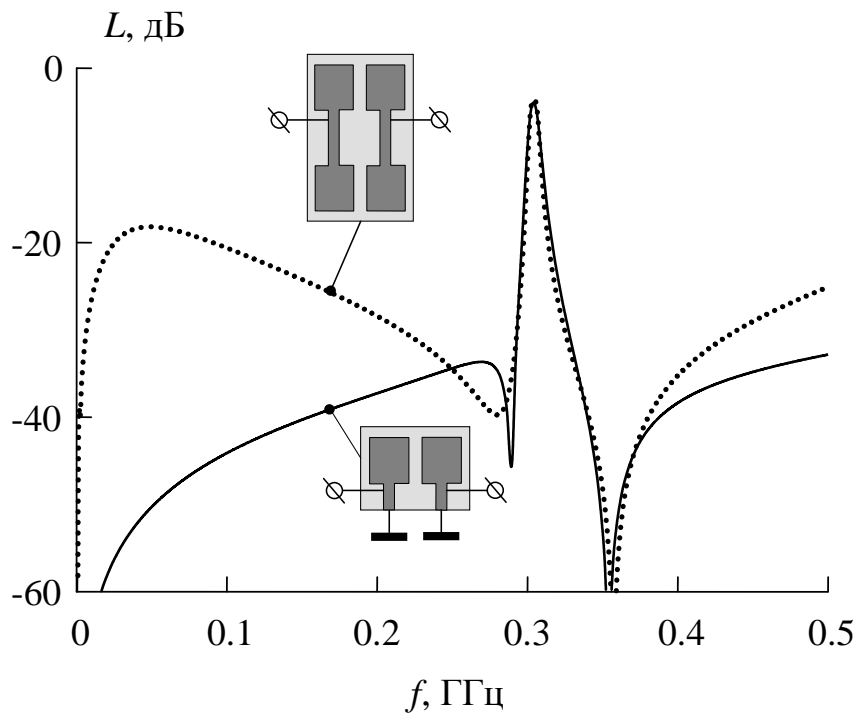


Рис. 3.11. Амплитудно-частотные характеристики двухзвенных фильтров на полуволновых (точки) и четвертьволновых (сплошные линии) нерегулярных резонаторах с идентичными конструктивными параметрами.

Для описания взаимодействия микрополосковых резонаторов рассматривались частотно-зависимые коэффициенты емкостной $k_C(f)$ и индуктивной $k_L(f)$

связи, полученные из модифицированного энергетического подхода. При вычислении электрических (емкостных) и магнитных (индуктивных) энергий, запасаемых резонаторами отдельно ($E_{1C}, E_{2C}, E_{1L}, E_{2L}$) и совместно (E_{12C}, E_{12L}), использовались комплексные высокочастотные токи $I_{1,2}(x)$ и напряжения $U_{1,2}(x)$, распределение которых по длине полосковых проводников нетрудно найти для любой заданной частоты.

$$E_{1,2C} = \frac{1}{2} \int_0^{l_r} [C_1(x) + C_{12}(x)] U_{1,2}(x) U_{1,2}^*(x) dx, \quad (3.9)$$

$$E_{1,2L} = \frac{1}{2} \int_0^{l_r} L_1(x) I_{1,2}(x) I_{1,2}^*(x) dx, \quad (3.10)$$

$$E_{12C} = \text{Im} \int_0^{l_r} C_{12}(x) U_1(x) U_2^*(x) dx, \quad (3.11)$$

$$E_{12L} = \text{Im} \int_0^{l_r} L_{12}(x) I_1(x) I_2^*(x) dx. \quad (3.12)$$

Здесь знак звездочка означает операцию комплексного сопряжения, а $L_1(x)$ и $C_1(x)$, $L_{12}(x)$ и $C_{12}(x)$ – соответственно погонные индуктивности и емкости, взаимные индуктивности и взаимные емкости связанных микрополосковых линий, являющиеся ступенчато изменяемыми функциями координаты x в точках скачков ширины полосковых проводников МПР.

Полученные таким образом запасаемые энергии позволяют вычислить частотно-зависимые коэффициенты индуктивной и емкостной связи:

$$k_L(f) = \frac{2E_{12L}}{E_{1L} + E_{2L} + E_{1C} + E_{2C}} \cdot \frac{1}{K}, \quad (3.13)$$

$$k_C(f) = \frac{-2E_{12C}}{E_{1L} + E_{2L} + E_{1C} + E_{2C}} \cdot \frac{1}{K}.$$

Здесь $K = |U_{\text{вых}}|/|U_{\text{вх}}|$ – модуль коэффициента передачи по напряжению с входа микрополосковой структуры на выход. При этом частотная зависимость коэффициента полной связи определялась по формуле (3.3).

Учитывая, что погонные параметры связанных микрополосковых линий L_1 , C_1 , L_{12} и C_{12} являются константами, зависимости коэффициентов индуктивной, емкостной и полной связи от частоты обусловлены исключительно частотными зависимостями распределений амплитуд токов и напряжений по длине проводников. Именно от этих распределений зависят запасаемые энергии в МПР (3.9–3.12). Важно отметить, что в выражениях (3.11) и (3.12) используется лишь реактивная часть полной энергии, что обеспечивает точное совпадение частот полюсов затухания, наблюдаемых на АЧХ микрополосковых структур, и частот нулей полного коэффициента связи.

На Рисунке 3.12 представлены зависимости коэффициентов емкостного (точки), индуктивного (штриховые линии) и модуля полного (сплошные линии) взаимодействия сонаправленных четвертьволновых резонаторов от величины зазора S между их полосковыми проводниками, нормированной на толщину подложки.

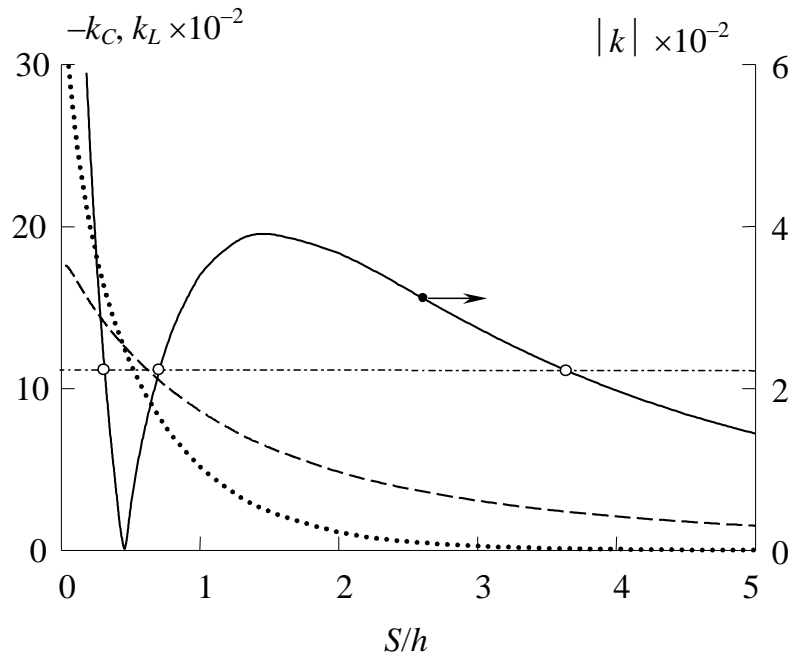


Рис. 3.12. Зависимость коэффициентов емкостной (точки), индуктивной (штриховая) и модуля полной (сплошная линия) связи резонаторов от величины зазора между проводниками МПР.

Кривые построены по формулам (3.13) и (3.3) для резонансной частоты первой моды колебаний МПР. При этом конструктивные параметры рассмотренного двухзвенного фильтра (см. Рисунок 3.10) были следующими: относительная диэлектрическая проницаемость подложки $\varepsilon = 80$, ее толщина $h = 2$ мм, $l_r = 26$ мм, $w_i = 0.5$ мм, $w_e = 3$ мм, $l_a = 13$ мм. Видно, что знаки коэффициентов емкостного и индуктивного взаимодействий противоположные. Это означает, что в рассматриваемой конструкции на частотах первой полосы пропускания k_C и k_L действуют в противофазе. При этом в области малых зазоров емкостное взаимодействие превалирует над индуктивным, однако с ростом S коэффициент емкостной связи убывает значительно быстрее коэффициента индуктивной связи, поэтому при больших значениях S между резонаторами всегда превалирует индуктивное взаимодействие.

Наблюдаемые факты объясняются тем, что емкостное взаимодействие МПР в рассматриваемой конструкции главным образом обусловлено широкими отрезками микрополосковых линий, где располагаются максимумы высокочастотных напряжений. При этом коэффициент емкостной связи, пропорциональный взаимной емкости полосковых проводников, быстро убывает с ростом зазора между ними. Индуктивное же взаимодействие резонаторов в основном обусловлено узкими отрезками микрополосковых линий, где располагаются максимумы высокочастотных токов. Расстояние между этими отрезками сравнительно велико даже при $S \rightarrow 0$, поэтому с увеличением зазора коэффициент индуктивной связи спадает значительно медленнее емкостного. В результате имеет место немонотонная зависимость коэффициента полной связи $k(S)$. Модуль этого коэффициента сначала быстро уменьшается с ростом зазора, обращаясь в ноль при $S = 0.9$ мм, а затем вновь растет, достигая своего максимального значения $k = 0.04$ при $S = 2.87$ мм. И лишь при сравнительно больших зазорах наблюдается нормальное поведение коэффициента полной связи, монотонно убывающего с увеличением S .

Аномальное поведение зависимости k от S показывает, что заданный уровень взаимодействия, например $|k| = 0.022$, а значит и фиксированную ширину полосы пропускания рассматриваемой двухзвенной секции, можно получить при трех сильно различающихся зазорах между полосковыми проводниками, отмеченных

белыми точками на Рисунке 3.12. При этом минимальному зазору S_1 отвечает преимущественно емкостное взаимодействие МПР на фоне индуктивного того же порядка, среднему зазору S_2 отвечает преимущественно индуктивное взаимодействие на фоне емкостного того же порядка и наконец, максимальному зазору S_3 отвечает также преимущественно индуктивное взаимодействие на фоне исчезающе малого емкостного.

Для экспериментальной проверки обнаруженного на связанных нерегулярных четвертьволновых резонаторах эффекта, были изготовлены на подложках из керамики В-80 ($\varepsilon = 80$) толщиной $h = 2$ мм три образца исследуемых двухзвенных фильтров. Рисунок проводников создавался методом гравировки по лаку с последующим химическим травлением медного слоя, имеющего толщину ~ 16 мкм, и адгезионного подслоя хрома толщиной ~ 200 Å, нанесенных методом вакуумного напыления. Образцы отличались только величинами зазора между проводниками МПР: $S_1 = 0.72$ мм, $S_2 = 1.2$ мм и $S_3 = 9.5$ мм, которые были предварительно получены из анализа исследуемой конструкции со следующими параметрами топологии проводников: $l_r = 26$ мм, $w_i = 0.5$ мм, $w_e = 3$ мм, $l_a = 13$ мм. Найденные зазоры обеспечили одинаковую относительную ширину полосы пропускания всех фильтров $\Delta f_3/f_0 = 2.2$ %, измеренную по уровню -3 дБ от уровня минимальных потерь. Заметим, что используемое при изготовлении образцов химическое травление медного слоя не позволяло выдержать размеры проводников с точностью выше, чем толщина меди, поэтому после изготовления образцов топология их проводников тщательно измерялась, и именно эти размеры были использованы в дальнейшем в квазистатическом расчете для количественного сравнения теории с экспериментом. Приведенные в Таблице 4 параметры полосы пропускания фильтров (центральной частоты f_0 и относительной ширины $\Delta f_3/f_0$) доказывают достаточно хорошее согласие рассчитанных и измеренных значений для всех трех образцов.

На Рисунке 3.13 (а–в) сплошными линиями показаны рассчитанные, а точками – измеренные амплитудно-частотные характеристики изготовленных трех макетов фильтров.

Таблица 4. Характеристики двухзвенных фильтров на нерегулярных микрополосковых четвертьволновых резонаторах

S , мм	Теория		Эксперимент	
	f_0 , МГц	$\Delta f_3 / f_0$, %	f_0 , МГц	$\Delta f_3 / f_0$, %
0.72	304.4	2.2	305.6	2.6
1.2	303.6	2.3	303.4	2.2
9.5	302.4	2.4	302.6	2.1

Как уже было сказано, для всех образцов исследования показали хорошее согласие рассчитанных и измеренных значений центральной частоты f_0 и ширины полосы пропускания Δf_3 . Однако справа от полосы пропускания качественное согласие теории и эксперимента наблюдается только на двух образцах – с минимальным и максимальным зазорами. Из рисунка видно, что рассчитанная АЧХ для образца со средним зазором не имеет полюсов затухания, в то время как эксперимент показывает наличие двух полюсов (см. Рисунок 3.13б). Этот факт объясняется очень резким изменением частотных зависимостей коэффициентов связи при варьировании зазоров S в этой области и простотой используемой модели, а также самого квазистатического метода расчета.

В подтверждение вышесказанного, на Рисунке 3.13 (г–е) для исследуемых образцов представлены частотные зависимости коэффициентов емкостной (точки), индуктивной (штриховые линии) и модуля полной (сплошные линии) связи резонаторов, построенные по формулам (3.13) и (3.3). В отличие от фильтров на полуволновых нерегулярных резонаторах [235], в рассматриваемых микрополосковых конструкциях коэффициент индуктивного взаимодействия превалирует над емкостным во всем интервале частот, за исключением узкой области вблизи полосы пропускания и только для образца с минимальным зазором между МПР (Рисунок 3.13г).

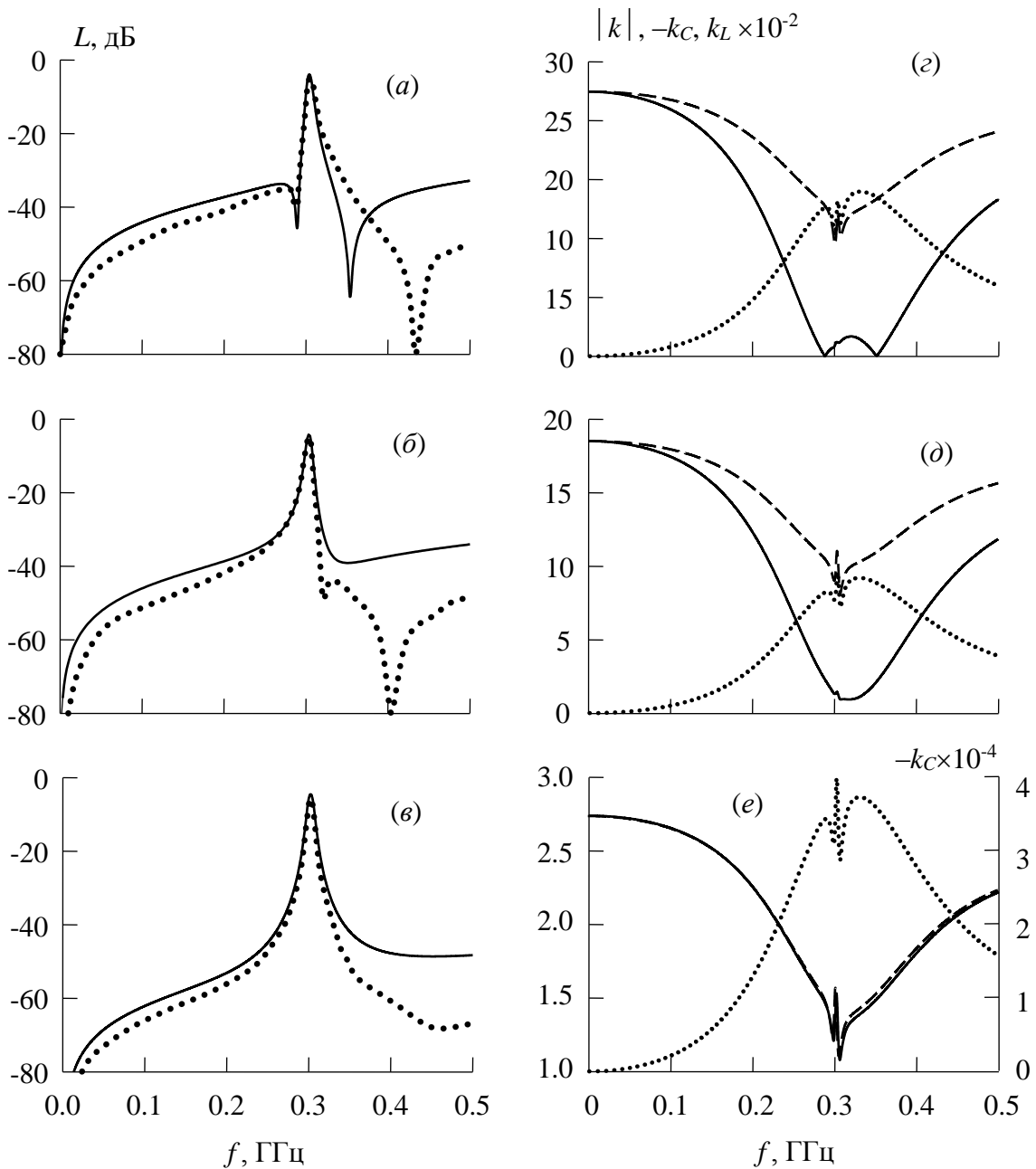


Рис. 3.13. Амплитудно-частотные характеристики (а–в) фильтров на нерегулярных четвертьволновых резонаторах (сплошные линии – расчет, точки – эксперимент), частотные зависимости коэффициентов емкостной (точки), индуктивной (штриховые линии) и полной (сплошные линии) связи резонаторов (z–e): $S=0.72$ (а, z), 1.2 (б, d) и 9.5 мм (в, e).

Как уже отмечалось, в этой области частот превалирует емкостное взаимодействие резонаторов и видно, что она ограничена с двух сторон нулями коэффициента полной связи. Важно также отметить, что частоты, на которых отсутствует взаимодействие резонаторов по причине компенсации емкостной и индуктивной связей, совпадают с частотами полюсов затухания на АЧХ фильтра (сплошная ли-

ния на Рисунке 3.13а). Исследования показали, что с увеличением зазора «низко-частотный» полюс затухания, монотонно перемещаясь вправо, уменьшает ширину полосы пропускания фильтра, причем при S , где "резонансный" коэффициент связи МПР обращается в нуль (см. Рисунок 3.12), полюс приходит в центр полосы пропускания и тем самым уничтожает ее. С дальнейшим увеличением зазора частота этого полюса продолжает расти, в результате у фильтра вновь возникает полоса пропускания, но теперь оба полюса располагаются справа от нее. Очевидно, что в этом случае в полосе пропускания фильтра превалирует индуктивное, а в области частот между полюсами затухания емкостное взаимодействие резонаторов. С дальнейшим увеличением S ширина полосы пропускания сначала монотонно растет до некоторого максимума, а затем вновь уменьшается в соответствии с поведением коэффициента полной связи на резонансной частоте (см. Рисунок 3.12). При этом в области зазоров, где с ростом S растет ширина полосы пропускания, два полюса затухания сближаются, а сблизившись, превращаются в обычный минимум на АЧХ конструкции. Совершенно ясно, что полюсы затухания существуют в точках, где модули коэффициентов емкостной и индуктивной связи равны, а исчезают тогда, когда емкостное взаимодействие резонаторов становится меньше индуктивного во всем диапазоне частот. По этой причине для образца со средним зазором на рассчитанной амплитудно-частотной характеристике (см. Рисунок 3.13б) полюса затухания отсутствуют, так как при заданном зазоре $|k_C(f)| < |k_L(f)|$ (см. Рисунок 3.13д). Однако эти полюсы затухания, наблюдаемые в эксперименте на реальном образце с выбранными конструктивными параметрами, при небольшом уменьшении зазора в расчетной модели появляются на АЧХ, но при этом заметно уменьшается ширина полосы пропускания.

Для образца с максимальным зазором емкостное взаимодействие значительно меньше индуктивного во всем диапазоне частот (см. Рисунок 3.13е), поэтому практически только коэффициент индуктивной связи определяет поведение зависимости от частоты полного коэффициента связи. В результате на зависимости $k(f)$ в области полосы пропускания фильтра ярко проявляются осцилляции, обу-

словленные резонансами четных и нечетных мод колебаний в МПР. Для двух других образцов на зависимостях $k(f)$ эти резонансы почти не видны, так как они нивелируются противофазным действием и близостью по величине коэффициентов емкостного и индуктивного взаимодействия. Изучение селективных свойств исследованных конструкций показало, что при минимальном зазоре между проводниками МПР наблюдается более высокая крутизна низкочастотного склона по сравнению с крутизной высокочастотного, при среднем зазоре – наоборот, а при максимальном зазоре оба склона АЧХ имеют приблизительно одинаковую крутизну.

На Рисунке 3.14 представлены зависимости коэффициентов емкостного (точки), индуктивного (штриховая линия) и модуля полного (сплошная линия) взаимодействия МПР от нормированной длины узкого участка проводников l_a/l_r , вычисленные на резонансной частоте первой моды колебаний рассматриваемой микрополосковой структуры. Зависимости построены при следующих конструктивных параметрах двухзвенной секции: относительная диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon = 80$, ее толщина $h = 2$ мм, $l_r = 26$ мм, $w_e = 3$ мм, $w_i = 0.5$ мм и $S = 0.5$ мм.

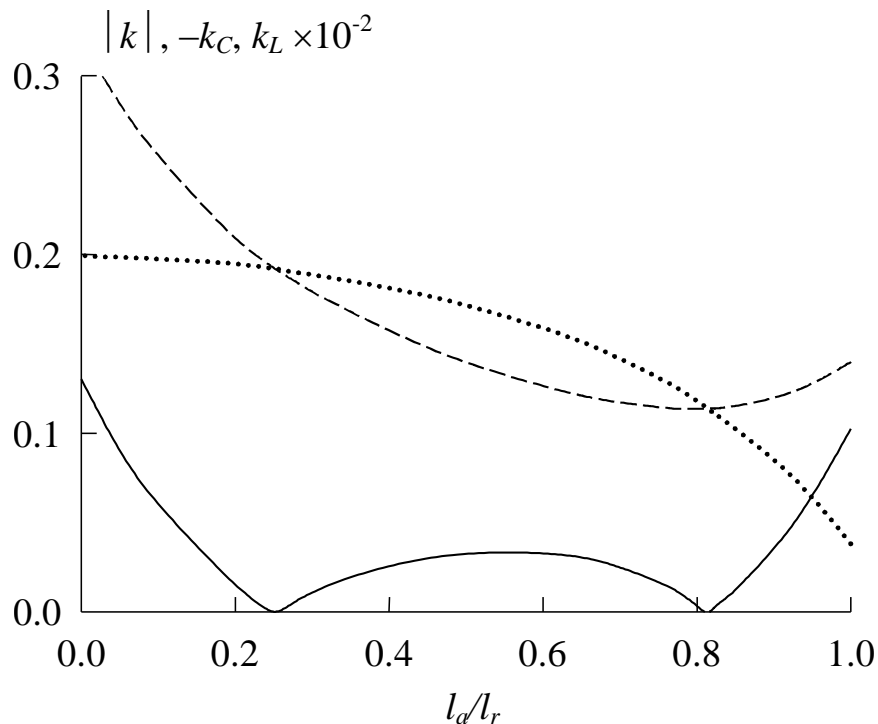


Рис. 3.14. Зависимости коэффициентов емкостной (точки), индуктивной (штриховая линия) и модуля полной (сплошная линия) связи от относительной длины узкого участка нерегулярного резонатора.

Видно, что при увеличении l_a/l_r индуктивное взаимодействие сначала быстро убывает, а затем слабо растет. Емкостное же взаимодействие монотонно уменьшается во всем диапазоне изменения l_a/l_r . Видно также, что коэффициенты емкостной и индуктивной связи действуют противофазно во всем диапазоне изменения l_a , и существует две точки, где $k_L = -k_C$. В результате коэффициент полной связи (сплошная линия) дважды обращается в нуль, и соответственно в этих точках происходит компенсация емкостного и индуктивного взаимодействий резонаторов. На АЧХ исследуемой секции отмеченный факт проявляется в виде полюса затухания, расположенного в центре полосы пропускания, который, собственно, и уничтожает ее при этих значениях l_a/l_r .

Из Рисунка 3.14 также видно, что при относительной длине узкого участка нерегулярного проводника МПР $l_a/l_r \approx 0.15-0.85$ индуктивное и емкостное взаимодействия не только противофазны друг другу, но и близки по модулю. В результате, благодаря известному различию в поведении коэффициентов индуктивного и емкостного взаимодействий от величины зазора между полосковыми проводниками МПР, именно в этом диапазоне изменения l_a/l_r наблюдается аномальное поведение полного коэффициента связи $k(S)$ (см. Рисунок 3.12). Заметим, что интервал «аномального» изменения l_a/l_r определяется скачком ширины полоскового проводника w_e/w_i , причем с уменьшением ширины интервал монотонно сокращается до полного исчезновения, поэтому исследованный эффект не может наблюдаться в конструкциях на регулярных четвертьволновых резонаторах. В них индуктивное взаимодействие всегда больше емкостного независимо от ширины полосковых проводников и величины зазора между ними, аналогично конструкциям на регулярных полуволновых МПР с максимальной длиной области. В этом случае поведение коэффициента полной связи резонаторов всегда нормальное – он монотонно убывает с увеличением зазора.

Таким образом, в микрополосковых фильтрах на сонаправленных нерегулярных четвертьволновых резонаторах при определенных конструктивных параметрах наблюдается аномальное поведение зависимости коэффициента связи МПР от

величины зазора между проводниками. При этом взаимодействие резонаторов растет с увеличением расстояния между ними. Обнаруженный эффект позволяет заданную величину коэффициента связи, а следовательно, и заданную ширину полосы пропускания получить при трех существенно различающихся зазорах между полосковыми проводниками резонаторов при неизменных всех остальных конструктивных параметрах микрополосковой структуры.

Исследование частотных зависимостей коэффициентов связи показали, что в отличие от конструкций на полуволновых резонаторах, у которых в области низких частот имеет место значительная емкостная связь между МПР, в исследованном фильтре на четвертьволновых резонаторах эта связь сильно подавлена. Благодаря соединению полосковых проводников с экраном с понижением частоты высокочастотное напряжение на проводниках уменьшается, и соответственно падает емкостное взаимодействие. Поэтому рассмотренный фильтр обладает лучшими селективными свойствами и, в частности, значительным подавлением СВЧ мощности в «низкочастотной» полосе заграждения. Из трех исследованных фильтров данного типа, отличающихся только зазорами между проводниками МПР, но имеющих одинаковую ширину полосы пропускания, фильтр с минимальным зазором обладает наибольшей крутизной низкочастотного склона АЧХ, а фильтр со средним зазором – высокочастотного. Этот факт позволяет для повышения избирательности частотно-селективных устройств каскадировать двухзвенные секции, имеющие различные зазоры между МПР, или в многозвенных фильтрах чередовать величину этих зазоров от звена к звену.

3.3 Коэффициент связи резонаторов в микрополосковой модели одномерного электромагнитного кристалла

Современные технологии эпитаксиального выращивания тонких пленок позволяют изготавливать многослойные структуры из чередующихся слоев различных материалов, толщина которых может быть соизмерима с постоянной кристаллической решетки. Увеличение периода решетки искусственного кристалла до размеров, сравнимых с половиной длины распространяющейся в нем волны привело к появлению ряда новых физических особенностей у волн в таких кристаллах. Все они связаны со структурными резонансами, наиболее ярким проявлением которых является появление полосы запираания. Впервые такие кристаллы были предложены для использования в оптическом диапазоне частот [239] и для них был предложен термин «фотонный кристалл». Поскольку с точки зрения распространения между волнами оптического и СВЧ диапазонов существенной разницы нет, то вскоре появились электромагнитные кристаллы, являющиеся полным аналогом фотонных кристаллов, но в СВЧ диапазоне [240]. Отсутствие принципиальной разницы между световыми и СВЧ волнами не означает отсутствия технологических и конструктивных отличий, которые не могут не появиться из-за разницы в длине волны в несколько порядков. С этой точки зрения выделение электромагнитных кристаллов в отдельный класс структур представляется вполне оправданным [241].

В настоящее время фотонные кристаллы из чередующихся диэлектрических слоев, отличающихся диэлектрической проницаемостью, широко используются в качестве поляризаторов в переключающих устройствах оптоволоконной связи, они могут служить также полосовыми фильтрами и зеркалами для электромагнитных волн не только оптического, но и рентгеновского диапазонов. Принимая во внимание тот факт, что процесс изготовления многослойных структур фотонных кристаллов технологически сложен и дорог, в некоторых случаях первоначальные экспериментальные исследования их свойств целесообразно проводить на объемных (не пленочных) аналогах, представляющих собой электромагнитные кристаллы и работающих на частотах значительно ниже оптических. Например, в качестве ана-

логов диэлектрических фотонных кристаллов, состоящих из материалов с различными показателями преломления, в СВЧ диапазоне могут выступать нерегулярные микрополосковые структуры, отличающиеся простотой и технологичностью в изготовлении. Важно отметить, что микрополосковые структуры соответствуют реальному фотонному кристаллу лучше, чем различные волноводные аналоги. Это обусловлено тем, что в микрополосковых линиях передачи основными распространяющимися модами колебаний являются квази T -волны, структура высокочастотных полей которых практически не отличается от структуры полей поперечных электромагнитных волн.

Несомненно, что наблюдаемые в исследованиях по распространению электромагнитных волн в электромагнитных кристаллах эффекты связаны с резонансными явлениями, которые, в свою очередь, обусловлены как различием волновых сопротивлений слоев, так и их электрическими длинами. Поэтому изучение взаимодействия диэлектрических слоев-резонаторов при варьировании конструктивных параметров электромагнитного кристалла – важная и актуальная задача. Такие исследования не только позволяют создавать оптимальные конструкции устройств с заданными характеристиками, но и способствуют более глубокому пониманию особенностей распространения электромагнитных волн в периодических слоистых структурах.

Известно, что скорость распространения и, соответственно, длина электромагнитной волны в микрополосковой линии передачи определяется эффективной диэлектрической проницаемостью, которую нетрудно вычислить зная основные конструктивные параметры линии: толщину подложки h , ее относительную диэлектрическую проницаемость ε и ширину полоскового проводника w [242]

$$\varepsilon_{ef} = \frac{\varepsilon + 1}{2} + \frac{\varepsilon - 1}{2} P, \quad (3.14)$$

$$\text{где } P = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{1+12h/w}} & \text{при } w \geq h, \\ \frac{1}{\sqrt{1+12h/w}} + 0.04(1-w/h)^2 & \text{при } w \leq h. \end{cases}$$

Формула (3.14) справедлива при нулевой толщине полоскового проводника и лишь в квазистатической области частот, когда поперечные размеры микрополосковой линии w и h намного меньше длины распространяющейся в ней электромагнитной волны. По приведенной формуле на Рисунке 3.15 представлены нормированные зависимости $\varepsilon_{ef}/\varepsilon$ от относительной ширины полоскового проводника микрополосковой линии, построенные для трех широко распространенных в технике СВЧ материалов подложек: ФЛАНА ($\varepsilon = 2.8$), поликора ($\varepsilon = 9.8$) и керамики ТБНС ($\varepsilon = 80$). Видно, что для всех подложек диапазон изменения эффективной диэлектрической проницаемости с увеличением w сравнительно большой. Так, например, микрополосковая линия на подложке толщиной $h = 1$ мм из керамики ТБНС обладает $\varepsilon_{ef} \approx 45$ при $w = 0.1$ мм и $\varepsilon_{ef} \approx 67$ при $w = 10$ мм.

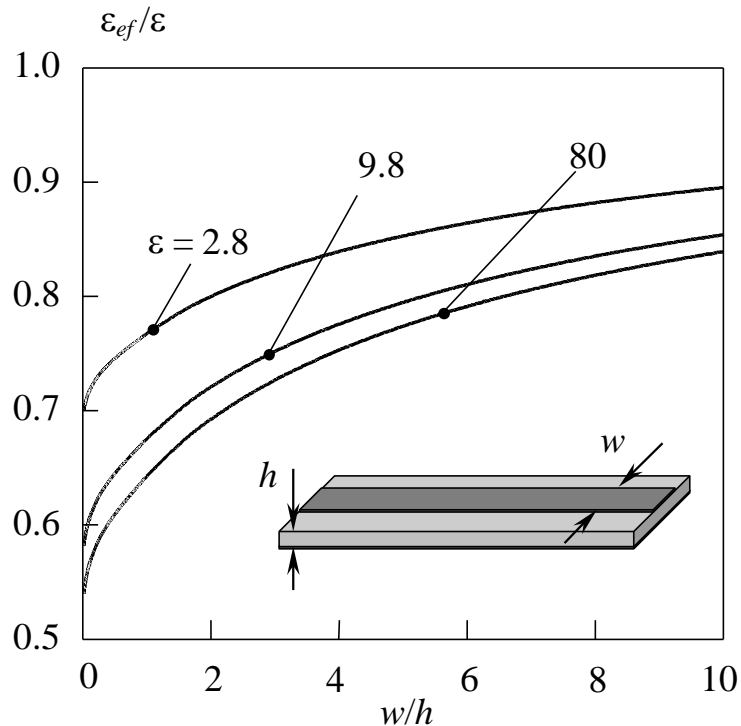


Рис. 3.15. Зависимости эффективной диэлектрической проницаемости микрополосковой линии от ширины полоскового проводника для различных диэлектрических проницаемостей материала подложки.

Отмеченный факт позволяет конструировать микрополосковые модели электромагнитных кристаллов, представляющих собой последовательно соединенные регулярные отрезки микрополосковых линий, имеющих различную ширину проводников.

Рассмотрим взаимодействие резонаторов в микрополосковой модели одномерного электромагнитного кристалла, состоящей всего из трех диэлектрических слоев. Пусть в исследуемой структуре слой с низким показателем преломления находится между идентичными слоями с высоким показателем преломления (Рисунок 3.16).

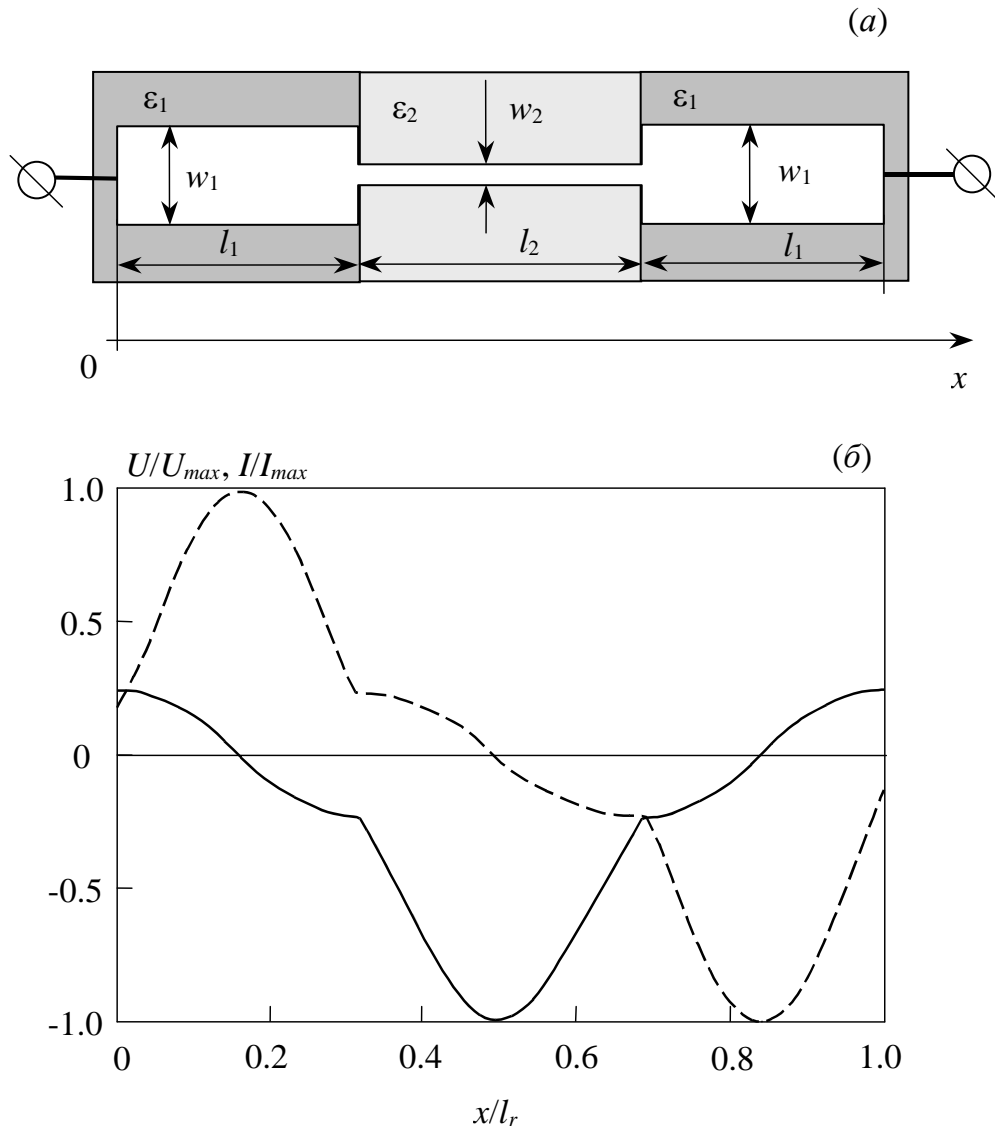


Рис. 3.16. Микрополосковая модель трехслойной диэлектрической структуры сверхрешетки – *а* и распределение амплитуды напряжения (сплошная линия) и тока (штриховая линия) по длине нерегулярного проводника на центральной частоте первой полосы пропускания – *б*.

Микрополосковая модель при этом очевидно состоит из трех регулярных отрезков линий, причем два крайних отрезка с низким волновым сопротивлением имеют длину l_1 , а между ними включен отрезок с высоким волновым сопротивле-

нием длиной l_2 . Пусть скачки волновых сопротивлений и скачки постоянной распространения в линиях обусловлены не только скачками ширины полосковых проводников w_1 и w_2 , но и различием диэлектрических проницаемостей подложек ε_1 и ε_2 . Будем считать, что толщины подложек для всех отрезков линий рассматриваемой гибридной структуры одинаковы и равны h . Конструкция подключена в точке $x=0$ к входной, а в точке $x=2l_1+l_2$ – к выходной линии передачи с волновым сопротивлением $Z_0=50$ Ом.

Исследуемая микрополосковая структура в зависимости от ее настройки может служить как фильтром нижних частот (ФНЧ), так и полосно-пропускающим фильтром (ППФ). В последнем случае три регулярных отрезка линий являются микрополосковыми резонаторами (МПР), нумерацию которых для определенности будем вести от крайнего левого. Чтобы модель точнее соответствовала реальному электромагнитному кристаллу, в ней не учитывались частотные дисперсии эффективных диэлектрических проницаемостей отрезков МПЛ, а также не учитывались концевые емкости микрополосковой структуры.

На Рисунке 3.17а представлены амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) прямых (сплошная линия) и обратных (точки) потерь СВЧ мощности для рассматриваемой микрополосковой конструкции на гибридной подложке, настроенной как полосно-пропускающий фильтр с шириной полосы пропускания, измеренной по уровню -3 дБ $\Delta f = (f_2 - f_1) = 0.3$ ГГц и центральной частотой первой полосы пропускания $f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = 1.38$ ГГц.

Параметрический синтез фильтра проводился с использованием численного анализа, сделанного в квазистатическом приближении для одномерной модели микрополосковой структуры. При этом кроме названных центральной частоты и ширины полосы пропускания задавался максимальный уровень отражений в ней $L_r = -14$ дБ. Настройка фильтра осуществлялась коррекцией длины и ширины регулярных участков полосковых проводников на подложках толщиной $h = 2$ мм с диэлектрическими проницаемостями $\varepsilon_1 = 30$, $\varepsilon_2 = 3$. В результате были получены следующие размеры полосковых проводников: $w_1 = 10$ мм, $w_2 = 0.1$ мм, $l_1 = 22.7$ мм, $l_2 = 74.6$ мм.

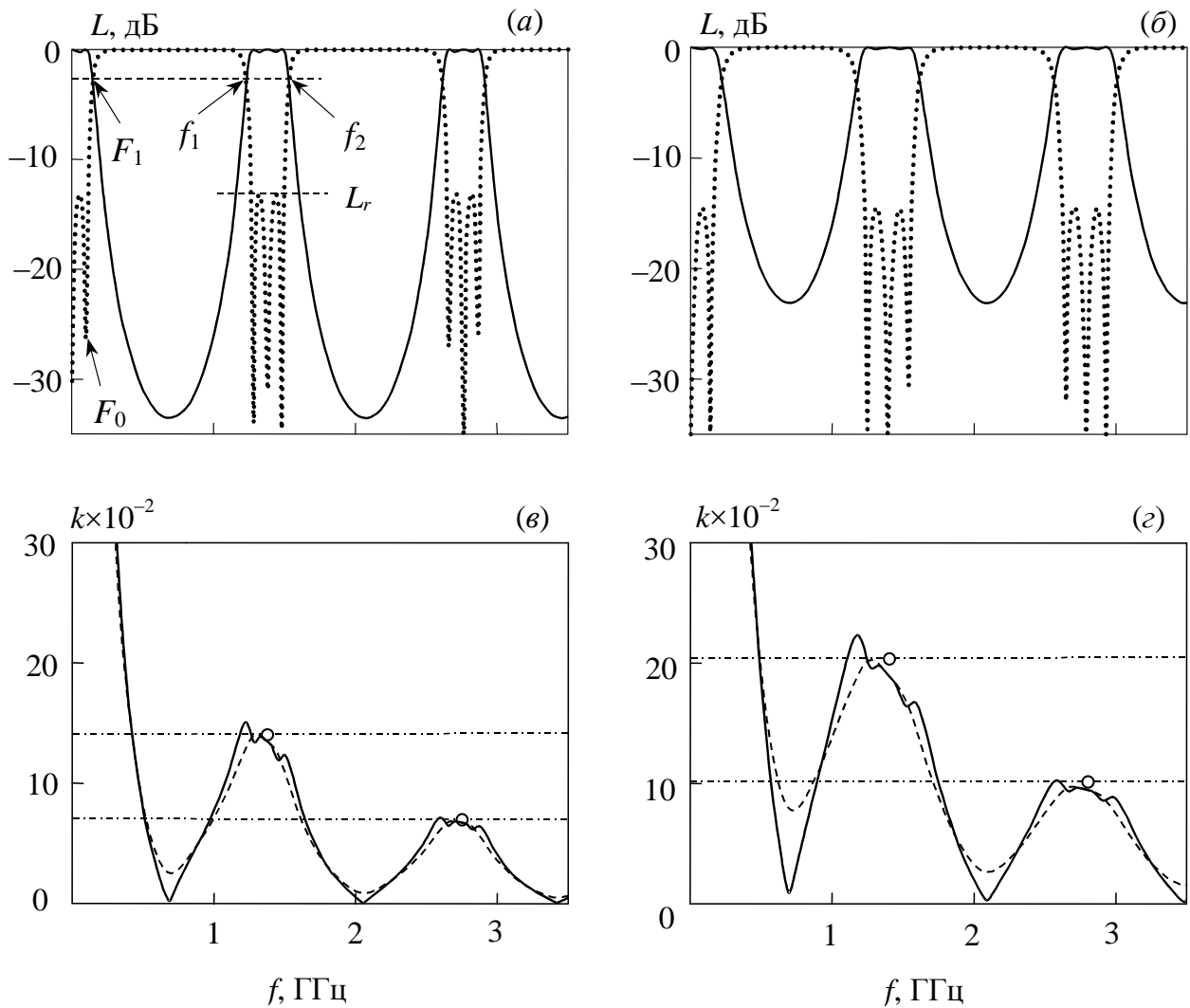


Рис. 3.17. АЧХ исследуемой микрополосковой структуры – (а, б) и частотные зависимости коэффициентов связи ее резонаторов – (в, г): первого со вторым – сплошные линии, второго с третьим – штриховые, для конструкций на гибридной – (а, в) и на монолитной – (б, г) подложке.

Для сравнения на Рисунке 3.17б представлены АЧХ рассматриваемой микрополосковой структуры на монолитной подложке из поликора ($\epsilon_1 = \epsilon_2 = 9.8$) толщиной 2 мм. Конструкция настраивалась тоже на центральную частоту первой полосы пропускания $f_0 = 1.38$ ГГц, но ширина полосы пропускания у нее была в полтора раза больше $\Delta f = 0.45$ ГГц. При этом размеры полосковых проводников получились следующими: $w_1 = 12$ мм, $w_2 = 0.05$ мм, $l_1 = 38.65$ мм, $l_2 = 44.7$ мм.

Как уже отмечалось, регулярные отрезки линий в рассматриваемой микрополосковой конструкции, моделирующие соответствующие диэлектрические слои сверхрешетки, являются резонаторами. Поэтому количество минимумов потерь на

отражение в полосах пропускания микрополосковой структуры точно равно количеству регулярных отрезков в ней. Важно отметить, что при настройке модели свёрхрешетки, как и при настройке любого многозвенного полосно-пропускающего фильтра, требуется выполнить три условия: во-первых, обеспечить необходимую связь наружных резонаторов (звеньев) с входной и выходной линиями передачи, величина которой определяется заданной полосой пропускания устройства, во-вторых, обеспечить баланс связей всех звеньев друг с другом и, наконец, добиться совпадения резонансных частот звеньев с центральной частотой полосы пропускания.

Несомненно, что величина связи смежных резонаторов друг с другом определяется, главным образом, различием волновых сопротивлений образующих их микрополосковых линий, которые также в квазистатической области частот можно вычислить по формулам [242]

$$Z = \begin{cases} \frac{120\pi/\sqrt{\varepsilon_{ef}}}{1.393 + w/h + 0.667 \ln(w/h + 1.444)} & \text{при } w \geq h, \\ \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{ef}}} \ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}\right) & \text{при } w \leq h. \end{cases} \quad (3.15)$$

Связь наружных резонаторов с внешним трактом определяется различием волновых сопротивлений подводимых линий передачи $Z_0 = 50$ Ом и соответствующих отрезков микрополосковых линий в рассматриваемой модели. Заметим, что кроме скачков волновых сопротивлений на степень взаимодействия звеньев в микрополосковой структуре влияет также величина нагруженной добротности ее резонаторов, от которой зависят амплитуды высокочастотных полей в них и которая, как известно, выше у внутренних звеньев. В результате для обеспечения заданной величины связи между внутренними резонаторами в многозвенной конструкции требуется несколько больший скачок волновых сопротивлений образующих их отрезков линий по сравнению с внешними резонаторами.

В рассматриваемых нерегулярных микрополосковых структурах наблюдается множество полос пропускания, центральные частоты которых кратны f_0 . Это обусловлено кратностью резонансов высших мод колебаний МПР, формирующих соответствующие полосы пропускания фильтра, резонансам полуволновых мод, формирующих первую полосу пропускания ППФ. Характер полуволновых резонансов в МПР нерегулярной структуры хорошо виден на Рисунке 3.16б. Здесь сплошной линией показано распределение нормированной амплитуды высокочастотного напряжения, а штриховой линией распределение нормированной амплитуды тока по длине нерегулярного полоскового проводника. Зависимости построены для центральной частоты первой полосы пропускания $f_0 = 1.38$ ГГц. Видно, что на участках с низким волновым сопротивлением пучности высокочастотного напряжения находятся на краях отрезков МПЛ, а высокочастотного тока – в центре, в то время как на участках с высоким волновым сопротивлением – наоборот.

Важно отметить, что в отличие от ППФ на параллельно связанных микрополосковых резонаторах, в рассматриваемой микрополосковой конструкции абсолютная ширина любой полосы пропускания Δf остается неизменной независимо от ее номера n , то есть относительная ширина полосы пропускания убывает с ростом n , как $\Delta f/(nf_0)$. Этот факт говорит о том, что взаимодействие резонаторов, количественно описываемое коэффициентом связи, должно убывать с ростом частоты по закону обратной пропорции.

Для расчета частотно-зависимого коэффициента связи МПР $k(f)$ воспользуемся энергетическим подходом

$$k_{12}(f) = \frac{2E_{12}}{E_{1L} + E_{1C} + E_{2L} + E_{2C}}, \quad (3.16)$$

где E_{1L} , E_{1C} , E_{2L} и E_{2C} – энергии высокочастотных магнитного и электрического полей, запасаемые первым и вторым резонаторами, а E_{12} – энергия электромагнитного поля, запасаемая первым и вторым резонаторами совместно. Эти энергии вычислялись по формулам

$$E_{1L} = \frac{1}{2} \int_0^{l_1} L_1 I_1^2(x) dx, \quad E_{1C} = \frac{1}{2} \int_0^{l_1} C_1 U_1^2(x) dx,$$

$$E_{2L} = \frac{1}{2} \int_{l_1}^{l_1+l_2} L_2 I_2^2(x) dx, \quad E_{2C} = \frac{1}{2} \int_{l_1}^{l_1+l_2} C_2 U_2^2(x) dx, \quad (3.17)$$

$$E_{12} = \frac{1}{4} \int_0^T |U(l_1, t) I(l_1, t)| dt = \frac{U(l_1) I(l_1)}{2\pi f}$$

Здесь $L_{1,2}$ и $C_{1,2}$ – погонные индуктивности и емкости, найденные в квазистатическом приближении для соответствующих отрезков микрополосковых линий, образующих первый и второй резонаторы, $I_{1,2}(x)$ и $U_{1,2}(x)$ – распределения амплитуд высокочастотных токов и напряжений по длине первого и второго резонаторов, а $I(l_1)$ и $U(l_1)$ – значения этих амплитуд в точке $x = l_1$, где резонаторы соединяются, T – период колебаний. Распределение амплитуд высокочастотных токов и напряжений по длине полоскового проводника несложно определить для любой выбранной частоты f , пользуясь квазистатическим приближением.

На Рисунке 3.17 $в,г$ сплошными линиями показаны частотные зависимости коэффициентов связи первого и второго резонатора, а штриховыми линиями – второго и третьего, рассчитанные по формулам (3.16) и (3.17) для рассматриваемых микрополосковых моделей электромагнитного кристалла. Видно, что максимумы значений $k(f)$ попадают на полосы пропускания, а минимумы – на полосы заграждения. Видно также, что значения коэффициентов связи первого резонатора со вторым и второго с третьим в полосе пропускания совпадают абсолютно лишь на резонансных частотах. Однако в полосах заграждения поведение коэффициентов связи заметно различается, что обусловлено значительными отражениями СВЧ-мощности, которые возникают на границах соединения отрезков МПЛ, обладающих скачками волнового сопротивления, в нерезонансных областях. Как и следовало ожидать, величина коэффициента связи в первой полосе пропускания ровно в два раза больше, чем во второй.

Проверка корректности использования энергетического подхода при расчете частотно-зависимых коэффициентов связи резонаторов в микрополосковых моделях осуществлялась классическим методом [5], который, необходимо заметить, позволяет вычислять значения коэффициентов связи лишь на центральных частотах полос пропускания. Рассмотрим два участка амплитудно-частотной характеристики микрополосковой конструкции (см. Рисунок 3.17): начальный участок, где она работает как фильтр нижних частот с частотой отсечки F_1 , и первую область, где она работает как полосно-пропускающий фильтр с шириной полосы пропускания $\Delta f = f_2 - f_1$. Очевидно, что в области низких частот эквивалентную схему рассматриваемой микрополосковой структуры можно представить как два конденсатора емкостью C_0 , между которыми включена индуктивность L_0 (Рисунок 3.18а).

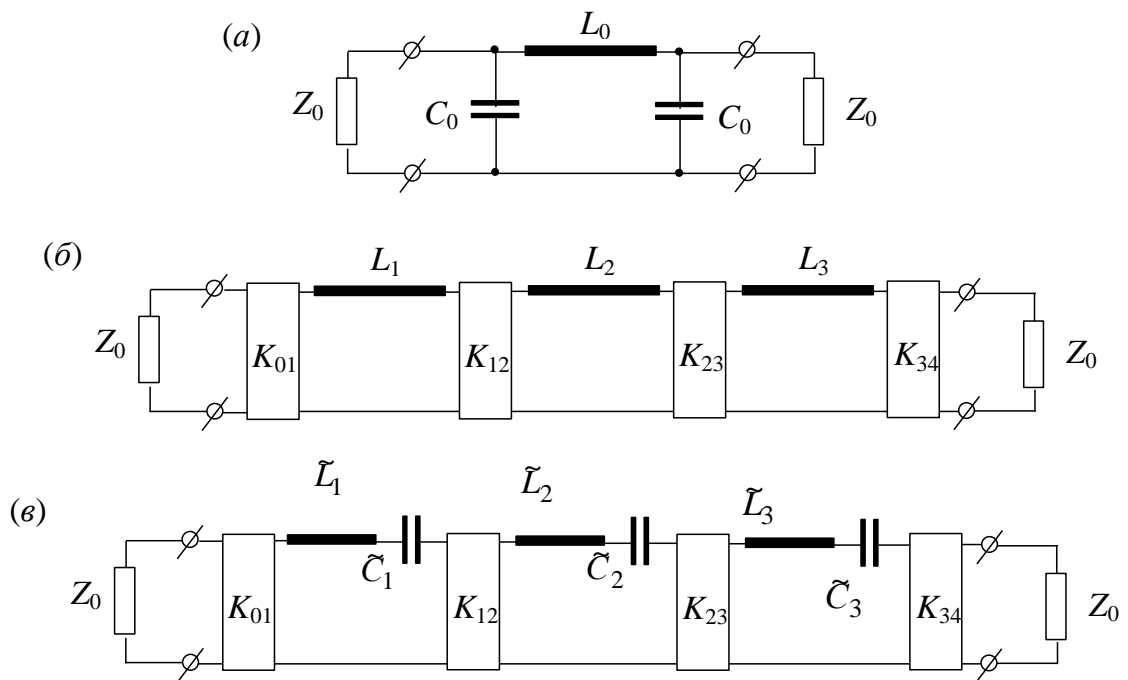


Рис. 3.18. Эквивалентные схемы фильтров-прототипов ФНЧ – (а), (б) и ППФ – (в).

С помощью инверторов сопротивлений K_{ij} эту схему преобразуем так, чтобы она содержала только элементы одного вида, например последовательные индуктивности L_1, L_2 и L_3 (Рисунок 3.18 б). При этом параметры инверторов должны удовлетворять следующим условиям

$$K_{01} = \sqrt{\frac{L_1}{C_0}}, \quad K_{12} = \sqrt{\frac{L_1 L_2}{L_0 C_0}}, \quad K_{23} = \sqrt{\frac{L_2 L_3}{L_0 C_0}}, \quad K_{34} = \sqrt{\frac{L_3}{C_0}}. \quad (3.18)$$

Эквивалентная схема полосно-пропускающего фильтра из последовательных контуров \tilde{L}_i, \tilde{C}_i и инверторов сопротивлений показана на Рисунке 3.18в. Для определения величин емкостей и индуктивностей в последовательных контурах воспользуемся стандартным частотным преобразованием амплитудно-частотной характеристики ФНЧ $L(F)$ в амплитудно-частотную характеристику ППФ $L(f)$

$$\frac{F}{F_1} = \frac{1}{\eta} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right), \quad (3.19)$$

где $\eta = (f_2 - f_1) / \sqrt{f_1 f_2}$ – относительная ширина полосы пропускания. При этом параметры последовательных контуров можно определить, пользуясь следующими формулами [5]

$$\tilde{L}_i = \frac{F_1}{\sqrt{f_1 f_2} \eta} L_i, \quad \tilde{C}_i = \frac{\eta}{4\pi^2 \sqrt{f_1 f_2} F_1} \frac{1}{L_i}. \quad (3.20)$$

Как известно, на резонансной частоте последовательного колебательного контура его реактивное сопротивление $X(f)$ обращается в нуль, а поведение реактанса характеризуется параметром крутизны реактивного сопротивления $x_i = \sqrt{\tilde{L}_i / \tilde{C}_i}$. Выразим параметры инверторов сопротивлений через параметры крутизны реактансов контуров. Из (3.20) находим:

$$L_i = \frac{x_i \eta}{2\pi F_1}. \quad (3.21)$$

Подставляя (3.21) в (3.18) получаем:

$$K_{01} = \sqrt{\frac{\eta x_1}{2\pi F_1 C_0}}, \quad K_{12} = \frac{\eta}{2\pi F_1} \sqrt{\frac{x_1 x_2}{L_0 C_0}}, \quad K_{23} = \frac{\eta}{2\pi F_1} \sqrt{\frac{x_2 x_3}{L_0 C_0}}, \quad K_{34} = \sqrt{\frac{\eta x_3}{2\pi F_1 C_0}}. \quad (3.22)$$

Используя (3.22), вычислим коэффициент связи первого и второго резонаторов [5]:

$$k_{12} = \frac{K_{12}}{\sqrt{x_1 x_2}}. \quad (3.23)$$

Учитывая, что центральная частота полосы пропускания $f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$, несложно получить окончательное выражение

$$k = \frac{1}{\pi f_0} \sqrt{\frac{1}{L_0 C_0}}. \quad (3.24)$$

Формула (3.24) справедлива для первой полосы пропускания, однако ее можно обобщить и ко всем последующим, заменив частоту f_0 на центральную частоту n -ой полосы пропускания – nf_0

$$k = \frac{1}{\pi n f_0} \sqrt{\frac{1}{L_0 C_0}}. \quad (3.25)$$

Видно, что коэффициент связи убывает обратно пропорционально центральной частоте полосы пропускания, что хорошо согласуется с результатами квазистатического анализа рассматриваемой микрополосковой структуры.

Значение сосредоточенной емкости ФНЧ прототипа C_0 можно определить из погонной емкости широкого участка микрополосковой структуры C_{w1} , найденной в квазистатическом приближении, тогда $C_0 = C_{w1} l_1$. Значение же сосредоточенной индуктивности L_0 можно определить по частоте нижайшего резонанса конструкции F_0 , который хорошо проявляется в полосе пропускания ФНЧ на частотной зависимости обратных потерь (см. Рисунок 3.17)

$$L_0 = \left| \frac{2C_0 Z_0^2}{(1 - i2\pi F_0 C_0 Z_0)^2} \right|. \quad (3.26)$$

Для исследованной микрополосковой структуры на гибридной подложке, конструктивные параметры которой были приведены выше, емкость конденсатора

ФНЧ прототипа $C_0 = 34.44$ пФ, а величина индуктивности ФНЧ прототипа $L_0 = 79.05$ нГ. Справедливость используемого подхода к определению L_0 и C_0 демонстрирует Рисунок 3.19, на котором представлены фрагмент низкочастотного участка АЧХ рассмотренной микрополосковой структуры (сплошная линия) и ФНЧ прототипа (штриховая линия). Точками показаны частотные зависимости обратных потерь, которые практически неразличимы в обоих случаях.

Значения коэффициента связи, вычисленного по формуле (3.25), который, как уже отмечалось, характеризует взаимодействие резонаторов на центральных частотах полос пропускания, показаны на Рисунке 3.17*в,г* белыми точками, как для первой, так и для второй полосы пропускания. Видно достаточно хорошее совпадение со значениями частотно-зависимых коэффициентов связи, полученных с использованием энергетических соотношений (3.16) и (3.17).

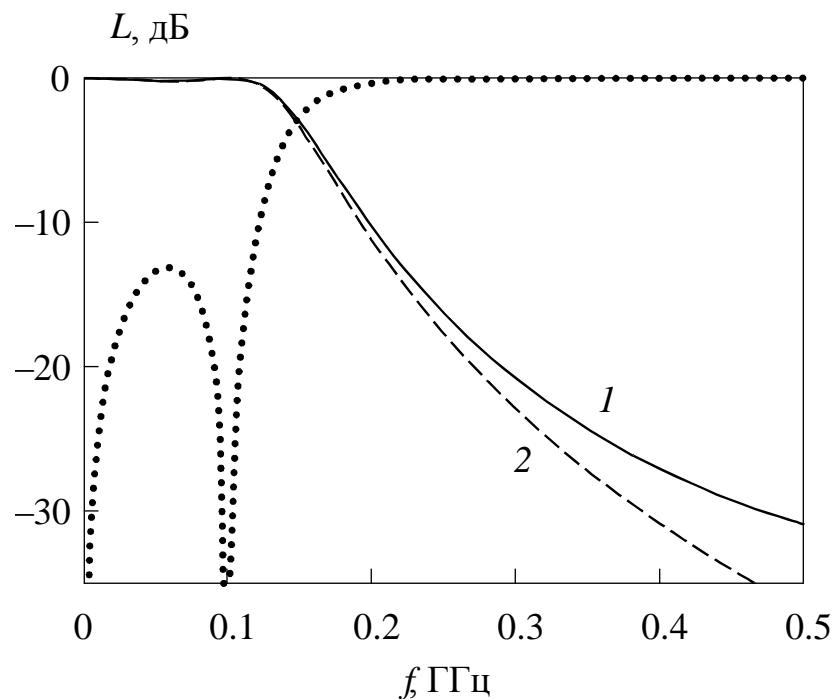


Рис. 3.19. Амплитудно-частотные характеристики микрополосковой структуры – 1 и ФНЧ прототипа – 2. Точки – зависимость обратных потерь.

Экспериментальная проверка наблюдаемых закономерностей была проведена на трех образцах микрополосковых моделей полосовых фильтров, различающихся относительной шириной полосы пропускания: $\Delta f/f_0 = 22.5, 29.8$ и 38.8 %. Конструктивные параметры образцов были предварительно получены параметрическим

синтезом с использованием программы анализа, написанной в квазистатическом приближении для одномерной модели рассматриваемой микрополосковой структуры. Два первых образца имели гибридные подложки толщиной 2 мм, в них крайние отрезки МПЛ изготовлены на керамике В-40 ($\epsilon = 41$), а центральный отрезок на ФЛАНе ($\epsilon = 2.8$). Фильтр же с максимальной шириной полосы пропускания был изготовлен на монолитной подложке из поликора ($\epsilon = 9.8$) толщиной 1 мм. После изготовления образцов методом гравировки по лаку размеры топологии проводников определялись на цифровом измерительном микроскопе, а затем эти размеры подставлялись в программу анализа для объективного сравнения результатов расчета с экспериментом. На всех образцах наблюдалось достаточно хорошее совпадение теории и эксперимента, что иллюстрирует Рисунок 3.20, где линиями показаны рассчитанные частотные зависимости прямых и обратных потерь для первого образца, а точками – соответствующие измеренные значения.

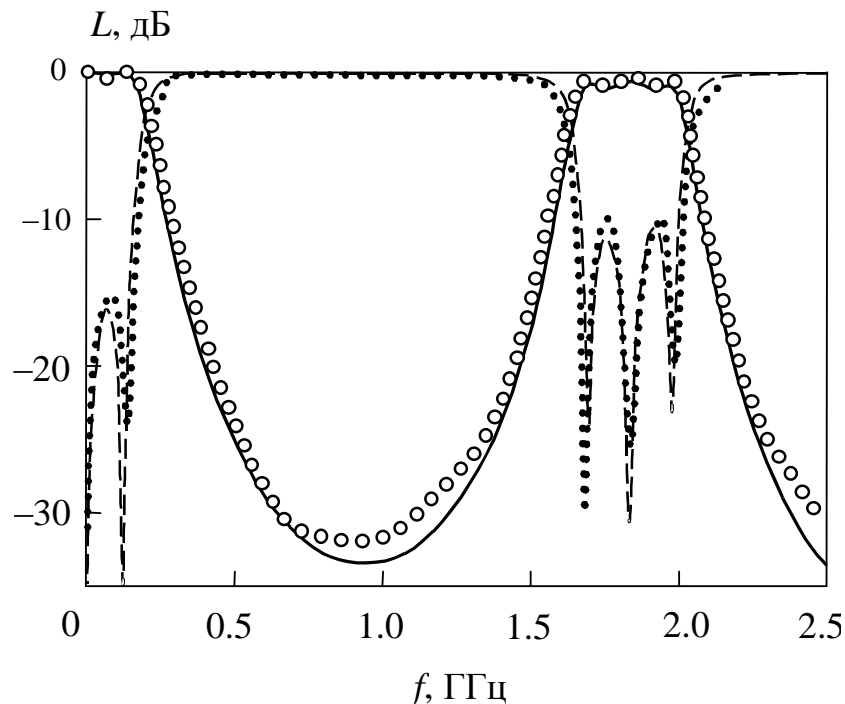


Рис. 3.20. Амплитудно-частотные характеристики микрополосковой структуры с относительной шириной первой полосы пропускания $\Delta f/f_0 = 22.5\%$. Линии – расчет, точки – эксперимент.

В этом образце ширина полосковых проводников крайних низкоомных участков $w_1 = 7.44$ мм, а центрального – высокоомного $w_2 = 0.06$ мм.

Для вычисления коэффициентов связи резонаторов по измеренным амплитудно-частотным характеристикам изготовленных образцов также использовалась формула (3.24). Однако в этом случае требуемые в формуле (3.24) значения L_0 и C_0 , которые находятся для эквивалентной схемы фильтра-прототипа ФНЧ (см. Рисунок 3.18а), удобнее вычислять из экспериментальных измерений по следующим формулам [5]

$$L_0 = \frac{\gamma Z_0}{\pi F_1 (\gamma^2 + 3/4)}, \quad (3.26)$$

$$C_0 = \frac{1}{2\pi F_1 \gamma Z_0}, \quad (3.27)$$

где $\gamma = sh \left(\frac{\operatorname{arcth} \sqrt{1 - 10^{-0.1L_r}}}{3} \right)$, а L_r – величина максимума обратных потерь, измеренная в полосе пропускания ФНЧ.

Полученные таким образом коэффициенты связи можно назвать «резонансными», так как они отражают величину взаимодействия резонаторов лишь вблизи резонансных частот.

На Рисунке 3.21 представлены зависимости «резонансных» коэффициентов связи от относительной ширины первой полосы пропускания исследуемой микрополосковой конструкции. Сплошная линия соответствует частотно-зависимым коэффициентам связи, рассчитанных по методу, предложенному выше. При этом значения «резонансных» k определялись на центральной частоте полосы пропускания. Штриховая линия соответствует расчету [5]. И наконец, точки соответствуют коэффициентам связи, вычисленным из измеренных амплитудно-частотных характеристик для трех образцов фильтров. Видно, что достаточно хорошее количественное согласие всех зависимостей наблюдается лишь в области «узких» полос пропускания. С увеличением же $\Delta f/f_0$ расхождение зависимостей монотонно нарастает. При этом экспериментальные точки располагаются несколько ближе к кривой, полученной «классическим» методом.

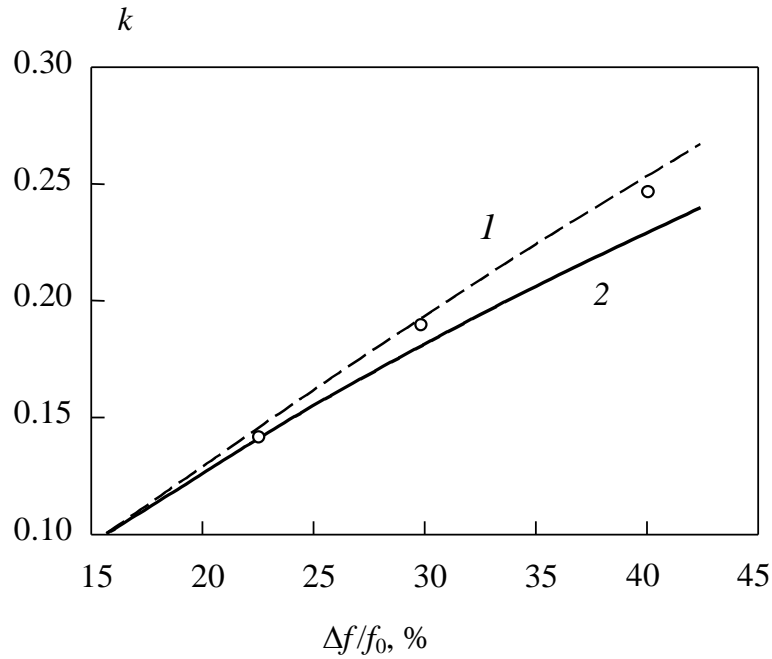


Рис. 3.21. Зависимости коэффициентов связи МПР на центральной частоте первой полосы пропускания от $\Delta f/f_0$, рассчитанных «классическим» – (1) и предложенным – (2) методами. Точки – эксперимент.

Таким образом, рассмотрен энергетический подход к вычислению коэффициентов связи резонаторов в нерегулярной микрополосковой структуре, являющейся аналогом электромагнитного кристалла. Основными достоинствами предложенного метода являются его простота и возможность исследовать поведение частотных зависимостей коэффициентов связи любых двух соседних резонаторов при изменении конструктивных параметров нерегулярной структуры. Показано, что в полосах заграждения располагаются минимумы коэффициентов связи, а в полосах пропускания – максимумы, причем коэффициент связи в первой полосе пропускания ровно в два раза больше, чем во второй. Показано также, что в рассмотренной трехзвенной микрополосковой структуре значения коэффициентов связи первого резонатора со вторым и второго с третьим абсолютно совпадают лишь в средней части полос пропускания, в то время как в полосах заграждения поведение $k(f)$ первой и второй пары резонаторов заметно различается. Этот факт обусловлен тем, что в полосах заграждения наблюдаются значительные отражения СВЧ-мощности на границах соединения отрезков МПЛ, имеющих скачки волнового сопротивления.

Результаты, изложенные в данной главе, опубликованы в работах [243–246].

ГЛАВА 4. ПЕРСПЕКТИВНЫЕ КОНСТРУКЦИИ ПОЛОСКОВЫХ И МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ УСТРОЙСТВ НА ОСНОВЕ МНОГОПРОВОДНИКОВЫХ СТРУКТУР

Одной из самых актуальных задач, стоящих перед разработчиками современных систем связи, радиолокации, радионавигации, радиоэлектронной борьбы является уменьшение размеров частотно-селективных или фильтрующих устройств, которыми, как известно, насыщена радиоаппаратура. Однако кроме самой проблемы миниатюризации фильтров важно учитывать и непрерывно повышающиеся требования к их амплитудно-частотным характеристикам, надежности, технологичности в производстве и, конечно, стоимости. Широко распространенные в настоящее время традиционные конструкции полосковых и микрополосковых фильтров на подложках с высокой диэлектрической проницаемостью во многом удовлетворяют этим требованиям, однако они имеют слишком большие габариты в дециметровом и особенно в метровом диапазонах длин волн. Традиционные подходы, используемые при проектировании частотно-селективных устройств, практически исчерпали возможности дальнейшего улучшения их рабочих параметров, поэтому актуальным является поиск новых принципов построения, которые позволили бы не только уменьшить габариты, но и существенно улучшить электрические характеристики фильтрующих устройств.

В данной главе рассматривается новый принцип конструирования электродинамических резонаторов, позволяющий создавать частотно-селективные устройства, которые, как будет показано далее, по совокупности таких характеристик, как миниатюрность, вносимые потери в полосе пропускания, уровень подавления и протяженность полос заграждения значительно превосходят известные аналоги. Экспериментально изготовленные образцы устройств подтверждают перспективность предложенного подхода.

4.1 Концепция построения полосковых и микрополосковых резонаторов на основе многопроводниковых структур

Как известно, любой полосковый электродинамический резонатор на частоте низшего резонанса можно достаточно точно описать с помощью колебательного контура на сосредоточенных элементах: индуктивности L , емкости C и сопротивления потерь R . Известно также, что резонансная частота и собственная добротность такого уединенного колебательного контура равны

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad Q_0 = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (4.1)$$

Рассмотрим теперь два таких колебательных контура, имеющих одновременно индуктивное и емкостное взаимодействия (Рисунок 4.1).

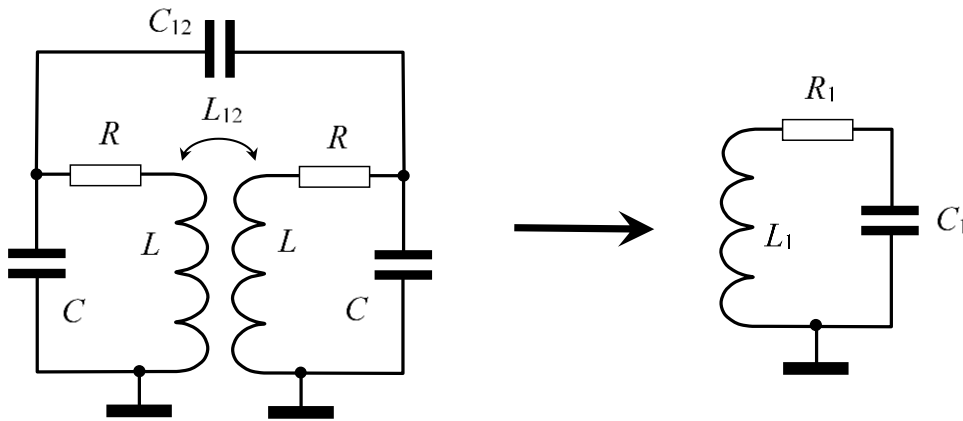


Рис. 4.1. Схема двух колебательных контуров, имеющих одновременно емкостное и индуктивное взаимодействия и эквивалентный ей одиночный контур.

Индуктивное взаимодействие контуров характеризуется взаимной индуктивностью L_{12} , а емкостное – взаимной емкостью C_{12} . Решая уравнения Кирхгофа для представленной схемы, несложно вычислить нижнюю f_1 и верхнюю f_2 резонансные частоты двух связанных контуров

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L_{12})(C+2C_{12})}}, \quad f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-L_{12})C}}. \quad (4.2)$$

Нужно отметить, что токи в индуктивностях на частоте f_1 имеют одинаковое направление, а потенциалы на обкладках конденсатора C_{12} имеют противоположные знаки, но на частоте f_2 – наоборот. Легко показать, что на частоте первой моды

колебаний такой системы пару связанных контуров можно заменить одним эквивалентным контуром (Рисунок 4.1) с индуктивностью L_1 , емкостью C_1 и сопротивлением R_1

$$L_1 = \frac{1}{2}(L + L_{12}), \quad C_1 = 2(C + 2C_{12}), \quad R_1 = \frac{R}{2}. \quad (4.3)$$

Пусть взаимодействие контуров является преимущественно индуктивным и близким к максимальному, что можно записать следующим образом

$$C_{12} \ll C, \quad L_{12} \approx L. \quad (4.4)$$

Тогда, согласно (4.3) индуктивность L_1 эквивалентного контура близка к индуктивности L одиночного контура, в то время как эквивалентная емкость увеличивается в два раза, а сопротивление потерь в два раза уменьшается по сравнению с одиночным LC -контуром.

Аналогичные вычисления, проведенные с использованием электрической схемы, состоящей из N контуров, позволяют получить выражения для резонансной частоты и собственной добротности нижней моды колебаний многоконтурной (многорезонаторной) системы

$$f_1 = \frac{1}{\sqrt{N}} f_0, \quad Q_1 = \sqrt{N} Q_0, \quad (4.5)$$

где Q_0 и f_0 – собственная добротность и резонансная частота одиночного контура соответственно. Из (4.5) видно, что при увеличении количества индуктивно связанных контуров, частота их нижней (первой) моды колебаний понижается, а ее добротность растет.

Таким образом, предлагаемый принцип построения полосковых многопроводниковых резонаторов состоит в следующем. Традиционный однопроводниковый полосковый резонатор заменяется системой электромагнитно взаимодействующих полосковых резонаторов, у которых коэффициент индуктивной связи близок к максимальному (в пределе стремится к 1). Назовем такую систему многопроводниковым резонатором. Так как в рассматриваемом многопроводниковом резона-

торе каждый его элемент является по существу отдельным резонатором, то собственные частоты этих взаимодействующих резонаторов сильно расталкиваются за счет огромной электромагнитной связи. В результате частота первой (рабочей) моды колебаний многопроводниковой структуры существенно понижается, а ее собственная добротность возрастает в соответствии с формулами (4.5) по сравнению с резонансной частотой и собственной добротностью одиночного резонатора при прочих равных условиях.

Сказанное выше подтверждают частотные зависимости коэффициента передачи (Рисунок 4.2), рассчитанные для одиночного полуволнового микрополоскового резонатора (точки), а также двух (сплошная линия) и четырех (штрихи) электромагнитно взаимодействующих аналогичных резонаторов при слабой их связи с внешними линиями передачи.

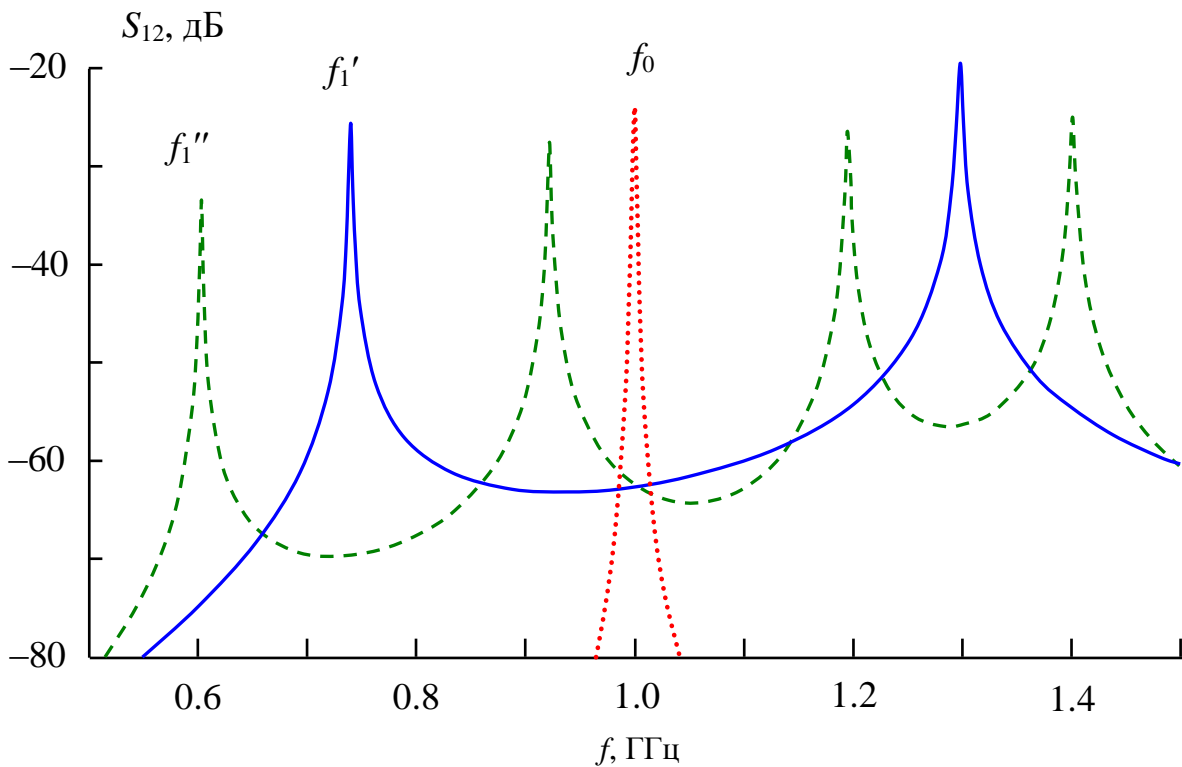


Рис. 4.2. АЧХ одиночного резонатора (точки), а также двух (сплошная линия) и четырех (штрихи) электромагнитно связанных микрополосковых резонаторов.

Во всех трех случаях конструктивные параметры полосковых проводников резонаторов были одинаковыми. Для двухпроводниковой и четырехпроводниковой структуры полосковые проводники резонаторов были смещены относительно друг друга вдоль длины для того, чтобы коэффициент их индуктивной связи был

существенно больше величины емкостной связи, чтобы достаточно хорошо выполнялось условие (4.4). Из Рисунка 4.2 видно, что увеличение количества взаимодействующих резонаторов приводит к существенному понижению частоты первой моды колебаний структуры (f_1' для двухпроводниковой и f_1'' для четырехпроводниковой структуры) по сравнению с частотой одиночного полоскового резонатора f_0 , причем этот эффект достаточно хорошо описывается выражением для оценки частоты (4.5), полученным для колебательных контуров. Таким образом, размеры частотно-селективных устройств, рабочие полосы пропускания которых формируются на резонансах первой моды колебаний многопроводниковых резонаторов, на фиксированной частоте существенно уменьшаются, что можно считать важным достоинством предложенного подхода.

Другим достоинством является более высокая, по сравнению с традиционными конструкциями, собственная добротность многопроводниковых резонаторов, которая с физической точки зрения объясняется тем, что суммарная индуктивность системы проводников на частоте нижней моды колебаний остается почти такой же, как у одного уединенного проводника, а ток в многопроводниковом резонаторе разделяется равномерно на все проводники, уменьшая тем самым омические потери в резонаторе.

Необходимо отметить, что конкретная практическая реализация описанного подхода зависит от типа линий передачи, на основе которого будут реализованы многопроводниковые резонаторы. Как будет показано далее, наилучшие результаты достигаются при использовании резонаторов, выполненных на основе полосковой линии на подвешенной подложке. В этом случае возможна реализация по описанному принципу многослойной металлодиэлектрической структуры, применение которой позволяет радикально улучшить масса-габаритные и электрические характеристики частотно-селективных устройств.

4.2 Микрополосковые фильтры на основе многопроводникового резонатора нового типа со встречно-штыревой структурой проводников

Как уже было отмечено в главе 2 данной диссертационной работы, для миниатюризации микрополосковых конструкций фильтров используют несколько известных подходов, например, сворачивают регулярные полосковые проводники резонаторов в форму шпильки, в форму буквы «С» или в форму прямоугольной спирали. С этой же целью используют скачки ширины полосковых проводников резонаторов, уменьшая тем самым их длину, а соответственно, и размеры фильтра. При сочетании этих двух подходов габариты микрополосковых фильтров становятся приемлемыми уже в дециметровом диапазоне длин волн.

Наиболее существенная миниатюризация микрополосковых фильтров достигается при использовании в них элементов, представляющих собой планарные квазисосредоточенные емкости и индуктивности. Однако важно отметить, что почти все перечисленные выше способы миниатюризации приводят к существенному уменьшению собственной добротности резонаторов, образующих фильтры, а значит, и к ухудшению частотно-селективных свойств последних. Рекордную добротность микрополосковые резонаторы имеют, если их проводники изготовлены из пленок высокотемпературных сверхпроводящих материалов, но высокая стоимость и работоспособность устройств только при криогенных температурах ограничивает их широкое применение. Этим объясняется важность проведения исследований новой конструкции микрополоскового многопроводникового резонатора, разработанного на основе предложенной выше концепции. Этот резонатор, как будет показано ниже, по совокупности таких характеристик, как миниатюрность и величина собственной добротности, значительно превосходит известные аналоги.

Рассмотрим микрополосковый резонатор (Рисунок 4.3а), содержащий диэлектрическую подложку, нижняя сторона которой полностью металлизирована и служит экраном, а на верхнюю сторону подложки нанесены полосковые металлические проводники, образующие встречно-штыревую структуру. Оба основания

встречно-штыревой структуры по всей своей ширине соединены с экраном, что является важной конструктивной особенностью описываемого резонатора, отличающей его от известных аналогов.

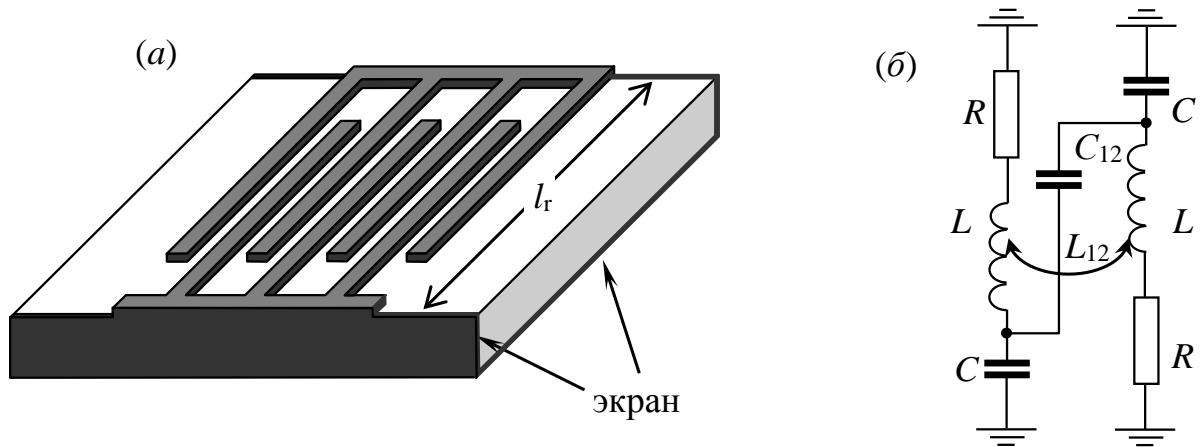


Рис. 4.3. Топология проводников исследуемого микрополоскового резонатора – (а) и эквивалентная схема для пары элементов его встречно-штыревой структуры – (б).

Очевидно, что в рассматриваемом резонаторе каждый элемент встречно-штыревой структуры сам является четвертьволновым резонатором. Как было отмечено в предыдущем разделе, собственные частоты этих взаимодействующих резонаторов сильно расталкиваются за счет огромной электромагнитной связи, обусловленной малыми зазорами между полосковыми проводниками и их малой шириной. Поэтому число мод колебаний основного типа (т.е. таких, у которых наблюдается только один максимум высокочастотного электрического напряжения на длине каждого полоскового проводника) равно числу элементов у встречно-штыревой структуры. Важно отметить, что для первой рабочей моды колебаний, обладающей самой низкой резонансной частотой f_1 , высокочастотные токи во всех проводниках встречно-штыревой структуры текут в одну сторону, а напряжения на смежных проводниках имеют противоположные знаки, что приводит к суммированию индуктивного и емкостного взаимодействий проводников.

Для простоты анализа основных характеристик предложенного резонатора удобно привлечь его эквивалентную схему на сосредоточенных индуктивных и емкостных элементах, которую несложно построить из одномерной модели структуры, традиционно используемой для квазистатического расчета подобных кон-

струкций. На Рисунке 4.3б показана эквивалентная схема резонатора для простейшего случая, когда он образован всего двумя проводниками, каждый из которых является колебательным контуром, образованным индуктивностью L , емкостью C и сопротивлением R для учета потерь в контуре. Индуктивное взаимодействие контуров характеризуется взаимной индуктивностью L_{12} , а емкостное – взаимной емкостью C_{12} .

Используя квазистатическое приближение для расчета погонных параметров связанных микрополосковых линий на подложке с высокой диэлектрической проницаемостью, можно показать, что $C_{12} \ll C$, а при ширине полосковых проводников и расстоянии между ними намного меньших, чем толщина подложки, с достаточно хорошей точностью выполняется приближенное равенство $L_{12} \approx L$. В результате эквивалентная индуктивность для контура, соответствующего резонатору на основе двух встречных проводников, близка к индуктивности одиночного проводника, в то время как эквивалентная емкость увеличивается в два раза, а сопротивление в два раза уменьшается.

Аналогичные вычисления, проведенные с использованием эквивалентной схемы для резонатора на встречно-штыревой структуре, состоящей из N проводников, позволяют получить выражения для собственной добротности резонанса нижней моды колебаний и ее резонансной частоты

$$Q_1 = \sqrt{\frac{N}{2}} Q_0, \quad f_1 = \sqrt{\frac{2}{N}} f_0, \quad (4.6)$$

где Q_0 и f_0 – собственная добротность и резонансная частота двухпроводникового элемента встречно-штыревой структуры соответственно. Из формул (4.6) видно, что при увеличении количества проводников у встречно-штыревой структуры резонатора частота его первой моды колебаний понижается, а добротность растет. Однако важно отметить, что величина эффектов понижения частоты и роста добротности резко уменьшается, если не выполняются условия малости ширины полосковых проводников и зазоров между ними по сравнению с толщиной подложки.

Все выводы, полученные на основе эквивалентной схемы встречно-штыревой структуры, полностью подтверждаются численным электродинамическим анализом 3D моделей рассмотренного микрополоскового резонатора. Анализ показывает, в частности, что частота f_1 существенно понижается, а добротность Q_1 растет с увеличением числа проводников N у встречно-штыревой структуры (Рисунок 4.4). Представленные зависимости рассчитаны для следующих конструктивных параметров резонатора: диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon = 80$, ее толщина 1 мм, длина проводников встречно-штыревой структуры – 4.4 мм, их ширина – 100 мкм, зазор между проводниками – 40 мкм.

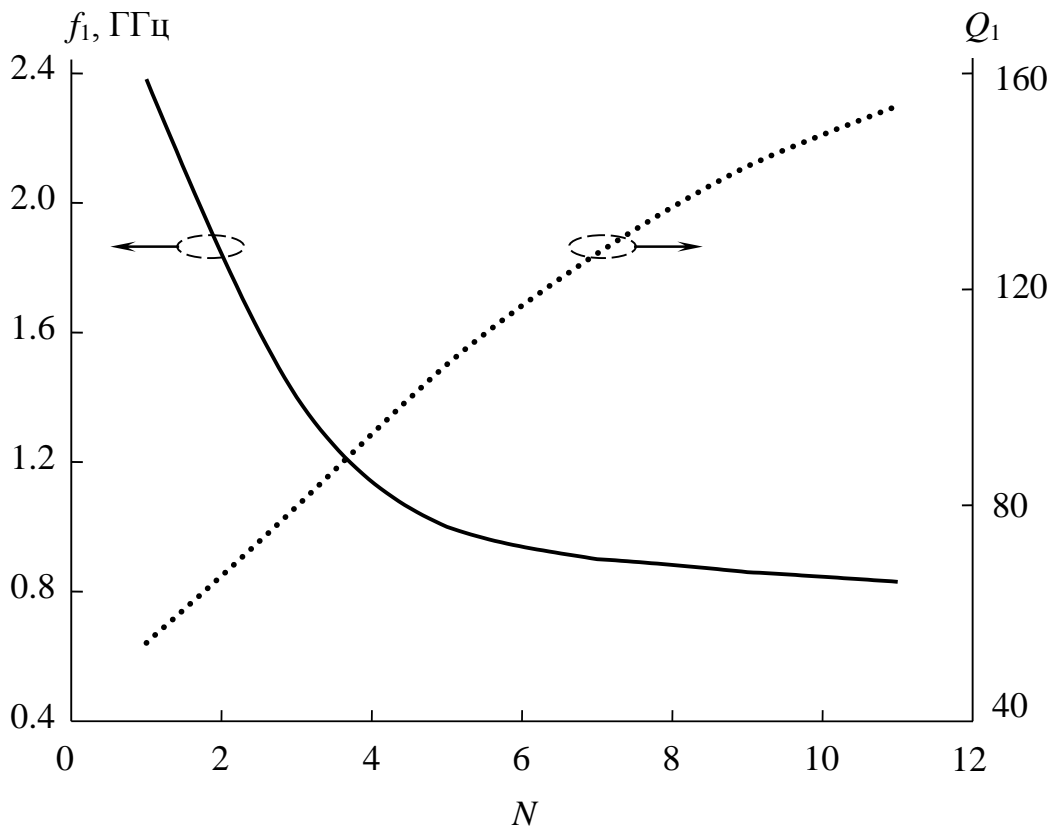


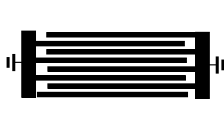




Рис. 4.4. Рассчитанные в программе электродинамического моделирования зависимости резонансной частоты и собственной добротности исследуемого резонатора от количества проводников у встречно-штыревой структуры.

Важно заметить, что зависимость резонансной частоты от количества проводников $f_1(N)$ рассчитывалась при фиксированной длине резонатора, равной $l_r = 5$ мм, в то время как аналогичная зависимость добротности вычислялась для фиксированной резонансной частоты 1 ГГц, которая поддерживалась постоянной

за счет изменения длины резонатора. Последнее было сделано для того, чтобы исключить влияние на добротность резонатора изменения толщины скин-слоя в проводниках, связанного с изменением частоты.

Для сравнения в Таблице 5 приведены значения собственных добротностей микрополосковых резонаторов различных миниатюрных конструкций, полученные электродинамическим анализом их 3D моделей. Все резонаторы имеют одинаковую частоту первой моды колебаний $f_1 = 820$ МГц, одинаковые размеры контура полосковых проводников 1×5.5 мм² и одинаковые подложки из керамики ТБНС ($\epsilon = 80$) толщиной 1 мм. Видно, что рассмотренный в работе резонатор существенно превосходит по добротности все представленные аналоги.

Таблица 5. Сравнение собственной добротности микрополосковых резонаторов различных конструкций.

Тип резонатора					
Собственная добротность	120	48	33	31	24

Таким образом, предложенная конструкция миниатюрного многопроводникового микрополоскового резонатора на основе встречно-штыревой структуры имеет либо значительно более высокую собственную добротность, либо существенно меньшие размеры, чем у известных конструкций микрополосковых резонаторов при прочих равных условиях. Первое утверждение хорошо доказывает Таблица 5, а второе – очевидно. Например, чтобы нерегулярный шпильковый четвертьволновый резонатор имел добротность не 31 (см. Таблицу 5), а такую же, как у предложенного резонатора 120, необходимо его размеры увеличить в два раза.

На основе предложенного резонатора были разработаны миниатюрные микрополосковые полосно-пропускающие фильтры. На вставке Рисунка 4.5 показана топология проводников фильтра третьего порядка, у которого встречно-штыревая структура каждого из трех резонаторов имеет по семь элементов. Важно отметить,

что элементы встречно-штыревой структуры сами являются резонаторами с резонансной частотой f_0 , определяемой, как известно, длиной полоскового проводника и диэлектрической проницаемостью подложки. Однако из-за сильного электромагнитного взаимодействия этих резонаторов, обусловленного малыми зазорами между полосковыми проводниками, их резонансные частоты сильно расталкиваются. В результате нижайшая первая мода колебаний такого многопроводникового резонатора имеет резонансную частоту $f_1 \ll f_0$. Поэтому размеры многозвенного фильтра, полоса пропускания которого строится на резонансах нижайшей моды колебаний каждого из взаимодействующих резонаторов, значительно уменьшаются, что можно считать важным достоинством исследуемой конструкции.

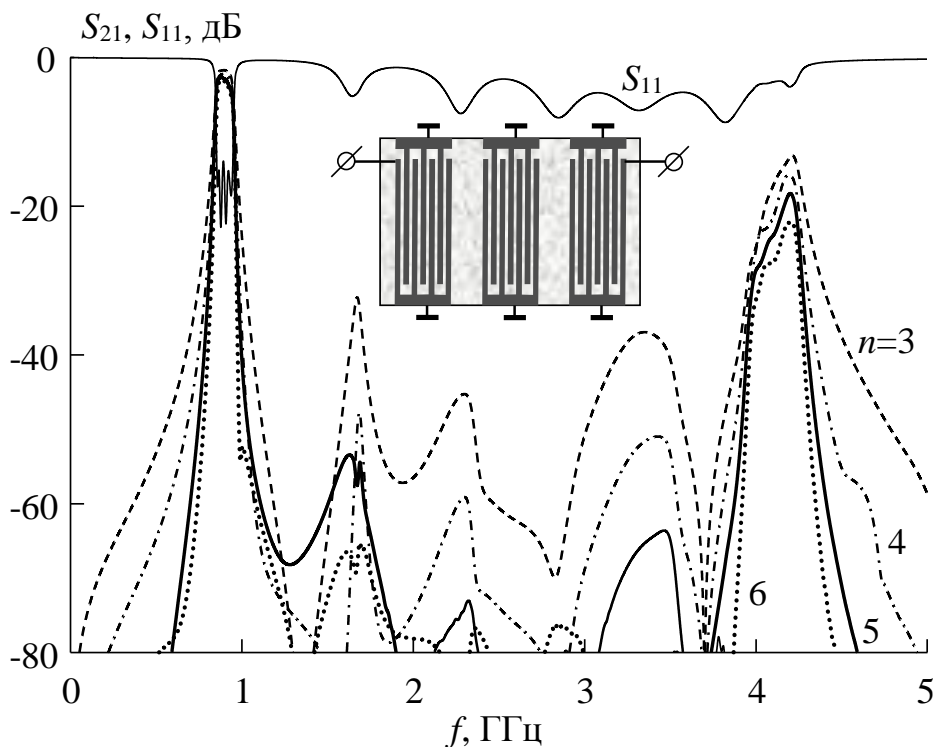


Рис. 4.5. Амплитудно-частотные характеристики многозвенных фильтров ($n = 3 \dots 6$) на многопроводниковых микрополосковых резонаторах ($N = 7$), полученные численным электродинамическим анализом 3D моделей. На вставке – конструкция фильтра третьего порядка.

Другим достоинством конструкции фильтров на многопроводниковых резонаторах является широкая высокочастотная полоса заграждения, обусловленная тем, что связь между резонаторами на частотах высших мод колебаний значительно меньше, чем на первой рабочей моде. Это связано с тем, что на частоте первого резонанса высокочастотные токи во всех проводниках резонатора синфазны,

а на высших резонансах в некоторых или во всех проводниках (в зависимости от номера моды колебаний) – противофазны. Этот факт демонстрирует Рисунок 4.5, на котором представлены АЧХ фильтров, содержащих различное число резонаторов n от трех до шести, рассчитанные численным электродинамическим анализом 3D моделей. Подложкой фильтров служит пластина из керамики с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 80$, толщиной 1 мм и площадью $7.6 \times 4.6 \text{ мм}^2$ для фильтра на трех резонаторах и $17.7 \times 4.6 \text{ мм}^2$ для фильтра на шести резонаторах. Ширина полосковых проводников во встречно-штыревой структуре, состоящей из семи элементов, 120 мкм, а зазор между ними – 20 мкм. Фильтры имеют центральную частоту полосы пропускания, соответствующую резонансу нижайшей моды колебаний резонатора $f_1 = 0.9 \text{ ГГц}$, и относительную ее ширину 10 %, измеренную по уровню -3 дБ от уровня минимальных потерь. При этом ширина полосы заграждения фильтра превышает $3f_1$, причем для фильтра третьего порядка эта ширина по уровню -30 дБ , четвертого – почти -50 дБ , пятого – почти -55 дБ , а шестого – более -65 дБ .

Важно отметить, что на резонансах высших мод колебаний резонаторов наблюдается уменьшение потерь на отражение в фильтре, связанное с поглощением СВЧ-мощности многопроводными резонаторами. Об этом свидетельствует зависимость $S_{11}(f)$, которая приведена только для фильтра пятого порядка, чтобы не загромождать рисунок. Однако на частотах выше полосы пропускания фильтров эта зависимость остается почти неизменной для любого числа резонаторов в нем, что легко объяснить. Действительно, каждый из резонаторов в исследуемых фильтрах образован семью элементами во встречно-штыревой структуре, поэтому резонатор имеет семь нижайших мод колебаний, для которых по длине каждого полоскового проводника существует только одна пучность высокочастотного тока и одна пучность высокочастотного напряжения. Резонанс первой моды участвует в формировании полосы пропускания, а резонансы остальных шести мод, попадающие в полосу заграждения, эффективно поглощают падающую СВЧ-мощность, что и доказывают минимумы потерь на отражение на этих частотах, наблюдаемые на зави-

симости $S_{11}(f)$. Заметим, что паразитная полоса пропускания с центральной частотой выше $4f_1$ образована резонансами, отвечающими модам колебаний, для которых по длине полосковых проводников встречно-штыревой структуры существует уже по две пучности высокочастотного тока и высокочастотного напряжения.

Хорошо известно, что одной из самых важных характеристик резонаторов является их собственная добротность, которой, в первую очередь, определяется величина потерь СВЧ мощности в полосе пропускания устройства. Исследование зависимости собственной добротности первой моды колебаний Q_1 от конструктивных параметров многопроводникового микрополоскового резонатора, представленное ранее показало, в частности, что она растет пропорционально квадратному корню из количества элементов во встречно-штыревой структуре. Однако при построении фильтров на таких резонаторах важно знать влияние их конструктивных параметров на собственные добротности и высших мод колебаний, так как резонансы этих мод попадают в высокочастотную полосу заграждения и влияют на уровень подавления СВЧ мощности в ней.

На Рисунке 4.6 представлены зависимости собственных добротностей резонансов первых трех мод колебаний от зазора между полосковыми проводниками S , построенные для резонатора на подложке толщиной 1 мм из керамики ТБНС ($\varepsilon = 80$), имеющего семь элементов во встречно-штыревой структуре. Отметим, что с уменьшением зазора S частота первой моды колебаний падает примерно на 30 %, поэтому добротность Q_1 вычислялась для фиксированной резонансной частоты 1 ГГц, которая поддерживалась постоянной изменением длины резонатора.

Видно, что добротность резонанса первой моды колебаний остается практически неизменной при любых зазорах, а Q_2 и Q_3 с увеличением S растут, но даже при максимальном зазоре добротность Q_2 в два раза меньше Q_1 , а добротность Q_3 — в три раза. Это значит, что связь между резонаторами на частотах высших резонансов будет слабой, увеличивая тем самым ширину высокочастотной полосы заграждения и уровень затухания СВЧ-мощности в ней.

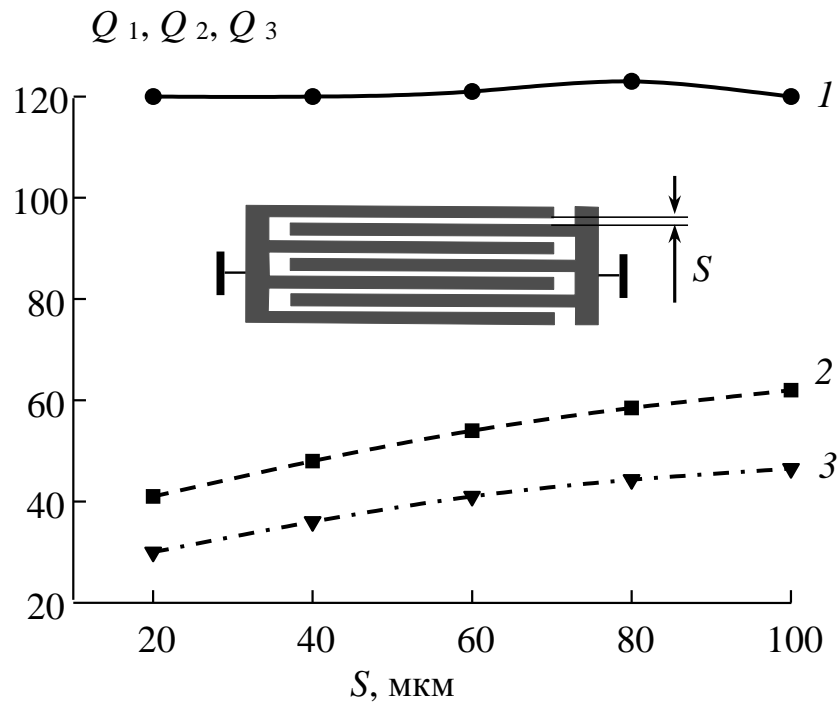


Рис. 4.6. Зависимости собственных добротностей первых трех мод колебаний многопроводникового микрополоскового резонатора ($N = 7$) от зазора между проводниками встречно-штыревой структуры.

Интересно сравнить коэффициенты связи пары рассмотренных многопроводниковых резонаторов с коэффициентами связи традиционных микрополосковых резонаторов, выполненных на основе отрезков обычной микрополосковой линии передачи. На Рисунке 4.7 приведена зависимость полного коэффициента связи пары многопроводниковых резонаторов от расстояния между ними (сплошная линия), рассчитанная в программе электродинамического моделирования. Конструктивные параметры микрополосковой структуры были следующими: диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon = 80$, ее толщина – 1 мм, длина проводников встречно-штыревой структуры резонаторов – 3.9 мм, их ширина – 120 мкм, зазор между проводниками – 20 мкм, число проводников $N = 7$. На этом же рисунке представлены зависимости коэффициента полной связи пары сонаправленных (точки) и встречно-направленных (штрихи) обычных четвертьволновых микрополосковых резонаторов. Расчет выполнен для тех же конструктивных параметров, что и у многопроводниковых резонаторов.

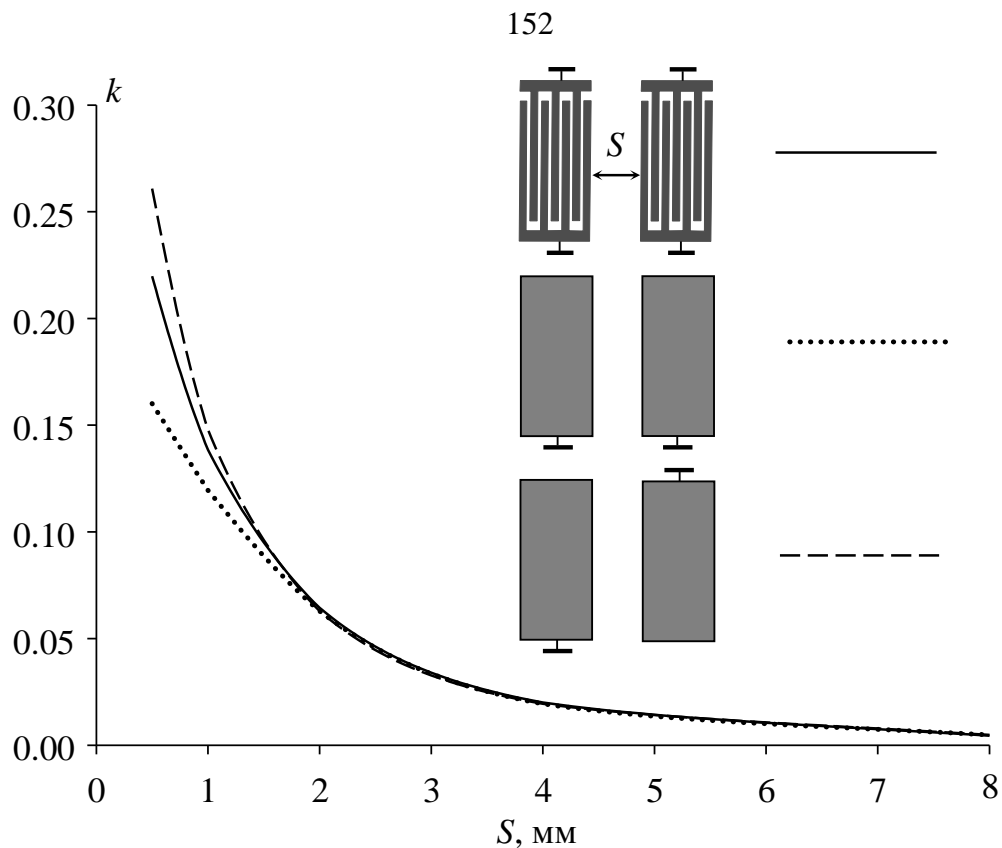


Рис. 4.7. Зависимости коэффициента полной связи пары многопроводниковых резонаторов, а также сонаправленных и встречно-направленных традиционных четвертьволновых микрополосковых резонаторов.

Из представленных графиков видно, что зависимость коэффициента полной связи многопроводниковых резонаторов от расстояния между ними существенно ближе к той же зависимости для традиционных встречно-направленных микрополосковых резонаторов. Это позволяет сделать вывод о том, что коэффициенты емкостного и индуктивного взаимодействия многопроводниковых резонаторов на частотах первой моды колебаний складываются друг с другом, а следовательно, для таких резонаторов не будет наблюдаться эффект аномального поведения полного коэффициента связи (Глава 3, Рисунок 3.12) при изменении расстояния между ними. Кроме того, частотные зависимости коэффициента связи таких резонаторов в конструкциях полосно-пропускающих фильтров в области частот первой полосы пропускания будут иметь поведение аналогичное поведению традиционных микрополосковых четвертьволновых резонаторов. Это позволяет использовать результаты, полученные ранее, для анализа характеристик частотно-селективных устройств, реализованных на основе предложенных многопроводниковых резонаторов.

Для экспериментальной проверки перспективности применения предложенной конструкции резонатора был синтезирован, а затем изготовлен фильтр четвертого порядка на встречно-штыревых микрополосковых резонаторах с числом элементов в структуре $N = 7$, амплитудно-частотная характеристика которого представлена на Рисунке 4.8.

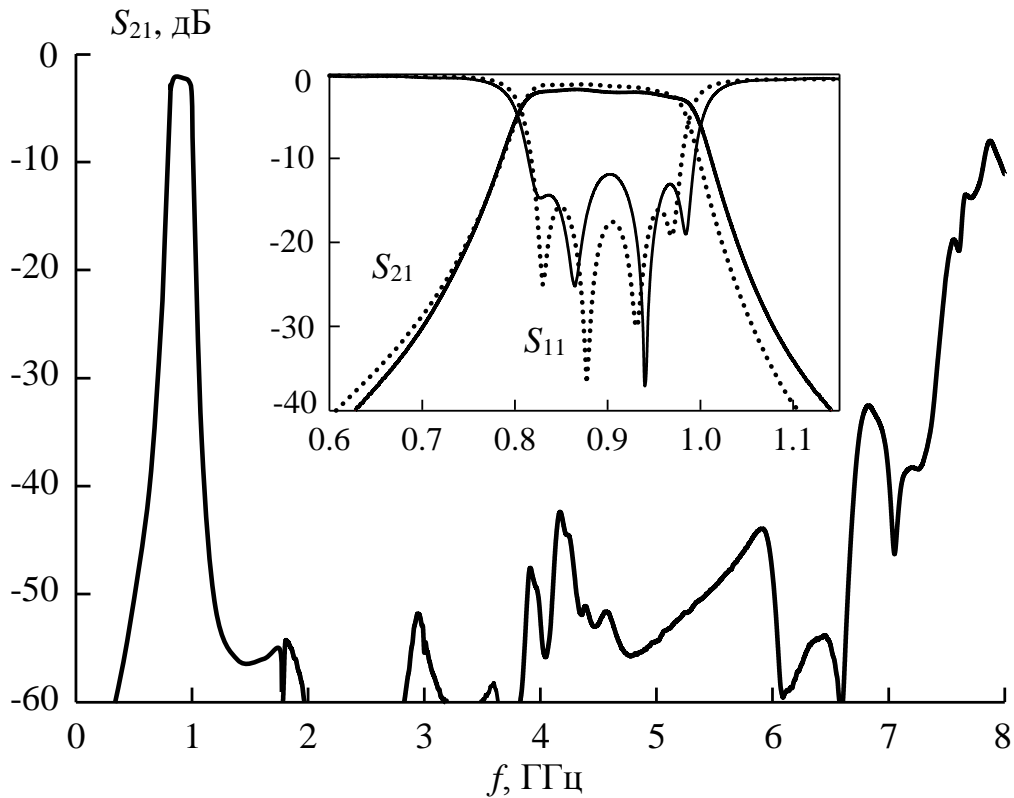


Рис. 4.8. АЧХ фильтра четвертого порядка. Линии – измерения, точки – расчет.

На Рисунке 4.9 представлена топология проводников разработанного фильтра, а на Рисунке 4.10 – изображение изготовленного методом фотолитографии макета фильтра, припаянного на латунное основание.

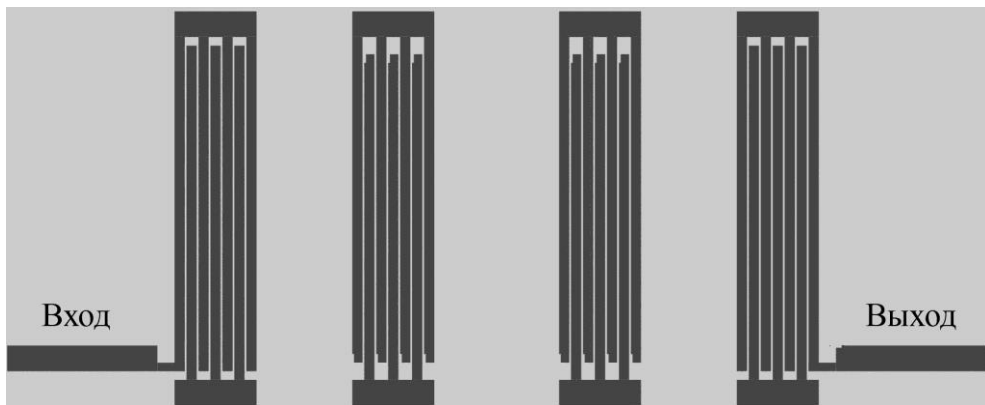


Рис. 4.9. Топология проводников разработанного фильтра четвертого порядка.

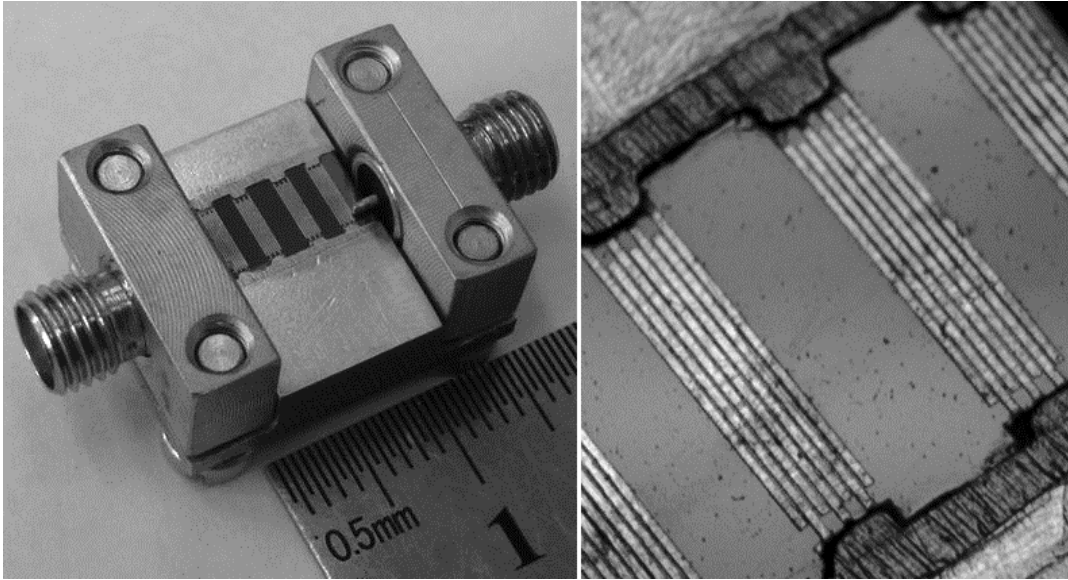


Рис. 4.10. Фотография изготовленного макета фильтра и его микрополосковых резонаторов.

Материал подложки резонатора – керамика ТБНС ($\epsilon = 80$) толщиной 1 мм размерами 9.5×4.6 мм. Ширина резонаторов – 0.96 мм, при этом ширина проводников в них – 120 мкм и зазор между ними – 20 мкм. Зазор между крайними парами резонаторов – 1.12 мм, а между центральной парой – 1.46 мм. Центральная частота полосы пропускания фильтра $f_1 = 0.9$ ГГц, ее относительная ширина – 20%, величина потерь в полосе пропускания не превышает 1.7 дБ. Ширина высокочастотной полосы заграждения, измеренная по уровню -40 дБ, простирается до частоты $6f_1$. Фильтр отличается миниатюрностью, широкой полосой заграждения и технологичностью в изготовлении. Важно отметить, что применение большего количества проводников в резонаторах позволит существенно повысить миниатюрность и частотно-селективные свойства таких фильтров.

Таким образом, результаты проведенных исследований доказывают перспективность использования в системах связи, радиолокации, радионавигации, в специальной радиоаппаратуре частотно-селективных устройств на основе предложенной конструкции многопроводникового микрополоскового резонатора.

4.3 Полосно-пропускающие фильтры на основе двухпроводниковых полосковых резонаторов на подвешенной подложке

Известно, что традиционные микрополосковые конструкции фильтров, относящиеся к одним из самых миниатюрных, не позволяют достигать высоких частотно-селективных свойств устройств в нижней части дециметрового диапазона длин волн, а тем более в метровом диапазоне. Этому препятствует значительное уменьшение собственной добротности микрополосковых резонаторов, наблюдаемое с понижением частоты. Одним из перспективных подходов для преодоления указанного выше ограничения является использование оригинальных конструкций полосковых резонаторов на подвешенной подложке.

В данной главе приводятся результаты исследований фильтров на основе двухпроводниковых полосковых резонаторов, выполненных на подвешенной между экранами подложке. Фильтры таких конструкций миниатюрны даже в метровом диапазоне длин волн, имеют широкую (в несколько октав) полосу заграждения с высоким подавлением СВЧ-мощности и малые вносимые потери в полосе пропускания. Несмотря на все преимущества конструкций фильтров на подвешенной подложке, систематических исследований по изучению их возможностей до сих пор не проводилось. В частности, нет сведений о влиянии конструктивных параметров на взаимодействие полосковых резонаторов, знание которых необходимо как для повышения избирательности фильтров, например, за счет целенаправленного формирования полюсов затухания на АЧХ вблизи полосы пропускания, так и для оценки предельно достижимых характеристик устройств.

Таким образом, исследование особенностей взаимодействия резонаторов в конструкциях фильтров на подвешенной подложке является важной и актуальной задачей. Такие исследования необходимы не только для изучения природы распространения электромагнитных волн в сложных волноведущих структурах, но и для проектирования полосно-пропускающих фильтров с улучшенными селективными свойствами, а также других полосковых устройств СВЧ, например, с электрически-управляемыми характеристиками, разнообразных датчиков СВЧ, содержащих активные среды, и др.

4.3.1 Полосно-пропускающие фильтры на основе двухпроводниковых резонаторов со встречно-направленными полосковыми проводниками

Рассмотрим полосковую конструкцию (Рисунок 4.11), которая представляет собой два параллельных резонатора, каждый из которых образован парой регулярных полосковых проводников (1-2 и 3-4), имеющих длину l_s и ширину w . Полосковые проводники находятся строго напротив друг друга на противоположных сторонах подложки, где каждый из проводников одним концом замкнут на экран. Полная длина каждого из таких двухпроводниковых резонаторов l_r , а расстояние между ними S . Подложка толщиной h_d подвешивается в металлическом корпусе, на одинаковом расстоянии h_a от верхнего и нижнего экранов (на рисунке они не показаны).

В такой двухрезонаторной конструкции фильтра возможны два варианта ориентации резонаторов относительно друг друга. В первом из них проводники резонаторов, расположенные на одной поверхности подложки, соединены с экраном смежными концами (Рисунок 4.11а – сонаправленные резонаторы), а во втором – «диагональными» (Рисунок 4.11б – встречно-направленные резонаторы).

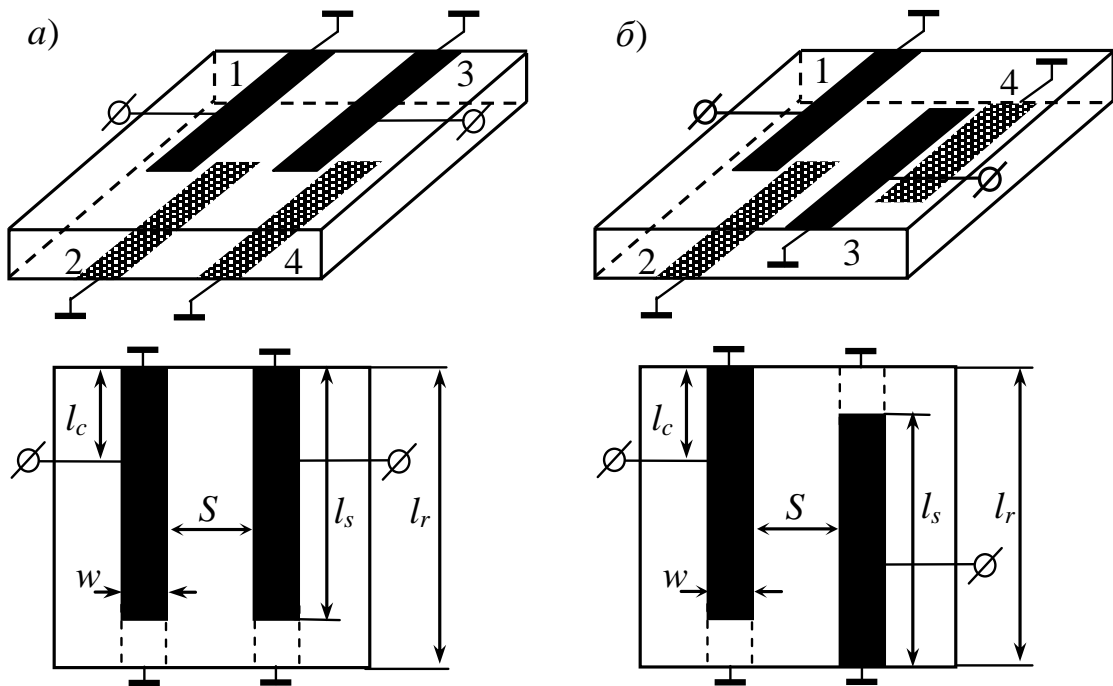


Рис. 4.11. Конструкции двухзвенных фильтров на сонаправленных – (а) и встречно-направленных – (б) резонаторах.

Входная и выходная линии передачи с волновым сопротивлением $Z_0 = 50$ Ом подключены кондуктивно к полосковым проводникам, расположенным на одной поверхности подложки на расстоянии l_c от их замкнутых на экран концов. Как показали исследования, АЧХ фильтра на сонаправленных резонаторах при подключении внешних линий к проводникам, расположенным на разных поверхностях подложки (диагональное подключение), совпадает с АЧХ фильтра на встречно-направленных резонаторах при подключении внешних линий к проводникам, расположенным на одной поверхности подложки (смежное подключение). В то же время АЧХ фильтра на встречно-направленных резонаторах с диагональным подключением внешних линий совпадает с АЧХ фильтра на сонаправленных резонаторах при смежном подключении, поэтому далее при анализе структур на подвешенной подложке будет рассматриваться только смежное подключение внешних линий к полосковым проводникам фильтров. Этот выбор обусловлен также удобством подведения внешних линий передачи к проводникам, находящимся на одной стороне подложки при монтаже устройства.

На Рисунке 4.12 приведены расчетные значения частотных зависимостей прямых потерь $L(f)$ для конструкций фильтров на сонаправленных (пунктирная линия) и встречно-направленных (сплошная линия) резонаторах при смежном подключении внешних линий. Фильтры имели одинаковые конструктивные параметры (Таблица 6). Видно, что положение полосы пропускания и ее ширина практически не зависят от ориентации резонаторов. Однако в конструкции на встречно-направленных резонаторах селективные свойства фильтра существенно лучше за счет наличия полюса затухания вблизи высокочастотного склона полосы пропускания. На этом же рисунке приведены графики прямых (штрихпунктирная линия) и обратных $R(f)$ (точки) потерь, рассчитанные для фильтра на микрополосковых резонаторах, полосковые проводники которых направлены встречно, аналогично конструкции, изображенной на Рисунке 4.11б. Фильтр настраивался на ту же полосу и центральную частоту, что и исследуемые фильтры. Его конструктивные параметры приведены в Таблице 6.

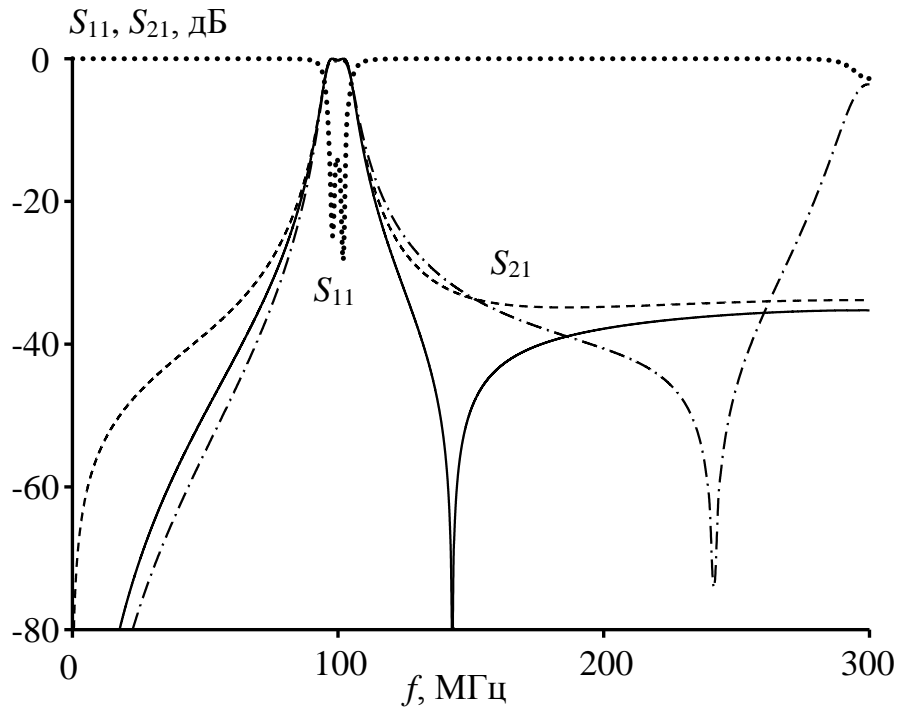


Рис. 4.12. АЧХ фильтров на подвешенной подложке на встречно-направленных (сплошная линия) и сонаправленных (пунктирная линия) резонаторах, и фильтра на микрополосковых резонаторах (штрихпунктирная линия).

Видно, что фильтры на МПР обладают худшими селективными свойствами, а кроме того, имеют большие размеры, чем исследуемые фильтры на подвешенной подложке. Расчет АЧХ проводился в квазистатическом приближении на одномерных моделях с идеальными проводниками нулевой толщины. Отметим также, что на практике добротность резонаторов на подвешенной подложке существенно выше добротности МПР.

Таблица 6. Конструктивные параметры фильтров.

Тип фильтра	ε	h_a , мм	h_d , мм	w , мм	S , мм	l_c , мм	$l_r=l_s$, мм
На подвешенной подложке	80	5	0.5	2	6.3	21.3	41.2
На основе МПР	80	5	0.5	2	0.78	36.6	97.3

Для проверки точности используемого квазистатического анализа исследуемых полосковых структур на подвешенной подложке был изготовлен ряд образцов фильтров метрового и дециметрового диапазонов длин волн, которые показали достаточно хорошее согласие расчета с экспериментом. Образцы изготавливались ме-

тодом гравировки по лаку, описанным во второй главе, на подложках, различающихся диэлектрической проницаемостью и толщиной. Для иллюстрации на Рисунке 4.13 сплошной линией представлены рассчитанные, а точками – измеренные амплитудно-частотные характеристики четырехзвенного фильтра на встречно-направленных резонаторах, изготовленного на подложке из керамики ТБНС ($\epsilon = 80$) толщиной $h_d = 0.5$ мм.

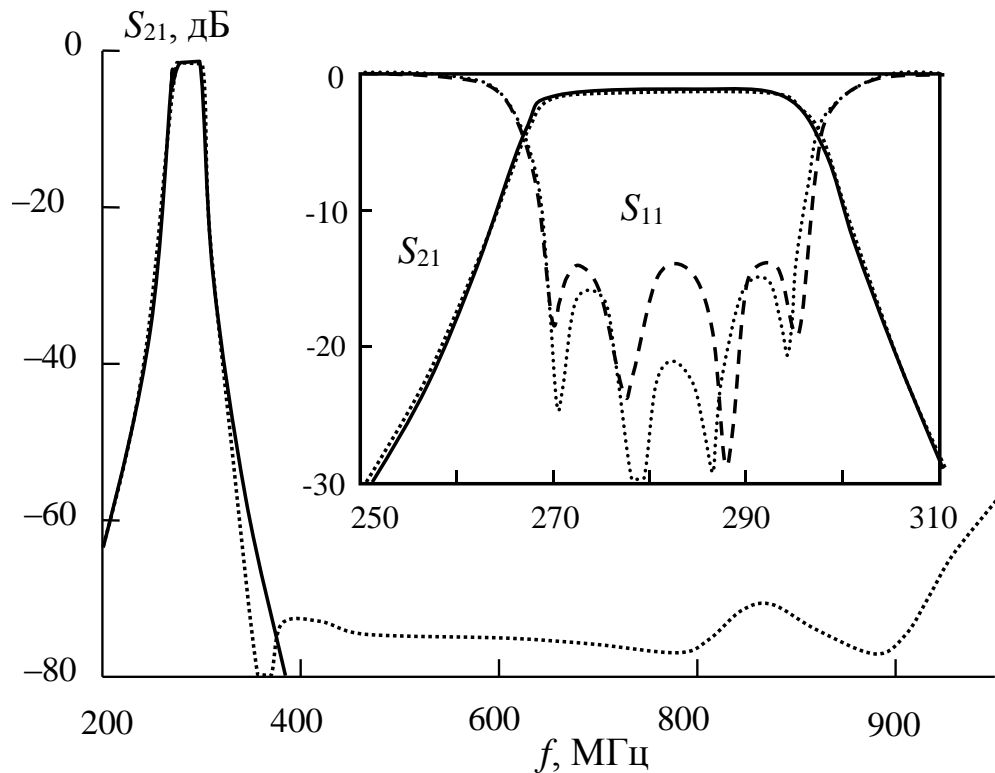


Рис. 4.13. АЧХ четырехзвенного фильтра на подвешенной подложке: сплошная линия – расчет в квазистатическом приближении, точки – эксперимент.

Фильтр настраивался на центральную частоту полосы пропускания $f_0 = 280$ МГц и ее относительную ширину $\Delta f/f_0 = 10\%$. При этом конструктивные параметры были следующими: ширина проводников $w = 2$ мм, длина $l_s = 18.6$ мм, укорочение внутренних резонаторов – 0.8 мм, зазор между крайними резонаторами – 3 мм, между средними – 2.5 мм, расстояние до верхнего и нижнего экранов от поверхностей подложки $h_a = 2.25$ мм. Важно отметить, что для объективности сравнения теории и эксперимента в расчетную модель подставлялись реальные размеры топологии, снятые на измерительном микроскопе уже после изготовления фильтра. Наблюдаемое хорошее согласие рассчитанных и измеренных характеристик

устройства дает возможность провести все необходимые исследования рассматриваемой полосковой структуры на подвешенной подложке при варьировании ее конструктивных параметров теоретически.

В исследуемых конструкциях токи в полосковых проводниках каждого из резонаторов, как для четной, так и для нечетной моды, текут в одну сторону (Рисунок 4.14). Это приводит к некоторым особенностям, которые удобно показать, анализируя их эквивалентные схемы на сосредоточенных элементах.

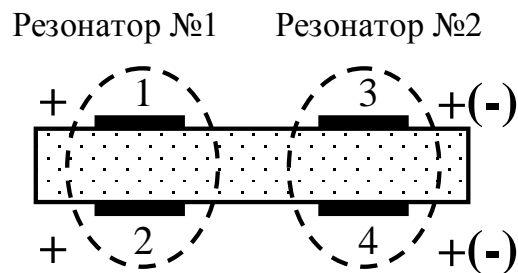


Рис. 4.14. Поперечное сечение двухзвенного фильтра. Знаки «+» и «-» обозначают направления токов для четной моды, а в скобках – для нечетной.

На Рисунке 4.15а,б приведены эквивалентные схемы на сосредоточенных емкостных C_{ij} и индуктивных L_{ij} элементах для обеих рассматриваемых конструкций при максимальной длине области связи резонаторов, то есть когда $l_s/l_r = 1$. На них не показаны взаимные индуктивности, чтобы не загромождать рисунки. Очевидно, что эти схемы адекватны исследуемым структурам лишь в области частот первой полосы пропускания, а в силу симметрии конструкций в них $C_{12} = C_{34}$, $C_{13} = C_{24}$, $C_{14} = C_{23}$, а $L_{12} = L_{34}$, $L_{13} = L_{24}$, $L_{14} = L_{23}$. В обеих схемах не учитывались «воздушные» емкости полосковых проводников на экран, что правомерно при большой диэлектрической проницаемости подложки ϵ и ее малой толщине по сравнению с высотой верхнего и нижнего экранов над ее поверхностями.

На Рисунке 4.15в приведены АЧХ нормированные на центральную частоту первой полосы пропускания f_0 , которые соответствуют конструкции, изображенной на Рисунке 4.15а. Сплошной линией обозначена зависимость, рассчитанная в квазистатическом приближении, точками – с использованием эквивалентных схем. Штрихпунктирной линией показаны потери на отражение полосковой конструкции и ее эквивалентной схемы, неразличимых в масштабе рисунка.

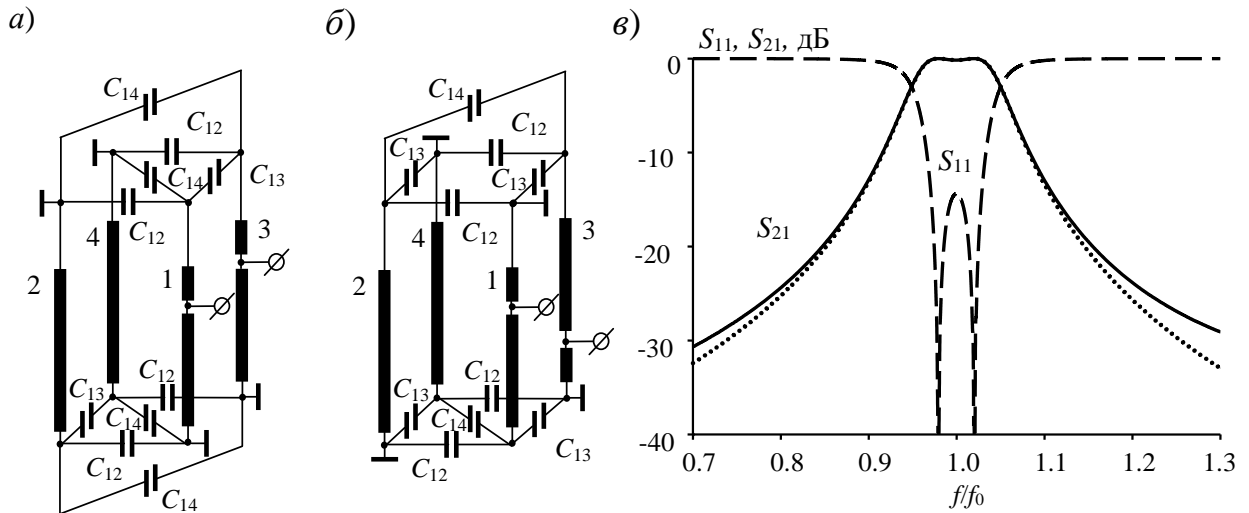


Рис. 4.15. Эквивалентные схемы структур на сонаправленных – (а) и встречно-направленных – (б) резонаторах; (в) – АЧХ фильтра, рассчитанные в квазистатическом приближении (сплошная линия) и с использованием эквивалентной схемы (точки).

Конструктивные параметры фильтра, настроенного на центральную частоту полосы пропускания $f_0 = 100$ МГц и относительную ширину полосы пропускания $\Delta f/f_0 = 10\%$, использованные в расчете, приведены в таблице 6. Важно отметить, что значения индуктивных L_{ij} и емкостных C_{ij} элементов для эквивалентной схемы были получены из соответствующих погонных параметров рассмотренной полосковой структуры, вычисленных в квазистатическом приближении: $C_{12} = 3.53$ пФ/мм, $C_{13} = 1.533 \times 10^{-2}$ пФ/мм, $C_{14} = 1.527 \times 10^{-2}$ пФ/мм, $L_{12} = 3.191$ нГн/мм, $L_{13} = 0.279$ нГн/мм, $L_{14} = 0.278$ нГн/мм, погонная индуктивность уединенного полоскового проводника $L_1 = 4.106$ нГн/мм. Хорошее совпадение АЧХ на частотах полосы пропускания говорит об адекватности эквивалентных схем в этом частотном диапазоне.

Считая, что собственные индуктивности уединенных проводников в эквивалентной схеме равны L_1 , несложно найти коэффициенты индуктивной k_L и емкостной k_C связи, характеризующие взаимодействие резонаторов на частотах первой полосы пропускания. С этой целью воспользуемся формулой (2.4), определив для эквивалентной схемы собственные частоты четных и нечетных колебаний, сначала для случая только индуктивного взаимодействия резонаторов ($C_{13} = 0$, $C_{14} = 0$), а затем для случая только емкостного ($L_{13} = 0$, $L_{14} = 0$).

Для сонаправленных резонаторов получаем

$$\begin{cases} \omega_{oL}^{-2} = C_{12}[(L_1 + L_{12}) - (L_{13} + L_{14})] \\ \omega_{eL}^{-2} = C_{12}[(L_1 + L_{12}) + (L_{13} + L_{14})] \end{cases} \quad \begin{cases} \omega_{oC}^{-2} = (C_{12} + 2C_{13} + C_{14})(L_1 + L_{12}) \\ \omega_{eC}^{-2} = (C_{12} + C_{14})(L_1 + L_{12}) \end{cases} \quad (4.7)$$

$$\begin{aligned} k_L &= \frac{\omega_{oL}^2 - \omega_{eL}^2}{\omega_{oL}^2 + \omega_{eL}^2} = \frac{L_{13} + L_{14}}{L_1 + L_{12}}, \\ k_C &= \frac{\omega_{oC}^2 - \omega_{eC}^2}{\omega_{oC}^2 + \omega_{eC}^2} = -\frac{C_{13}}{C_{12} + C_{13} + C_{14}}. \end{aligned} \quad (4.8)$$

Аналогично для встречно-направленных резонаторов

$$\begin{cases} \omega_{oL}^{-2} = C_{12}[(L_1 + L_{12}) - (L_{13} + L_{14})] \\ \omega_{eL}^{-2} = C_{12}[(L_1 + L_{12}) + (L_{13} + L_{14})] \end{cases} \quad \begin{cases} \omega_{oC}^{-2} = (C_{12} + C_{13} + 2C_{14})(L_1 + L_{12}) \\ \omega_{eC}^{-2} = (C_{12} + C_{14})(L_1 + L_{12}) \end{cases} \quad (4.9)$$

$$\begin{aligned} k_L &= \frac{\omega_{oL}^2 - \omega_{eL}^2}{\omega_{oL}^2 + \omega_{eL}^2} = \frac{L_{13} + L_{14}}{L_1 + L_{12}}, \\ k_C &= \frac{\omega_{oC}^2 - \omega_{eC}^2}{\omega_{oC}^2 + \omega_{eC}^2} = -\frac{C_{14}}{C_{12} + C_{13} + C_{14}}. \end{aligned} \quad (4.10)$$

Полный коэффициент связи k отсюда можно вычислить по формуле (2.5).

Как видно из полученных формул, коэффициент индуктивной связи не зависит от взаимной ориентации резонаторов, а коэффициент емкостной связи меняется незначительно в силу малого различия взаимных емкостей C_{13} и C_{14} связанных полосковых проводников. Кроме того, знак коэффициента емкостной связи противоположен знаку коэффициента индуктивной связи, что нередко наблюдается в полосковых и микрополосковых структурах и приводит к уменьшению коэффициента полной связи.

Следует отдельно отметить, что взаимная индуктивность полосковых проводников резонатора имеет положительный знак. Это приводит к увеличению полной индуктивности резонатора и, как видно из выражений (4.7) и (4.9), к понижению частот четной и нечетной мод, а кроме того, к уменьшению коэффициента ин-

дуктивной связи резонаторов. Индуктивные связи между диагональными и смежными проводниками резонаторов имеют одинаковые знаки, что увеличивает общую индуктивную связь между резонаторами.

Конструктивным параметром, в наибольшей степени влияющим на взаимодействие резонаторов, является высота экрана. Это связано с тем, что приближение экрана к поверхности подложки приводит к сильному уменьшению индуктивного коэффициента связи, при этом коэффициент емкостной связи практически не изменяется. В результате при высоте экрана примерно равной половине толщины подложки емкостное и индуктивное взаимодействия компенсируют друг друга, и полный коэффициент связи обращается в нуль. На АЧХ фильтра в этом случае на месте полосы пропускания наблюдается полюс затухания.

Диэлектрическая проницаемость подложки в рассматриваемых конструкциях фильтров практически не влияет на взаимодействие резонаторов при $\epsilon > 10$, при этом величина емкостной связи резонаторов быстро убывает с увеличением диэлектрической проницаемости подложки. Важной особенностью исследуемых конструкций фильтров является то, что величина индуктивного взаимодействия резонаторов существенно выше, чем емкостного. Это приводит к некоторым особенностям АЧХ таких структур, например, слабой зависимости относительной ширины полосы пропускания от значения диэлектрической проницаемости подложки, а также высокой симметрии склонов полосы пропускания. Нужно отметить, что зависимости, рассчитанные для встречно-направленных резонаторов, отличаются от сонаправленных только величиной коэффициента емкостной связи, причем в приведенном масштабе рисунков это отличие практически незаметно.

Как уже было отмечено, частотно-независимые коэффициенты связи не позволяют оценить величину и характер взаимодействия резонаторов на частотах вне полосы пропускания. В частности, не дают понимания природы полюса затухания на АЧХ фильтра в случае встречно-направленных резонаторов, который существенно улучшает селективные свойства фильтра. В связи с этим необходимо рассчитывать частотно-зависимые коэффициенты связи резонаторов.

Для вычислений воспользуемся модифицированным энергетическим подходом, описанным во второй главе, который основан на частотной зависимости соотношений энергий электрических и магнитных полей, запасаемых резонаторами. Для этого рассчитаем распределение комплексных амплитуд высокочастотных токов $I_i(x)$ и напряжений $U_i(x)$ по длине каждого из четырех полосковых проводников ($i=1\div 4$), составляющих основу рассматриваемых структур, которые несложно получить в квазистатическом приближении на любой выбранной частоте. Таким образом

$$\begin{aligned} E_{1L} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_r} \left\{ L_1 [I_1^2(x) + I_2^2(x)] + 2L_{12} |I_1(x)I_2(x)| \right\} dx, \\ E_{2L} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_r} \left\{ L_1 [I_3^2(x) + I_4^2(x)] + 2L_{12} |I_3(x)I_4(x)| \right\} dx, \end{aligned} \quad (4.11)$$

$$E_{1C} = \frac{1}{2} \int_0^{l_r} (C_{12} + C_{13} + C_{14}) [U_1^2(x) + U_2^2(x)] dx,$$

$$E_{2C} = \frac{1}{2} \int_0^{l_r} (C_{12} + C_{13} + C_{14}) [U_3^2(x) + U_4^2(x)] dx,$$

$$E_{12L} = \text{Im} \int_0^{l_r} \left\{ L_{13} [I_1(x)I_3^*(x) + I_2(x)I_4^*(x)] + L_{14} [I_1(x)I_4^*(x) + I_2(x)I_3^*(x)] \right\} dx, \quad (4.12)$$

$$E_{12C} = \text{Im} \int_0^{l_r} \left\{ C_{13} [U_1(x)U_3^*(x) + U_2(x)U_4^*(x)] \right\} dx.$$

В приведенных формулах E_{1L} , E_{2L} и E_{1C} , E_{2C} – энергии магнитных и электрических полей, запасаемые первым и вторым резонатором в отдельности, а E_{12L} и E_{12C} – энергии магнитных и электрических полей, запасаемые резонаторами совместно. Кроме того, L_1 – погонная индуктивность уединенной полосковой линии, L_{ij} и C_{ij} – погонные взаимные индуктивности и взаимные емкости связанных полосковых линий, а знак «звездочка» означает операцию комплексного сопряжения.

Используя выражения (4.11, 4.12) и связывающие их выражения (2.22) и (2.23) можно вычислить частотно-зависимые коэффициенты связи резонаторов.

На Рисунке 4.16*а,в* в широком диапазоне частот представлены АЧХ исследуемых двухзвенных фильтров на подвешенной подложке для случая сонаправленных (Рисунок 4.16*а*) и встречно-направленных (Рисунок 4.16*б*) резонаторов.

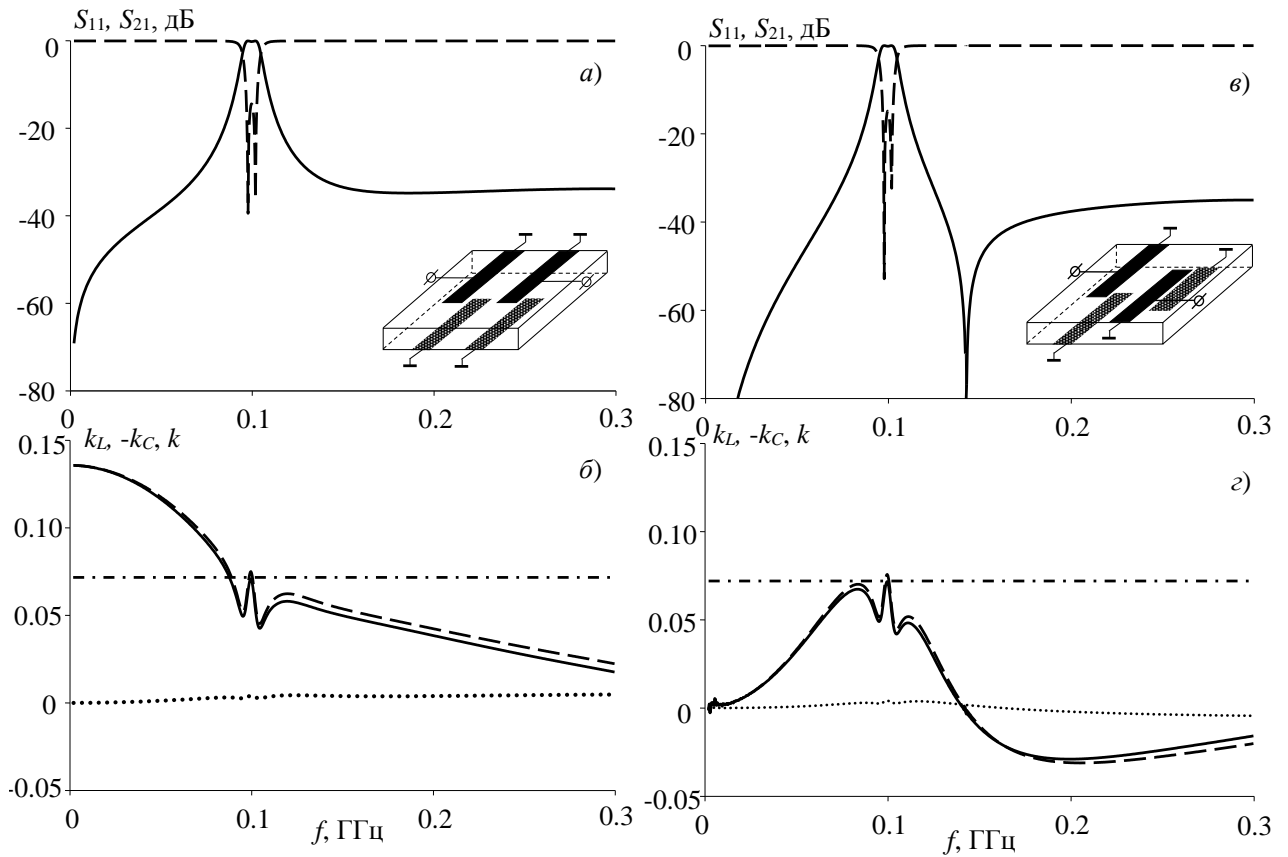


Рис. 4.16. АЧХ - *а), б)* и частотные зависимости коэффициентов связи - *в), г)* фильтров на сонаправленных и встречно-направленных резонаторах.

Ниже (Рисунок 4.16*б,г*) представлены соответствующие частотные зависимости коэффициентов емкостной (точки), индуктивной (штриховая линия) и полной (сплошная линия) связи. Штрихпунктирными линиями отмечены уровни «резонансных» коэффициентов связи, рассчитанных по формуле (2.4) через собственные частоты четных ω_e и нечетных ω_o связанных колебаний, которые, как видно, хорошо совпадают по величине с частотно-зависимыми коэффициентами полной связи на центральной частоте полосы пропускания каждого из фильтров. Это является одним из доказательств правомерности энергетического подхода к вычислению частотно-зависимых коэффициентов связи резонаторов в исследуемых фильтрах.

Расчеты производились при указанных в Таблице 6 значениях конструктивных параметров устройств. При этом фильтры имели одинаковую центральную частоту полосы пропускания $f_0 = 100$ МГц и ее относительную ширину, измеренную по уровню -3 дБ, $\Delta f/f_0 = 10\%$, максимальный уровень обратных потерь в полосе пропускания составляет величину -14 дБ.

Представленные зависимости коэффициентов связи резонаторов от частоты позволяют объяснить отмеченные ранее особенности амплитудно-частотных характеристик конструкций, а именно наличие полюса затухания на АЧХ фильтра со встречно-направленными резонаторами, а также то, что крутизна склона полосы пропускания и уровень заграждения в низкочастотной области такого фильтра существенно выше, чем у фильтра на сонаправленных резонаторах. Действительно, для встречно-направленных резонаторов коэффициент полной связи равен нулю на частоте, где емкостное и индуктивное взаимодействия компенсируют друг друга, и на АЧХ наблюдается полюс затухания. Более высокая крутизна склонов АЧХ при этом объясняется не только близостью модулей коэффициентов емкостной и индуктивной связи за пределами полосы пропускания, но и их малой величиной, особенно в низкочастотной области. Данный факт можно объяснить тем, что на низких частотах в конструкции на встречно-направленных резонаторах токи в полосковых проводниках резонаторов текут встречно, в результате чего индуктивное взаимодействие проводников существенно меньше, чем у сонаправленных резонаторов. Важно отметить, что положение полюса затухания на АЧХ практически точно совпадает с частотой нуля полного коэффициента связи резонаторов, что является еще одним доказательством правомерности используемого энергетического подхода.

Из приведенных частотных зависимостей коэффициентов связи $k_L(f)$ и $k_C(f)$ так же видно, что взаимодействие резонаторов в полосе пропускания рассмотренных фильтров носит преимущественно индуктивный характер. Более того, исследования показали, что в этой области частот емкостное взаимодействие резонаторов становится ничтожно малым по сравнению с индуктивным при значениях диэлектрической проницаемости $\epsilon \gg 1$ и при расстояниях между полосковыми резонаторами больших, чем толщина подложки. Отметим, что наблюдаемая в области

полосы пропускания исследованных фильтров высокая симметрия формы АЧХ относительно вертикальной оси, проведенной через ее центр, объясняется расположением максимума модуля k в середине полосы пропускания.

Наконец отметим, что не только АЧХ, но и коэффициенты связи в фильтрах на сонаправленных резонаторах при диагональном подключении совпали с аналогичными характеристиками фильтров на встречно-направленных резонаторах при смежном подключении внешних линий в широком диапазоне частот. Аналогичная ситуация наблюдалась для фильтров на сонаправленных резонаторах при смежном и для фильтров на встречно-направленных резонаторах при диагональном подключении. Это говорит о сходстве механизмов электромагнитного взаимодействия в соответствующих конструкциях и подтверждает правомерность отождествления этих конструкций, о котором говорилось в начале главы.

При конструировании узкополосных фильтров на основе исследуемых конструкций сравнительно сильное взаимодействие между резонаторами приводит к тому, что приходится делать большие расстояния между проводниками. Это ведет к увеличению размеров фильтров. Эксперимент показал, что взаимодействие между полосковыми резонаторами можно существенно ослабить, установив между ними замкнутые на экран с обоих концов полосковые проводники (3 и 4), как показано на Рисунке 4.17.

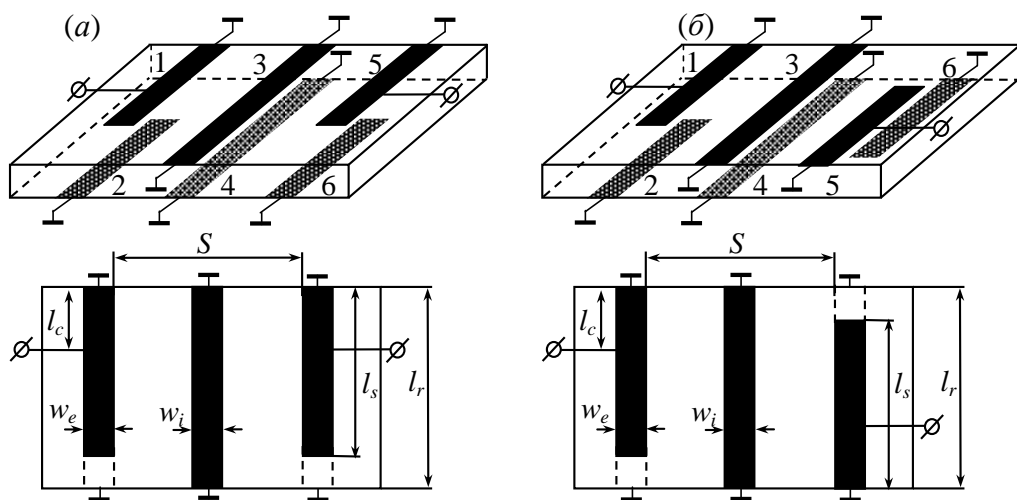


Рис. 4.17. Модифицированные конструкции фильтров на сонаправленных – (а) и встречно-направленных – (б) резонаторах.

Благодаря этим проводникам происходит частичная экранировка полей резонаторов друг от друга и существенное ослабление взаимодействия между ними. Для иллюстрации сказанного на Рисунке 4.18 показаны амплитудно-частотные характеристики двухзвенных фильтров предложенной конструкции на сонаправленных (точки) и встречно-направленных (сплошная линия) резонаторах, рассчитанные в квазистатическом приближении при смежном подключении внешних линий передачи без учета потерь.

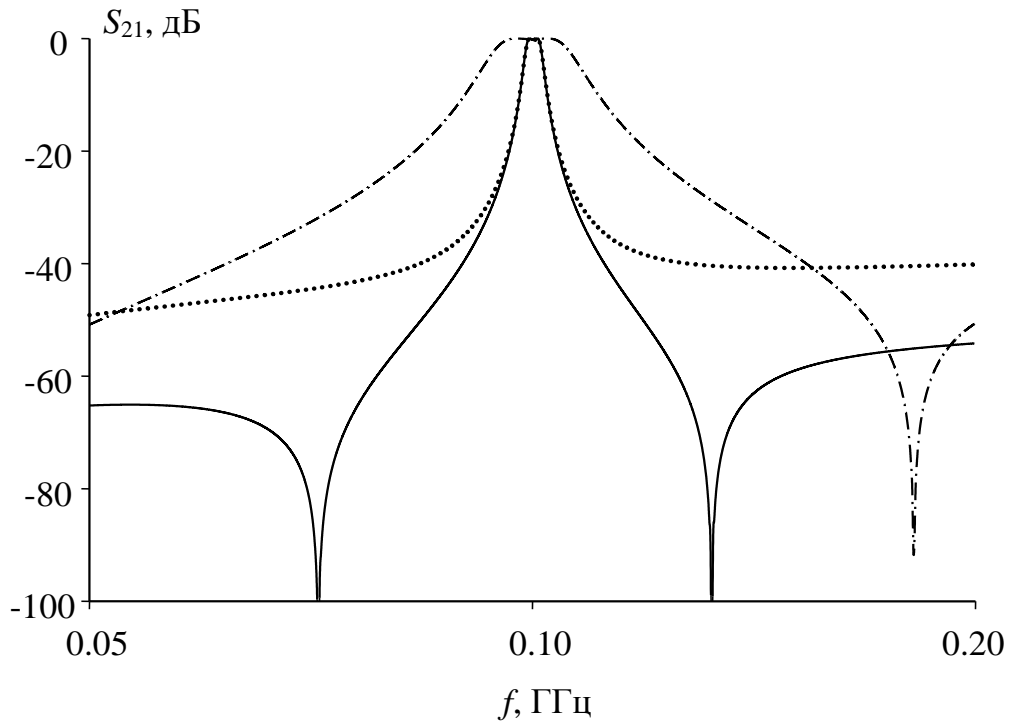


Рис. 4.18. АЧХ модифицированных двухзвенных полосковых фильтров на сонаправленных (точки) и встречно-направленных (сплошная линия) резонаторах.

Фильтры настраивались на центральную частоту $f_0 = 100$ МГц при следующих конструктивных параметрах: $\varepsilon = 80$, $h_d = 0.5$ мм, $h_a = 5$ мм, $w_i = w_e = 2$ мм, $S = 4.3$ мм, $l_r = 44.2$ мм, $l_s = 43.2$ мм. Здесь же штрихпунктирной линией изображена АЧХ фильтра без дополнительных проводников. Видно, что ширина полосы пропускания исследуемого фильтра (Рисунок 4.17) примерно в четыре раза меньше, чем у фильтра-прототипа (Рисунок 4.11) при тех же конструктивных параметрах. Это означает, что в случае реализации узкополосных фильтров габаритные размеры предлагаемой конструкции будут существенно меньше. Кроме того, важным

преимуществом является наличие двух полюсов затухания, расположенных симметрично по обе стороны от полосы пропускания, которые улучшают частотно-селективные свойства фильтра.

На Рисунке 4.19 представлена фотография и измеренная АЧХ изготовленного макета четырехрезонаторного фильтра с дополнительными проводниками. Фильтр имеет широкую высокочастотную полосу заграждения с уровнем затухания равным -60 дБ.

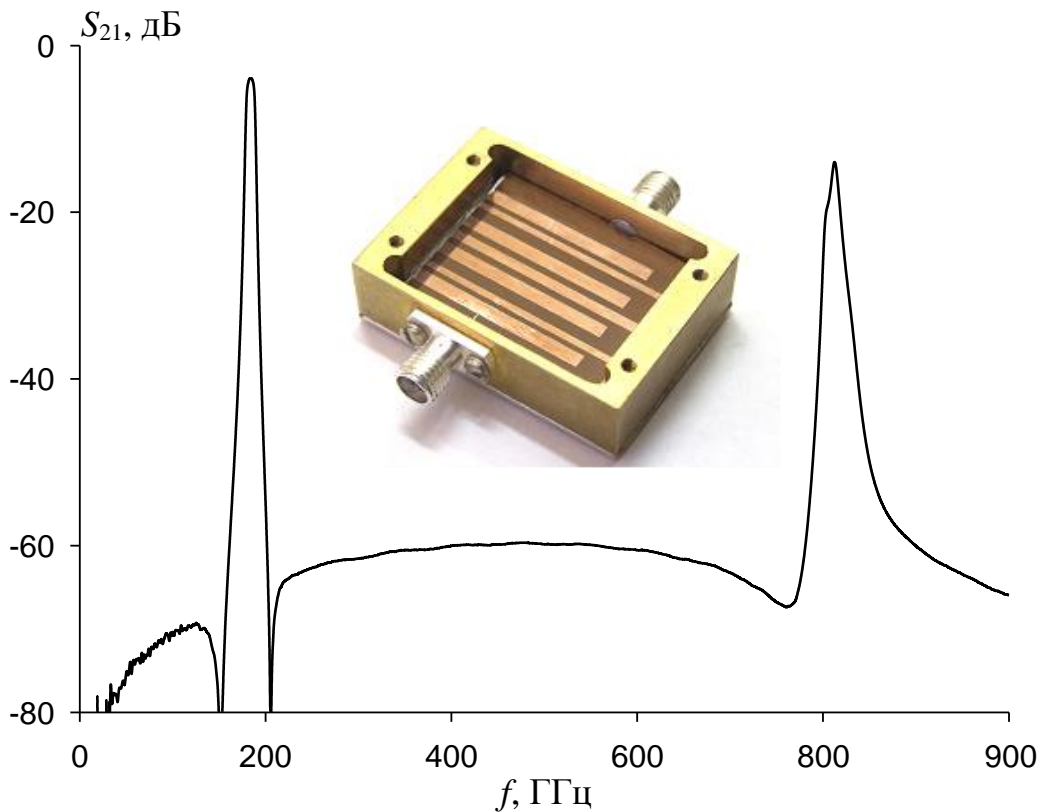


Рис. 4.19. Фотография макета фильтра с дополнительными проводниками и его измеренная АЧХ.

Измеренные минимальные потери в полосе пропускания составляют $L_{min} = 3.8$ дБ при относительной ширине полосы пропускания, измеренной по уровню -3 дБ, $\Delta f/f_0 = 4\%$ и центральной частоте $f_0 = 183$ МГц. Центральная частота первой паразитной полосы пропускания в 4.45 раз выше, чем центральная частота главной полосы пропускания. Эта паразитная полоса обусловлена второй модой колебаний резонаторов, на частотах которой имеется две пучности напряжения и тока по длине каждого полоскового проводника. Следует отметить, что паразитная

полоса пропускания в такой конструкции фильтра не может быть существенно подавлена, однако ее центральная частота может быть достаточно далеко отодвинута от рабочей полосы частот.

Таким образом, исследованы конструкции миниатюрных полосковых фильтров на подвешенной подложке, резонаторы которых образованы встречно-направленными полосковыми проводниками. С помощью программ анализа, созданных на основе одномерных квазистатических моделей, были произведены численные расчеты амплитудно-частотных характеристик рассматриваемых конструкций, которые показали хорошее совпадение с измерениями на реальных устройствах. С помощью эквивалентных схем на сосредоточенных элементах изучено взаимодействие полосковых резонаторов при различных конструктивных параметрах фильтров. Показано, что на частотах первой полосы пропускания коэффициент индуктивной связи всегда существенно преобладает над коэффициентом емкостной связи, при этом они имеют разные знаки. Кроме того, коэффициент индуктивной связи не зависит от взаимной ориентации резонаторов. Это объясняет, почему АЧХ обеих исследуемых конструкций фильтров совпадают на частотах полосы пропускания.

Изучение частотных зависимостей коэффициентов связи резонаторов помогло объяснить особенности АЧХ фильтров на подвешенной подложке. Разработан метод уменьшения взаимодействия между полосковыми резонаторами, позволяющий существенно повысить миниатюрность узкополосных фильтров и улучшить их селективные свойства.

4.3.2 Полосно-пропускающие фильтры на основе двухпроводниковых резонаторов на сонаправленных полосковых проводниках

Далее представлены результаты исследований селективных свойств полосковых структур на подвешенной подложке, резонаторы которых образованы сонаправленными полосковыми проводниками. Интерес к таким структурам связан в первую очередь с тем, что фильтры на их основе обладают высокими частотно-селективными свойствами и миниатюрны в метровом и дециметровом диапазонах длин волн. Кроме того, при построении узкополосных фильтров в таких конструкциях требуются намного меньшие зазоры, чем в других известных полосковых и микрополосковых структурах. Слабое влияние экрана на АЧХ вблизи полосы пропускания позволяет в некоторых случаях отказаться от экранирования фильтра и использовать его в качестве селективного элемента гибридных СВЧ-схем.

Конструкция исследуемого фильтра показана на Рисунке 4.20а. Он состоит из двух параллельных резонаторов, каждый из которых образован парой регулярных полосковых проводников (1-2 и 3-4), имеющих длину l_s , ширину w и зазор между проводниками S .

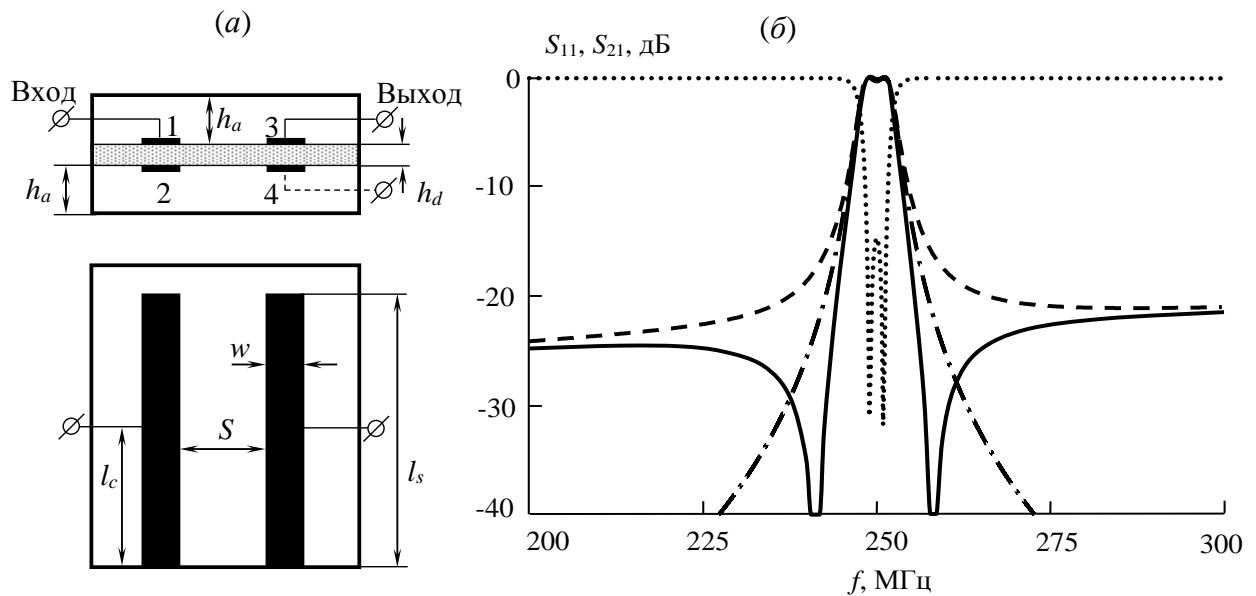


Рис. 4.20. Конструкция исследуемого полоскового фильтра – (а) и его АЧХ – (б) при диагональном (сплошная линия) и смежном (пунктирная линия) подключении; штрихпунктирная линия – АЧХ фильтра с резонаторами на встречно-направленных проводниках.

Полосковые проводники находятся строго напротив друг друга на противоположных сторонах подложки, причем их концы лишь с одной стороны соединены с корпусом-экраном, формируя, таким образом, пару четвертьволновых сонаправленных резонаторов. Входная и выходная линии передачи подключены кондуктивно к полосковым проводникам резонаторов на расстоянии l_c от их замкнутых на экран концов либо смежно (проводники 1-3), либо диагонально (проводники 1-4).

На Рисунке 4.20б представлены результаты численного расчета структуры, параметры которой отражены в Таблице 7 (фильтр №1). Сплошной и штриховой линиями на рисунке показаны частотные зависимости прямых потерь СВЧ-мощности соответственно при диагональном и смежном подключении структуры к линиям передачи, а точками – обратные потери. Параметры полосы пропускания конструкции: центральная частота $f_0 = 250$ МГц, относительная ширина $\Delta f/f_0 = 2\%$ по уровню -3 дБ от уровня минимальных потерь и максимум обратных потерь $R = -14$ дБ. Видно, что ширина полосы пропускания фильтров не зависит от способа подключения линий передачи, однако в полосах заграждения амплитудно-частотные характеристики радикально различаются. В отличие от смежного при диагональном подключении внешних линий на АЧХ устройства вблизи полосы пропускания по обе стороны от нее наблюдаются полюсы затухания, существенно повышающие избирательность фильтра.

Таблица 7. Конструктивные параметры фильтров.

Фильтры	ϵ	h_a , мм	h_d , мм	w , мм	S , мм	l_c , мм	l_s , мм
№1	80	4	0.5	3	1.45	13	37.5
№2	80	4	0.5	3	8.9	11.7	15.5

На этом же рисунке приведен график прямых потерь для фильтра на встречно-направленных резонаторах, образованных встречно-направленными полосковыми проводниками (Рисунок 4.11б). Фильтр настраивался на ту же полосу пропускания и центральную частоту, что и фильтр №1, при этом требовались существенно бóльшие зазоры между резонаторами (фильтр №2 в таблице 7). Кроме того, на АЧХ фильтра №1 слева и справа от полосы пропускания наблюдаются два

полюса затухания, расположенные очень близко к граничным частотам полосы пропускания и симметрично относительно центральной частоты f_0 . Наличие этих полюсов существенно повышает крутизну склонов АЧХ фильтра №1 в сравнении с фильтром №2. Недостатком исследуемой конструкции можно считать сравнительно большую длину полосковых проводников резонаторов, однако он нивелируется с повышением резонансной частоты.

Отметим, что АЧХ фильтров рассчитывались на одномерных моделях в квазистатическом приближении. Для проверки точности используемой модели был изготовлен ряд образцов фильтров метрового и дециметрового диапазонов длин волн, которые показали достаточно хорошее согласие расчета с экспериментом.

Особенностью исследуемой конструкции является то, что токи в полосковых проводниках каждого из резонаторов текут встречно как для четной, так и для нечетной моды (Рисунок 4.21).

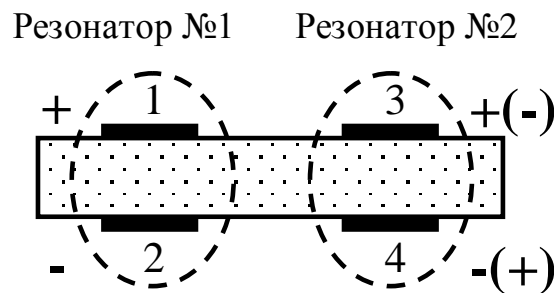


Рис. 4.21. Поперечное сечение двухзвенного фильтра. Знаки «+» и «-» обозначают направления токов для четной моды, а в скобках – для нечетной.

Такое распределение токов приводит к тому, что на частотах полосы пропускания взаимная индуктивность проводников резонатора уменьшает его полную индуктивность и, как следствие, повышает резонансные частоты. По тем же причинам индуктивные связи между диагональными и смежными проводниками резонаторов имеют разные знаки, что уменьшает полную индуктивную связь между резонаторами в отличие от структуры, рассмотренной в третьей главе.

Отмеченные особенности наглядно можно продемонстрировать с помощью анализа эквивалентной схемы на сосредоточенных емкостных C_{ij} и индуктивных L_{ij} элементах (не подписанных на схеме, чтобы не загромождать Рисунок 4.22а). Очевидно, что в силу симметрии конструкции $C_{12} = C_{34}$, $C_{13} = C_{24}$, $C_{14} = C_{23}$, а $L_{12} = L_{34}$,

$L_{13} = L_{24}$, $L_{14} = L_{23}$. Заметим, что в схеме не учитывались «воздушные» емкости плосковых проводников на экран, что вполне справедливо при большой диэлектрической проницаемости подложки ϵ и ее малой толщине по сравнению с высотой экрана h_a .

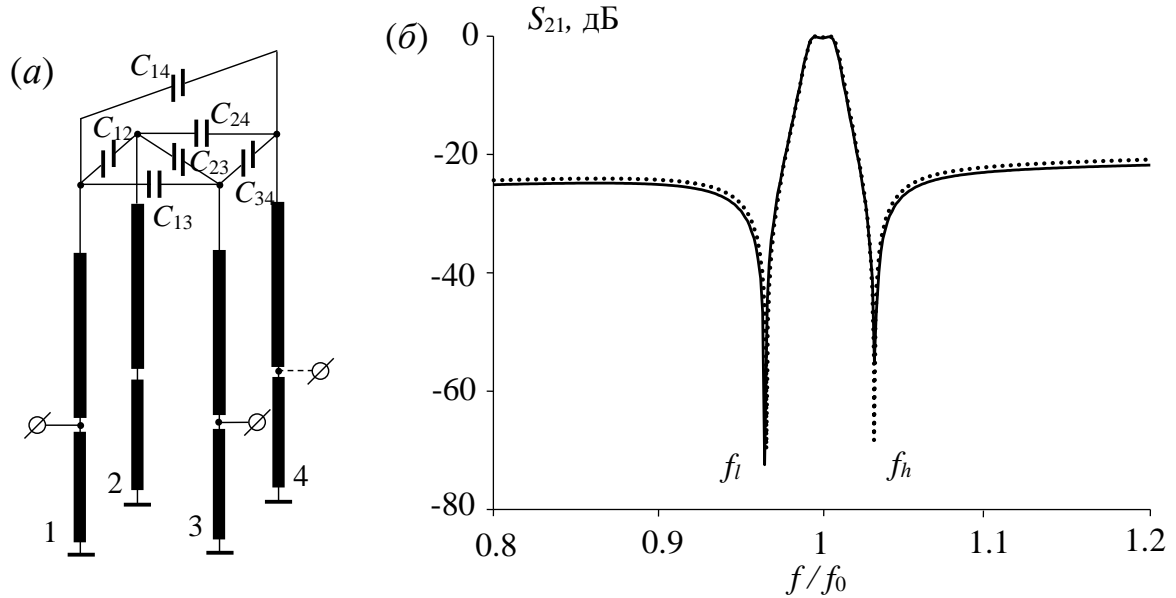


Рис. 4.22. Эквивалентная схема – (а); АЧХ фильтра, рассчитанные в квазистатическом приближении (сплошная линия) и с использованием эквивалентной схемы (точки) – (б).

Адекватность эквивалентной схемы подтверждается практически полным совпадением ее АЧХ с АЧХ исследуемой конструкции, рассчитанной в квазистатическом приближении, причем даже в области частот, значительно удаленных от центральной частоты первой полосы пропускания. Эта ситуация для случая диагонального подключения отражена на Рисунке 4.22б. Хорошее совпадение АЧХ наблюдается также и для смежного подключения устройства к внешним линиям. Расчет произведен при конструктивных параметрах, приведенных в таблице 7 (фильтр №1). Отметим, что значения индуктивных L_{ij} и емкостных C_{ij} элементов для эквивалентной схемы были получены из соответствующих погонных параметров рассмотренной полосковой структуры, которые вычислялись также в квазистатическом приближении: $C_{12} = 3.98$ пФ/мм, $C_{13} = 4.428 \times 10^{-2}$ пФ/мм, $C_{14} = 4.427 \times 10^{-2}$ пФ/мм, $L_{12} = 2.97$ нГн/мм, $L_{13} = 0.914$ нГн/мм, $L_{14} = 0.902$ нГн/мм, погонная индуктивность уединенного полоскового проводника $L_1 = 3.84$ нГн/мм.

Воспользовавшись формулой (2.4), найдем коэффициенты индуктивной k_L и емкостной k_C связи, определив для эквивалентной схемы собственные частоты четных и нечетных колебаний сначала для случая только индуктивного взаимодействия резонаторов ($C_{13} = 0, C_{14} = 0$), а затем для случая только емкостного ($L_{13} = 0, L_{14} = 0$)

$$\begin{cases} \omega_{oL}^{-2} = 2C_{12}[(L_1 - L_{12}) - (L_{13} - L_{14})] \\ \omega_{eL}^{-2} = 2C_{12}[(L_1 - L_{12}) + (L_{13} - L_{14})] \end{cases} \quad \begin{cases} \omega_{oC}^{-2} = 2(C_{12} + C_{13})(L_1 - L_{12}) \\ \omega_{eC}^{-2} = 2(C_{12} + C_{14})(L_1 - L_{12}) \end{cases} \quad (4.13)$$

В результате получаем

$$\begin{aligned} k_L &= \frac{\omega_{oL}^2 - \omega_{eL}^2}{\omega_{oL}^2 + \omega_{eL}^2} = \frac{L_{13} - L_{14}}{L_1 - L_{12}}, \\ k_C &= \frac{\omega_{oC}^2 - \omega_{eC}^2}{\omega_{oC}^2 + \omega_{eC}^2} = -\frac{C_{13} - C_{14}}{2C_{12} + C_{13} + C_{14}}, \end{aligned} \quad (4.14)$$

а полный коэффициент связи k отсюда можно вычислить по формуле (2.5).

Формулы (4.13) и (4.14) наглядно демонстрируют отмеченные ранее особенности исследуемых структур, а также показывают, что коэффициенты индуктивной и емкостной связи имеют разные знаки. Последнее означает, что модуль коэффициента полной связи, характеризующий относительную ширину полосы пропускания фильтра, всегда меньше наибольшего из модулей k_L или k_C .

Противоположные знаки коэффициентов индуктивного и емкостного взаимодействия наблюдаются и в обычных сонаправленных микрополосковых четвертьволновых резонаторах с максимальной длиной области связи их регулярных проводников. Такая структура близка к исследуемой, однако при одинаковых параметрах конструкций имеет больший коэффициент полной связи резонаторов. Этот факт отражают зависимости полного коэффициента связи (Рисунок 4.23) от расстояния между полосковыми проводниками у резонаторов на подвешенной подложке (сплошная линия) и у микрополосковых резонаторов (штриховая линия), построенные по формуле (2.4) с использованием квазистатического расчета. В этом исследовании рассматривались структуры на подложках толщиной $h_d = 0.5$ мм из

керамики ТБНС ($\epsilon = 80$) с шириной полосковых проводников $w = 3$ мм и расстоянием от подложки до экрана $h_a = 20$ мм. На этом же рисунке точками показаны значения коэффициентов связи, вычисленные по формуле (4.14), которые, как видно, особенно хорошо согласуются с квазистатическим расчетом при $S > h_a$.

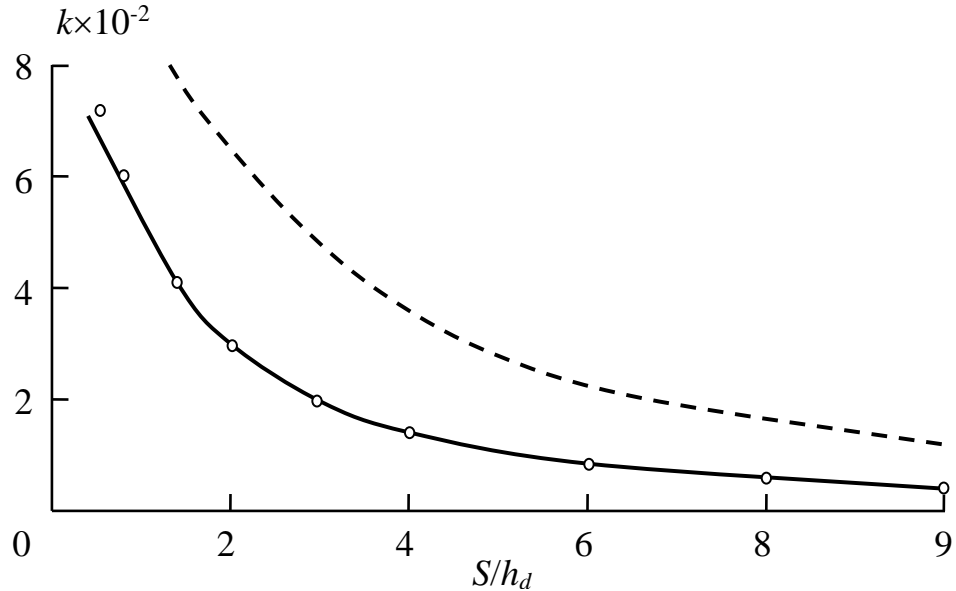


Рис. 4.23. Зависимости полного коэффициента связи от расстояния между проводниками резонаторов.

Другими словами, для получения заданного коэффициента связи в рассматриваемой полосковой конструкции на подвешенной подложке требуются зазоры приблизительно вдвое меньшие, чем в традиционных регулярных микрополосковых структурах. Кроме того, значение предельно достижимого минимума коэффициента полной связи сонаправленных полосковых резонаторов на подвешенной подложке значительно меньше, чем у микрополосковых. Это дает возможность на основе исследуемых конструкций создавать «узкополосные» ППФ, обладающие высокой степенью миниатюрности, так как в этом случае площадь подложки уменьшается не только за счет малых зазоров, между полосковыми проводниками резонаторов, но и за счет уменьшения длины полосковых проводников по сравнению с их длиной в четвертьволновых микрополосковых резонаторах.

Как было отмечено выше, важной особенностью представленных структур является наличие полюсов затухания вблизи полосы пропускания при диагональном способе подключения к внешним линиям передачи. Для объяснения их при-

роды рассчитаем частотно-зависимые коэффициенты связи, используя предложенный во второй главе подход, основанный на частотной зависимости соотношений энергий электрических и магнитных полей запасаемых резонаторами.

Воспользовавшись распределением комплексных амплитуд высокочастотных токов $I_i(x)$ и напряжений $U_i(x)$ по длине каждого из четырех полосковых проводников ($i=1\div 4$) в рассматриваемой структуре, которые можно получить в квазистатическом приближении на любой выбранной частоте, запишем выражения для энергий магнитных (E_{1L}, E_{2L}) и электрических (E_{1C}, E_{2C}) полей, запасаемых первым и вторым резонатором в отдельности, и для энергий магнитных E_{12L} и электрических E_{12C} полей, запасаемых резонаторами совместно.

$$\begin{aligned}
 E_{1L} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_r} \left\{ L_1 [I_1^2(x) + I_2^2(x)] - 2L_{12} |I_1(x)I_2(x)| \right\} dx, \\
 E_{2L} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_r} \left\{ L_1 [I_3^2(x) + I_4^2(x)] - 2L_{12} |I_3(x)I_4(x)| \right\} dx, \\
 E_{1C} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_r} (2C_{12} + C_{13} + C_{14}) [U_1^2(x) + U_2^2(x)] dx, \\
 E_{2C} &= \frac{1}{2} \int_0^{l_r} (2C_{12} + C_{13} + C_{14}) [U_3^2(x) + U_4^2(x)] dx.
 \end{aligned} \tag{4.15}$$

$$\begin{aligned}
 E_{12L} &= \text{Im} \int_0^{l_r} \left\{ L_{13} [I_1(x)I_3^*(x) + I_2(x)I_4^*(x)] - \right. \\
 &\quad \left. - L_{14} [I_1(x)I_4^*(x) + I_2(x)I_3^*(x)] \right\} dx, \\
 E_{12C} &= \text{Im} \int_0^{l_r} \left\{ C_{13} [U_1(x)U_3^*(x) + U_2(x)U_4^*(x)] - \right. \\
 &\quad \left. - C_{14} [U_1(x)U_4^*(x) + U_2(x)U_3^*(x)] \right\} dx.
 \end{aligned} \tag{4.16}$$

В приведенных формулах L_1 – погонная индуктивность уединенной полосковой линии, L_{ij} и C_{ij} – погонные взаимные индуктивности и взаимные емкости связанных полосковых линий, а знак «звездочка» означает операцию комплексного сопряжения.

Используя выражения для энергий полей, запасаемых резонаторами (4.15, 4.16), а также выражения (2.22) и (2.23), можно вычислить частотно-зависимые ко-

эффиценты связи резонаторов. На Рисунке 4.24 в широком диапазоне частот представлены АЧХ исследуемых двухзвенных фильтров для случая диагонального (*a*) и смежного (*б*) подключения их к внешним линиям передачи. Ниже (*в*, *г*) представлены частотные зависимости коэффициентов емкостной (точки), индуктивной (штриховая линия) и полной (сплошная линия) связи резонаторов. Расчеты производились для указанных в таблице 7 значений конструктивных параметров устройств. Фильтры имели одинаковую центральную частоту полосы пропускания $f_0 = 0.25$ ГГц и ее относительную ширину, измеренную по уровню -3 дБ, $\Delta f/f_0 = 2\%$.

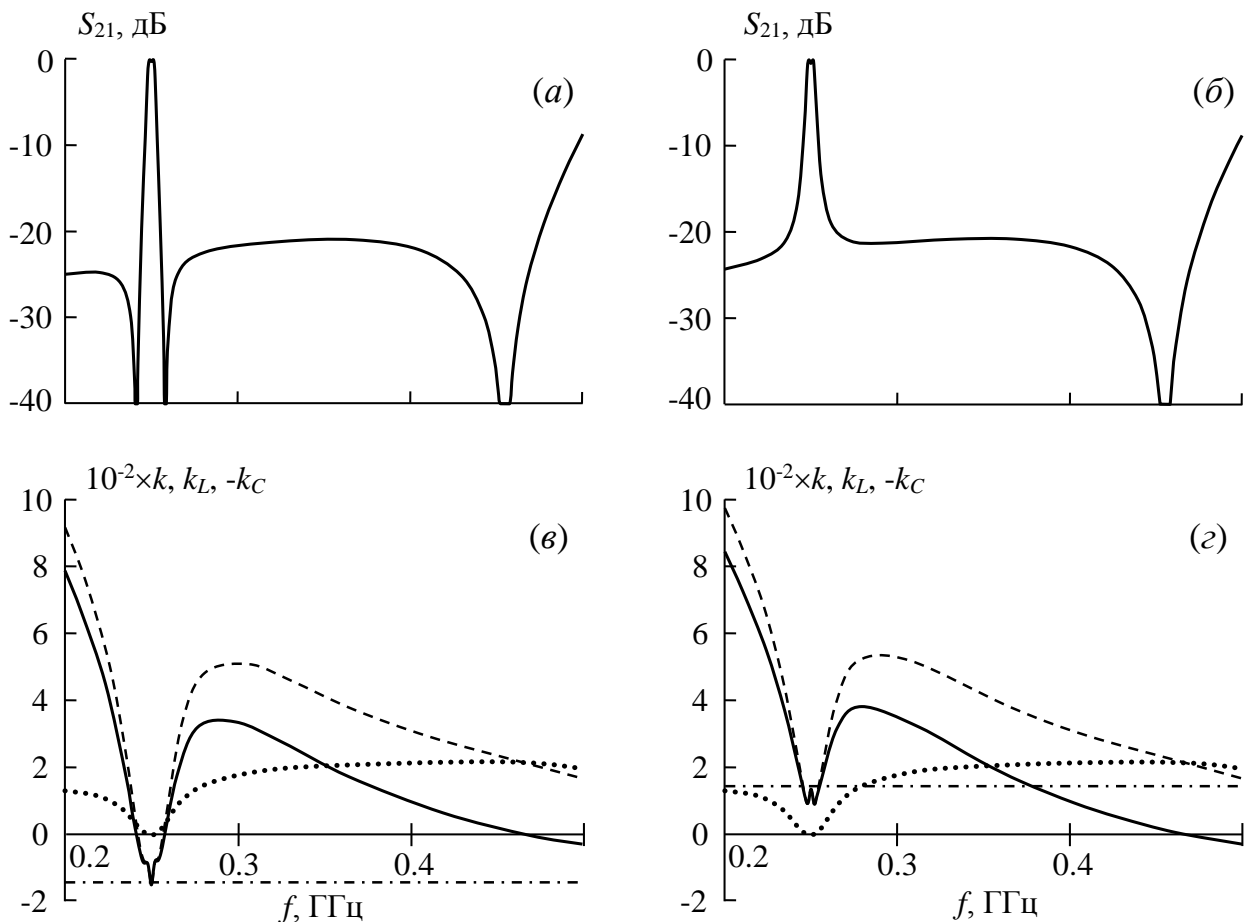


Рис. 4.24. АЧХ – (*a*, *б*) и частотные зависимости коэффициентов связи (*в*, *г*) при диагональном (*a*, *в*) и смежном (*б*, *г*) подключении к линиям передачи.

Максимальный уровень обратных потерь в полосе пропускания составлял величину -14 дБ. Штрихпунктирными линиями отмечены уровни «резонансных» коэффициентов связи, рассчитанных по формуле (4.14), которые, как видно, хорошо совпадают с частотно-зависимыми коэффициентами полной связи на центральной

частоте полосы пропускания каждого из фильтров. Это является одним из доказательств правомерности использования энергетического подхода к вычислению частотно-зависимых коэффициентов связи исследуемых резонаторов на подвешенной подложке.

Кроме отмеченных ранее различий амплитудно-частотных характеристик в области полос пропускания двух фильтров, показывающих, что наилучшими частотно-селективными свойствами обладает фильтр с диагональным подключением входа и выхода, на Рисунке 4.24 видно и сходство АЧХ в высокочастотных областях. В частности, перед второй паразитной полосой пропускания устройств на каждой из АЧХ виден полюс затухания, причем на одной и той же частоте. Природа отмеченных особенностей амплитудно-частотных характеристик конструкций становится понятной из поведения зависимостей коэффициентов связи резонаторов от частоты. Действительно, при смежном подключении резонаторов к линиям передачи коэффициент полной связи равен нулю только на одной частоте (см. Рисунок 4.24а), где емкостное и индуктивное взаимодействия компенсируют друг друга. Именно на этой частоте на АЧХ наблюдается полюс затухания (см. Рисунок 4.24б).

При диагональном подключении резонаторов коэффициент полной связи обращается в нуль уже на трех частотах, где емкостное и индуктивное взаимодействия компенсируют друг друга, создавая тем самым на этих частотах дополнительные полюса затухания вблизи полосы пропускания фильтра. При этом положение полюсов затухания на АЧХ практически точно совпадает с частотами нулей полного коэффициента связи резонаторов, что лишний раз подтверждает эффективность используемого энергетического подхода.

Необходимо отметить и тот факт, что при смежном подключении фильтра оба коэффициента $k_L(f)$ и $k_C(f)$ сохраняют свои знаки во всей исследуемой области частот, в то время как при диагональном подключении эти коэффициенты изменяют свои знаки дважды. А это означает, что существуют не только частоты полюсов затухания, когда коэффициент полной связи обращается в нуль, но и частоты, на которых исчезает отдельно либо емкостное, либо индуктивное взаимодействие сонаправленных полосковых резонаторов на подвешенной подложке.

Как видно из приведенных частотных зависимостей коэффициентов связи $k_L(f)$ и $k_C(f)$, взаимодействие резонаторов в полосе пропускания рассмотренных фильтров носит преимущественно индуктивный характер. Более того, исследования показали, что в этой области частот емкостное взаимодействие резонаторов становится ничтожно малым по сравнению с индуктивным при значениях диэлектрической проницаемости $\epsilon \gg 1$ и при расстояниях между полосковыми проводниками, превосходящих толщину подложки. Следует отметить, что наблюдаемая высокая симметрия формы АЧХ вблизи полосы пропускания исследуемых фильтров относительно вертикальной оси, проведенной через ее центр, объясняется расположением максимума модуля k в середине полосы пропускания и соответствующей симметрией полного коэффициента связи резонаторов.

Учитывая, что селективные свойства фильтра с диагональным подключением к линиям передачи существенно зависят от положения полюсов затухания на его АЧХ f_l и f_h , расположенных соответственно слева и справа от полосы пропускания, важно исследовать влияние конструктивных параметров структуры на подвешенной подложке на частоты этих полюсов. В частности, необходимо выяснить влияние на f_l и f_h расстояния от подложки до экранов h_a и ширины полосковых проводников w . В этих исследованиях в расчетной модели использовалась подложка толщиной $h_d = 0.5$ мм с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 80$ (керамика ТБНС), а центральная частота полосы пропускания фильтров настраивалась на $f_0 = 0.25$ ГГц изменением длины проводников l_s . Кроме того, для объективности сравнения результатов исследования при варьировании h_a и w относительная ширина полосы пропускания фильтров по уровню -3 дБ поддерживалась неизменной ($\Delta f/f_0 = 2\%$) путем подбора расстояния между полосковыми проводниками резонаторов S . С этой же целью была зафиксирована и максимальная величина обратных потерь в полосе пропускания (на уровне -14 дБ).

На Рисунке 4.25 представлены зависимости частот полюсов затухания при варьировании высоты экрана над поверхностями подложки фильтра, нормированной на ее толщину h_d , полученных при фиксированной ширине полосковых про-

водников $w = 3$ мм. Видно, что с увеличением h_a наблюдается стремительное приближение f_l и f_h к границам полосы пропускания, обозначенным на рисунке штриховыми линиями, значительно увеличивая тем самым крутизну склонов АЧХ. При этом наблюдается высокая симметрия положения полюсов затухания относительно центральной частоты полосы пропускания во всем диапазоне изменения h_a .

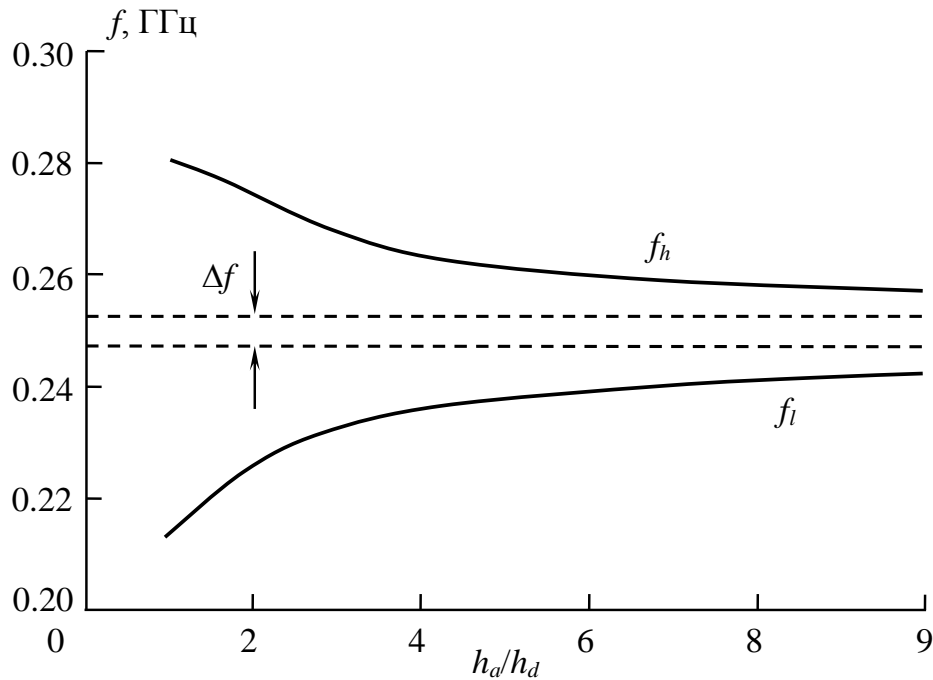


Рис. 4.25. Зависимости частот полюсов затухания фильтра от относительной высоты экранов над подложкой.

Интересно, что варьирование ширины полосковых проводников резонаторов, нормированных на толщину подложки, в пределах $w/h_d = 1-10$ практически не влияет на частоты полюсов затухания. Как и следовало ожидать, в этом случае положение частот f_l и f_h на АЧХ относительно центра полосы пропускания остается симметричным и определяется величиной h_a , то есть расстоянием от поверхностей подложки до экранов.

Полюсы затухания на АЧХ микрополосковых структур, как правило, обусловлены либо взаимной компенсацией индуктивного и емкостного взаимодействия, либо резонансами, для которых на выходе структуры наблюдается узел высокочастотного напряжения. В рассмотренной полосковой структуре на подвешенной подложке, как уже отмечалось, полюсы затухания на АЧХ также обусловлены взаимной компенсацией индуктивного и емкостного взаимодействия всех четырех

полосковых проводников. Однако полюсы, существующие при диагональном подключении структуры к линиям передачи, остаются, даже если в расчете исключить одно из взаимодействий – емкостное или индуктивное. В этом случае положения полюсов соответствуют частотам, на которых компенсируют друг друга, соответственно, либо индуктивные взаимодействия четырех полосковых проводников резонаторов, либо емкостные.

Действительно, в любой паре проводников, образующих полосковый резонатор на подвешенной подложке, высокочастотные напряжения максимальны на разомкнутых концах и имеют противоположные знаки, так же, как и токи вблизи замкнутых концов. В двух взаимодействующих резонаторах на подвешенной подложке колебания могут быть синфазными (четными), когда напряжения и токи в полосковых проводниках, расположенных на одной поверхности подложки имеют одинаковые знаки, и антифазными (нечетными), когда напряжения и токи в полосковых проводниках, расположенных на одной поверхности подложки, имеют противоположные знаки. В результате индуктивные и емкостные взаимодействия проводников 1, 3 и 1, 4 будут иметь противоположные знаки.

Частоты полюсов затухания f_l и f_h в аналитическом виде можно получить из анализа эквивалентной схемы полосковой структуры (см. Рисунок 4.22а), исключив в ней сначала только индуктивное взаимодействие резонаторов ($L_{12} = L_{13} = L_{14} = 0$), а затем – только емкостное ($L_{12} = C_{13} = C_{14} = 0$). Для диагонального подключения структуры к линиям передачи в первом случае получаем

$$f_{l,h} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(C_{12} + C_{14})(C_{13} + C_{14}) \pm \sqrt{(C_{12}^2 - C_{14}^2)(C_{13}^2 - C_{14}^2)}}{2L_1(C_{12} + C_{13})(C_{12} + C_{14})(C_{13} + C_{14})}}, \quad (4.17)$$

а во втором случае:

$$f_{l,h} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1(L_{13} + L_{14}) \pm \sqrt{(L_{13}^2 - L_{14}^2)(L_1^2 + 2L_{13}L_{14} - 2L_{14}^2)}}{2C_{12}(L_{13} + L_{14})(L_1 + L_{13} - L_{14})(L_1 - L_{13} + L_{14})}}. \quad (4.18)$$

Знаки «плюс» и «минус» перед радикалом в формулах отвечают частотам f_h и f_l , вычисленные значения которых через погонные параметры L_{ij} и C_{ij} , найденные в

квазистатическом приближении, хорошо согласуются с частотами полюсов, наблюдаемых на АЧХ соответствующих полосковых структур.

Интересно, что и при смежном подключении рассматриваемых конструкций к линиям передачи, когда полюсы вблизи полосы пропускания на АЧХ фильтра отсутствуют, так же можно получить аналитические формулы для частот f_l и f_h . В случае чисто емкостного взаимодействия резонаторов:

$$f_{l,h} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(C_{12} + C_{13})(C_{13} + C_{14}) \pm \sqrt{(C_{12}^2 - C_{13}^2)(C_{14}^2 - C_{13}^2)}}{2L_1(C_{12} + C_{13})(C_{12} + C_{14})(C_{13} + C_{14})}}, \quad (4.19)$$

а в случае чисто индуктивного взаимодействия:

$$f_{l,h} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1(L_{13} + L_{14}) \pm \sqrt{(L_{14}^2 - L_{13}^2)(L_1^2 + 2L_{13}L_{14} - 2L_{13}^2)}}{2C_{12}(L_{13} + L_{14})(L_1 + L_{13} - L_{14})(L_1 - L_{13} + L_{14})}}. \quad (4.20)$$

Однако в этом случае эти частоты становятся комплексными в силу того, что в реальных полосковых структурах на подвешенной подложке всегда $C_{13} > C_{14}$, а $L_{13} > L_{14}$. Этот факт объясняет «исчезновение» полюсов затухания при смене типа подключения полосковой структуры на подвешенной подложке к внешним линиям передачи с диагонального на смежный.

Как известно, микрополосковые фильтры с относительной шириной полосы пропускания более 10%, как правило, не требуют экранировки, так как в этом случае электромагнитные поля сконцентрированы вблизи полосковых проводников в силу невысокой нагруженной добротности резонаторов и малости зазоров между ними. Однако когда относительная ширина полосы пропускания фильтра составляет несколько процентов, электромагнитные поля регистрируются на значительном расстоянии от поверхности подложки за счет высокой нагруженной добротности резонаторов и больших зазоров между ними. При этом не только существенно возрастают габариты устройства, но и требуется его обязательная экранировка, чтобы исключить паразитные связи с другими элементами схемы. Рассматриваемая в настоящей главе конструкция полоскового фильтра практически свободна от перечисленных выше недостатков.

Для подтверждения вышесказанного были изготовлены макеты четырехзвенных фильтров исследуемой конструкции. Предполагалось, что рассматриваемая конструкция может быть использована в качестве селективного элемента гибридных СВЧ-схем, поэтому сам фильтр устанавливался вертикально относительно плоскости основания схемы, что значительно уменьшило занимаемую им площадь. На Рисунке 4.26 представлены фотография и амплитудно-частотные характеристики экспериментального макета четырехзвенного фильтра с центральной частотой полосы пропускания $f_0 \approx 2.2$ ГГц и ее относительной шириной $\Delta f/f_0 = 8.5$ %. Фильтр был изготовлен на подложке из керамики ТБНС ($\epsilon = 80$) толщиной $h = 0.5$ мм.

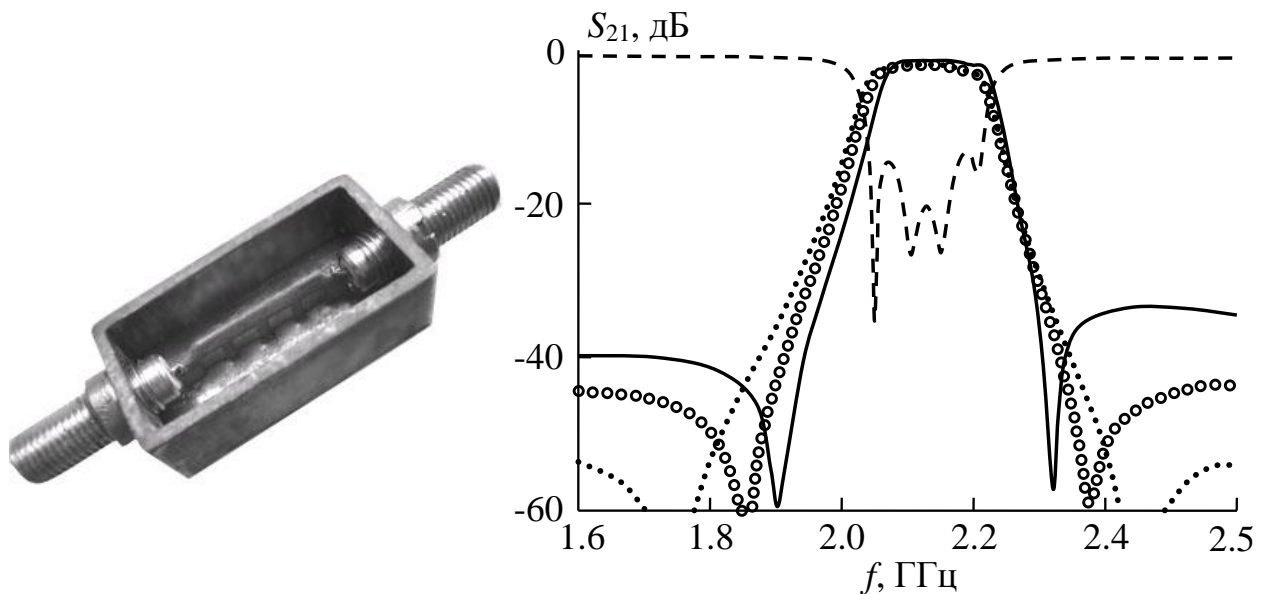


Рис. 4.26. Фотография четырехрезонаторного полоскового фильтра и его АЧХ.

При этом остальные конструктивные параметры устройства были следующими: высота экрана $h_a = 5.5$ мм, ширина проводников $w = 3$ мм, их длина $l_s = 4$ мм, зазор между крайними резонаторами $S_1 = 1$ мм, между средними $S_2 = 1.25$ мм, $l_c = 4$ мм. Площадь подложки фильтра всего 4.5×16.3 мм². На Рисунке 4.25 сплошной линией показана рассчитанная АЧХ фильтра, а белыми точками – измеренная после его изготовления. Штриховой линией показана измеренная частотная зависимость обратных потерь. Здесь же приведена АЧХ фильтра без экранирующего

корпуса (точки). Видно, что корпус оказывает незначительное влияние на положение и ширину полосы пропускания, однако без него затухание в полосах заграждения существенно больше.

Таким образом с помощью эквивалентной схемы на сосредоточенных элементах получены аналитические выражения, описывающие взаимодействие полосковых резонаторов на сонаправленных проводниках на частотах первой полосы пропускания. Показано, что абсолютная величина индуктивной связи практически при любых конструктивных параметрах преобладает над емкостной, к тому же они имеют разные знаки. Кроме того, индуктивные связи смежных и диагональных полосковых проводников имеют разные знаки, что уменьшает полную магнитную связь резонаторов и позволяет получить рекордно низкие значения коэффициента полной связи и, соответственно, реализовать миниатюрные фильтры.

Исследования частотных зависимостей коэффициентов связи резонаторов показали, что положение полюсов затухания на АЧХ рассмотренной структуры определяется частотами нулей полного коэффициента связи резонаторов, которые являются точками взаимной компенсации индуктивной и емкостной связи. Однако в таких конструкциях полюсы затухания могут образовываться, даже если полностью исключить емкостное взаимодействие между резонаторами, вследствие взаимной компенсации индуктивных связей четырех полосковых проводников резонаторов.

Фильтры на основе рассматриваемой конструкции могут использоваться как селективные элементы гибридных схем СВЧ, при этом сами фильтры удобно устанавливать вертикально относительно плоскости основания интегральной схемы, что значительно уменьшает занимаемую ими площадь. Новизна предложенного технического решения подтверждена патентом на изобретение.

4.4 Полосно-пропускающие фильтры на основе трехпроводниковых полосковых резонаторов на двухслойной подвешенной подложке

Известно, что традиционные полосно-пропускающие фильтры СВЧ-диапазона имеют паразитные «окна прозрачности» на резонансных частотах высших мод колебаний, поэтому у них сравнительно узкая высокочастотная полоса заграждения. Однако для современных систем связи и различной специальной радиоаппаратуры требуются миниатюрные фильтры, как правило, в планарном исполнении, обладающие не только широкой полосой заграждения, но и высоким уровнем подавления в ней. Известно также, что простое наращивание числа звеньев в широко распространенных микрополосковых фильтрах с целью увеличения подавления помех в полосах заграждения приводит к неприемлемо большим потерям мощности полезного сигнала из-за сравнительно низкой собственной добротности резонаторов. Повысить добротность планарных резонаторов позволяет изготовление их проводников из высокотемпературных сверхпроводящих пленок, но высокая стоимость и необходимость поддержания криогенных температур ограничивает широкое применение таких устройств.

Как уже отмечалось в главе 2, в несколько раз увеличить ширину полосы заграждения в полосно-пропускающих фильтрах удастся при использовании нерегулярных микрополосковых резонаторов, но эти нерегулярности, как правило, уменьшают собственную добротность резонаторов и, соответственно, увеличивают потери мощности в полосе пропускания. Подавить одну из паразитных полос удастся при кондуктивном подключении портов фильтра к проводникам крайних резонаторов в точках, где располагаются узлы высокочастотного напряжения соответствующих мод колебаний. Подавление сразу нескольких полос заграждения можно осуществить за счет использования резонаторов с несовпадающими резонансными частотами высших мод, но при этом достичь глубокого затухания СВЧ-мощности в полосе заграждения фильтра принципиально невозможно. Существенно увеличить ширину полосы заграждения удастся подбором длины области связи смежных резонаторов фильтра, добиваясь компенсации их индуктивного и емкостного взаи-

модействия на резонансных частотах высших мод колебаний. Однако и такой подход не позволяет достичь достаточно высоких характеристик полосы заграждения фильтра, требуемых в настоящее время. Заметим, что во всех описанных выше фильтрах высокочастотный край полосы заграждения располагается не выше $8 f_0$ (f_0 – центральная частота полосы пропускания фильтра), а уровень затухания в ней не превышает 40 дБ. Поэтому важно исследовать оригинальный миниатюрный полосковый резонатор на подвешенной подложке (Рисунок 4.27а), позволяющий проектировать полосно-пропускающие фильтры (Рисунок 4.27б) с рекордно высокими характеристиками полосы заграждения среди всех планарных конструкций. Резонатор выполнен на двухслойной диэлектрической подложке, подвешенной посередине металлического корпуса, имеющего форму параллелепипеда. Его проводник образован тремя полосковыми проводниками, расположенными один под другим на поверхностях слоев составной диэлектрической подложки. Два внешних проводника, расположенные на наружных поверхностях подложек, замкнуты одним концом на одну из боковых стенок корпуса, а внутренний проводник, расположенный между слоями, замкнут также одним концом, но на противоположную боковую стенку. Другие концы полосковых проводников свободны и находятся на одинаковых расстояниях от соответствующих боковых стенок.

В рассматриваемом резонаторе три первых моды колебаний имеют максимумы высокочастотного электрического напряжения только вблизи разомкнутых концов проводников. При этом для первой (основной) моды колебаний, обладающей самой низкой частотой f_1 , токи во всех трех проводниках текут в одну сторону. Для второй моды, имеющей более высокую частоту f_2 , токи в верхнем и нижнем проводнике текут в противоположные стороны, а ток во внутреннем проводнике отсутствует. Для третьей моды, частота которой $f_3 > f_2$, токи в верхнем и нижнем проводнике текут в одном направлении, а ток во внутреннем проводнике течет в противоположном направлении.

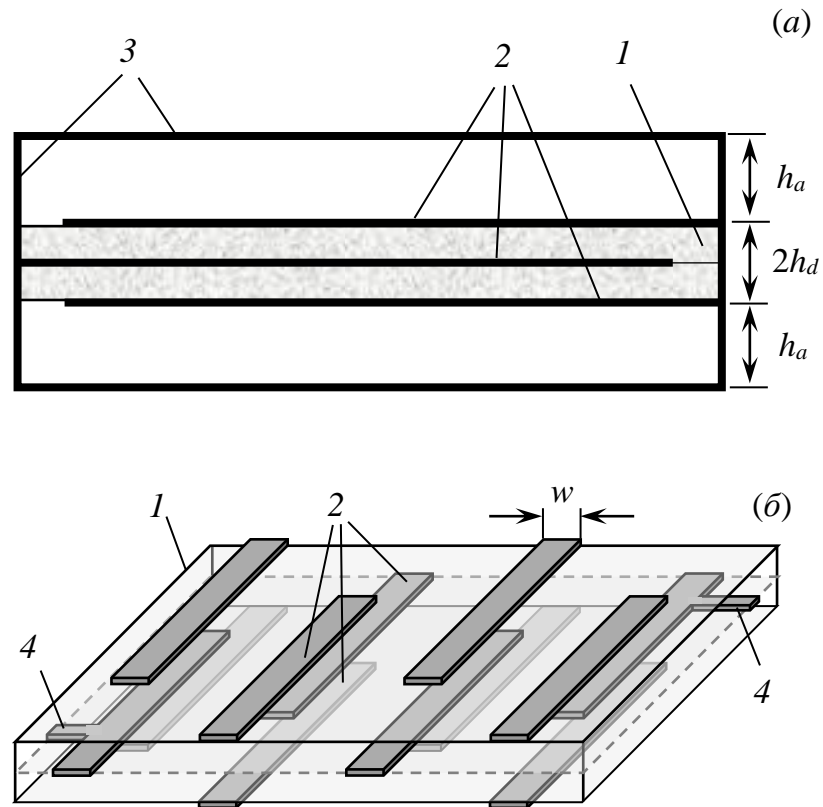


Рис. 4.27. Продольное сечение полоскового резонатора (а) и полосковая плата фильтра (б). 1 – двухслойная подвешенная диэлектрическая подложка, 2 – полосковые проводники, 3 – стенки металлического корпуса, 4 – порты фильтра.

Важно отметить, что вторая мода колебаний, у которой токи в верхнем и нижнем проводнике направлены встречно, не возбуждается, если резонатор к порту подключается за центральный проводник, как это показано в конструкции фильтра на Рисунке 4.27 б.

Как показали исследования, частота f_1 понижается с уменьшением толщины слоев h_d , а отношение f_3/f_1 , характеризующее относительную ширину полосы заграждения полосно-пропускающего фильтра на таких резонаторах, стремительно растет (Рисунок 4.28). В то же время собственная добротность первого резонанса монотонно увеличивается с уменьшением h_d , причем этот эффект тем значительнее, чем выше добротность используемого диэлектрика (Рисунок 4.29). Следует заметить, что в проведенном исследовании частота первой моды колебаний резонатора при уменьшении h_d поддерживалась постоянной ($f_1 = 1$ ГГц) за счет соответствующего уменьшения длины резонатора l_r , поэтому наблюдаемое увеличение Q_1 ,

очевидно, связано исключительно с уменьшением омических потерь в резонаторе из-за укорочения его полосковых проводников.

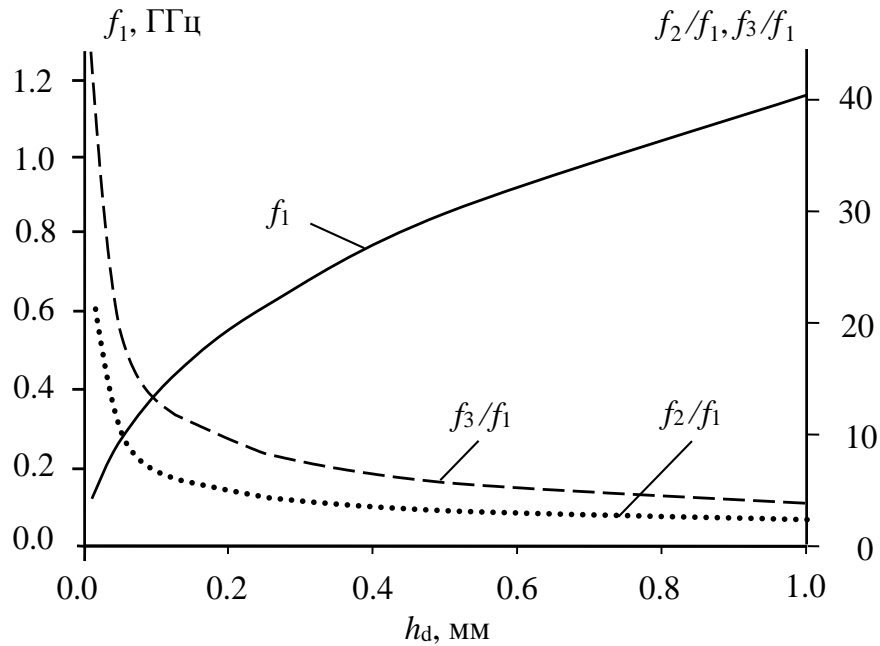


Рис. 4.28. Зависимость резонансных частот от толщины диэлектрического слоя.

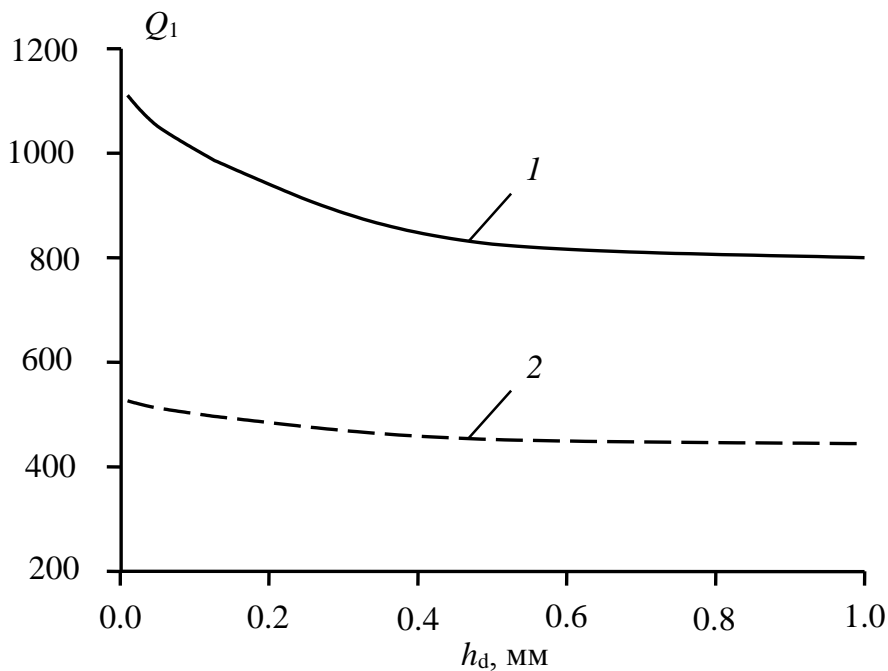


Рис. 4.29. Зависимости собственной добротности от толщины диэлектрического слоя. 1 – при $\text{tg}\delta = 0$; 2 – при $\text{tg}\delta = 0.001$.

Таким образом, для увеличения относительной ширины полосы заграждения фильтра, изготовленного на основе исследованного резонатора, следует по возмож-

ности использовать более тонкие слои составной диэлектрической подложки. В результате можно повысить верхнюю границу полосы заграждения до частоты, превышающей центральную частоту более чем в 40 раз. При этом одновременно будет уменьшаться длина резонатора и увеличиваться его собственная добротность. Исследования также показали, что ширина полосы заграждения растет с увеличением ширины полосковых проводников w и расстояния h_a от поверхностей составной диэлектрической подложки до верхней и нижней плоскостей металлического корпуса (Рисунок 4.27), но это, очевидно, приводит и к соответствующему увеличению размеров фильтра. Повышение диэлектрической проницаемости слоев подложки несущественно увеличивает ширину полосы заграждения, но, естественно, уменьшает размеры фильтра.

Для экспериментальной проверки возможности создания на основе исследованного резонатора планарных полосно-пропускающих фильтров, обладающих столь высокими параметрами полосы заграждения, был синтезирован фильтр четвертого порядка с использованием электромагнитного 3D моделирования конструкции (Рисунок 4.27б). Результаты измерений и фотография изготовленного опытного образца фильтра представлены на Рисунке 4.30. Двухслойная подложка устройства имеет размеры 12×38 мм² и выполнена из материала Rogers R04003C™ толщиной $h_d = 0.2$ мм ($\epsilon = 3.4$, $\text{tg} \delta \approx 0.002$). Все полосковые проводники резонаторов имеют ширину $w = 3$ мм. Длина проводников внутренних резонаторов равна $l_s = 9$ мм, а длина проводников крайних резонаторов $l_s = 9.25$ мм. Величина воздушных зазоров между поверхностями диэлектрической подложки и плоскостями металлического корпуса равна $h_a = 3.5$ мм. Зазор между полосковыми проводниками внутренней пары резонаторов составляет $S_1 = 6.5$ мм, а между наружными парами резонаторов $S_2 = 5.75$ мм. Относительная ширина полосы пропускания фильтра, измеренная по уровню -3 дБ от уровня минимальных потерь, составляет 5 %, а ее центральная частота $f_0 \approx 1.0$ ГГц. Верхняя граница полосы заграждения по уровню -100 дБ простирается до $10.5 f_0$. Минимальные потери СВЧ-мощности в полосе пропускания составляют около 3 дБ.

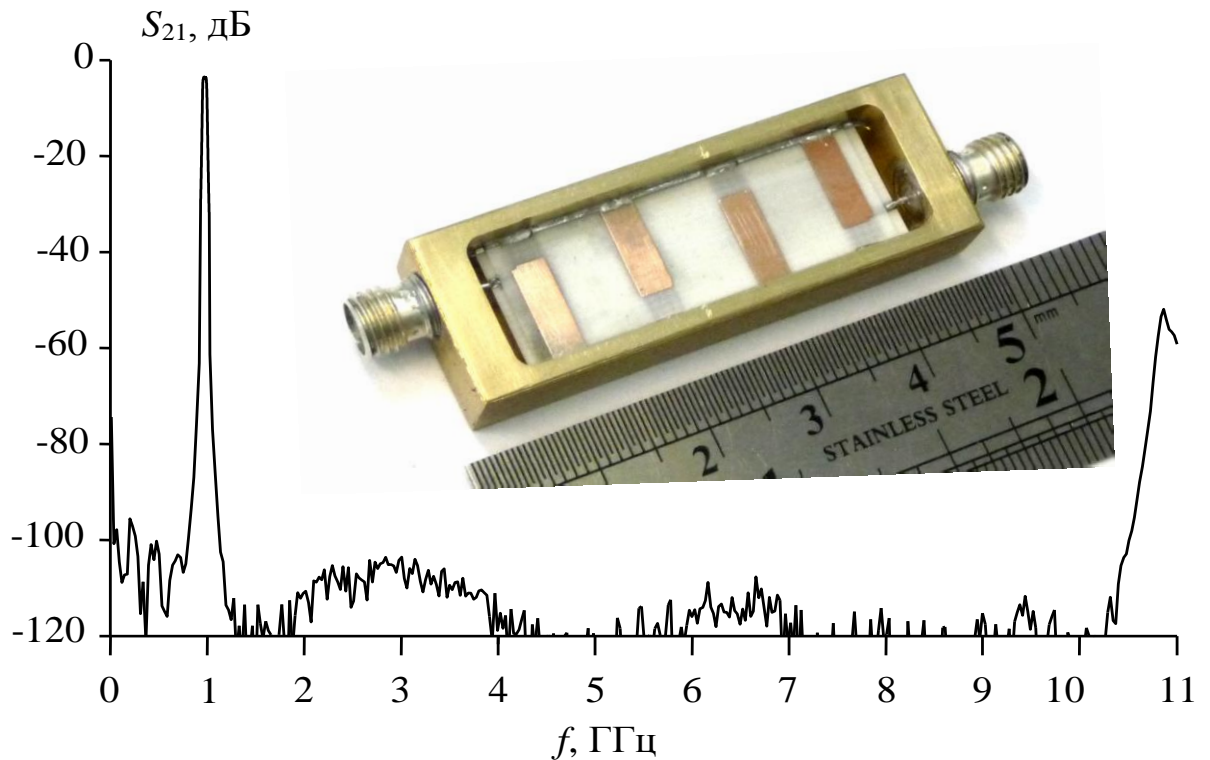


Рис. 4.30. Измеренная частотная характеристика и фотография макета фильтра.

Предложенная конструкция полосно-пропускающего фильтра может быть реализована и с помощью технологии многослойных интегральных схем на основе керамики с низкой температурой отжига (Low Temperature Cofired Ceramics – LTCC). В этом случае фильтр представляет собой монолитную конструкцию, в которой проводники находятся в диэлектрической матрице без воздушных зазоров.

На Рисунке 4.31 представлена амплитудно-частотная характеристика синтезированного электромагнитным 3D моделированием монолитного фильтра четвертого порядка. Фильтр выполнен на основе материалов, применяемых в LTCC-технологии. Материал диэлектрических слоев, заполняющих весь объем фильтра – Heratape СТ2000 ($\epsilon = 9.1$, $\text{tg}\delta = 0.002$), толщина слоя между полосковыми проводниками $h_d = 20$ мкм, а между проводниками и экранами $h_a = 600$ мкм. Ширина проводников $w = 0.5$ мм, длина проводников наружных резонаторов фильтра $l_s = 4$ мм, внутренних $l_s = 3.95$ мм. При этом полная длина резонаторов $l_r = 4.25$ мм. Материал проводников – проводящая паста HF612 на основе серебра толщиной 10 мкм с поверхностным сопротивлением 2 мОм/□. Расстояние между проводниками внутренней пары резонаторов – 0.75 мм, а между наружных пар – 0.625 мм.

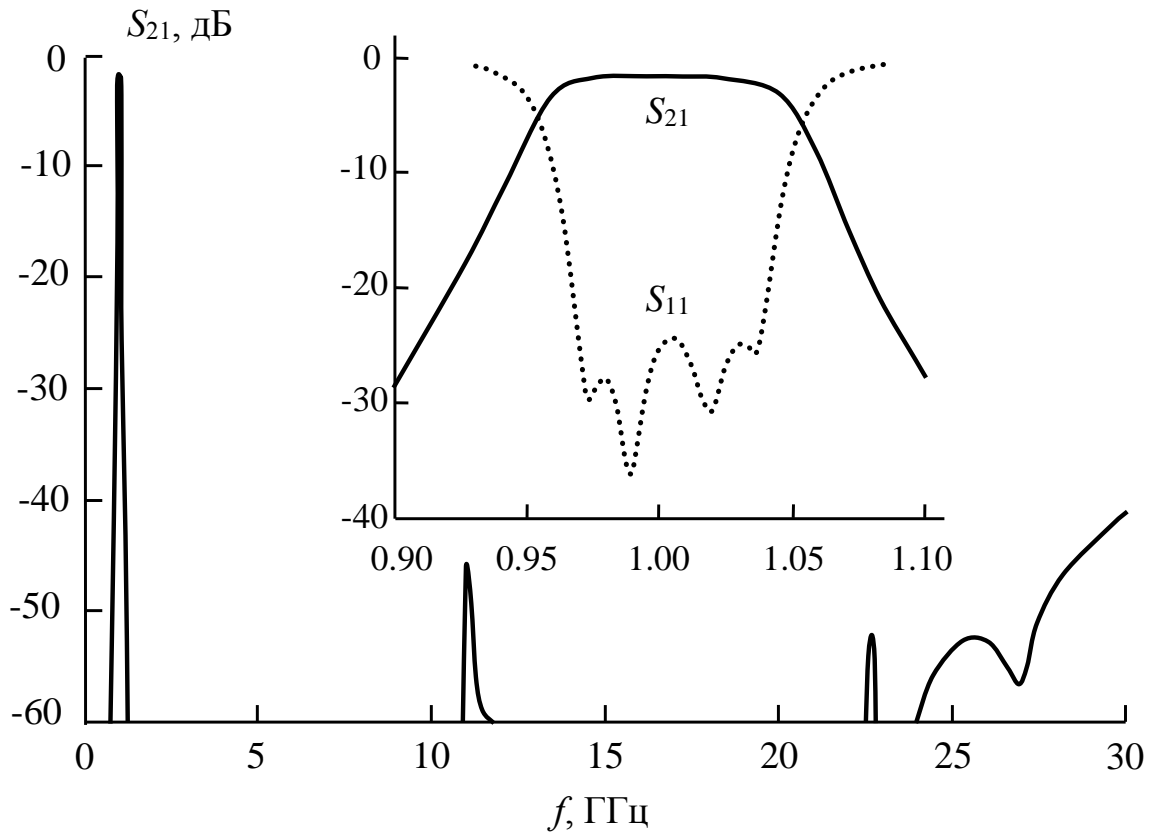


Рис. 4.31. Рассчитанные частотные зависимости потерь на отражение S_{11} и на прохождение S_{21} миниатюрного монолитного фильтра, синтезированного для изготовления технологией LTCC.

Разработанный фильтр имеет центральную частоту полосы пропускания $f_0 = 1.0$ ГГц при относительной ширине полосы пропускания 10%. Минимальное затухание в полосе пропускания фильтра составило 1.7 дБ. Полоса заграждения по уровню -70 дБ составила $\sim 11f_0$, а по уровню -40 дБ составила $\sim 30f_0$. Габариты фильтра – $1.24 \times 4.25 \times 5$ мм³.

Таким образом, предложена и исследована миниатюрная конструкция оригинального трехпроводникового полоскового резонатора на двухслойной подвешенной подложке, позволяющая создавать планарные микроволновые полосно-пропускающие фильтры с рекордно широкой и глубокой полосой заграждения. Показана возможность реализации устройств на таких резонаторах в монолитном исполнении с использованием LTCC-технологии.

Результаты, представленные в данной главе, опубликованы в [247–253].

ГЛАВА 5. ИССЛЕДОВАНИЕ НОВЫХ ПОДХОДОВ К УЛУЧШЕНИЮ ХАРАКТЕРИСТИК ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ УСТРОЙСТВ СВЧ

5.1 Способы реализации дополнительных нулей коэффициента передачи на АЧХ полосно-пропускающих фильтров

Известно, что относительно низкая добротность полосковых резонаторов не позволяет создавать на их основе многосвязные фильтры, обладающие не только высокой крутизной склонов АЧХ, но и малыми потерями СВЧ-мощности в полосе пропускания. Одним из наиболее перспективных путей преодоления этой проблемы является использование новых конструктивных решений с относительно небольшим числом резонаторов, позволяющих повысить селективность фильтров за счет целенаправленного формирования на заданных частотах вблизи полосы пропускания нулей коэффициента передачи, которые часто называют полюсами затухания.

Необходимо отметить, что известные из литературы технические решения обладают недостатком: изменение положения полюсов затухания на АЧХ фильтров требует существенной корректировки связей его резонаторов, которые определяют требуемую ширину полосы пропускания, поэтому размещение полюсов затухания на нужных частотах при заданных параметрах полосы пропускания представляет достаточно сложную техническую задачу, в некоторых случаях практически неразрешимую. Кроме того, известные решения реализуемы только для ограниченного числа конфигураций полосковых резонаторов и, таким образом, не обладают универсальностью. В связи с этим исследование новых подходов к реализации фильтров, высокая селективность которых достигается наличием на их АЧХ полюсов затухания, положение которых можно устанавливать достаточно простыми способами, является важной и актуальной задачей.

Как известно, для того чтобы сформировать полосу пропускания на амплитудно-частотной характеристике связанных электродинамических резонаторов необходимо выполнить ряд условий: во-первых, обеспечить равенство резонансных частот всех резонаторов с учетом их взаимного влияния, во-вторых, обеспе-

чить баланс связей между всеми резонаторами и, в-третьих, обеспечить соответствующие им величины связей крайних резонаторов с входным и выходными портами. При этом для повышения селективности фильтра часто организуют дополнительные связи между несоседними резонаторами, что приводит к возникновению нулей коэффициента передачи вблизи полосы пропускания и повышает крутизну ее склонов. Однако известные к настоящему времени конструктивные решения не позволяют эффективно управлять положением полюсов затухания, поэтому был разработан новый подход для реализации полосно-пропускающих фильтров, позволяющий достичь их высокой селективности.

Суть предлагаемого подхода состоит в следующем. В многозвенном полосно-пропускающем фильтре (Рисунок 5.1), образованном из N электромагнитно связанных электродинамических резонаторов, имеющих коэффициенты связи k_{ij} , вводится дополнительная связь между парой несоседних резонаторов, которая на практике реализуется в виде нерезонансного отрезка линии передачи.

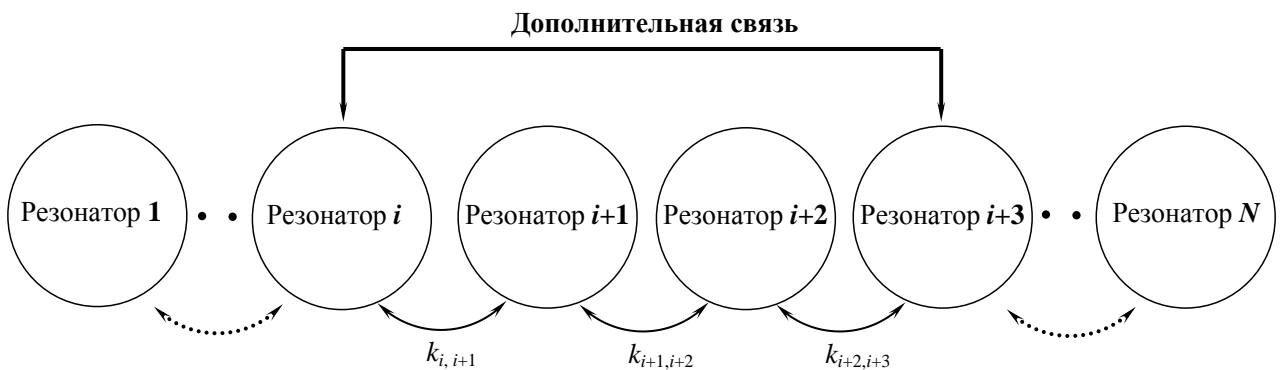


Рис. 5.1. Система из N последовательно расположенных электромагнитно связанных резонаторов с дополнительной связью.

За счет введения дополнительной связи создается параллельный канал прохождения электромагнитной волны между парой несоседних резонаторов в фильтре. В результате интерференции сигнала, распространяющегося через связанные резонаторы и сигнала, распространяющегося через дополнительный канал, на определенных частотах возникает их противофазное сложение, приводящее к образованию полюсов затухания в случае равенства прошедших мощностей. Эти полюсы могут располагаться практически симметрично относительно центральной частоты полосы пропускания фильтра.

Для общности анализа предлагаемого подхода рассмотрим полосовые фильтры на основе сосредоточенных LC -элементов. На Рисунке 5.2 представлена схема полосно-пропускающего фильтра на сосредоточенных элементах (индуктивностях и емкостях), которые широко используются в радиотехнике. Для простоты рассматривается фильтр всего с четырьмя резонаторами (LC -контурами), которые связаны попарно друг с другом посредством индуктивной связи, а наружные резонаторы подсоединены к генератору и нагрузке. Для организации дополнительной связи служит емкость $C_{св}$, которая подключена к контуру 1 и контуру 4.

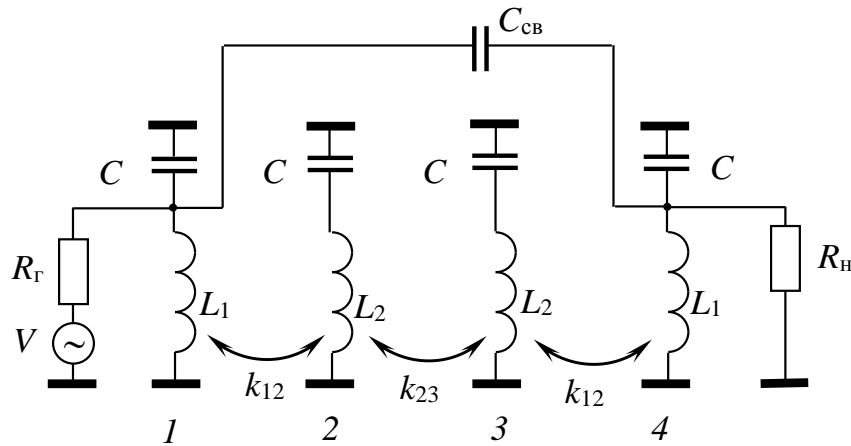


Рис. 5.2. Вариант реализации дополнительной связи в четырехрезонаторном фильтре на сосредоточенных элементах.

На Рисунке 5.3 представлены рассчитанные АЧХ такого фильтра для следующих номиналов элементов: $L_1 = 1.24$ нГн, $L_2 = 1.28$ нГн, $C = 20.6$ пФ, $k_{12} = 0.14$, $k_{23} = 0.11$, $R_{Г} = R_{Н} = 50$ Ом. Полоса пропускания фильтра по уровню -3 дБ составляет $\Delta f = 200$ МГц, центральная частота $f_0 = 1$ ГГц. Зависимости рассчитаны для четырех значений емкости связи $C_{св}$: 0, 0.15 пФ, 0.3 пФ и 0.5 пФ.

Из приведенных графиков видно, что введение дополнительной связи позволяет сформировать два полюса затухания, расположенных практически симметрично относительно центральной частоты полосы пропускания фильтра. При этом увеличение емкости связи приводит к монотонному приближению полюсов затухания к краям полосы пропускания, что значительно увеличивает крутизну склонов АЧХ и повышает селективные свойства фильтра.

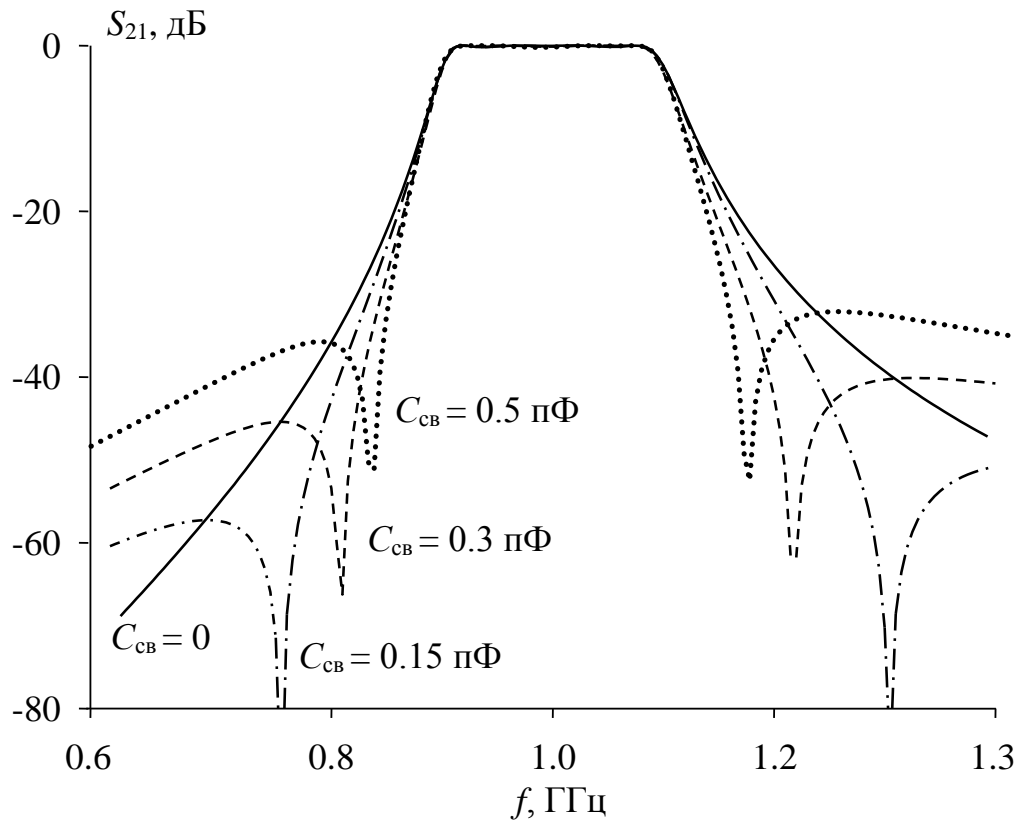


Рис. 5.3. Рассчитанные АЧХ четырехрезонаторного фильтра на сосредоточенных элементах при нескольких значениях емкости дополнительной связи.

В ходе исследований была получена аналитическая зависимость, связывающая частоту первого (низкочастотного) полюса затухания f_{z1} с величиной емкости связи C_{cb} :

$$C_{cb} = \frac{k_{12}^2 k_{23} f_{z1}^2 f_0^{-2}}{\left[\left((1 - k_{12}^2) f_{z1}^2 f_0^{-2} - f_{z1} f_0 \right)^2 - k_{23}^2 f_{z1}^4 f_0^{-4} - k_{12}^2 k_{23} f_{z1}^2 f_0^{-2} \right]} C. \quad (5.1)$$

Вычислив частоту f_{z1} , можно найти частоту второго (высокочастотного) полюса затухания f_{z2} по формуле:

$$f_{z2} = \frac{f_0^2}{f_{z1} \sqrt{(1 - k_{12}^2)^2 - k_{23}^2}}. \quad (5.2)$$

На Рисунке 5.4 представлены зависимости частот полюсов затухания от величины емкости дополнительной связи, построенные по формулам (5.1) и (5.2). Видно, что, изменяя величину емкости связи, можно регулировать положение полюсов затухания f_{z1} и f_{z2} относительно центральной частоты полосы пропускания. Достоинством данного подхода является то, что параметры полосы пропускания

(ее ширина и уровень отражений в ней) остаются при этом практически неизменными, а следовательно, при изменении $C_{св}$ не требуется подстройки остальных элементов фильтра.

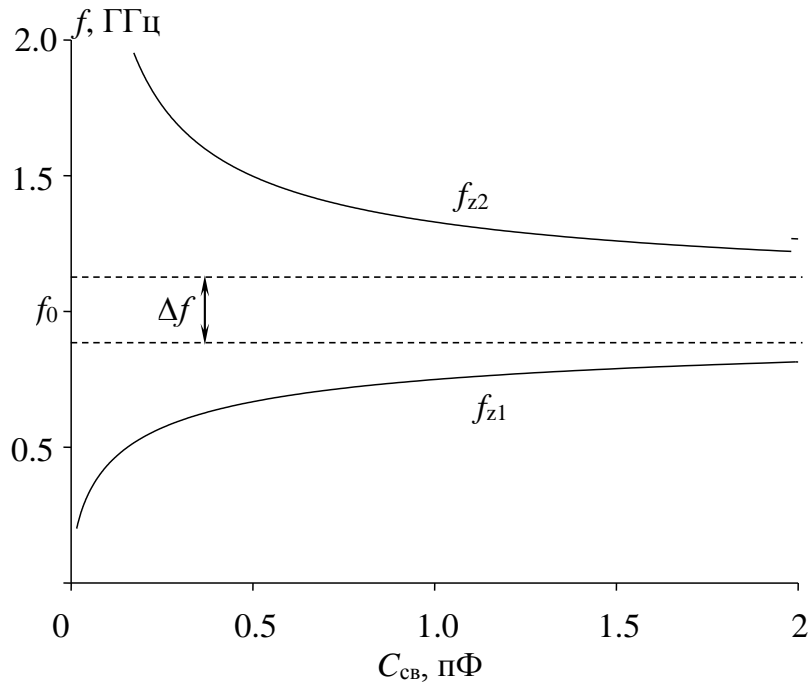


Рис. 5.4. Зависимости частот полюсов затухания от величины емкости дополнительной связи.

Рассмотрим применимость предложенного способа формирования полюсов затухания для реализации фильтров с числом резонаторов больше четырех. На Рисунке 5.5 изображены АЧХ фильтров на сосредоточенных емкостных и индуктивных элементах с числом резонаторов N от пяти до восьми. Для пятирезонаторного фильтра дополнительная связь была реализована между двумя парами резонаторов: 1–4 и 2–5, что необходимо для выполнения условий симметрии всех связей в фильтре. Для шестирезонаторного фильтра дополнительная связь реализована между парами 1–4 и 2–6, для семирезонаторного – между парами 2–5 и 3–6 и, наконец, для восьмirezонаторного – между парами 1–4 и 5–8. В каждом из рассмотренных случаев можно ограничиться лишь одной дополнительной связью, однако в этом случае усложняется оптимальная настройка коэффициента отражения на входе (S_{11}) и выходе фильтра (S_{22}) и возникает асимметрия положения полюсов затухания относительно центральной частоты полосы пропускания.

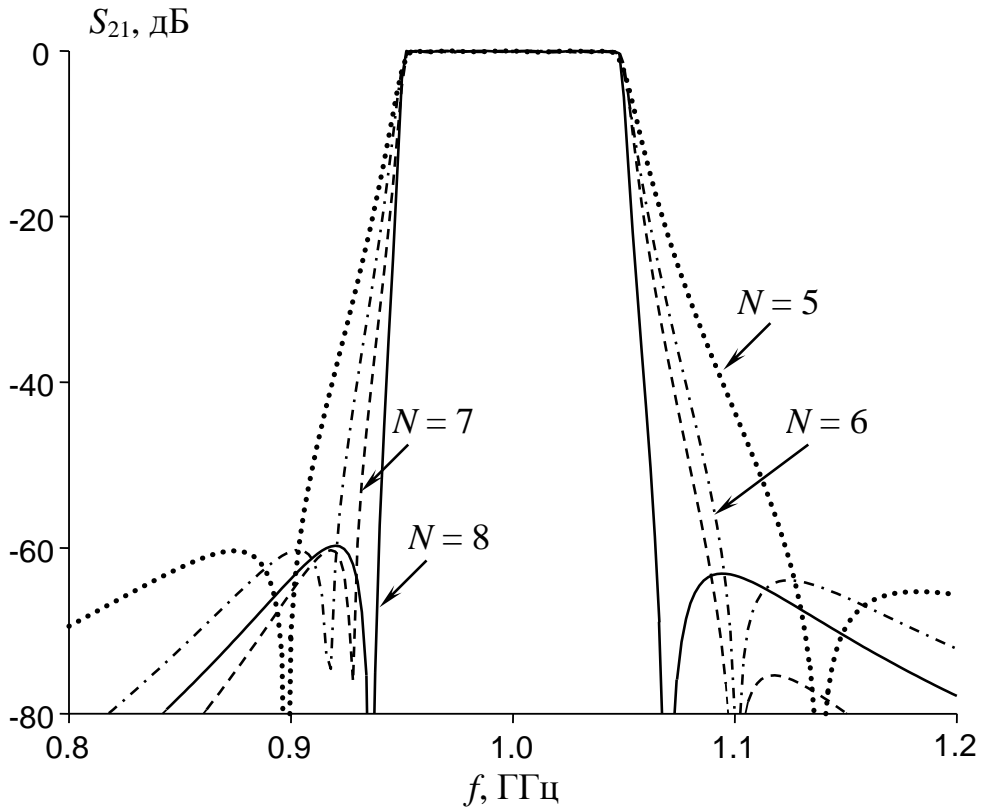


Рис. 5.5. Рассчитанные АЧХ фильтров на сосредоточенных емкостных и индуктивных элементах с числом резонаторов N от пяти до восьми.

В ходе исследований была обнаружена важная особенность, заключающаяся в том, что у восьмirezонаторного фильтра возможна организация двух разных типов дополнительных связей, приводящих к образованию двух пар полюсов затухания, положением которых можно независимо управлять. На Рисунке 5.6 приведена схема, а на Рисунке 5.7 – рассчитанная АЧХ такого фильтра, дополнительные связи в котором реализованы между парами резонаторов 1–4, 3–6 и 5–8.

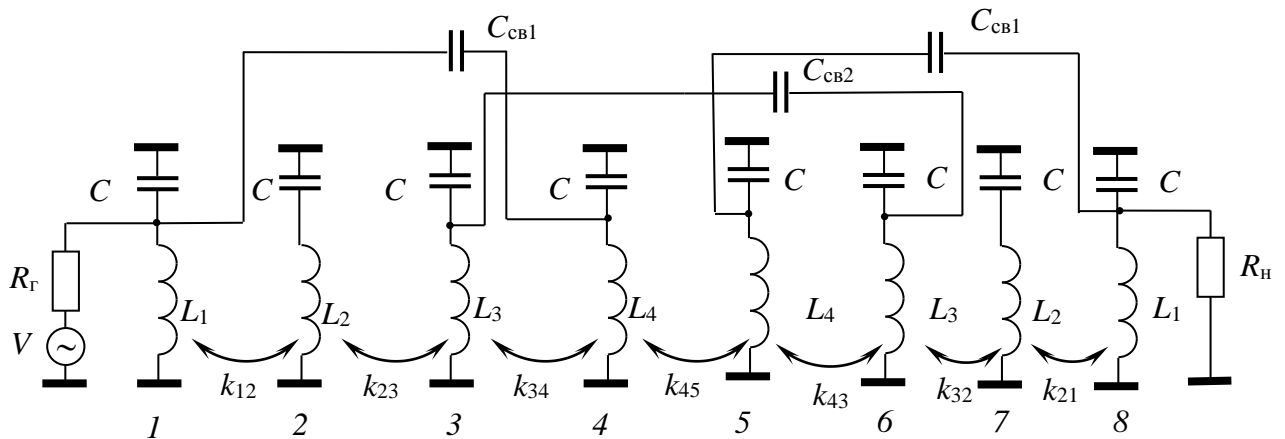


Рис. 5.6. Электрическая схема восьмirezонаторного LC -фильтра.

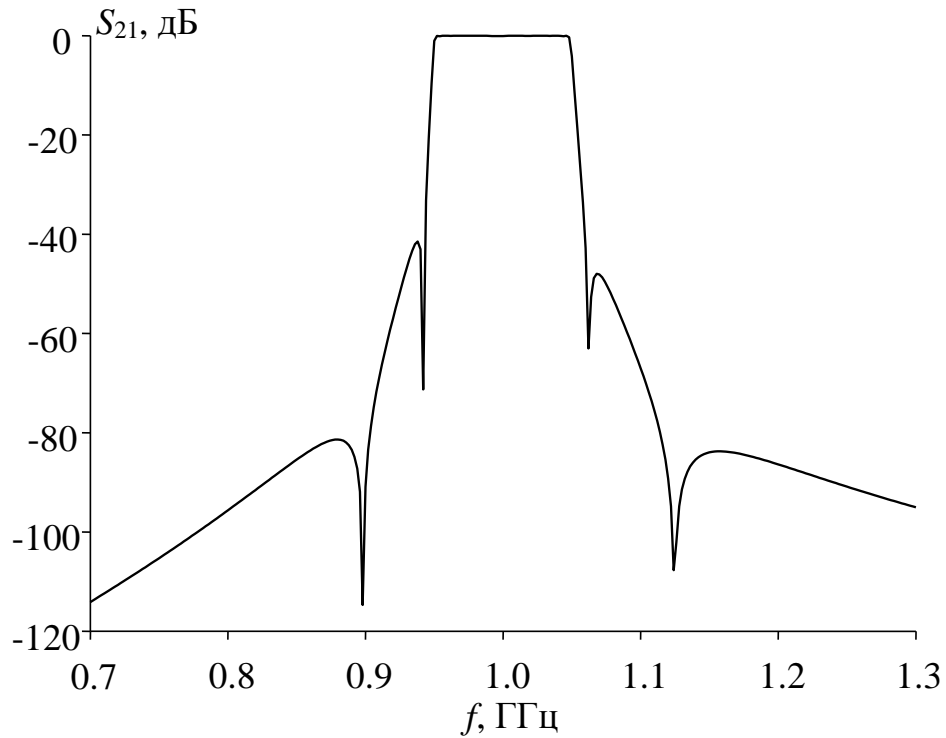


Рис. 5.7. Рассчитанная АЧХ восьмirezонаторного фильтра с двумя парами полюсов затухания.

Видно, что наличие двух пар полюсов затухания, расположенных симметрично относительно центральной частоты полосы пропускания, позволяет значительно увеличить крутизну склонов АЧХ фильтра и достичь частотной избирательности, практически недоступной при использовании традиционных подходов. Таким образом, на примере реализации LC -фильтров с разным числом резонаторов (от 4 до 8) показана применимость заявляемого подхода к повышению селективных свойств АЧХ полосовых фильтров. Реализация данного подхода для числа резонаторов больше восьми здесь не приводится, так как на практике фильтры с большим количеством резонаторов встречаются крайне редко.

Рассмотрим практические примеры реализации предложенного способа формирования полюсов затухания. В Главе 4 были исследованы фильтры на двухпроводниковых резонаторах (Рисунок 4.11б), которые имеют небольшое вносимое затухание и малые габариты, но крутизна склонов их АЧХ, не имеющих близко и симметрично расположенных полюсов затухания, зачастую недостаточна. Применение рассматриваемого подхода и в таких конструкциях позволяет значительно улучшить их селективность.

В подтверждение вышесказанному был сконструирован полосковый фильтр шестого порядка на подвешенной подложке, топология проводников, фотография и измеренные АЧХ которого показаны на Рисунке 5.8. Фильтр выполнен в металлическом корпусе с внутренними размерами $100 \times 40 \times 24 \text{ мм}^3$. Материал подложки фильтра ФАФ-4Д толщиной 0.5 мм и диэлектрической проницаемостью $\epsilon \approx 2.5$. Все полосковые проводники в резонаторах имеют длину $l_s = 35 \text{ мм}$. Первый и шестой резонаторы кондуктивно подключены к портам фильтра. Второй и пятый резонаторы имеют дополнительную связь, выполненную с использованием узкого полоскового проводника, оканчивающегося прямоугольными площадками. Каждая из площадок вместе с резонаторным полосковым проводником на противоположной поверхности подложки образует конденсатор, поэтому дополнительная связь между вторым и пятым резонаторами является емкостной.

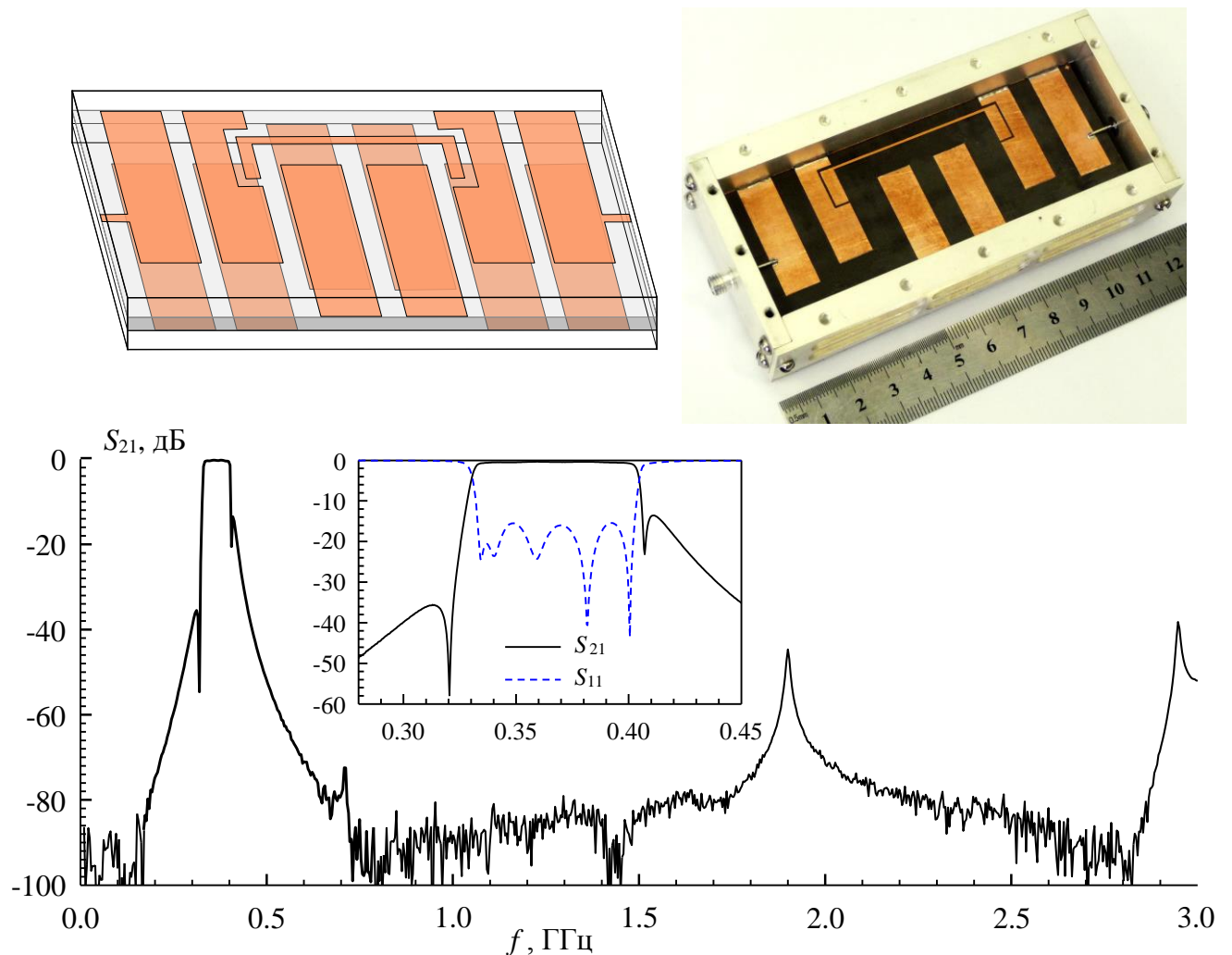


Рис. 5.8. Топология проводников, фотография макета и измеренные АЧХ шестирезонаторного полоскового фильтра с дополнительной емкостной связью.

Центральная частота полосы пропускания фильтра $f_0 = 369$ МГц, ее относительная ширина $\Delta f/f_0 = 20\%$, минимальные вносимые потери $L = 0.35$ дБ. Видно, что наличие дополнительной связи приводит к формированию двух нулей прохождения на частотах $f_{z1} = 321$ МГц и $f_{z2} = 407$ МГц, которые можно перемещать, изменяя величину емкости связи. Необходимо отметить, что цепь дополнительной связи создает ряд паразитных пиков прохождения на своих резонансных частотах, однако они расположены вдали от полосы пропускания, а их уровень не превышает -40 дБ.

В ходе исследований было обнаружено, что если первая резонансная частота цепи дополнительной связи меньше частоты первой полосы пропускания фильтра, то характер дополнительной связи должен быть изменен с емкостного на индуктивный. Такая ситуация возникает, как правило, при использовании подложек с высокой диэлектрической проницаемостью, когда электрическая длина проводника дополнительной связи становится достаточно большой. Для иллюстрации этого факта рассмотрим пятирезонаторный фильтр на подвешенной подложке, в котором реализована дополнительная связь между резонаторами 1–4 и 2–5 (Рисунок 5.9). Дополнительная связь выполнена с использованием полосковых проводников, концы которых замкнуты на экран. На Рисунке 5.9 приведена измеренная АЧХ такого фильтра, который имел следующие конструктивные параметры: диэлектрическая проницаемость подложки $\varepsilon = 80$, ее толщина – 1 мм, ширина полосковых проводников резонаторов – 2.5 мм, а их длина – 4.15 мм. Дополнительные проводники имели ширину 0.15 мм и длину области связи с резонаторами 1 мм при зазоре между ними 0.9 мм.

Из приведенного рисунка видно, что применение дополнительной индуктивной связи позволяет сформировать два полюса затухания, расположенных симметрично по краям полосы пропускания. В результате фильтр имеет рекордно высокую крутизну склонов АЧХ и большой уровень внеполосного затухания. Видно также, что во вспомогательном проводнике возбуждается резонанс (пик слева от полосы пропускания на Рисунке 5.9), однако из-за низкой собственной добротности и слабой связи с линиями его уровень невысок (-71 дБ).

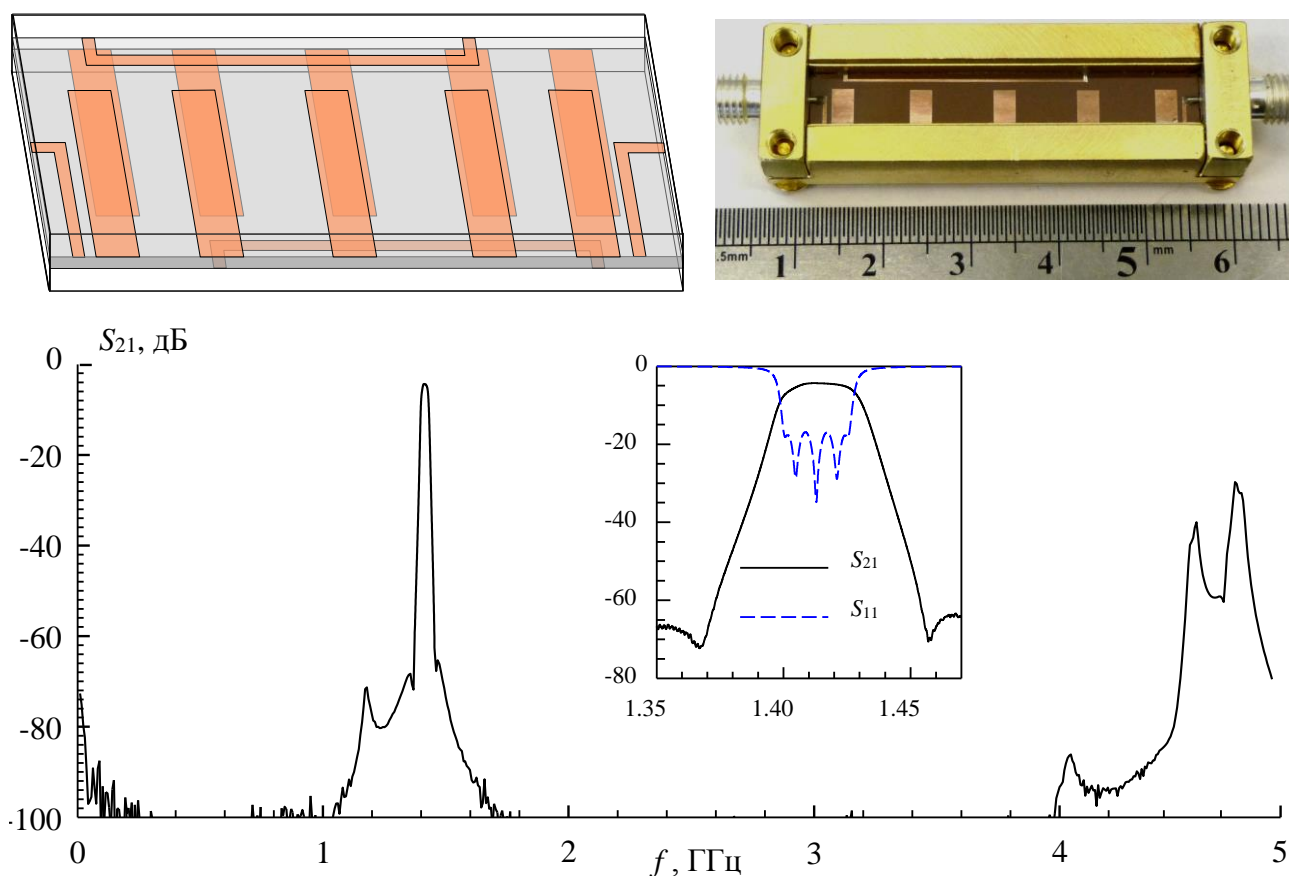


Рис. 5.9. Топология проводников, фотография макета и измеренные АЧХ пятирезонаторного полоскового фильтра с дополнительной индуктивной связью.

Центральная частота полосы пропускания фильтра $f_0 = 1.415$ ГГц, ее относительная ширина $\Delta f/f_0 = 2\%$, минимальные вносимые потери $L = 4.3$ дБ. Кроме двух полюсов затухания на частотах $f_{z1} = 1.368$ ГГц и $f_{z2} = 1.458$ ГГц, цепь дополнительной связи порождает ряд паразитных пиков прохождения, однако их уровень невысокий. Так, два первых пика высотой -71 дБ и -86 дБ расположены на частотах $f_{p1} = 1.178$ ГГц и $f_{p2} = 4.046$ ГГц соответственно.

Описанный способ реализации дополнительной связи между несоседними резонаторами применим к фильтрам на самых разнообразных типах электродинамических резонаторов. Как показали исследования, одни из лучших характеристик реализуются в фильтрах на трехпроводниковых резонаторах, рассмотренных в Главе 4. На Рисунке 5.10 приведена топология проводников, фотография и измеренная АЧХ такого фильтра, который имел следующие конструктивные параметры: подложка фильтра выполнена из материала RO4003C™ толщиной 0.203 мм

с диэлектрической проницаемостью $\epsilon \approx 3.38$; полосковые проводники в резонаторах имели длину $l_s = 9.5$ мм; дополнительная связь между вторым и пятым резонаторами реализована с использованием П-образного полоскового проводника, который размещен на одной из внешних поверхностей двухслойной подложки. Центральная частота полосы пропускания фильтра $f_0 = 1.01$ ГГц, ее относительная ширина $\Delta f/f_0 = 5.5\%$, минимальные вносимые потери $L = 4$ дБ.

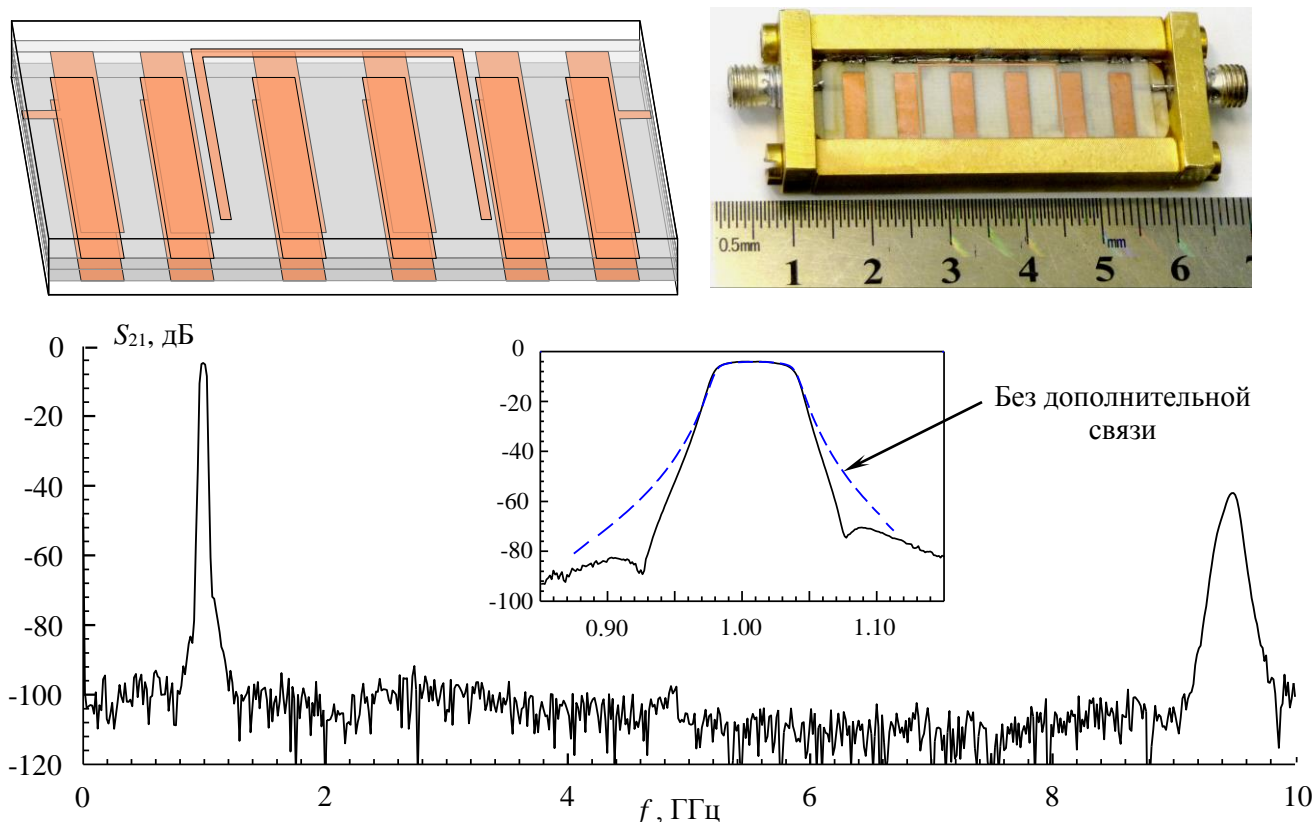


Рис. 5.10. Топология проводников, фотография макета и измеренные АЧХ шести-резонаторного полоскового фильтра с дополнительной емкостной связью.

На вставке Рисунка 5.10 приведен фрагмент АЧХ фильтра вблизи полосы пропускания (сплошная линия), здесь же приведена характеристика фильтра при отсутствии дополнительной связи между резонаторами (штрихи). Хорошо видно, что наличие полюсов затухания существенно повышает крутизну склонов полосы пропускания и позволяет использовать фильтры с меньшим числом резонаторов по сравнению с традиционными конструкциями при одинаковой с ними селективности.

5.2 Применение многомодовых резонаторов для реализации частотно-селективных устройств с улучшенными характеристиками

Использование так называемых двухмодовых резонаторов в устройствах частотной селекции является одним из способов уменьшения размеров этих устройств без ухудшения их фильтрующих свойств. В конструкциях таких резонаторов возможно сближение резонансных частот двух мод колебаний, поэтому один двухмодовый резонатор в частотно-селективном устройстве заменяет два обычных резонатора, тем самым уменьшая его размеры. Двухмодовые резонаторы хорошо зарекомендовали себя в конструкциях различных частотно-селективных устройств, например, в полосно-пропускающих фильтрах, в том числе и с двумя полосами пропускания, а также в конструкциях двухканальных частотно-избирательных устройств – дуплексеров, предназначенных для разделения или объединения двух радиосигналов, разнесенных по частоте. Иногда сами устройства, построенные на двухмодовых резонаторах, например, фильтры, называют для краткости двухмодовыми.

В диапазоне СВЧ широко используют микрополосковые конструкции резонаторов. Однако известным двухмодовым микрополосковым резонаторам присущи некоторые отдельные недостатки. В частности, в резонаторах со скачком волнового сопротивления и в миниатюризованных шпильковых резонаторах невозможно близко расположить частоты резонансов первых двух мод колебаний, что не позволяет использовать такие резонаторы для создания фильтров с узкой полосой пропускания. Резонаторы, полосковые проводники которых представляют собой квадратную рамку, и Е-образные резонаторы имеют другой недостаток, они обладают слишком большими размерами. В связи с этим актуальным является поиск новых конструкций двухмодовых резонаторов, свободных от указанных недостатков. В данном разделе представлены полученные в результате теоретических и экспериментальных исследований свойства новых двухмодовых микрополосковых резонаторов, а также рассматриваются возможности их использования в конструкциях различных частотно-селективных устройств СВЧ.

5.2.1 Расщепленный микрополосковый резонатор нового типа и частотно-селективные устройства на его основе

Рассмотрим микрополосковый резонатор, регулярный полосковый проводник которого частично расщеплен с одного конца продольной щелью (Рисунок 5.11а). В таком резонаторе существуют две нижайших моды колебаний. Первая из них четная, когда заряды на концах расщепленных проводников имеют одинаковые знаки, а вторая – нечетная, когда эти заряды противоположны по знаку (Рисунок 5.11в). Эквивалентная схема резонатора представлена на Рисунке 5.11б. Она содержит последовательное соединение отрезка пары связанных линий передачи с отрезком одиночной линии. Частоты всех четных колебаний f_e , согласно приведенной схеме, являются корнями уравнения

$$Z_e \operatorname{tg} \theta_1 + 2Z_1 \operatorname{tg} \theta_e = 0, \quad (5.3)$$

а частоты нечетных колебаний f_o – уравнения

$$\cos \theta_o = 0. \quad (5.4)$$

Здесь Z_1 и θ_1 – волновое сопротивление и электрическая длина отрезка одиночной микрополосковой линии на нерасщепленном участке резонатора, а Z_e , Z_o , θ_e , θ_o – волновые сопротивления и электрические длины отрезка связанных микрополосковых линий на расщепленном участке для четных (e) и нечетных (o) волн.

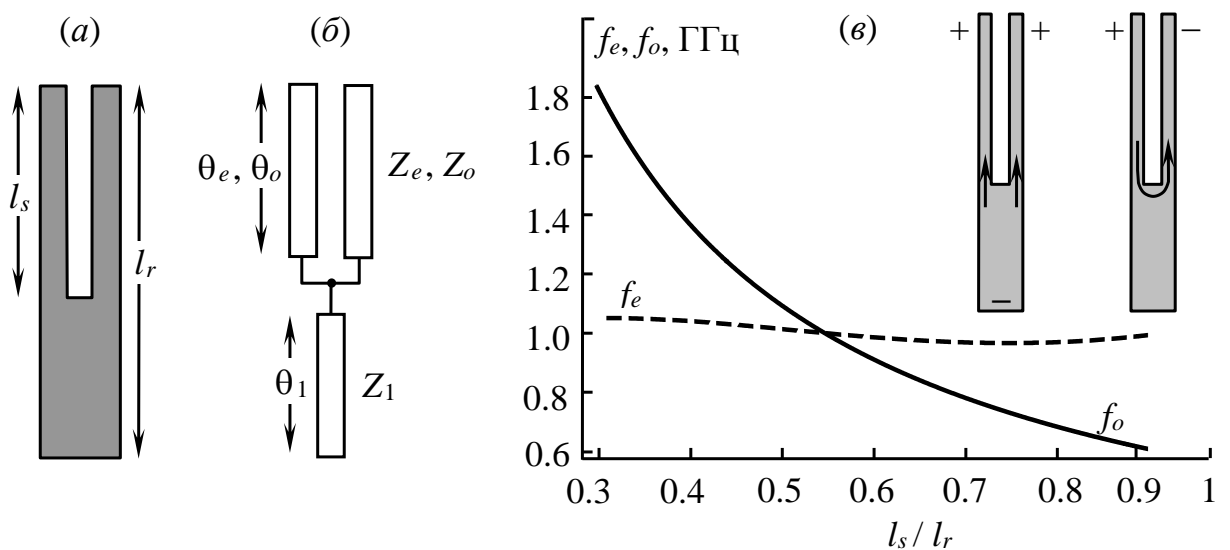


Рис. 5.11. Расщепленный микрополосковый резонатор (а), его эквивалентная схема (б) и зависимости резонансных частот от длины щели для четной – f_e и нечетной – f_o мод колебаний (в).

На Рисунке 5.11 *в* построены зависимости резонансных частот нижайших четной и нечетной мод колебаний от относительной длины щели резонатора. Расчет выполнен для случая, когда толщина диэлектрической подложки $h_d = 1$ мм, ее диэлектрическая проницаемость $\varepsilon = 9.8$, длина всего полоскового проводника $l_r = 55.3$ мм, его ширина на нерасщепленном участке $w = 3$ мм, а ширина щели $S = 1$ мм. Видно, что с увеличением длины щели l_s частота нечетных колебаний f_o быстро убывает, а частота четных колебаний f_e остается почти неизменной, причем названные частоты совпадают в точке $l_s = 0.56 l_r$, если резонатор не имеет связей с портами или с другими резонаторами.

Важно отметить, что в микрополосковом резонаторе с расщепленным проводником можно реализовать почти любое соотношение резонансных частот его двух нижайших мод колебаний, но практический интерес, очевидно, представляет лишь интервал $0.5 < f_e/f_o < 2$. Действительно, собственные частоты высших четных мод колебаний рассматриваемого резонатора кратны частоте его нижайшей моды f_e аналогично собственным частотам обычного регулярного микрополоскового резонатора. Поэтому резонансная частота второй четной моды колебаний определяет верхнюю границу интервала частот для f_o , хотя при уменьшении длины щели частота f_o может неограниченно расти. Нижнюю границу интервала, очевидно, определяет частота нечетных колебаний резонатора при максимальной длине щели, в этом случае $f_o \approx 0.5 f_e$.

При конструировании традиционных многозвенных полосно-пропускающих фильтров, как известно, необходимо выполнить ряд условий. Во-первых, настроить резонансные частоты всех звеньев на центральную частоту полосы пропускания с учетом взаимных связей резонаторов и связей крайних из них с линиями передачи. Во-вторых, под требуемую ширину полосы пропускания фильтра обеспечить необходимую величину связи и баланс связей резонаторов друг с другом. И наконец, обеспечить оптимальную связь входа и выхода фильтра с линиями передачи, чтобы не превысить заданный уровень отражений СВЧ-мощности в полосе пропускания. Принципиально эти условия необходимо выполнять и при конструировании филь-

тров на двухмодовых резонаторах, однако при этом следует помнить, что изменение резонансной частоты одной из мод колебаний в таком резонаторе сопровождается изменением связи между этими модами. Поэтому процесс настройки двухмодовых фильтров, как правило, несколько сложнее чем у обычных.

Известно, что на двухмодовых микрополосковых резонаторах со скачком волнового сопротивления, например, полуволновых или шпильковых четвертьволновых, практически невозможно реализовать двухмодовые фильтры с относительной полосой пропускания менее 40%. Однако рассматриваемый микрополосковый резонатор напротив наиболее хорошо зарекомендовал себя как раз в конструкциях узкополосных двухмодовых фильтров. Заметим, что в исследуемом резонаторе каждому значению абсолютной разности частот f_e и f_o , которое определяет относительную ширину полосы пропускания фильтра, отвечают два значения отношения l_s/l_r (см. Рисунок 5.11*в*). Меньшему значению l_s/l_r соответствует неравенство $f_o > f_e$, а большему – неравенство $f_o < f_e$. Очевидно, что фильтры, построенные на резонаторах с различным отношением l_s/l_r , имеющих при этом одинаковые параметры полосы пропускания, должны отличаться частотными характеристиками в полосах заграждения. Сделанное утверждение демонстрируют амплитудно-частотные характеристики, представленные на Рисунке 5.12 и Рисунке 5.13 для фильтров второго и четвертого порядка, двухмодовые резонаторы которых имеют кондуктивную связь с портами.

Следует отметить, что для фильтров четвертого порядка длины расщепленных участков полоскового проводника по обе стороны щели каждого из двух резонаторов должны быть различными. Причем в зависимости от относительной длины расщепляющей щели длиннее могут быть как внутренние участки у взаимодействующих резонаторов (Рисунок 5.13*а*), так и внешние (Рисунок 5.13*б*). Так как порты подключены к каждому из резонаторов только на внешнем участке расщепленного проводника, изменение длин этих участков требуется для настройки баланса связей не только между модами колебаний в отдельном резонаторе, но и между смежными резонаторами фильтра.

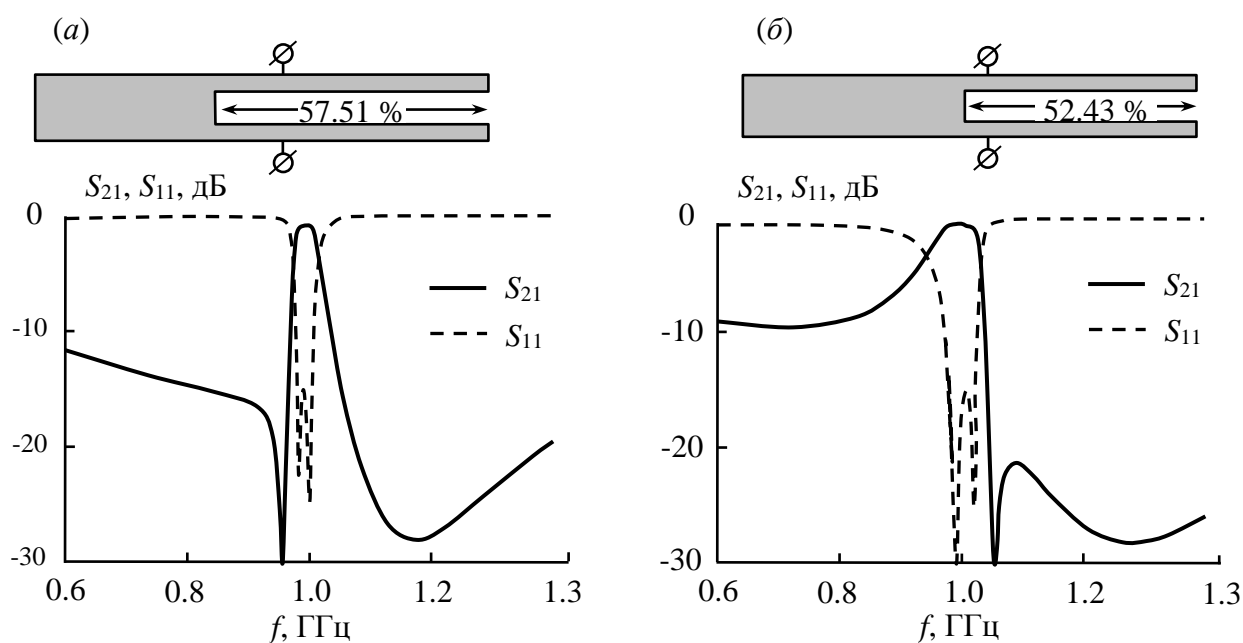


Рис. 5.12. Расчетные частотные характеристики фильтров второго порядка для случаев $f_e > f_o$ (а) и $f_e < f_o$ (б).

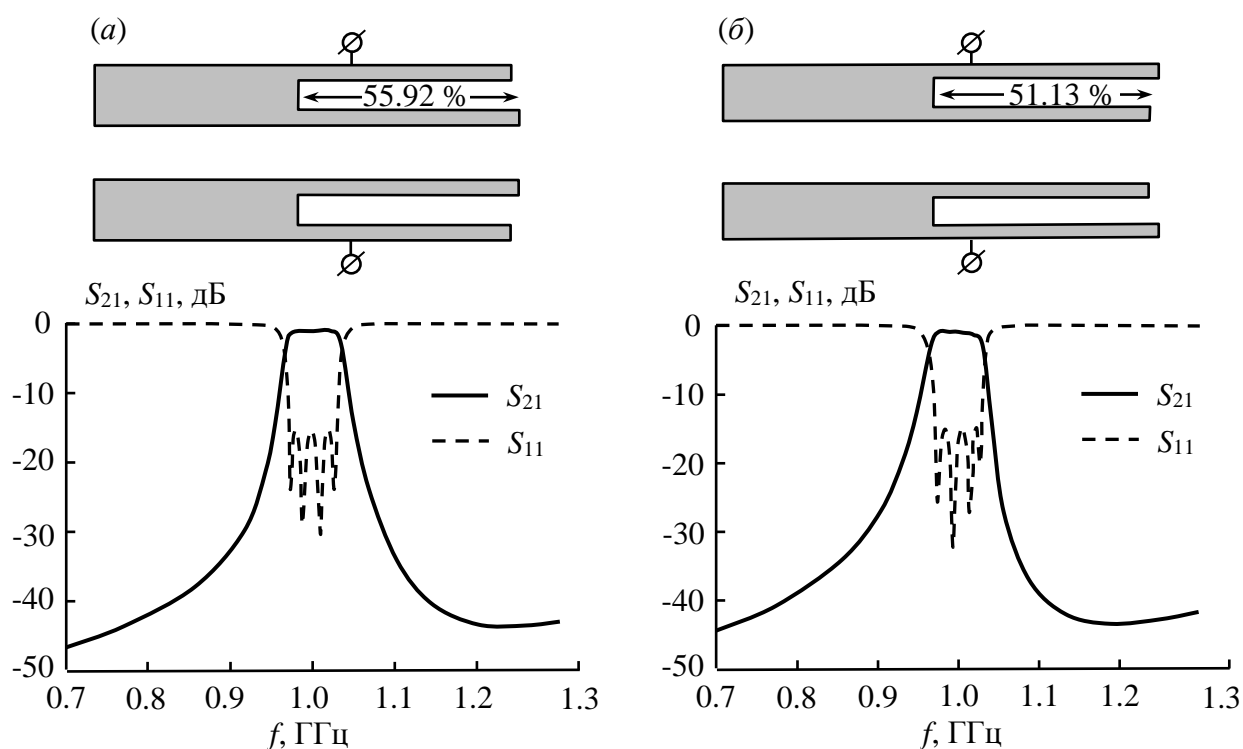


Рис. 5.13. Расчетные частотные характеристики фильтров четвертого порядка для случаев $f_e > f_o$ (а) и $f_e < f_o$ (б).

В случае фильтра шестого порядка (Рисунок 5.14) центральный резонатор имеет одинаковую длину проводников на расщепленном участке в силу симметрии его расположения в обеих из рассмотренных конструкций. В них смежные резонаторы расщепленными концами направлены либо в одну (Рисунок 5.14а), либо в

противоположные стороны (Рисунок 5.14б). Сравнивая амплитудно-частотные характеристики этих двух конструкций, представленные на Рисунке 5.14 только для случая $f_e > f_o$, видно, что у фильтра на встречно направленных резонаторах крутизна склонов АЧХ несколько больше.

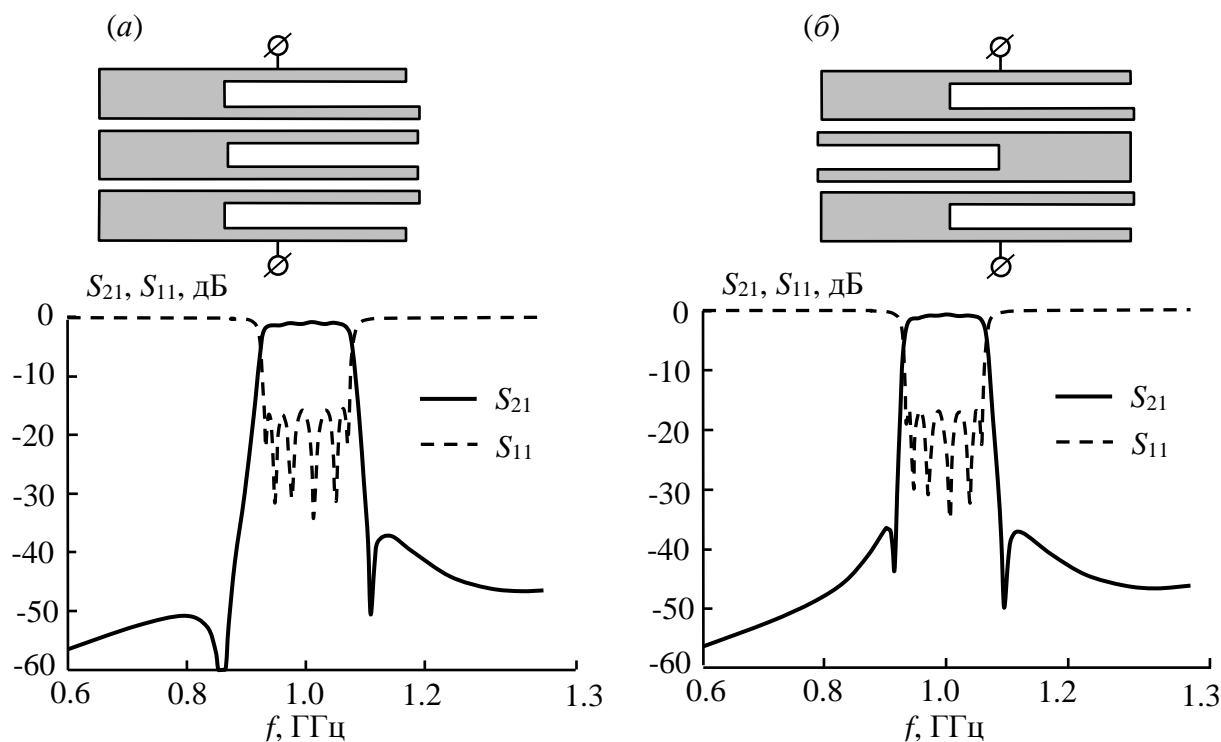


Рис. 5.14. Расчетные АЧХ фильтров на сонаправленных (а) и встречно направленных (б) резонаторах.

Для оценки точности численного анализа, используемого при проектировании устройств на основе рассмотренных микрополосковых структур, был изготовлен опытный образец фильтра шестого порядка на трех встречно направленных расщепленных резонаторах, фотография которого представлена на Рисунке 5.15. Микрополосковая структура фильтра была изготовлена на керамической подложке размерами $59.2 \times 36.6 \times 1.0$ мм³, выполненной из материала с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 9.8$. Крайние резонаторы в конструкции имели распределенную электромагнитную связь с портами, которую обеспечивал отрезок микрополосковой линии с шириной проводника 0.25 мм. Кроме того, в конструкции фильтра предусмотрен узкий нерезонансный дополнительный проводник для создания сла-

бой связи между портами устройства, благодаря которой формируется дополнительный высокочастотный полюс затухания, позволяющий несколько расширить полосу заграждения фильтра.

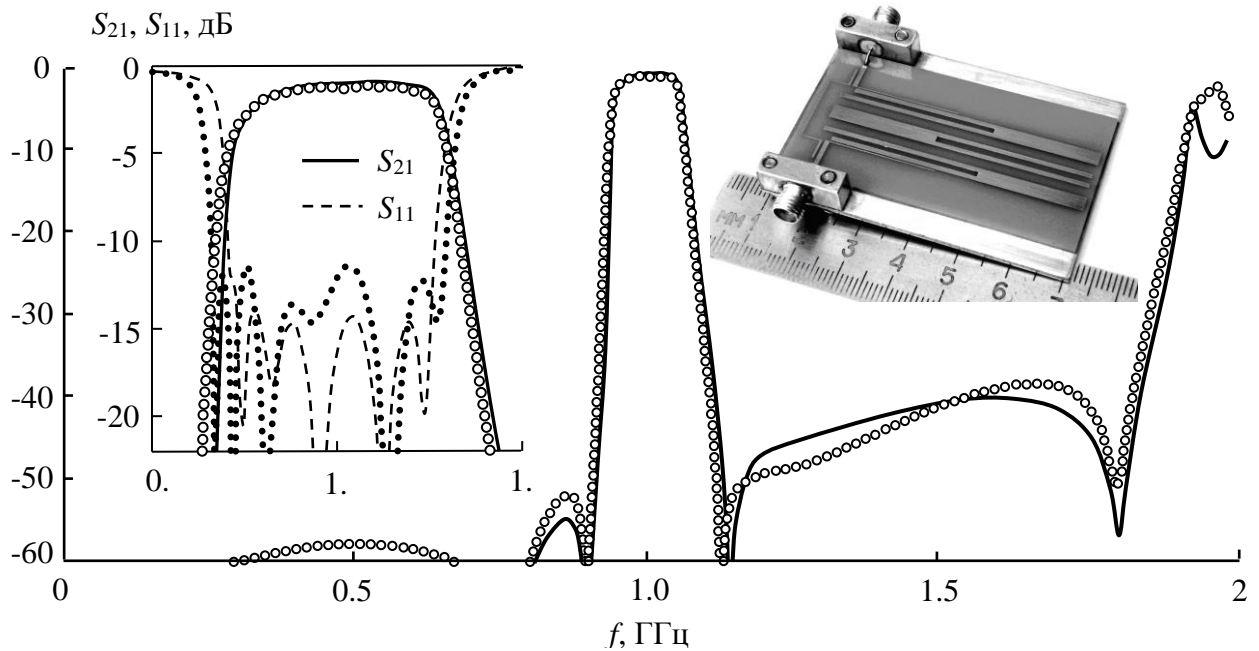


Рис. 5.15. АЧХ и фотография макета фильтра шестого порядка (линии – расчет, точки – эксперимент). На вставке показан фрагмент полосы пропускания.

Из Рисунка 5.15 видно, что результаты измерений спроектированной микрополосковой структуры достаточно хорошо согласуются с рассчитанными амплитудно-частотными характеристиками модели. При этом центральная частота опытного образца фильтра равна $f_0 = 1.0$ ГГц, относительная ширина полосы пропускания, измеренная по уровню -3 дБ от уровня минимальных потерь $L_0 = 1.1$ дБ, $\Delta f/f_0 = 11.4\%$, а максимальный уровень отражений в полосе пропускания $L_R = -11.4$ дБ.

Как известно, наряду с обычными фильтрами, имеющими лишь одну рабочую полосу пропускания, часто требуются устройства, обладающие двумя рабочими полосами, каждая из которых имеет свою заданную ширину и центральную частоту. Известно также, что микрополосковые конструкции фильтров, в том числе и двухполосных (ДПФ), отличаются высокой миниатюрностью, технологичностью в производстве и простотой интеграции с другими элементами радиосхем. Именно поэтому они получили широкое распространение в технике сверхвысоких частот.

При конструировании микрополосковых фильтров с двумя полосами пропускания традиционно используются несколько подходов. Первый из них заключается в каскадном соединении полосно-пропускающего фильтра и полосно-заграждающего фильтра. В такой конструкции полосно-пропускающий фильтр должен обладать широкой полосой, охватывающей сразу обе полосы пропускания ДПФ, при этом режекторный фильтр «вырезает» область частот внутри этой широкой полосы пропускания, формируя тем самым две заданные полосы фильтра и обеспечивая требуемый уровень заграждения между ними. Двухполосные и даже трехполосные фильтры можно построить, формируя с помощью дополнительных связей между несоседними резонаторами минимумы прохождения СВЧ-мощности на заданных частотах внутри широкой полосы пропускания однополосного фильтра. В конструкции ДПФ на основе одного резонатора с полосковым проводником в форме квадратной рамки и двух кондуктивно связанных с ним регулярных резонаторов минимумы прохождения СВЧ мощности, расщепляющие широкую полосу пропускания однополосного фильтра, создаются без организации дополнительных связей между резонаторами. Основными недостатками таких ДПФ являются большие габариты и сравнительно высокие потери СВЧ-мощности в рабочих полосах пропускания.

Второй широко распространенный подход конструирования двухполосных фильтров заключается в параллельном соединении двух обычных полосно-пропускающих фильтров, амплитудно-частотные характеристики каждого из которых отвечают требуемым характеристикам соответствующих рабочих полос пропускания в ДПФ. Главным достоинством таких ДПФ является возможность построения устройств с любыми требуемыми ширинами и центральными частотами двух рабочих полос пропускания. Однако и в этом случае устройства имеют большие габариты, так как при параллельном соединении двух однополосных фильтров необходимы дополнительные согласующие цепи, соединяющие порты каждого из фильтров с их общими портами.

Высокой степенью миниатюрности отличаются микрополосковые двухполосные фильтры, выполненные на так называемых двухмодовых резонаторах. В таких конструкциях ДПФ в формировании рабочих полос пропускания участвуют одновременно резонансы двух мод колебаний от каждого резонатора. В результате уменьшается число резонаторов, а соответственно, и размеры устройства. Важно отметить, что при этом сохраняется порядок фильтрации в каждом канале, а значит, селективные свойства таких фильтров не снижаются. В качестве двухмодовых резонаторов для построения двухполосных фильтров особенно часто используются либо резонаторы со скачком волнового сопротивления, либо миниатюризованные шпилечные резонаторы, либо резонаторы с Е-образной формой полоскового проводника. При этом, как правило, первый из резонансов каждого двухмодового резонатора используется для формирования низкочастотной полосы пропускания ДПФ, а второй — высокочастотной, что обусловлено сравнительно сильным различием частот этих резонансов. Именно поэтому в двухполосных фильтрах на описанных резонаторах невозможно существенное сближение центральных частот полос пропускания, что является основным недостатком таких конструкций.

На предложенных расщепленных микрополосковых резонаторах легко конструируются фильтры с двумя полосами пропускания, в которых можно независимо настраивать требуемые параметры каждой из полос пропускания. Предлагаемая конструкция двухполосного фильтра, состоящая из трех двухмодовых резонаторов с параллельным расположением полосковых проводников, приведена на Рисунке 5.16. Она симметрична относительно оси, проходящей через середину полоскового проводника среднего резонатора. При этом расщепленные полосковые проводники крайних резонаторов сонаправлены и находятся строго напротив друг друга, а полосковый проводник среднего резонатора направлен встречно к ним и смещен в сторону расщепленных концов. Проводники двух крайних резонаторов соединены с портами устройства через конденсаторы, подключенные в определенных точках расщепленных участков по внешнюю сторону от щелей.

Проведенные исследования описанной конструкции выявили ряд закономерностей, которые легли в основу метода настройки двухполосного фильтра с заданными характеристиками. В частности, длина щели l_s для всех резонаторов конструкции выбирается такой, чтобы выполнялось неравенство $f_e < f_o$. В этом случае, очевидно, резонансы четных мод колебаний формируют низкочастотную полосу пропускания фильтра, а нечетных мод – высокочастотную. Поэтому полная длина резонатора l_r задает центральную частоту низкочастотной полосы пропускания, а длина щели l_s задает центральную частоту высокочастотной полосы (Рисунок 5.11).

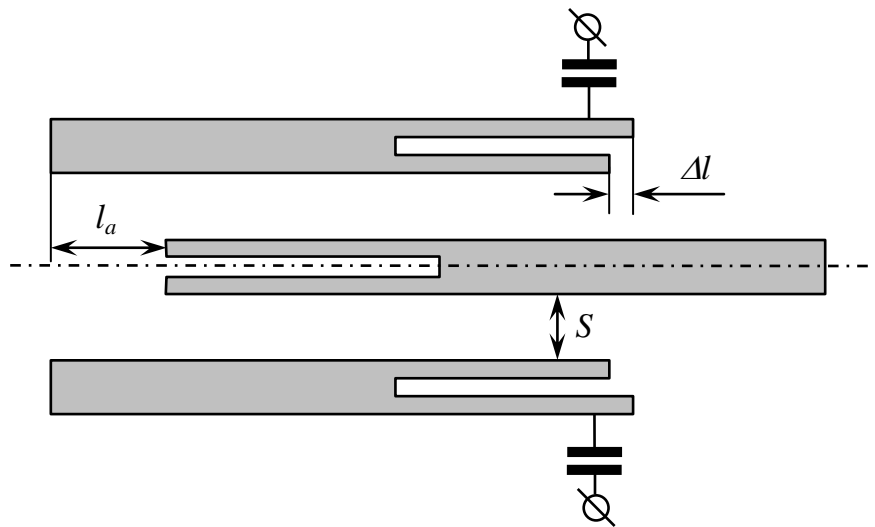


Рис. 5.16. Конструкция миниатюрного фильтра третьего порядка с двумя полосами пропускания на двухмодовых микрополосковых резонаторах.

Величина зазора S между полосковыми проводниками смежных резонаторов (см. Рисунок 5.16) регулирует взаимодействие между ними, а следовательно, изменяет ширину одновременно и низкочастотной, и высокочастотной полос пропускания. Величина взаимного смещения смежных резонаторов l_a регулирует длины областей связи для четных и нечетных колебаний, то есть изменяет соотношение ширины низкочастотной и высокочастотной полос пропускания. Увеличение l_a приводит к сужению низкочастотной полосы пропускания и одновременному расширению высокочастотной полосы.

Связь входных резонаторов с портами фильтра регулирует не только уровень максимального отражения СВЧ-мощности в полосах пропускания, но и уровень ее затухания в полосах заграждения. Очевидно, что эта связь возрастает как с увеличением емкости конденсатора, так и с приближением точки его подключения к

концу полоскового проводника, где располагаются пучности высокочастотного напряжения для обеих мод колебаний. Оптимальные величины связей внешних резонаторов с портами одновременно на двух частотах (f_e и f_o) достигаются подбором емкости конденсаторов, точек их подключения, а также различия длин расщепленного участка полоскового проводника Δl по внешнюю и внутреннюю стороны от щели. Так как рассматриваемая конструкция является фильтром третьего порядка, то в обеих ее полосах пропускания существует по два максимума отражения, уровни которых регулируются коррекцией резонансных частот четных и нечетных колебаний среднего резонатора относительно соответствующих частот крайних резонаторов. Причем в низкочастотной полосе пропускания фильтра регулировка осуществляется изменением длины полоскового проводника этого резонатора l_r , а в высокочастотной – изменением длины щели в нем l_s .

На Рисунке 5.17 представлена фотография изготовленного фильтра с двумя полосами пропускания и его измеренная амплитудно-частотная характеристика.

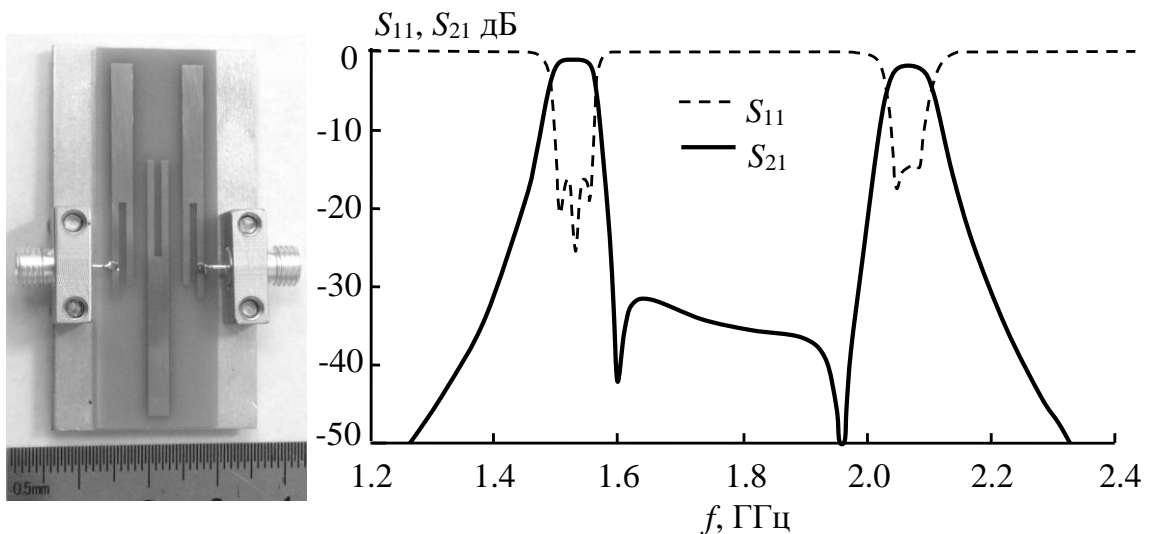


Рис. 5.17. Двухполосный микрополосковый фильтр третьего порядка и его измеренная частотная характеристика.

Макет изготовлен на подложке из поликора ($\epsilon = 9.8$) толщиной 1 мм, имеющей размеры 54×17 мм². У всех резонаторов ширина полосковых проводников – 3 мм, ширина щели – 1 мм. Входные резонаторы имеют полную длину $l_r = 33$ мм, длину щели $l_s = 13.5$ мм, разность длин проводников на расщепленном участке $\Delta l = 2$ мм. Внутренний резонатор имеет полную длину $l_r = 36$ мм, длину щели

$l_s = 13$ мм. Зазор между полосковыми проводниками смежных резонаторов $S = 2$ мм. Расщепленный конец среднего резонатора смещен относительно нерасщепленных концов крайних резонаторов на $l_a = 7.5$ мм. Емкость конденсаторов равна 0.55 пФ. Все конструктивные параметры фильтра были предварительно получены в результате синтеза с использованием численного электродинамического анализа 3D-модели.

Изготовленный фильтр в итоге обладает следующими характеристиками. Центральная частота низкочастотной полосы пропускания $f_1 = 1527$ МГц, ее ширина по относительному уровню -3 дБ $\Delta f_1 = 71$ МГц, минимальные потери $L_1 = 1$ дБ. Центральная частота высокочастотной полосы пропускания $f_2 = 2069$ МГц, ее ширина по относительному уровню -3 дБ $\Delta f_2 = 71$ МГц, минимальные потери $L_2 = 2$ дБ. Селективные свойства фильтра существенно улучшают два минимума прохождения, расположенные между низкочастотной и высокочастотной полосами пропускания, которые не только повышают крутизну склонов АЧХ, но и понижают прохождение мощности до уровня -31 дБ.

В данной конструкции фильтра собственные частоты четных мод колебаний резонаторов участвуют в формировании низкочастотной полосы пропускания, а частоты нечетных мод – высокочастотной полосы, так как расщепляющая щель в резонаторах выбрана достаточно короткой. Очевидно, что увеличение длины щели приведет к понижению центральной частоты высокочастотной полосы пропускания, а значит, к ее приближению к низкочастотной полосе. Средняя ширина полос пропускания фильтра регулируется зазорами между резонаторами, причем ширина обеих полос одновременно увеличивается при уменьшении зазоров и наоборот. Уменьшение длины области связи внутреннего резонатора с внешними резонаторами приводит к сужению низкочастотной полосы пропускания и расширению высокочастотной.

Таким образом, предложена оригинальная конструкция микрополоскового фильтра третьего порядка, имеющего две полосы пропускания. Устройство обладает высокими электрическими характеристиками, отличается миниатюрностью,

технологичностью изготовления и простотой настройки. Использование резонаторов с расщепленным полосковым проводником позволяет не только независимо изменять центральные частоты обеих полос пропускания фильтра в широких пределах, но и независимо варьировать их ширину.

Как известно, в многоканальных системах связи широко используются мультиплексоры – частотно-избирательные устройства, предназначенные для разделения или объединения нескольких радиосигналов, разнесенных по частоте. Один из подходов конструирования мультиплексоров основан на использовании самостоятельных двухканальных устройств – диплексеров, которые, как правило, строятся на связанных резонаторах. Особое распространение в настоящее время благодаря своей миниатюрности и технологичности в производстве получили микрополосковые диплексеры. Разнообразные конструкции таких устройств содержат связанные микрополосковые резонаторы, образующие два полосно-пропускающих фильтра с одним общим портом. При этом связь общего порта диплексера с резонаторами фильтров осуществляется либо электромагнитно с помощью шлейфов, либо кондуктивно с помощью разветвленного проводника.

С целью миниатюризации микрополосковых диплексеров часто применяют двухмодовые резонаторы, две нижайшие собственные частоты которых совпадают с центральными частотами двух каналов устройства. Такой резонатор, подключенный к общему порту, заменяет по одному резонатору в фильтрах каждого канала, уменьшая тем самым размеры диплексера. При этом в качестве двухмодовых резонаторов могут использоваться резонаторы со скачком волнового сопротивления, обусловленным ступенчатым изменением ширины полоскового проводника, которые допускают независимую настройку двух резонансных частот, хотя и в очень ограниченных пределах. Важно отметить, что микрополосковые диплексеры можно строить, используя исключительно двухмодовые связанные резонаторы, что дает возможность еще больше уменьшить габариты устройства.

Далее приведены результаты исследований новой конструкции миниатюрного микрополоскового диплексера третьего порядка, в котором все три резонатора являются двухмодовыми расщепленными. Представленная конструкция в отличие

от известных аналогов позволяет при необходимости повышения частотно-селективных свойств каналов без проблем наращивать число резонаторов.

Так же, как и в рассмотренном выше двухполосном фильтре, используемые в микрополосковом диплексере двухмодовые резонаторы имеют прямоугольные полосковые проводники длиной l_r , расщепленные с одной стороны узкой щелью длиной l_s (Рисунок 5.11а). Как уже отмечалось ранее, в таком резонаторе существуют две нижайших моды колебаний. Первая из них четная, когда заряды на концах расщепленных проводников имеют одинаковые знаки, а вторая – нечетная, когда эти заряды противоположные по знаку (Рисунок 5.11б).

Схема микрополоскового диплексера приведена на Рисунке 5.18. Она содержит один Т-образный микрополосковый резонатор и два электромагнитно взаимодействующих с ним расщепленных микрополосковых резонатора. Связь резонаторов с портами диплексера обеспечивают три емкости: емкость C_1 соединяет Т-образный резонатор с общим портом каналов, C_2 соединяет порт низкочастотного канала с «длинным» расщепленным резонатором, а C_3 соединяет порт высокочастотного канала с «коротким» расщепленным резонатором.

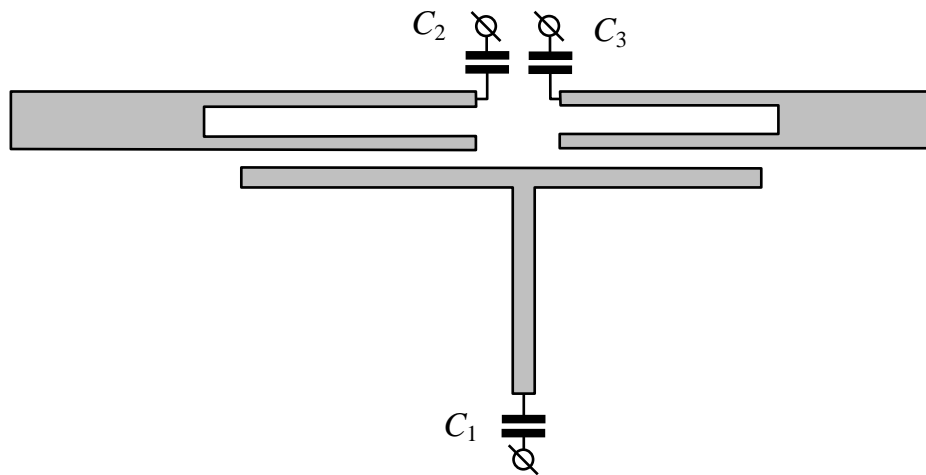


Рис. 5.18. Конструкция микрополоскового диплексера третьего порядка на двухмодовых микрополосковых резонаторах.

Центральную частоту полос пропускания каждого канала задают длина соответствующего шлейфа Т-образного резонатора и длина прямоугольного полоскового проводника соответствующего расщепленного резонатора. Ширину полосы пропускания каждого канала задают, во-первых, длина щели соответствующего

расщепленного резонатора, которой определяется разность частот четной f_e и нечетной f_o мод колебаний в нем, а во-вторых, величина зазора между этим резонатором и соответствующим шлейфом Т-образного резонатора. Уровни максимумов отражения в полосах пропускания задают величины емкостей, связывающих резонаторы с портами диплексера.

Таким образом, в формировании полос пропускания каждого канала диплексера участвуют три резонанса, два из которых являются резонансами двух нижайших мод колебаний расщепленного резонатора, а третий является резонансом одной из двух мод колебаний Т-образного резонатора. Важно отметить, что в рассматриваемой конструкции каждый расщепленный двухмодовый резонатор задействован в формировании только одной из полос пропускания, что исключает необходимость настройки связей резонаторов одновременно на двух разнесенных частотах, как это требуется в конструкциях известных диплексеров на традиционных двухмодовых резонаторах. Этот факт не только значительно упрощает сам процесс конструирования предлагаемого диплексера, но и расширяет границы реализуемости относительной ширины полос пропускания в нем, причем независимо для каждого канала устройства.

Как уже отмечалось, от абсолютной величины разности частот четных и нечетных колебаний расщепленного резонатора зависит ширина соответствующей полосы пропускания диплексера. Однако важно заметить, что эта разность может быть как положительной, так и отрицательной (см. Рисунок 5.11*в*). Поэтому, очевидно, существуют два разных значения длины щели в расщепленном резонаторе, при которых реализуется требуемая ширина полосы пропускания любого из каналов.

Экспериментальная проверка работоспособности описанной конструкции проводилась на действующем макете диплексера, изготовленном на подложке толщиной 1 мм из традиционного в СВЧ-технике материала – поликора, который имеет диэлектрическую проницаемость $\varepsilon = 9.8$. Устройство было спроектировано с помощью известного пакета программ CST Microwave Studio. При этом для определенности была выбрана центральная частота низкочастотного канала $f_1 = 1.7$ ГГц

и высокочастотного канала $f_2 = 2.1$ ГГц, а также зафиксирована абсолютная ширина их полос пропускания $\Delta f = 0.2$ ГГц, измеренная по уровню -3 дБ, и величина максимумов отражения СВЧ мощности в этих полосах на уровне не хуже -14 дБ. Кроме того, ширина полосковых проводников у обоих двухмодовых резонаторов на нерасщепленных участках была выбрана равной 4.5 мм, а на их расщепленных участках, как и у всех проводников Т-образного резонатора, по 1 мм, а значит, ширина щели двухмодовых резонаторов составляла 2.5 мм. Величина зазора между расщепленным резонатором и связанным с ними соответствующим шлейфом Т-образного резонатора выбрана одинаковой и равной 1 мм для обоих каналов. Поэтому настройка ширины полос пропускания каналов осуществлялась не только изменением длины расщепленных участков двухмодовых резонаторов, но и подбором длины их области связи с соответствующим шлейфом.

В результате синтеза были получены следующие значения конструктивных параметров диплексера. Длина шлейфа, подключаемого к общему порту через емкость $C_1 = 1$ пФ, равна 11.5 мм, длина двух других шлейфов Т-образного резонатора составляет 17 мм и 10.8 мм. Длина проводника первого расщепленного резонатора, подключаемого к низкочастотному порту через емкость $C_2 = 1.1$ пФ, равна 28.5 мм, а длина второго расщепленного резонатора, подключаемого к высокочастотному порту через емкость $C_2 = 0.4$ пФ, равна 23.3 мм. При этом длины расщепленных участков этих резонаторов составляют соответственно 16 мм и 12.5 мм. Концы проводников, подключаемых к портам диплексера, для удобства монтажа конструкции изогнуты в сторону края подложки. Внесение таких изгибов не имеет принципиального значения и не препятствует работе устройства, но увеличивает площадь подложки до величины 58×27 мм².

На Рисунке 5.19 представлена фотография действующего макета диплексера и его АЧХ, измеренные с помощью векторного анализатора цепей Rohde & Schwarz. Основные характеристики представленного опытного образца устройства имели следующие параметры. Центральная частота низкочастотного канала диплексера $f_{01} = 1.69$ ГГц, ширина его полосы пропускания $\Delta f_1 = 0.19$ ГГц, измеренная

по уровню -3 дБ от уровня минимальных потерь $L_{01} = 0.6$ дБ, максимальный уровень отражений в полосе пропускания $L_{R1} = -14.2$ дБ. Центральная частота высокочастотного канала $f_{02} = 2.09$ ГГц, а ширина его полосы пропускания $\Delta f_2 = 0.21$ ГГц, измеренная также по уровню -3 дБ от уровня минимальных потерь в этой полосе $L_{02} = 1.1$ дБ и, наконец, максимальный уровень отражений в полосе пропускания $L_{R2} = -14.4$ дБ.

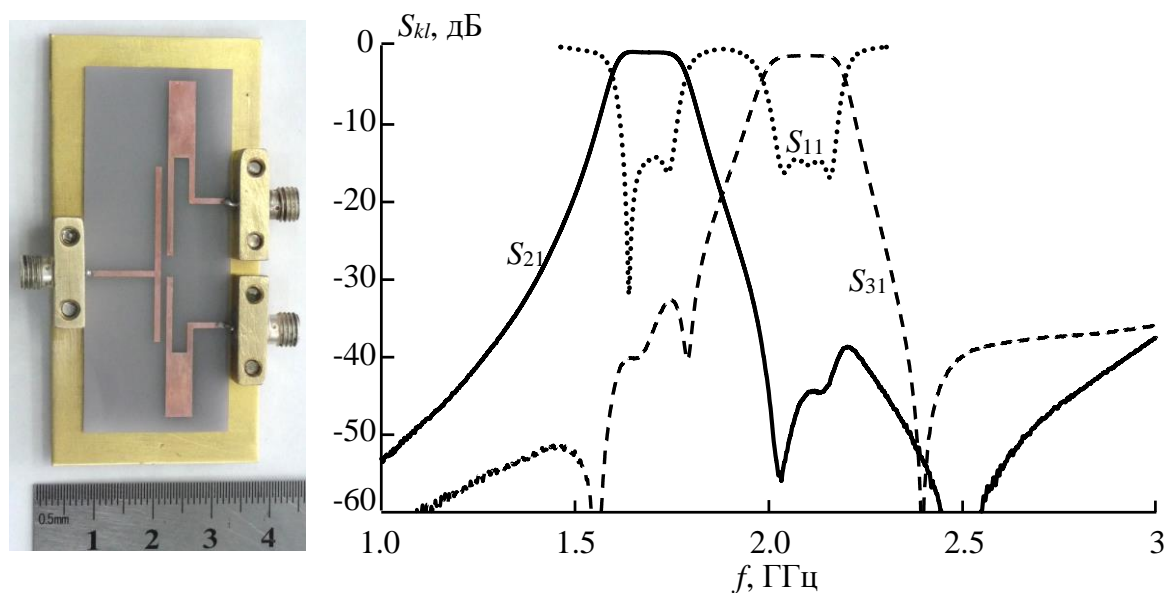


Рис. 5.19. Микрополосковый диплексер третьего порядка на двух расщепленных резонаторах и его измеренные АЧХ.

Предложенная простая миниатюрная и технологичная в изготовлении конструкция микрополоскового диплексера третьего порядка, выполненная исключительно на двухмодовых резонаторах, имеет достаточно высокие электрические характеристики. Использование оригинальных расщепленных двухмодовых резонаторов в конструкции диплексера позволяет не только изменять центральные частоты полос пропускания в широких пределах, но и формировать ширину самих полос пропускания каналов независимо друг от друга также в широких пределах.

Таким образом, проведенные исследования показали, что расщепленный двухмодовый микрополосковый резонатор обладает рядом достоинств, благодаря которым его целесообразно использовать в конструкциях самых различных устройств СВЧ-диапазона. Во-первых, в нем дополнительная нижайшая мода колебаний возникает за счет расщепления его регулярного полоскового проводника

продольной щелью без увеличения размеров самого резонатора, поэтому он обладает столь высокой миниатюрностью. Во-вторых, в нем можно независимо пере-страивать в достаточно широких пределах резонансные частоты четных и нечетных нижайших мод колебаний, изменяя лишь длину расщепляющей щели. В-третьих, в таких резонаторах практически от нуля можно регулировать величину связи нижайших мод колебаний, что позволяет создавать миниатюрные узкополосные полосо-пропускающие фильтры с высокими характеристиками. И, наконец, между расщепленными двухмодовыми резонаторами достаточно просто организуется электромагнитная связь, позволяя создавать частотно-селективные устройства высокого порядка. Все перечисленные достоинства расщепленных двухмодовых микрополосковых резонаторов подтверждаются высокими характеристиками опытных образцов различных СВЧ устройств. Важно отметить, что характеристики устройств, полученные численным анализом моделей исследованных конструкций, хорошо согласуются с результатами измерений на опытных образцах.

5.2.2. Миниатюрный двухмодовый шпильковый резонатор на подвешенной подложке и полосно-пропускающие фильтры на его основе

Одним из перспективных направлений, активно развивающихся в последнее время, является разработка и исследование планарных конструкций двухмодовых и даже трехмодовых резонаторов на подвешенной подложке, позволяющих реализовывать на АЧХ фильтров полюсы затухания, наличие которых существенно улучшает селективные свойства. Фильтры на таких резонаторах имеют меньшие вносимые потери в полосе пропускания по сравнению с традиционными. Однако известные в настоящее время конструкции характеризуются, как правило, достаточно большими размерами, а также имеют неширокую полосу заграждения и низкий уровень подавления в ней. Далее представлены результаты исследований принципиально новой конструкции двухмодового резонатора на подвешенной подложке и фильтров на его основе, которые практически свободны от указанных выше недостатков.

Исследуемый полосковый резонатор содержит диэлектрическую подложку 1, подвешенную в металлическом корпусе-экране (Рисунок 5.20), на обе поверхности которой нанесены полосковые металлические проводники 2-4.

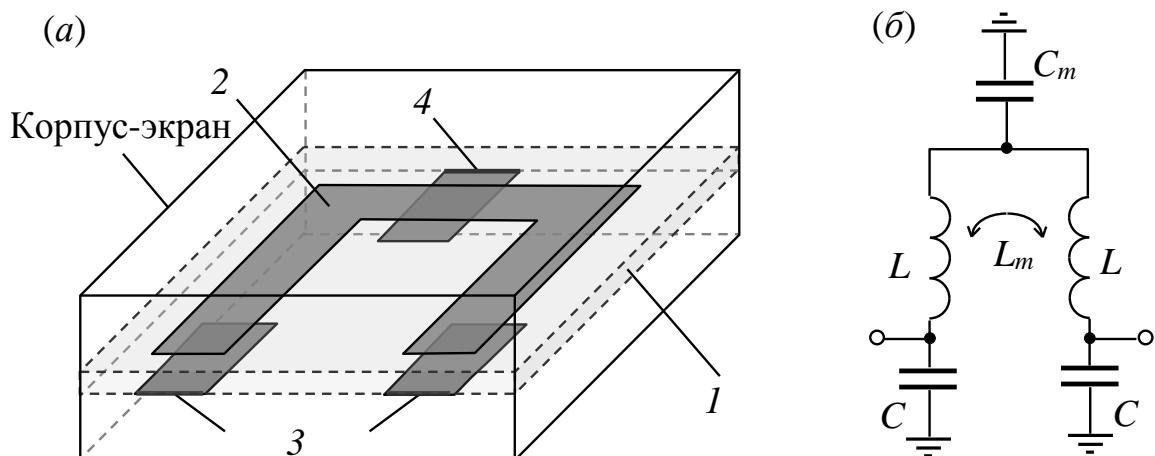


Рис. 5.20. Конструкция двухмодового полоскового резонатора на подвешенной подложке (а) и его эквивалентная схема (б).

Проводник 2 разомкнут на концах и выполнен в форме шпильки на одной поверхности подложки, а проводники 3 расположены на второй поверхности подложки под разомкнутыми концами проводника 2 и замкнуты на экран смежными

концами с одного края подложки. Важной конструктивной особенностью рассматриваемого резонатора является то, что под центральной частью проводника 2 на второй поверхности подложки расположен дополнительный проводник 4, замкнутый на экран одним концом. Входная и выходная линии передачи подключаются к проводникам 3, причем расстояние от заземленных концов проводников до точек подключения внешних линий передачи определяется заданным уровнем отражений в полосе пропускания фильтра.

Благодаря наличию дополнительного проводника 4 под центральной частью разомкнутого на концах шпилькового полоскового проводника там, где находится пучность электрического поля для второй моды, удастся значительно понизить частоту второй моды полоскового резонатора, приблизив ее к частоте первой моды колебаний, и, таким образом, реализовать фильтр второго порядка на одном резонаторе.

Основные свойства предлагаемого резонатора удобно описывать с помощью эквивалентной схемы для его первых двух мод, показанной на Рисунке 5.20б. Частоты этих мод могут быть выражены через элементы схемы следующим образом:

$$\omega_e = \sqrt{\frac{2C + C_m}{(L + L_m) C C_m}}, \quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{(L - L_m) C}}. \quad (5.5)$$

Для рассматриваемого резонатора четную моду ω_e можно отождествить с резонансом, соответствующим одинаковому направлению токов в индуктивностях L , а нечетную ω_o – встречному направлению. Видно, что частотой ω_e можно управлять независимо от ω_o , изменяя емкость C_m , при этом данные частоты могут быть сближены вплоть до их совпадения. Более того, частота четной моды может быть значительно ниже частоты нечетной.

Как было отмечено в главе 2, для фильтра второго порядка величина относительной ширины полосы пропускания пропорциональна коэффициенту связи k , который можно найти по формуле, зная частоты собственных колебаний, формирующих полосу пропускания:

$$k = \frac{\omega_o^2 - \omega_e^2}{\omega_o^2 + \omega_e^2}. \quad (5.6)$$

В то же время для фильтра, резонаторы которого имеют одновременно индуктивное и емкостное взаимодействие, коэффициент связи может быть представлен в виде:

$$k = (k_L + k_C)/(1 + k_L k_C). \quad (5.7)$$

Для представленной эквивалентной схемы, подставив формулу (5.5) в (5.6), имеем:

$$k = \left(\frac{L_m}{L} - \frac{C}{C + C_m} \right) / \left(1 - \frac{L_m}{L} \frac{C}{C + C_m} \right). \quad (5.8)$$

Сравнивая (5.8) и (5.7), можно получить следующие выражения для коэффициентов индуктивной и емкостной связи:

$$k_L = \frac{L_m}{L}, \quad k_C = \frac{-C}{C + C_m}. \quad (5.9)$$

Таким образом, предложенный двухмодовый резонатор формально можно рассматривать как систему двух электромагнитно связанных резонаторов, имеющих индуктивное и емкостное взаимодействие, которые вычитаются друг из друга. Особый интерес представляет ситуация, когда коэффициент индуктивной связи равен коэффициенту емкостной связи. В этом случае полный коэффициент становится равным нулю, а на месте полосы пропускания наблюдается полюс затухания, являющийся точкой компенсации индуктивного и емкостного взаимодействия.

Важно отметить, что в традиционных конструкциях фильтров для реализации узких полос пропускания необходимо существенно увеличивать расстояние между резонаторами для уменьшения их взаимодействия. Так как предложенная конструкция резонатора дает возможность сблизить частоты мод вплоть до их совпадения, то это позволяет реализовать узкие полосы пропускания при небольших габаритах устройства.

Как показали исследования, наиболее удобным способом управления частотами четной и нечетной мод является изменение длины проводников 3 и ширины

проводника 4 (Рисунок 5.20а). Это позволяет управлять как центральной частотой полосы пропускания, так и ее шириной.

На Рисунке 5.21 представлены рассчитанные АЧХ фильтра на основе рассматриваемого резонатора для преимущественно индуктивной (сплошная линия) и емкостной связи (штрихи) одинаковой величины ($|k| = 0.014$), соответствующей полосе пропускания $\Delta f/f_0 = 2\%$. Фильтры отличаются только шириной проводника 4 и длиной проводников 3. Точками показана АЧХ при отсутствии связи между модами ($k_L + k_C = 0$), в этом случае на месте полосы пропускания находится полюс затухания, являющийся точкой компенсации индуктивного и емкостного взаимодействия мод резонатора. Из представленных зависимостей видно, что в случае преимущественно индуктивной связи на АЧХ вблизи полосы пропускания наблюдаются два полюса затухания, значительно улучшающие частотно-селективные свойства фильтра.

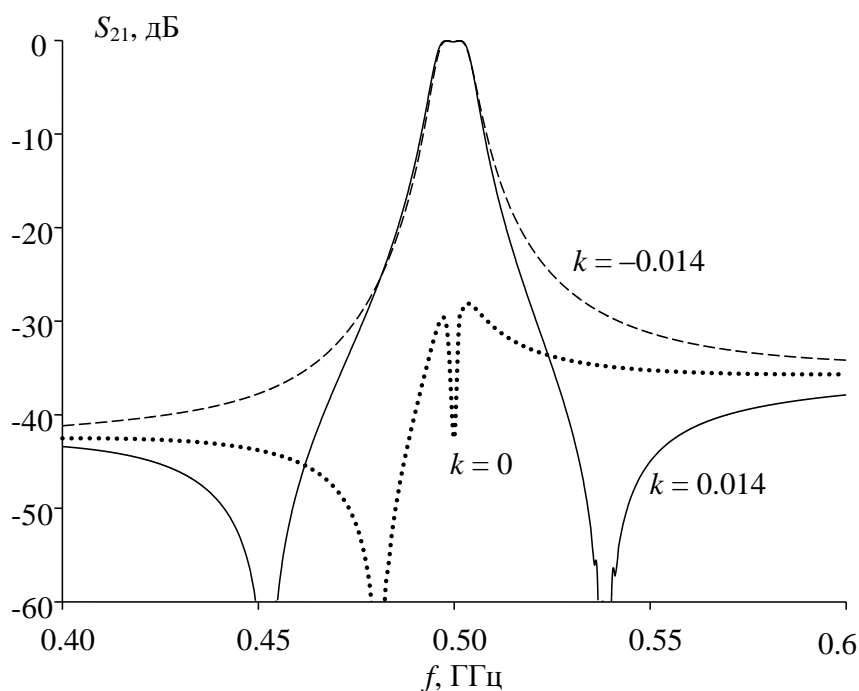


Рис. 5.21. АЧХ фильтра на двухмодовом резонаторе при индуктивной (сплошная линия) и емкостной (штрихи) связи мод. Точки – связь отсутствует.

Как известно, одним из способов повышения селективности фильтров на основе связанных резонаторов является реализация дополнительной электромагнитной связи между ними, что позволяет реализовывать дополнительные полюсы затухания на амплитудно-частотной характеристике.

Для подтверждения перспективности применения предложенной конструкции резонатора был изготовлен макет фильтра на его основе со следующими конструктивными параметрами: диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon = 80$, ее толщина $h_d = 0.5$ мм, ширина полосковых проводников «шпильки» – 2.5 мм и 7 мм, длина полосковых проводников 3 равнялась 6.6 мм, проводника 4 – 8.5 мм, высота «шпильки» – 17.75 мм, зазор внутри нее – 2.25 мм, расстояние от верхней и нижней поверхности подложки до экрана $h_a = 4$ мм. На Рисунке 5.22 представлены фотографии макета со снятыми экранами и его расчетные (сплошная линия) и измеренные (точки) АЧХ.

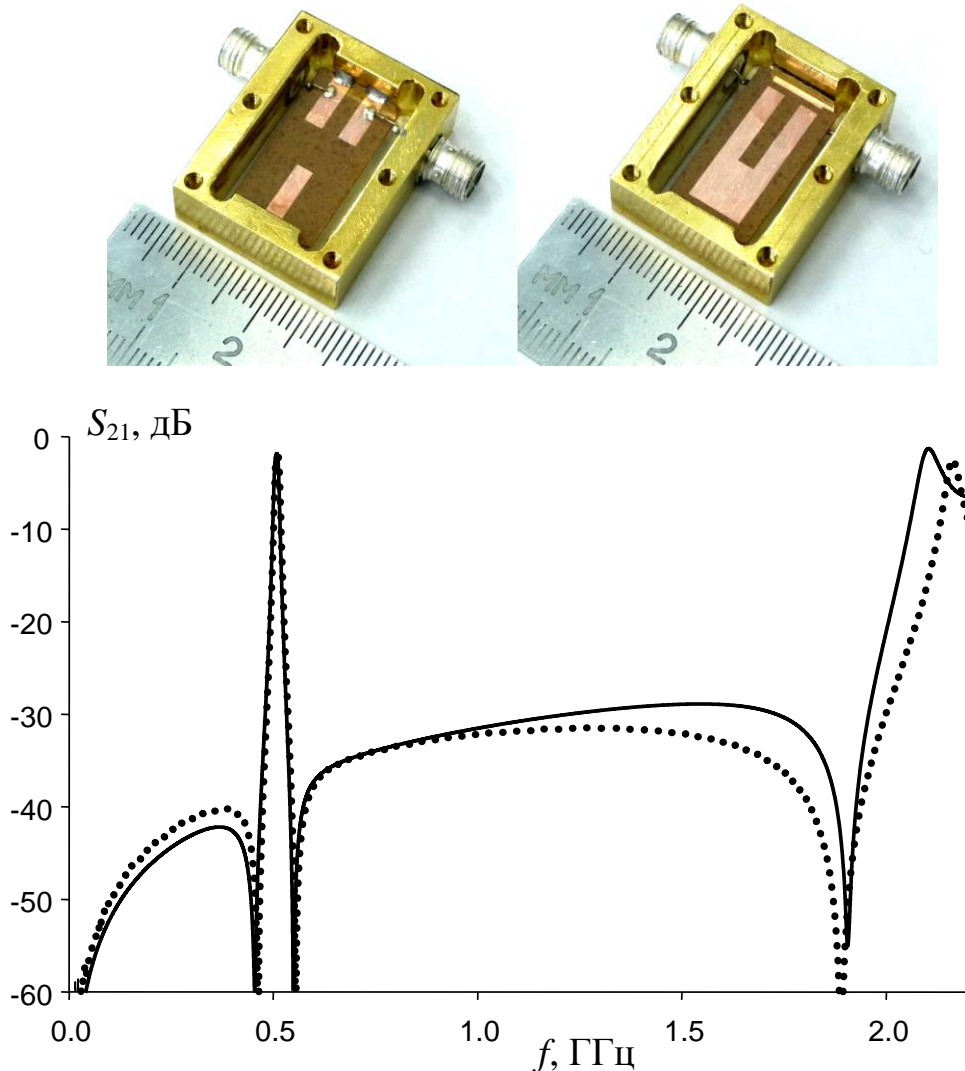


Рис. 5.22. Фотографии макета и АЧХ полосно-пропускающего фильтра на основе исследуемого двухмодового резонатора. Сплошная линия – расчет, точки – измеренные значения.

В ходе проведенных исследований было обнаружено, что за счет введения элемента дополнительной связи между входом и выходом (полосковый проводник у разомкнутых концов «шпильки») можно сформировать третий полюс затухания на АЧХ фильтра и существенно улучшить параметры его полосы заграждения. При этом введение дополнительного элемента связи не отражается на полосе пропускания. Относительная ширина полосы пропускания фильтра $\Delta f/f_0 = 2\%$ при минимальном затухании в полосе пропускания $L_{min} = 2$ дБ. Видно хорошее согласие расчетных и экспериментальных данных.

Существенно более высокой селективностью обладает фильтр на основе пары электромагнитно связанных двухмодовых резонаторов. На Рисунке 5.23 представлена фотография и АЧХ разработанного фильтра четвертого порядка. Фильтр имеет относительную ширину полосы пропускания $\Delta f/f_0 = 1\%$ (по уровню -0.5 дБ) с центральной частотой $f_0 \approx 1.93$ ГГц. Минимальные потери в полосе пропускания составили 2.6 дБ. Фильтр был рассчитан для подложки толщиной 0.5 мм, имеющей диэлектрическую проницаемость $\epsilon = 80$. Остальные конструктивные параметры были следующими: ширина всех полосковых проводников – 1 мм, длина полосковых проводников 3 равнялась 3.1 мм, проводника 4 – 2.5 мм, высота «шпильки» – 5 мм, зазор внутри нее – 1 мм, расстояние от верхней и нижней поверхности подложки до экрана – 2.1 мм. Расстояние между резонаторами в таком двухрезонаторном фильтре составило 4.8 мм.

На вставке Рисунка 5.23 в более узком частотном диапазоне кроме АЧХ прямых потерь приведена и АЧХ потерь на отражение. Видно, что на АЧХ потерь на отражение наблюдается четыре минимума, соответствующих резонансам четырех мод колебаний (по две от каждого резонатора). Таким образом, фильтр, состоящий из пары двухмодовых резонаторов, имеет характеристику четырехзвенного фильтра. Важным достоинством конструкции является высокая симметрия склонов полосы пропускания и их высокая крутизна, которая объясняется наличием двух полюсов затухания.

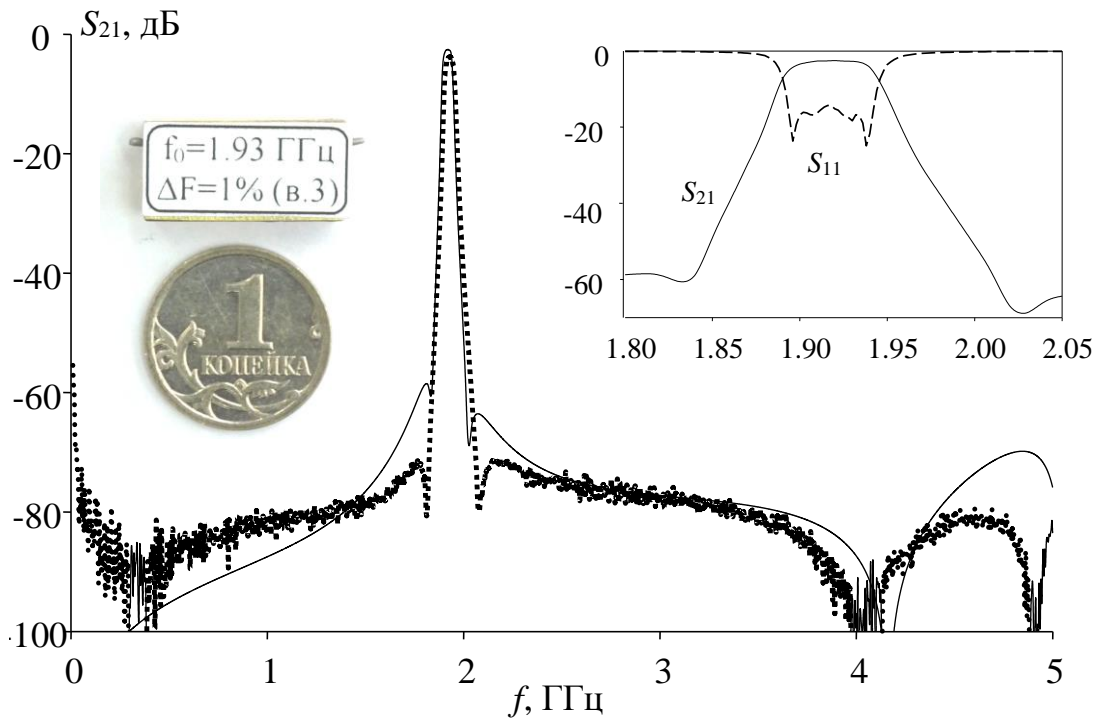


Рис. 5.23. АЧХ полосно-пропускающего фильтра четвертого порядка на основе пары двухмодовых резонаторов. Расчет (сплошная линия) и экспериментальные данные (точки).

Таким образом, описана новая конструкция двухмодового резонатора на подвешенной подложке. На основе предложенной конструкции возможна реализация узкополосных фильтров, которые не только более миниатюрны по сравнению с аналогами, но и имеют более высокие частотно-селективные свойства за счет наличия полюсов затухания вблизи полосы пропускания. Эти полюсы затухания обеспечивают более высокую крутизну склонов по сравнению с традиционными конструкциями полосковых и микрополосковых фильтров, что позволяет использовать их в современных системах связи, радиолокации, а также в измерительной аппаратуре. Важно отметить, что разработанные частотно-селективные устройства могут не только выполнять функцию частотной фильтрации в системах радиолокации и связи, но и служить основой для построения миниатюрных управляемых устройств СВЧ, например управляемых фильтров, амплитудных и фазовых корректоров, модуляторов и др. Новизна предложенного технического решения подтверждена патентом на изобретение.

5.3 Полосно-пропускающие фильтры со сверхширокой полосой заграждения на основе двухпроводниковых коаксиальных резонаторов

Результаты исследований, описанные в главе 4, ясно показывают, что применение новых конструкций резонаторов позволяет значительно улучшить характеристики частотно-селективных устройств на их основе. Так, использование многопроводниковых резонаторов на подвешенной подложке позволило существенно увеличить протяженность и уровень подавления высокочастотной полосы заграждения полосно-пропускающих фильтров. Следует отметить, что рассмотренная концепция построения многопроводниковых резонаторов применима не только к устройствам на основе полосковых и микрополосковых линий, но и к устройствам на основе других типов линий передачи. Например, многократно улучшить параметры высокочастотной полосы заграждения полосно-пропускающих фильтров позволяет конструкция на основе двухпроводникового коаксиального резонатора нового типа. Далее проведен анализ такого коаксиального резонатора и описаны селективные свойства фильтров на его основе. Аналогом рассматриваемого коаксиального резонатора (Рисунок 5.24) можно считать полосковый резонатор на подвешенной подложке с двухсторонним рисунком полосковых проводников, устройства на основе которого отличаются более высокими частотно-селективными свойствами по сравнению с описанными выше фильтрами, но значительно уступают конструкциям на коаксиальных резонаторах представленных далее.

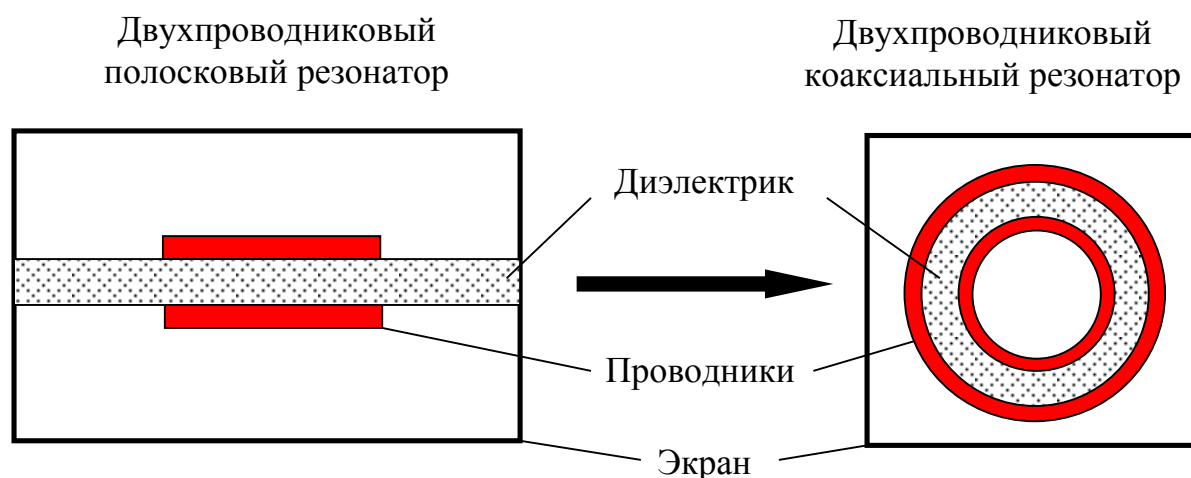


Рис. 5.24. Аналогия между двухпроводниковым коаксиальным резонатором и двухпроводниковым резонатором на подвешенной подложке.

Продольный разрез рассматриваемого коаксиального резонатора представлен на Рисунке 5.25*a*. Его основой является отрезок диэлектрической трубки 1 длиной l_a из высокочастотной керамики с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ , внутренняя и внешняя поверхности которой металлизированы 2. При этом цилиндрические проводники резонатора (внутренний – диаметром r_1 и внешний – диаметром r_2) соединены каждый одним концом с противоположными стенками металлического корпуса-экрана 3, имеющего также цилиндрическую форму диаметром r_3 . Вторые концы проводников остаются свободными, причем они не доходят до торцевых стенок экрана на величину зазора l_1 с обеих сторон. Длина области перекрытия цилиндрических проводников l_3 . Заметим, что внутренний проводник диэлектрической трубки может быть и сплошным стержнем, занимающим все ее внутреннее пространство на длину l_2 .

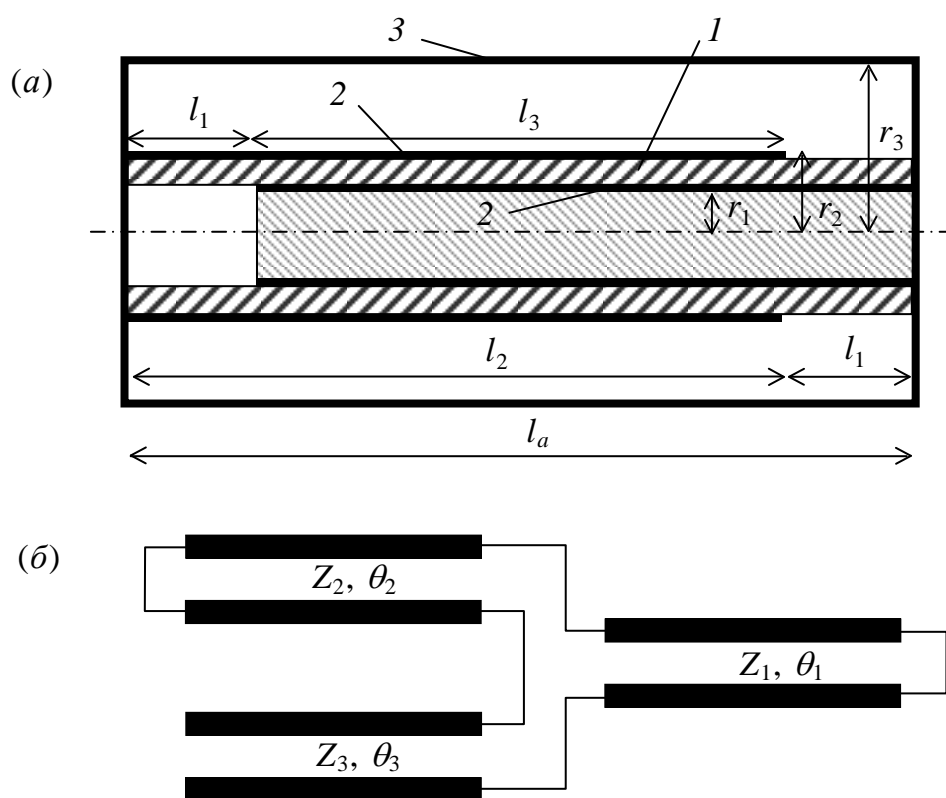


Рис. 5.25. Конструкция миниатюризованного коаксиального резонатора – (а) (1 – диэлектрическая трубка; 2 – проводники; 3 – металлический корпус) и его эквивалентная схема – (б).

При анализе такой конструкции не будем учитывать волны высших типов. В этом случае эквивалентная схема резонатора (Рисунок 5.26б) содержит три отрезка

двухпроводных линий передачи, соответствующих трем регулярным участкам резонатора длиной l_1 , l_2 и l_3 (см. Рисунок 5.25а). Все отрезки соединены последовательно, при этом один из них длиной l_3 имеет разомкнутый конец. Электрические длины этих участков и их волновые сопротивления равны соответственно θ_1 и Z_1 , θ_2 и Z_2 , θ_3 и Z_3 . Отрезки линий передачи длиной l_2 с воздушным заполнением и длиной l_3 с диэлектрическим заполнением являются однородными, поэтому их волны основного типа – поперечные. Отрезок линии длиной l_1 имеет неоднородное воздушно-диэлектрическое заполнение, поэтому волна основного типа в нем является квазипоперечной.

Эффективные диэлектрические проницаемости ε_n и волновые сопротивления Z_n ($n = 1, 2, 3$) для волн основного типа в двухпроводных линиях передачи могут быть вычислены по следующим формулам, полученным в квазистатическом приближении

$$\varepsilon_1 = \left[\frac{\ln(r_3/r_1)}{\ln(r_2/r_1)/\sqrt{\varepsilon_r} + \ln(r_3/r_2)} \right]^2, \quad Z_1 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \left[\frac{\ln(r_2/r_1)}{\sqrt{\varepsilon_r}} + \ln(r_3/r_2) \right], \quad (5.10)$$

$$\varepsilon_2 = 1, \quad Z_2 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \ln(r_3/r_2), \quad (5.11)$$

$$\varepsilon_3 = \varepsilon_r, \quad Z_3 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \frac{\ln(r_2/r_1)}{\sqrt{\varepsilon_r}}. \quad (5.12)$$

Из условия непрерывности токов и напряжений на границах проводников всех регулярных отрезков модели несложно получить следующее уравнение для резонансных частот рассматриваемого коаксиального резонатора

$$Z_2 \operatorname{tg} \theta_2 + Z_1 \operatorname{tg} \theta_1 - Z_3 \operatorname{ctg} \theta_3 = 0. \quad (5.13)$$

Уравнение (5.13) справедливо и для затухающих колебаний. В этом случае все его параметры (θ_n и Z_n) являются комплексными, а их значения могут быть получены из вещественных величин с помощью подстановок

$$\theta_n \rightarrow \theta_n \left(1 - \frac{i}{2Q_{0a}} + \frac{i}{2Q_n} + \frac{i}{2Q_d} \right), \quad Z_n \rightarrow Z_n \left(1 + \frac{i}{2Q_n} - \frac{i}{2Q_d} \right). \quad (5.14)$$

Здесь Q_{0a} – собственная добротность анализируемого резонатора, которую требуется найти из уравнения (5.13), Q_n – добротность проводников n -ого отрезка линии передачи, Q_d – добротность используемого диэлектрического материала.

В квазистатическом приближении параметры Q_n выражаются формулами

$$Q_1 = \frac{2r_3}{\Delta} \cdot \frac{\ln(r_3/r_1)}{1+r_3/r_1}, \quad Q_2 = \frac{2r_3}{\Delta} \cdot \frac{\ln(r_3/r_2)}{1+r_3/r_2}, \quad Q_3 = \frac{2r_2}{\Delta} \cdot \frac{\ln(r_2/r_1)}{1+r_2/r_1}, \quad (5.15)$$

где Δ – глубина скин-слоя проводников. Предполагается, что все добротности в (5.15) много больше единицы.

Сравним описываемый миниатюризованный коаксиальный резонатор с обычным четвертьволновым коаксиальным резонатором, заполненным таким же диэлектриком. Сравнение проведем для случая, когда частота первого резонанса фиксирована и равна $f_1 = 100$ МГц, полагая при этом для определенности, что радиусы цилиндрических корпусов-экранов обоих резонаторов $r_3 = 10$ мм, радиусы внутренних проводников $r_2 = 2.8$ мм, длина первого отрезка $l_1 = r_2$. Легко проверить, что выбранное соотношение r_3/r_2 отвечает максимуму собственной добротности обычного коаксиального резонатора.

На Рисунке 5.26 для исследованного миниатюризованного резонатора построены зависимости отношения второй резонансной частоты f_2 к первой частоте f_1 от радиуса r_1 его центрального проводника, отнесенного к зафиксированному радиусу $r_2 = 2.8$ мм. Расчет выполнен для трех значений диэлектрической проницаемости материала трубки, отвечающих широко используемым в СВЧ-технике керамикам: ТБНС ($\epsilon = 80$), поликору ($\epsilon = 9.8$) и воздушному заполнению трубки ($\epsilon = 1$). Здесь же показано значение отношения f_2/f_1 для обычного четвертьволнового резонатора, которое, как известно, не зависит от диэлектрической проницаемости заполнения и равно 3.

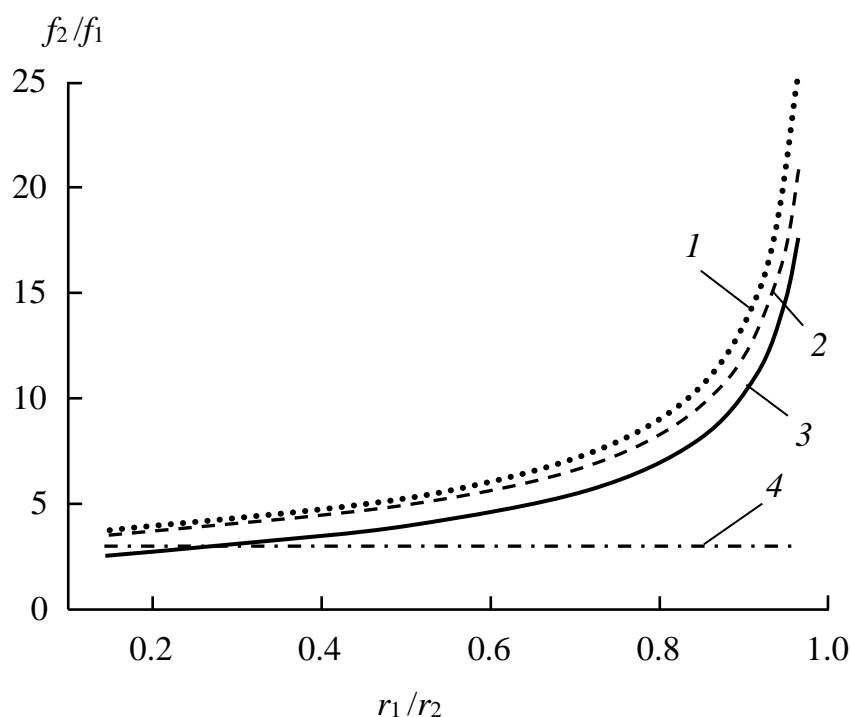


Рис. 5.26. Зависимости отношения второй резонансной частоты к первой от нормированного на $r_2 = 2.8$ мм радиуса центрального проводника для анализируемого резонатора: $\epsilon_r = 80$ (1); $\epsilon_r = 9.8$ (2); $\epsilon_r = 1$ (3); зависимость для традиционного четвертьволнового коаксиального резонатора (4).

Очевидно, что отношение f_2/f_1 любых резонаторов характеризует относительную ширину высокочастотной полосы заграждения фильтров, построенных на их основе. Это отношение, как видно из Рисунка 5.26, у двухпроводникового коаксиального резонатора всегда больше, чем у традиционного четвертьволнового коаксиального резонатора с диэлектрическим заполнением. Лишь для «воздушной» конструкции на небольшом начальном участке, когда отношение $r_1/r_2 < 0.3$, эта закономерность нарушается. На этом участке отношение f_2/f_1 для традиционного коаксиального резонатора заметно больше. Однако для любой диэлектрической проницаемости материала трубки отношение f_2/f_1 стремительно растет с увеличением r_1 . Этот факт говорит о том, что с уменьшением толщины стенки диэлектрической трубки рассматриваемый резонатор дает возможность многократно увеличивать ширину полосы заграждения фильтра, изготовленного на его основе, по сравнению с фильтром на обычных четвертьволновых коаксиальных резонаторах. На Рисунке 5.26 видно также, что отношение частот f_2/f_1 монотонно возрастает с увеличением диэлектрической проницаемости ϵ . Этот факт объясняется тем, что с ростом ϵ

наблюдается увеличение скачка волнового сопротивления (СВС) отрезков линий передачи, образующих резонатор, которое, как известно, приводит к дополнительному понижению резонансной частоты первой моды колебаний относительно второй, как и у традиционных резонаторов со скачком волнового сопротивления.

На Рисунке 5.27 построены зависимости отношения длины анализируемого резонатора l_a к длине обычного четвертьволнового коаксиального резонатора l_c от радиуса r_1 центрального проводника, отнесенного к $r_2 = 2.8$ мм. Длину коаксиального резонатора l_c полагаем равной $\frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_r}} + r_2$, где λ_0 – длина волны в вакууме.

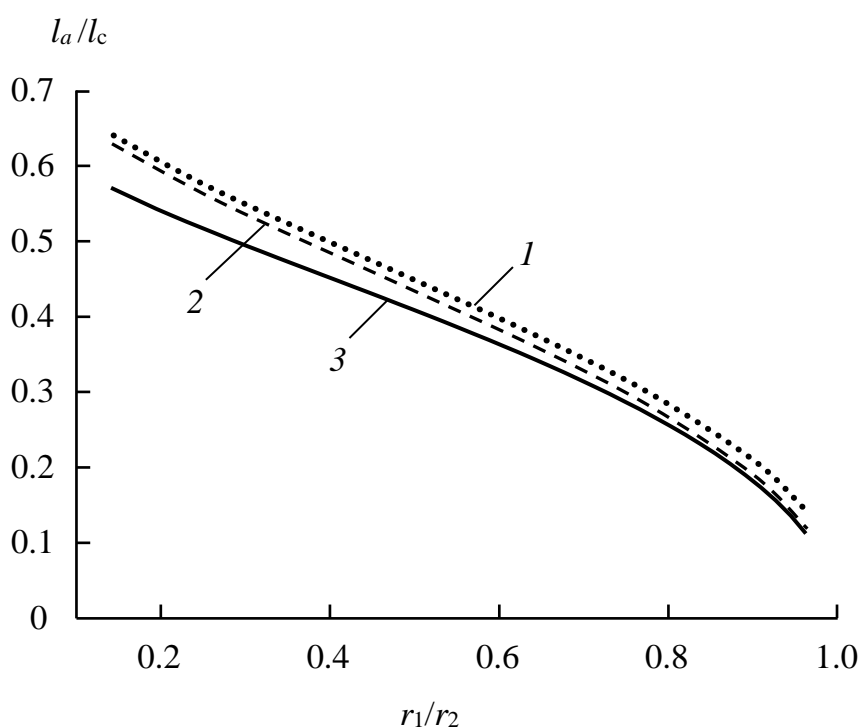


Рис. 5.27. Зависимости отношения длины миниатюризованного резонатора к длине обычного четвертьволнового коаксиального резонатора от нормированного радиуса центрального проводника: $\epsilon_r = 80$ (1); $\epsilon_r = 9.8$ (2); $\epsilon_r = 1$ (3).

Расчет зависимостей выполнен также для трех названных выше значений диэлектрической проницаемости керамической трубки. Следует заметить, что на выбранной для определенности частоте ($f_1 = 100$ МГц) длина обычного четвертьволнового коаксиального резонатора с диэлектрическим заполнением из поликора ($\epsilon = 9.8$) $l_c = 242.4$ мм, из керамики ТБНС ($\epsilon = 80$) $l_c = 86.7$ мм, а в случае воздушного заполнения $l_c = 752.8$ мм. На Рисунке 5.27 видно, что длина рассматриваемого резонатора изначально примерно на 40 % меньше коаксиального, причем она быстро

убывает с увеличением r_1 . Это говорит о том, что степень миниатюрности резонатора, характеризуемая отношением l_a/l_c , растет с уменьшением толщины стенки диэлектрической трубки за счет многократного уменьшения его длины по сравнению с обычным четвертьволновым резонатором. Важно отметить, что отношение l_a/l_c имеет также зависимость и от диэлектрической проницаемости керамики. Это отношение увеличивается с ростом ϵ_r , так как анализируемый резонатор в отличие от обычного коаксиального резонатора имеет лишь частичное заполнение диэлектрическим материалом. Тем не менее, длина исследуемого резонатора при достаточно тонкой стенке образующей его диэлектрическую трубку, на порядок меньше длины обычного четвертьволнового коаксиального резонатора с диэлектрическим заполнением.

Причина столь высокой миниатюризации рассматриваемого резонатора становится понятной из распределения амплитуд высокочастотных напряжений U и токов I по его длине, представленных на Рисунке 5.28. Зависимости амплитуд от координаты x построены на резонансных частотах первой (сплошные линии) и второй (точки) мод колебаний при $\epsilon=1$ и отношении $r_1/r_2=0.5$. Видно, что для первого резонанса амплитуды напряжений (Рисунок 5.28а) на внутреннем 1 и наружном 2 проводниках диэлектрической трубки имеют противоположные знаки и практически линейно изменяются по длине резонатора. Зависимости амплитуд токов на этих проводниках (Рисунок 5.28б) для первого резонанса также носят линейный характер, однако направление токов на внутреннем 1 и наружном 2 проводниках одинаковое. Этот факт говорит о том, что внутренний и наружный проводники диэлектрической трубки можно рассматривать не только как связанные проводники с токами, но и как обкладки трубчатого конденсатора, емкость которого, очевидно, пропорциональна диэлектрической проницаемости материала трубки и обратно пропорциональна толщине ее стенки.

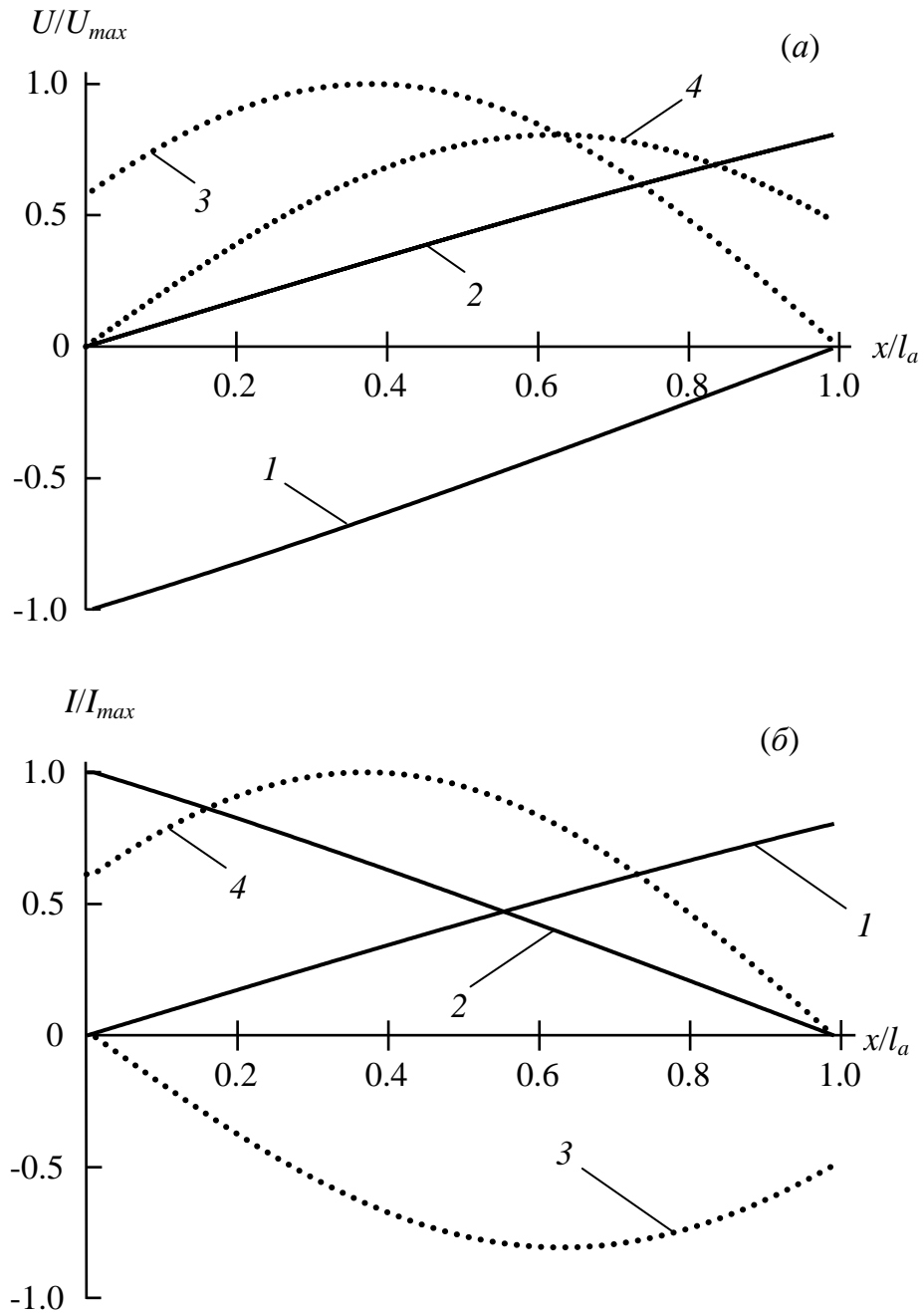


Рис. 5.28. Распределение амплитуд высокочастотных напряжений – (а) и токов – (б) по длине миниатюризованного резонатора на внутренних – 1, 3 и наружных – 2, 4 проводниках диэлектрической трубки, построенные для первого (сплошные линии) и второго (точки) резонансов.

На частоте второго резонанса (см. зависимости, представленные пунктирными линиями на Рисунке 5.28), напротив, амплитуды напряжений на внутреннем и наружном проводниках трубки имеют одинаковые знаки, а токи – противоположные. Поэтому в случае фиксированной длины резонатора с уменьшением толщины стенки диэлектрической трубки наблюдается сильное понижение резонансной ча-

стоты первой моды колебаний при одновременном повышении резонансной частоты второй моды. В результате исследуемый резонатор имеет не только высокое отношение собственных частот второй моды колебаний к первой по сравнению с четвертьволновым коаксиальным резонатором с диэлектрическим заполнением, но и существенно меньшие габариты при одинаковой частоте первого резонанса.

Одной из важнейших характеристик резонаторов, как известно, является собственная добротность. Она, в частности, определяет потери СВЧ мощности в полосе пропускания фильтра. На Рисунке 5.29 построены зависимости собственной добротности Q_{0a} анализируемого резонатора от радиуса его центрального проводника r_1 , также нормированного на фиксированный радиус $r_2 = 2.8$ мм.

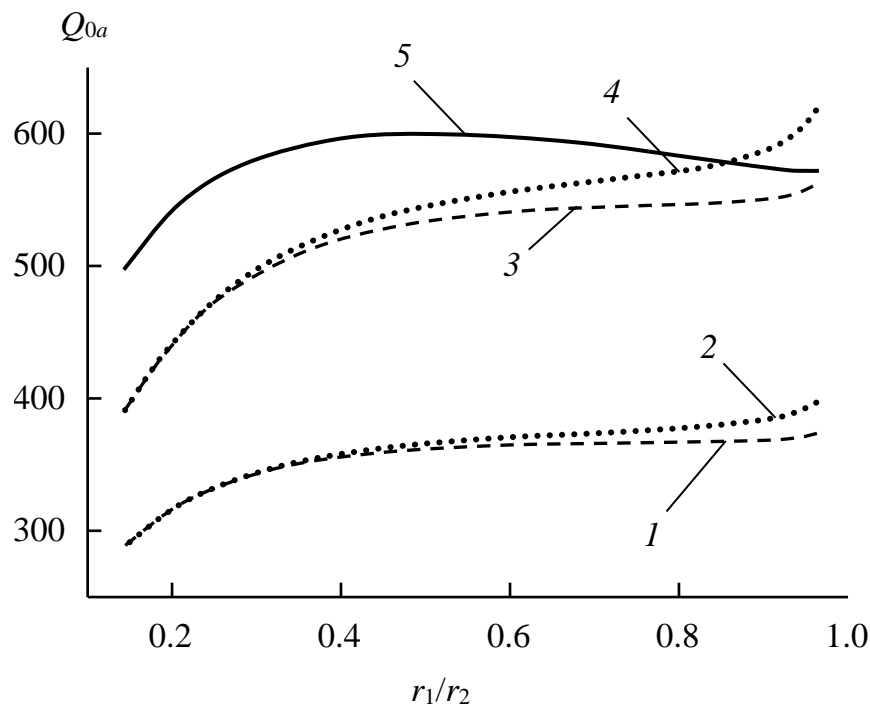


Рис. 5.29. Зависимости собственной добротности миниатюризованного резонатора: 1 – $\epsilon=9.8$; 2 – $\epsilon=80$ ($Q_d=10^3$); 3 – $\epsilon_r=9.8$; 4 – $\epsilon=80$; ($Q_d=10^4$); 5 – $\epsilon=1$ ($Q_d=\infty$).

Зависимости рассчитаны для резонаторов с диэлектрической проницаемостью трубки $\epsilon = 9.8$ (штриховые линии), $\epsilon = 80$ (пунктирные линии) и $\epsilon = 1$ (сплошная линия). Считалось, что все проводники конструкции выполнены из меди и имеют толщину много больше толщины скин-слоя. В этом случае на частоте 100 МГц собственная добротность обычного коаксиального резонатора с диэлектрическим заполнением имеет значение $Q_{0c} = 457$ при добротности диэлектрика

$Q_d = 10^3$, $Q_{0c} = 777$ при $Q_d = 10^4$, и эта добротность монотонно увеличивается еще примерно на 5 % при $Q_d \rightarrow \infty$.

Из рисунка видно, что собственная добротность анализируемого резонатора Q_{0a} всегда ниже собственной добротности обычного коаксиального резонатора Q_{0c} . При этом для резонаторов с диэлектрической проницаемостью трубки $\varepsilon > 1$ она монотонно возрастает с увеличением радиуса центрального проводника r_1 , достигая величины примерно 86 % от добротности Q_{0c} при $Q_d = 10^3$ и 77 % при $Q_d = 10^4$. Важно отметить, что добротности анализируемых резонаторов (для $\varepsilon = 9.8$ и $\varepsilon = 80$) практически совпадают при «больших» толщинах стенки диэлектрической трубки. Однако с уменьшением ее толщины добротность Q_{0a} увеличивается с ростом ε_r (см. Рисунок 5.29), причем тем сильнее, чем тоньше стенка диэлектрической трубки и чем выше добротность ее материала Q_d . В то время как добротность традиционного коаксиального резонатора Q_{0c} остается постоянной независимо от диэлектрической проницаемости его заполнения.

Наблюдаемое отличие в поведении $Q_{0a}(r_1/r_2)$ при $\varepsilon = 1$ связано с тем, что в резонаторах с высокой диэлектрической проницаемостью трубки электромагнитная энергия сосредоточена в основном в объеме этой трубки между внутренними и наружными проводниками. А в резонаторе с воздушным заполнением эта энергия запасается во всем объеме конструкции, и лишь при малых зазорах между проводниками, то есть при $r_1/r_2 \rightarrow 1$, она тоже концентрируется в объеме тонкостенной «воздушной» трубки.

Для иллюстрации возможности создания высококачественных миниатюрных полосно-пропускающих фильтров на основе исследованных резонаторов были разработаны две конструкции, состоящие из четырех электромагнитно связанных коаксиальных резонаторов, расположенных в ряд параллельно друг другу в прямоугольном металлическом корпусе-экране. Конструкции отличались своими размерами и диэлектрической проницаемостью материала трубки. Коаксиальные разь-

емы портов, имеющие волновое сопротивление 50 Ом, были кондуктивно подключены к наружным цилиндрическим проводникам крайних резонаторов фильтров с помощью небольших металлических перемычек.

Проектирование конструкций фильтров осуществлялось параметрическим синтезом в пакете CST Microwave Studio по заданной центральной частоте и ширине полосы пропускания, а также по заданному уровню потерь на отражение в ней. При этом центральная частота полосы пропускания фильтра f_0 настраивалась варьированием единой для всех резонаторов длины l_a , а ее ширина – изменением расстояний между резонаторами. Среднее значение максимумов отражения в полосе пропускания на заданный уровень настраивалось изменением точки кондуктивного подключения крайних резонаторов к портам. Настройка максимумов обратных потерь в полосе пропускания на заданный уровень осуществлялась подбором длин крайних и внутренних пар резонаторов (варьированием длины l_1) и подбором величин расстояний между этими парами.

На Рисунке 5.30 показана фотография действующего макета разработанного полосно-пропускающего фильтра и точками представлена его амплитудно-частотная характеристика, измеренная на векторном анализаторе цепей Rohde & Schwarz. В этой конструкции трубки резонаторов размерами $l_a = 17$ мм, $r_1 = 1.7$ мм, $r_2 = 2$ мм выполнены из керамики с $\varepsilon \approx 50$. При этом прямоугольный корпус фильтра имел внутренние размеры $67 \times 17 \times 14$ мм³. Линиями на рисунке представлены характеристики, полученные в результате электродинамического численного анализа модели данного фильтра.

Видно достаточно хорошее согласие теории и эксперимента. При этом изготовленный фильтр имеет центральную частоту полосы пропускания $f_0 = 169$ МГц при ее абсолютной ширине, измеренной по уровню -3 дБ, $\Delta f = 7.9$ МГц (относительная ширина полосы пропускания составляет 4.7 %). Минимальные прямые потери СВЧ-мощности в полосе пропускания фильтра составляют величину -2.7 дБ при максимальном уровне потерь на отражение в ней -13.6 дБ. Полоса заграждения фильтра по уровню -90 дБ простирается вплоть до 8 ГГц, то есть до $47f_0$.

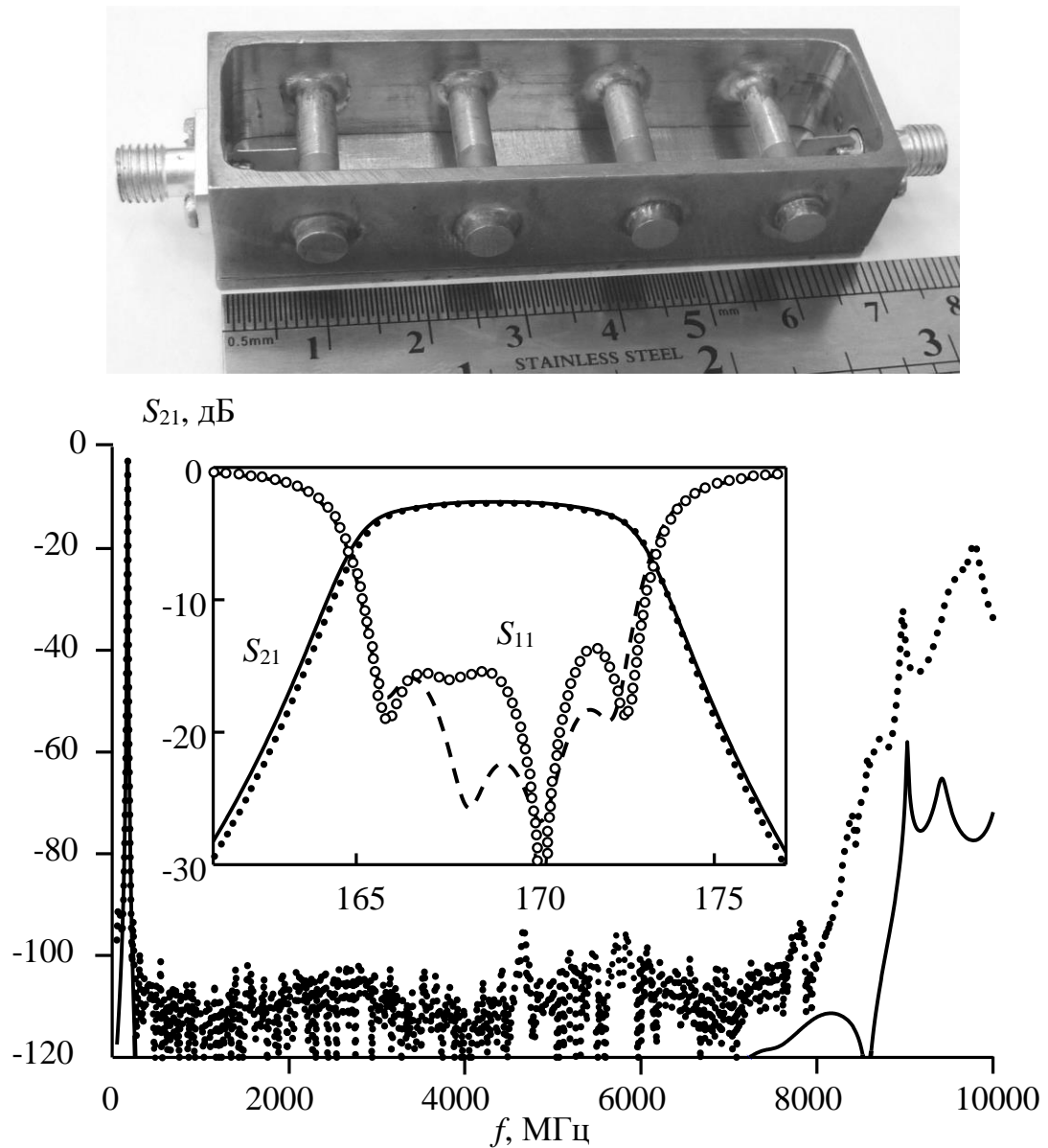


Рис. 5.30. Фотография действующего макета фильтра на миниатюризованных коаксиальных резонаторах с открытой верхней крышкой и его амплитудно-частотные характеристики (линии – расчет, точки – результаты измерений).

Столь широкую полосу заграждения фильтра невозможно объяснить только высоким отношением резонансных частот второй моды колебаний к первой f_2/f_1 . Действительно, как было показано выше, отношение этих частот у исследованного миниатюризованного резонатора хотя и стремительно растет с уменьшением толщины стенки диэлектрической трубки, однако для резонаторов, использованных в конструкции рассматриваемого фильтра, $f_2/f_1 \approx 11$, так как в них отношение $r_1/r_2 = 0.85$. На первой моде колебаний взаимодействие резонаторов преимущественно индуктивное, так как почти вся энергия электрического поля сосредото-

чена в керамике внутри резонатора. Это взаимодействие обеспечивают высокочастотные токи на наружных проводниках диэлектрической трубки, распределение амплитуд которых показано на Рисунке 5.28. На частотах высших резонансов амплитуды высокочастотных токов и напряжений на внешних проводниках резонаторов многократно меняют свое направление по длине этих проводников. Поэтому интегральные коэффициенты как индуктивного, так и емкостного взаимодействия, суммируясь на отдельных участках резонаторов с противоположными знаками, приближаются к нулю, обеспечивая в исследуемом фильтре столь широкую полосу заграждения при столь высоком уровне подавления СВЧ мощности в ней. Паразитная полоса пропускания на частотах выше 8000 МГц обусловлена резонансами всего внутреннего объема фильтра.

Существенно повысить затухание в полосах заграждения возможно, используя фильтры более высокого порядка. В ходе исследований был синтезирован и изготовлен восьмirezонаторный фильтр на рассматриваемых коаксиальных резонаторах, фотография и АЧХ которого приведены на Рисунке 5.31. В этой конструкции трубки резонаторов размерами $l_a = 19$ мм, $r_1 = 5$ мм, $r_2 = 7.5$ мм выполнены из керамики с $\varepsilon \approx 10$. При этом прямоугольный посеребренный корпус фильтра имел внутренние размеры $190 \times 22 \times 27$ мм³. Центральная частота полосы пропускания $f_0 = 360$ МГц при ее абсолютной ширине, измеренной по уровню -3 дБ, $\Delta f = 50$ МГц (относительная ширина полосы пропускания составляет 14 %). Минимальные прямые потери СВЧ мощности в полосе пропускания фильтра составляют величину -0.35 дБ при максимальном уровне потерь на отражение в ней -20 дБ.

Видно, что фильтр восьмого порядка на миниатюризованных коаксиальных резонаторах значительно превосходит по характеристикам все известные конструкции не только на резонаторах со скачком волнового сопротивления, но и на резонаторах, использующих резистивные пленочные элементы для подавления резонансов высших мод колебаний.

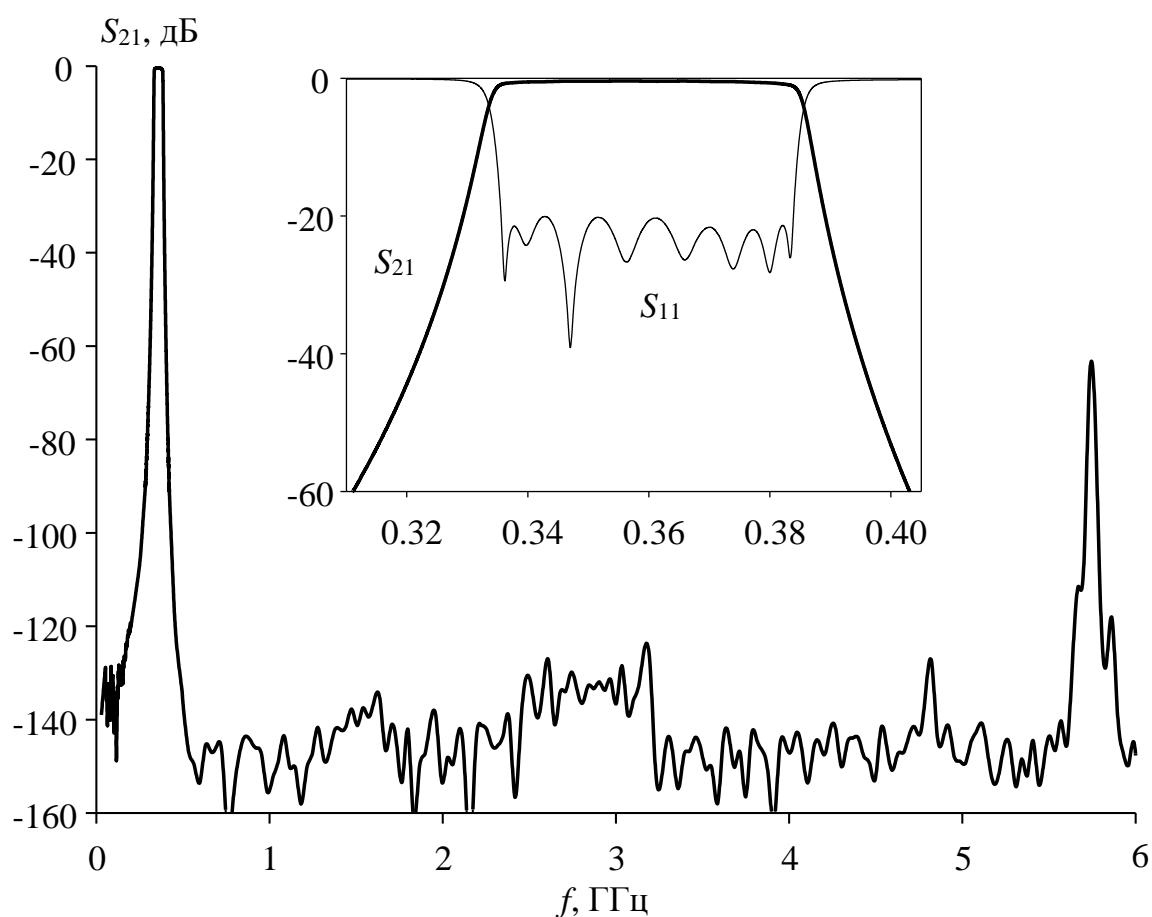
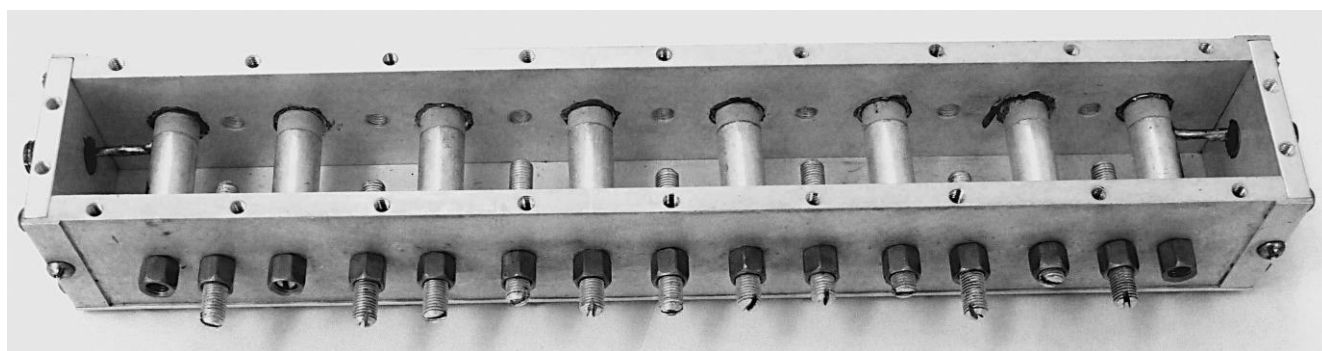


Рис. 5.31. Фотография действующего макета восьмirezонаторного фильтра с открытой верхней крышкой и его измеренные АЧХ.

В Таблице 8 приведены значения положений высокочастотной границы полосы заграждения изготовленного макета, определенной по нескольким уровням минимального затухания в ней.

Таблица 8. Характеристики полосы заграждения восьмirezонаторного фильтра.

Уровень затухания	-140 дБ	-130 дБ	-120 дБ	-60 дБ
Граница полосы заграждения	$4 f_0$	$7.2 f_0$	$15.7 f_0$	$18.7 f_0$

Таким образом, проведенные исследования миниатюризованного двухпроводникового коаксиального резонатора, основой которого является металлизированная диэлектрическая трубка, показали, что его длина может быть многократно меньше длины традиционного четвертьволнового коаксиального резонатора с диэлектрическим заполнением из того же материала. Причем эта длина стремительно уменьшается с уменьшением толщины стенки керамической трубки при одновременном росте собственной добротности первой моды колебаний резонатора и увеличении отношения частоты второго паразитного резонанса к частоте первого рабочего резонанса. Последний факт позволяет строить на таких резонаторах полосно-пропускающие фильтры с рекордно высокой шириной полосы заграждения.

Результаты, представленные в данной главе, опубликованы в [254–262].

ГЛАВА 6. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ОСОБЕННОСТЕЙ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ МИКРОПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ ДЛЯ СОЗДАНИЯ СВЧ-УСТРОЙСТВ РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

6.1 Микрополосковое устройство защиты от мощного радиоимпульса на основе электромагнитно-связанных резонаторов с ВТСП-пленкой

В настоящее время в связи с развитием источников мощных коротких радиоимпульсов длительностью от единиц до сотен наносекунд представляется актуальной и важной разработкой быстросрабатывающих устройств защиты от них входных цепей приемников. Устройства защиты от мощного радиоимпульса применяются как одно из средств в системах электронного противодействия, а также для предохранения входных цепей радиолокаторов различного назначения от собственного излучения [263, 264]. Очень хорошие характеристики: малое время срабатывания и высокий уровень заграднения – имеют устройства на основе циклотронного резонанса [265], однако они довольно сложны в изготовлении и настройке, а также отличаются значительной массой, так как требуют сильного постоянного магнитного поля. Широкое распространение получили полупроводниковые устройства – ограничители мощности, однако их скорости срабатывания сравнительно малы [266]. Появление высокотемпературных сверхпроводников (ВТСП), обладающих довольно высоким удельным сопротивлением в нормальном состоянии, положило начало исследованиям их возможного применения в устройствах защиты. В первую очередь, это было связано с чрезвычайно малым ($\sim 10^{-13}$ с) временем перехода ВТСП из сверхпроводящего состояния в нормальное под действием магнитного поля или электрического тока при превышении ими пороговых значений. Очевидно, что благодаря такому обстоятельству время срабатывания устройств на их основе должно быть рекордно малым.

Как правило, устройство защиты на основе ВТСП представляет собой отрезок полосковой или копланарной линии, согласованной с трактом и выполненной из такого же материала [267]. Принцип действия такого устройства очевиден: если проходящий по линии сигнал имеет мощность, при которой плотность тока в линии превышает критическое значение, материал линии переходит в нормальное (высокорезистивное) состояние, вследствие чего ток и ограничивается. Однако следует

иметь в виду, что за время, которое необходимо для переключения, импульс по линии пройдет десятые или сотые доли миллиметра, и этим будет определяться длина ее участка, перешедшего в нормальное состояние. Очевидно, что чем меньше площадь такого участка, тем меньшим уровнем мощности такое устройство может быть выведено из строя. В [268] описана конструкция, которая представляет собой, по сути, микрополосковый полосно-пропускающий фильтр, полосковые проводники резонаторов которого выполнены из ВТСП-материала. Принцип действия такого устройства тоже достаточно очевиден: при превышении мощности сигнала, поступающего в устройство, определенной величины плотность высокочастотного тока в резонаторе превысит пороговое для данного материала значение, и ВТСП перейдет в нормальное состояние. Вследствие этого добротность резонатора резко упадет, а потери в полосе пропускания фильтра резко возрастут. Однако значительная часть мощности сигнала, от которого устройство и должно защищать, поглощается полосковыми проводниками резонаторов (выполненными из ВТСП материала), что может вывести его из строя. Поэтому актуальной является задача создания таких устройств, в которых как можно большая часть мощности сигнала отражалась бы от входа при переходе ВТСП-материала в нормальное состояние.

Возможность создания таких устройств демонстрируется результатами исследований конструкций на основе микрополосковой структуры трехрезонаторного фильтра, топология проводников которого подобрана таким образом, чтобы на частотах первой моды колебаний индуктивное и емкостное взаимодействие наружных резонаторов было скомпенсировано, а связь между ними осуществляется через третий (средний) резонатор, имеющий в центральной части вставку (полосковый проводник), выполненную из ВТСП-пленки – ВТСП-элемент (Рисунок 6.1а). При прохождении через устройство сигнала, мощность которого превышает некоторый порог, в ВТСП-элементе наводятся токи, плотность которых превышает критическое для данного ВТСП-материала значение, и он переходит в нормальное состояние с высоким значением сопротивления. Это приводит к резкому падению

добротности среднего резонатора и «разрушению» связи через него между входным и выходным резонаторами, вследствие чего коэффициент прохождения устройства подает более чем на 20 дБ.

Конструкция устройства представляет собой, по сути, трехзвенный микрополосковый фильтр (Рисунок 6.1а) на подложке 1, нижняя сторона которой 2 полностью металлизирована (заземляемое основание). Проводники одинаковых входного и выходного резонаторов 3 выполнены из нормального металла (медь) и имеют форму «шпилек». 4 – полосковые проводники составного резонатора; 5 – пленочный проводник ВТСП-элемента.

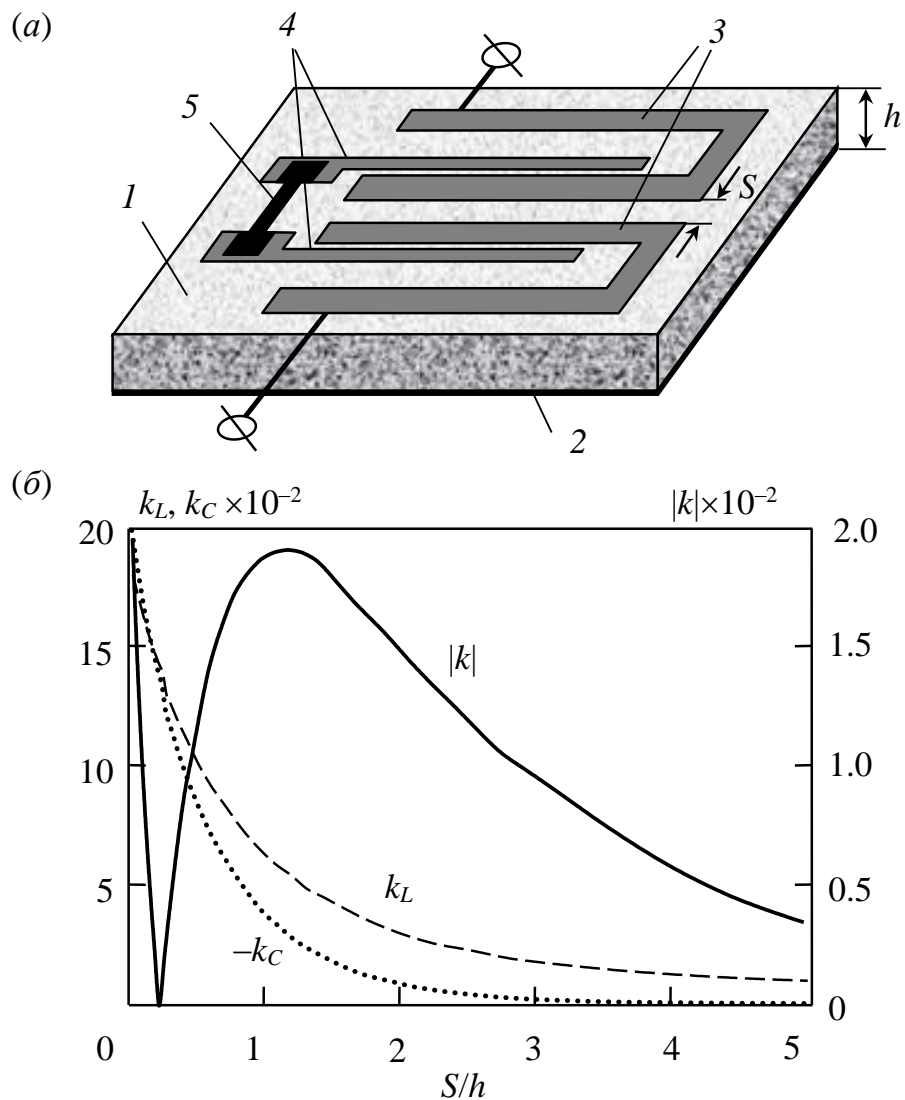


Рис. 6.1. Конструкция устройства защиты и зависимости модуля полного $|k|$, индуктивного k_L и емкостного k_C коэффициентов связи наружных микрополосковых резонаторов от расстояния между ними, нормированного на толщину подложки. 1 – подложка; 2 – экран (заземляемое основание); 3 – полосковые проводники резонаторов с компенсацией связи; 4 – полосковые проводники составного резонатора; 5 – пленочный проводник ВТСП-элемента.

Средний резонатор 4 – составной, так же имеет форму «шпильки» и выполнен из меди, но в его центральной части сделан небольшой разрез, «шунтируемый» ВТСП-элементом 5. Полосковый проводник ВТСП-элемента изготовлен в форме «гантели» из пленки $YBaCuO$, нанесенной на подложку из $NdGaO_3$ толщиной 0.5 мм (на рисунке не показана). Пленка ВТСП защищена от влияния атмосферы тонким слоем диэлектрика, поэтому она не имеет гальванического контакта с проводниками 4 среднего резонатора. Однако крайние, широкие участки ВТСП-элемента, образуя с медными полосковыми проводниками достаточно большие емкости, обеспечивают практически «короткое» замыкание на СВЧ.

Работа устройства основана на аномальной зависимости полного коэффициента связи на частоте первой моды колебаний сонаправленных шпильковых резонаторов от расстояния между их полосковыми проводниками (см. Главу 3). На Рисунке 6.1б приведены зависимости модуля полного коэффициента связи $|k|$, а также коэффициентов индуктивного k_L и емкостного k_C взаимодействия шпильковых резонаторов от расстояния между их проводниками S , нормированного на толщину подложки h . Аномальное поведение полного коэффициента связи заключается в том, что с увеличением расстояния S он сначала резко падает, обращаясь в нуль при некотором зазоре между проводниками, а затем растет, достигая определенного максимума, и лишь только после этого наблюдается его нормальное монотонное уменьшение. Это связано, во-первых, с тем, что коэффициенты индуктивного k_L и емкостного k_C взаимодействия резонаторов имеют разные знаки, а во-вторых, они по-разному убывают с расстоянием S . Поэтому при определенном зазоре между полосковыми проводниками, где эти коэффициенты становятся равными по модулю, они, естественно, компенсируют друг друга. В результате связь между резонаторами в микрополосковой структуре пропадает, и на ее амплитудно-частотной характеристике вместо первой полосы пропускания наблюдается полюс затухания.

В описываемой конструкции (см. Рисунок 6.1а) зазор S между резонаторами 3 подобран таким, чтобы в отсутствие ВТСП-элемента 5 прохождение СВЧ мощности на частотах в области первой моды колебаний было бы минимальным. В этом случае связь между входным и выходным резонаторами отсутствует, т.е. $k = 0$. При

наличии ВТСП-элемента в сверхпроводящем состоянии микрополосковая конструкция настроена как трехзвенный фильтр, но уже на встречно направленных шпильковых резонаторах, полоса пропускания которого определяется величиной взаимодействия среднего резонатора с крайними. Важно отметить, что для встречно направленных шпильковых резонаторов в первой полосе пропускания емкостное и индуктивное взаимодействия имеют одинаковый знак и поэтому усиливают друг друга (глава 3, Рисунок 3.6). Переход ВТСП-элемента в нормальное, высокорезистивное состояние «разрушает» средний резонатор, что приводит к значительному подавлению связи между входным и выходным резонаторами. В результате коэффициент передачи устройства падает на несколько десятков децибел, причем преимущественно за счет отражения сигнала от входа.

В подтверждение вышесказанному на Рисунке 6.2 приведены АЧХ исследованной конструкции, когда ВТСП-элемент находится в сверхпроводящем состоянии (1, 3), и когда он находится в нормальном состоянии (2, 4), здесь же вверху представлена фотография макета устройства. Микрополосковая структура устройства изготавливалась на подложке из поликора с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 9.8$ толщиной 0.5 мм. Внешние размеры входного и выходного шпильковых резонаторов 3 (см. Рисунок 6.1a) 10.2×8.2 мм, а ширина образующих их полосковых проводников – 0.6 мм, при этом величина зазора $S = 2.8$ мм. Длина и ширина высокоомных участков нерегулярных проводников 4, образующих составной средний резонатор составляют 17.9 мм и 0.6 мм соответственно, длина и ширина низкоомных участков по 2 мм. Зазоры между проводниками 4 и проводниками крайних резонаторов – 0.1 мм. Рабочая температура устройства задавалась охлаждением жидким азотом. При этом в модели для ВТСП-пленки в сверхпроводящем состоянии использовалась рассчитанная на рабочей частоте величина поверхностного сопротивления [269], а в нормальном состоянии – измеренное значение 95 Ом/□ (толщина пленки – 0.1 μm). Крайние участки элемента в форме гантели из ВТСП-пленки имели размеры 2×2 мм, при длине «перешейка» 1.4 мм и его ширине 0.3 мм. В таком устройстве, как показал эксперимент (белые точки), ширина полосы про-

пускания, определяющая рабочую полосу частот, примерно 350 МГц с центральной частотой ~ 2 ГГц, но при переходе ВТСП-элемента в нормальное состояние коэффициент передачи в этой полосе частот падает более чем на 20 дБ (черные точки), что хорошо согласуется с расчетом.

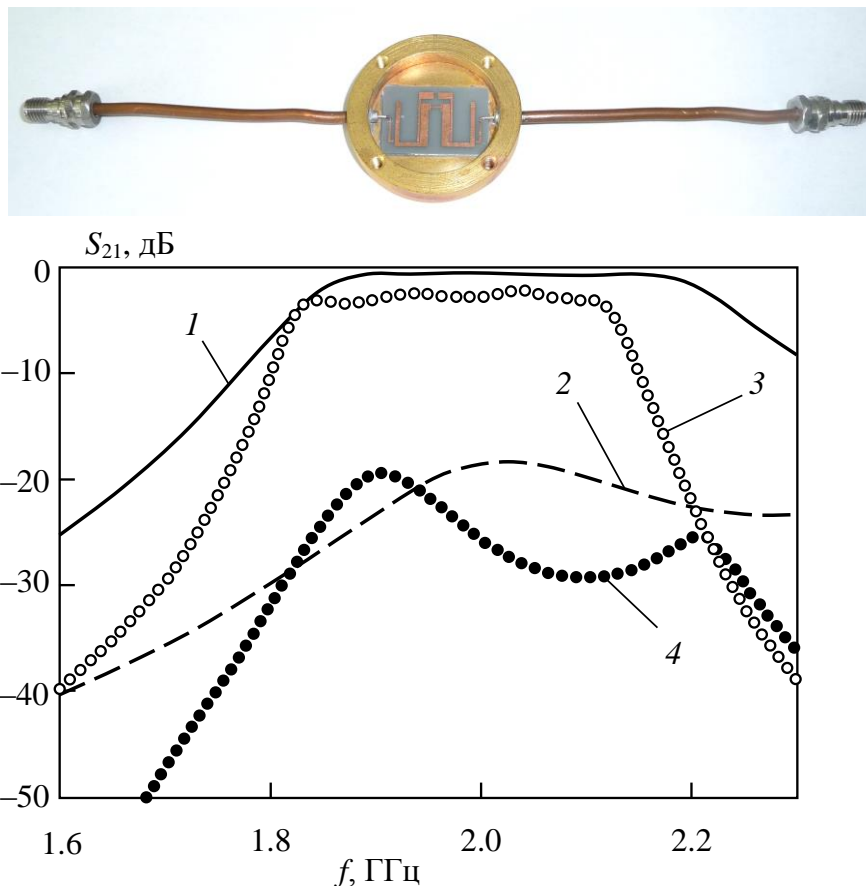


Рис. 6.2. Фотография защитного устройства и его АЧХ при сверхпроводящем (1, 3) и нормальном (2, 4) состояниях ВТСП-элемента. Линии – результат моделирования, точки – эксперимент.

На Рисунке 6.3 приведены передаточные характеристики макета защитного устройства для трех значений ширины узкого участка ВТСП-элемента: 0.6 мм (кривая 1), 0.3 мм (кривая 2) и 0.1 мм (кривая 3). Измерения проводились в непрерывном режиме на частоте 2 ГГц. Как и следовало ожидать, наблюдается снижение порога ограничения мощности с уменьшением ширины «перешейка» ВТСП-элемента, что связано с ростом плотности высокочастотного тока в нем. Этот факт подтверждается также существенным различием наклона кривых на начальном этапе (см. вставку на Рисунке 6.3).

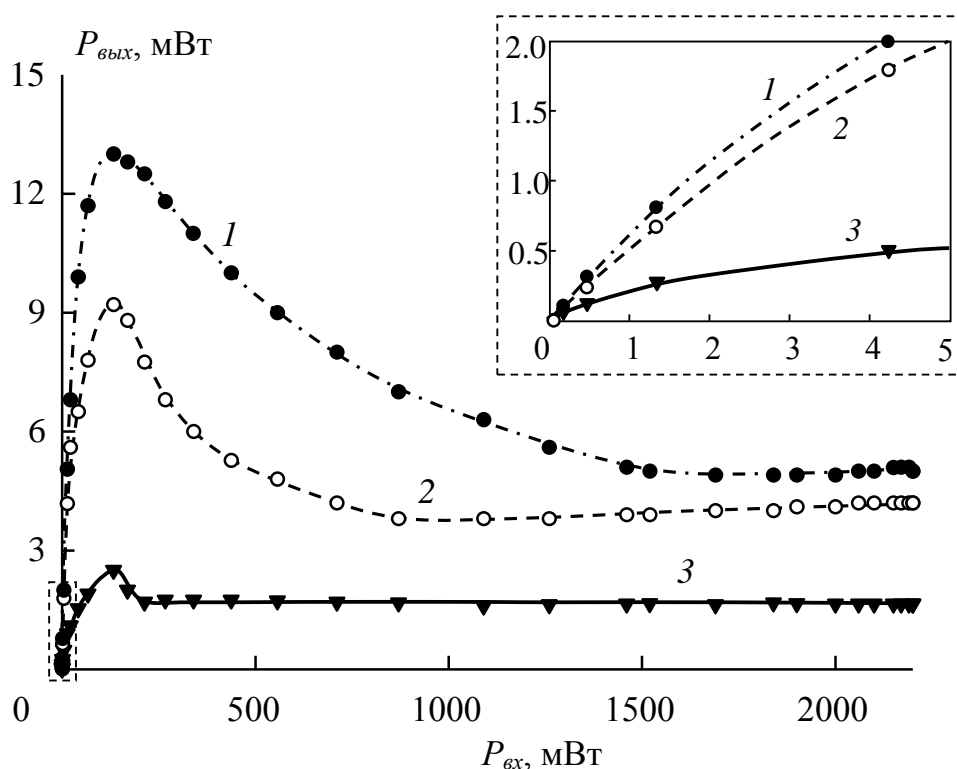


Рис. 6.3. Зависимости выходной мощности от мощности на входе устройства для трех значений ширины узкого участка ВТСП элемента: 1 – 0.6 мм; 2 – 0.3 мм; 3 – 0.1 мм.

Характер наблюдаемых зависимостей объясняется тем, что используемый в работе тип ВТСП-материала относится к сверхпроводникам второго рода, фазовый переход в которых с увеличением магнитного поля или тока происходит не скачком, а в некотором интервале. При достижении сигнала пороговой мощности и в этом интервале наблюдается сосуществование сверхпроводящей и нормальной фаз, причем доля последней растет с увеличением мощности сигнала. Это приводит к постепенному увеличению сопротивления «перешейка» ВТСП-элемента и проявляется в том, что выходная мощность «запертого» устройства в некоторых пределах не зависит от мощности на входе.

Представленные результаты свидетельствуют о том, что на основе предложенной конструкции в обозначенном диапазоне частот можно проектировать работоспособные устройства, при этом параметры устройства остаются достаточно высокими в достаточно широком диапазоне, охватывая дециметровый и сантиметровый диапазоны длин волн.

6.2 Микрополосковые управляемые фазовращатели на основе электромагнитно-связанных резонаторов с активными средами

Перестраиваемые фазовращатели (фазовые модуляторы) являются важнейшими элементами фазированных антенных решеток радиолокационных станций [270, 271], они широко используются также в современных системах связи [272] и специальной радиоаппаратуре. С развитием радиотехники и микроэлектроники непрерывно повышаются требования к таким устройствам, в частности, к их электрическим характеристикам, миниатюрности, надежности, технологичности в производстве, при этом наилучшими по совокупности характеристик оказываются устройства на основе полосковых и микрополосковых линий передачи [273, 274]. В настоящее время проводится большое количество исследований, связанных с разработкой и созданием управляемых устройств на основе не только традиционных активных сред, но и новых, совсем недавно еще не применявшихся для этих целей, например, жидких кристаллов [275, 276], тонких магнитных пленок [277, 278]. Такие устройства оказываются перспективными для применения в диапазоне от метровых до субмиллиметровых длин волн и, по существу, относятся к новой элементной базе радиоэлектроники, использование которой позволит вывести характеристики радиотехнических систем на качественно новый уровень. Однако следует отметить, что традиционные подходы, используемые при построении микрополосковых управляемых фазовращателей СВЧ-диапазона, в значительной степени исчерпали возможности дальнейшего улучшения их рабочих характеристик. Так, например, увеличить управляемый фазовый сдвиг в конструкциях на основе согласованных с трактом полосковых и микрополосковых линий передачи, содержащих среды с электрически управляемыми параметрами (сегнетоэлектрики, магнитодиэлектрики), можно в основном за счет увеличения длины линии (что ведет к увеличению размеров устройства), т.к. материалов, характеризующихся большими изменениями диэлектрической или магнитной проницаемости в соответствующих полях на СВЧ нет. В связи с этим важными и актуальными являются исследования, направленные на поиск новых принципов построения таких устройств.

6.2.1 Резонансный принцип построения микрополосковых управляемых фазовращателей

В настоящем разделе рассматривается резонансный принцип построения электрически управляемых СВЧ-фазовращателей, главной особенностью которого является использование перестраиваемых по частоте электромагнитно-связанных микрополосковых резонаторов. Это позволяет создавать миниатюрные фазовращатели с высоким фактором качества, рабочие частоты которых могут лежать в диапазоне от метровых до миллиметровых длин волн. Получены аналитические выражения, связывающие величину управляемого фазового сдвига с основными параметрами подобных конструкций. Одной из особенностей предложенного подхода является то, что при его использовании устройства одновременно выполняют и функцию полосно-пропускающего фильтра. В некоторых случаях это может значительно упростить схемы различных приборов, так как исключается необходимость использования в них дополнительных частотно-селективных устройств. Разработано и изготовлено несколько макетов устройств на основе жидких кристаллов и магнитоупорядоченных веществ, а также с варакторным управлением. Проведенные на них исследования продемонстрировали возможность использования резонансных конструкций в широком диапазоне частот от дециметровых до миллиметровых длин волн.

Основу предлагаемого подхода составляет тот факт, что наклон фазо-частотной характеристики (ФЧХ) отрезка линии передачи вблизи резонанса резко увеличивается по сравнению с наклоном ФЧХ согласованной линии. Рассмотрим систему из взаимодействующих резонаторов, представляющую собой, по сути, полосно-пропускающий фильтр. На Рисунке 6.4 сплошной линией обозначены типичные АЧХ и ФЧХ фильтра, а штрихованной – линией те же самые характеристики при отстройке центральной частоты на некоторую величину δf , не превышающую ширину полосы пропускания Δf . Видно, что в некоторой полосе частот, равной $\Delta f - \delta f$, АЧХ остается равномерной, а ФЧХ в достаточной степени линейной, при этом на каждой частоте из этого интервала происходит фазовый сдвиг $\Delta\varphi$.

Таким образом, видно, что перестраиваемый фильтр может выполнять функцию перестраиваемого (управляемого) фазовращателя, при этом ширина полосы его рабочих частот $W \approx \Delta f - \delta f$.

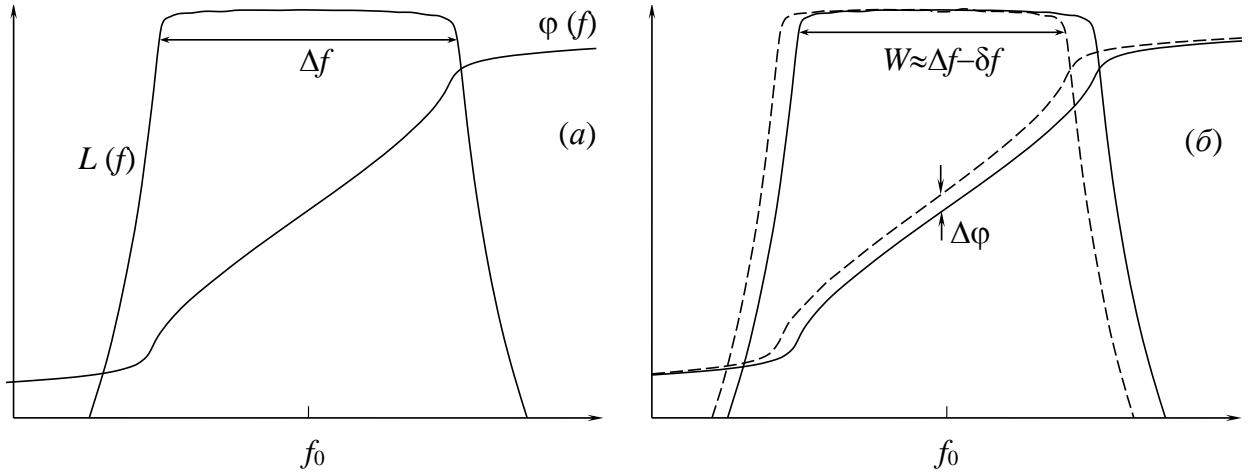


Рис. 6.4. Параметры АЧХ и ФЧХ фильтра при фиксированном значении диэлектрической проницаемости подложки (а) и при ее изменении (б).

Определим, как зависит управляемый сдвиг фазы $\Delta\varphi$ подобного устройства от перестройки его центральной частоты на величину δf .

Частотная зависимость фазы колебания вблизи резонанса определяется формулой [279]:

$$\varphi = \operatorname{arctg} \left(\frac{1}{Q} \cdot \frac{\omega/\omega_0}{1 - (\omega/\omega_0)^2} \right), \quad (6.1)$$

где Q – добротность резонанса, $\omega = 2\pi f$ – круговая частота, $\omega_0 = 2\pi f_0$ – резонансная частота. Найдем сдвиг фазы $\Delta\varphi$ сигнала, проходящего резонансную цепь на частоте ω , при изменении резонансной частоты последней от $\omega_{01} = \omega - \delta\omega$ до $\omega_{02} = \omega + \delta\omega$, когда $\delta\omega \ll \omega$. Введем обозначение $\Delta\omega/\omega = \delta$, тогда

$$\Delta\varphi = \operatorname{arctg} \frac{1}{Q} \frac{(1+\delta)}{\delta(\delta+2)} - \operatorname{arctg} \frac{1}{Q} \frac{(1-\delta)}{\delta(\delta-2)}. \quad (6.2)$$

Преобразовав разность арктангенсов, получим

$$\Delta\varphi = \operatorname{arctg} \frac{Q\delta(2\delta^2 - 4)}{1 - \delta^2 + \delta^2 Q^2 (\delta^2 - 4)}. \quad (6.3)$$

Так как $\delta \ll 1$, то с высокой степенью точности

$$\Delta\varphi = \operatorname{arctg}(-4Q\delta). \quad (6.4)$$

Таким образом, управляемый сдвиг фазы в резонансном устройстве тем больше, чем выше добротность резонанса и чем значительней сдвиг центральной частоты полосы пропускания, при этом, однако, следует иметь в виду, что в реальном устройстве Q – это нагруженная добротность, а чем больший сдвиг полосы пропускания обеспечивает работу конкретного фазовращателя, тем уже будет полоса его рабочих частот. Подобное влияние Q на величину управляемого сдвига фазы связано с тем, что при увеличении добротности резонанса наклон ФЧХ в нем растет. Очевидно, что управляемый сдвиг фазы пропорционален числу резонаторов в устройстве, т.е. для устройства, состоящего из N резонаторов

$$\Delta\varphi = N \operatorname{arctg}(-4Q\delta). \quad (6.5)$$

Используя последнюю формулу, можно оценить величину максимального управляемого сдвига фазы. Например, для фазовращателя с относительной шириной рабочей полосы частот 0.1 (10 %) и относительной шириной полосы пропускания образующего его фильтра 0.2 (20 %) максимальный допустимый (относительный) сдвиг полосы составит тоже 0.1, что соответствует $\delta = 0.05$. Для фильтра с такой величиной относительной ширины полосы пропускания $Q \approx 1/0.2 = 5$ (считается, что собственная добротность резонаторов достаточно велика, $Q_0 > 100$) и из последней формулы несложно увидеть, что $\Delta\varphi = 45^\circ$ на один резонанс ($N=1$), а для получения фазового сдвига в 180° потребуется 4 резонатора. Если по этой же формуле оценить $\Delta\varphi$ при перестройке фильтра с относительной шириной полосы пропускания 50 % в таком же интервале рабочих частот (10 %), то окажется, что почти такая же его величина (174°) получается уже на трех резонаторах.

Поскольку в полосе пропускания фильтра его АЧХ равномерна, то паразитная модуляция сигнала при сдвиге полосы пропускания будет незначительной. Кроме того, так как сдвиг полосы пропускания при регулировке фазы мал, то и рас согласования устройства с подводными линиями не произойдет.

Сравним управляемый сдвиг фазы отрезка микрополосковой линии передачи длиной l на подложке из управляемого материала в условиях резонанса и в согласованном режиме. Выразив резонансную частоту через длину отрезка МПЛ – l , скорость света в вакууме – c и эффективные величины диэлектрической ε и магнитной проницаемости подложки μ

$$\omega_0 = \pi c / l \sqrt{\mu \varepsilon}, \quad (6.6)$$

несложно найти из формулы (6.1) величину дифференциального сдвига фазы при изменении, например, диэлектрической проницаемости подложки

$$d\varphi = \frac{Q\omega}{2\omega_0\varepsilon} \cdot \frac{1 + (\omega/\omega_0)^2}{Q^2 [1 - (\omega/\omega_0)^2]^2 + (\omega/\omega_0)^2} d\varepsilon. \quad (6.7)$$

Здесь мы приняли $\mu = 1$. Поскольку вблизи резонанса $\omega \approx \omega_0$, то

$$d\varphi \approx \frac{Q}{\varepsilon} d\varepsilon. \quad (6.8)$$

В случае согласованного отрезка МПЛ такой же длины l набег фазы прошедшего через него сигнала равен его электрической длине

$$\varphi = \frac{2\pi l \sqrt{\varepsilon \mu}}{\lambda}, \quad (6.9)$$

где λ – длина волны высокочастотного сигнала в вакууме. В этом случае ($\mu=1$)

$$d\varphi = \frac{\pi l}{\lambda \sqrt{\varepsilon}} d\varepsilon. \quad (6.10)$$

Если $\omega \approx \omega_0$, то $\lambda \approx 2l\sqrt{\varepsilon}$. В результате из (6.10) следует, что

$$d\varphi \approx \frac{\pi}{2\varepsilon} d\varepsilon. \quad (6.11)$$

Таким образом, сравнивая (6.8) и (6.11), можно увидеть, что дифференциальный сдвиг фазы в резонансном устройстве почти в Q раз больше, чем в устройстве на основе согласованной линии, выполненной на подложке из управляемого материала. На Рисунке 6.5 сплошными линиями обозначены зависимости дифференциального фазового сдвига от относительной ширины полосы рабочих частот резо-

нансного фазовращателя, полученные по формуле (6.5) для устройств числом резонаторов $N = 5, 7$ и 9 . В расчете предполагалось, что перестройка происходит за счет изменения диэлектрической проницаемости, анизотропия которой была взята $\Delta\varepsilon = 0.3$ при среднем значении $\varepsilon = 3$, что соответствует характеристикам жидких кристаллов в СВЧ диапазоне. Следует отметить, что, так как диэлектрическая и магнитная проницаемости входят в выражение (6.6) равноценным образом, все вышеприведенные выводы будут справедливы и для микрополосковых устройств на магнитной подложке, магнитная проницаемость которой управляется магнитным полем при прочих равных условиях.

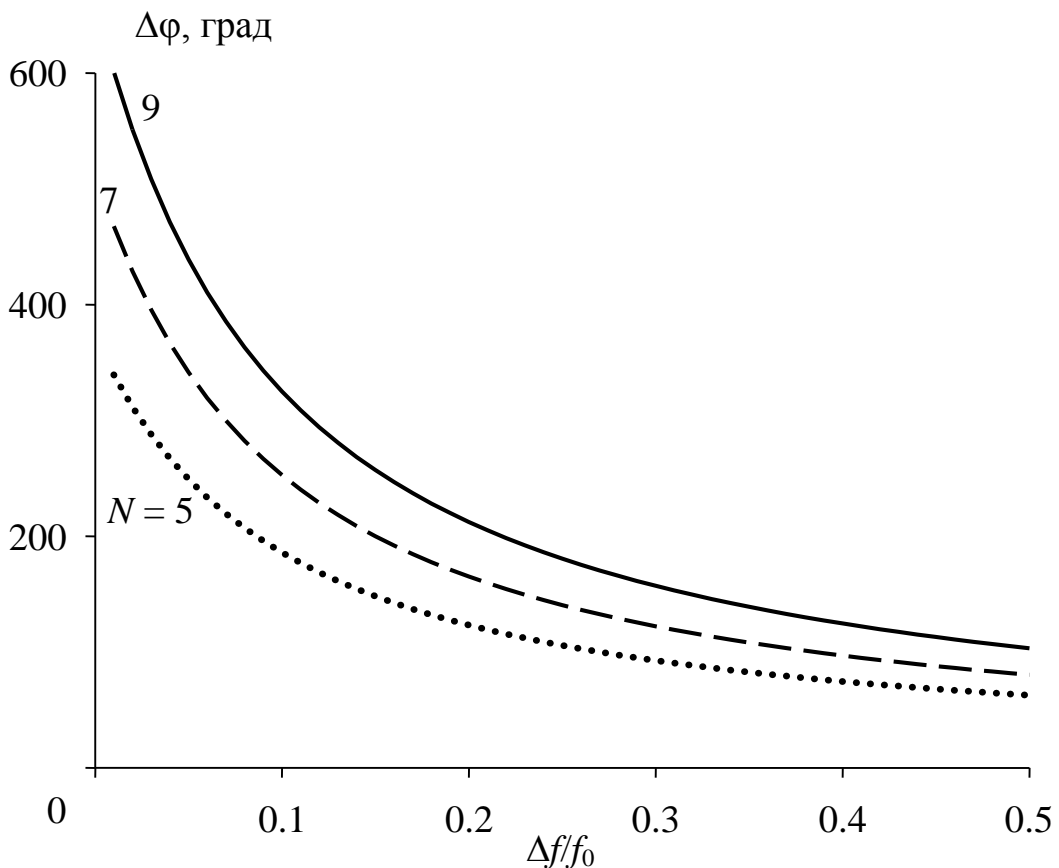


Рис. 6.5. Зависимости величины дифференциального фазового сдвига от относительной ширины полосы рабочих частот резонансного фазовращателя, построенные для разного количества резонаторов.

На основе предложенного резонансного принципа были разработаны и изготовлены макеты управляемых микрополосковых фазовращателей, которые продемонстрировали их работоспособность и перспективность такого подхода. Описание макетов и характеристики этих устройств приводятся далее.

6.2.2 Микрополосковый электрически управляемый фазовращатель на основе жидких кристаллов

Рассмотрим конструкцию резонансного микрополоскового фазовращателя, в котором управляемая среда представляет собой слой жидкого кристалла (ЖК). Благодаря наличию анизотропии диэлектрической проницаемости у ЖК, компоненты тензора которой зависят от ориентации директора, в такой конструкции появляется возможность управления ϵ подложки внешними полями. На Рисунке 6.6 показана конструкция конкретной реализации фазовращателя, состоящего из пяти резонаторов. В ней жидкий кристалл находится в зазоре, образованном заземляемым основанием (экраном) и тонкой кварцевой подложкой, на внутренней поверхности которой сформирован нерегулярный полосковый проводник.

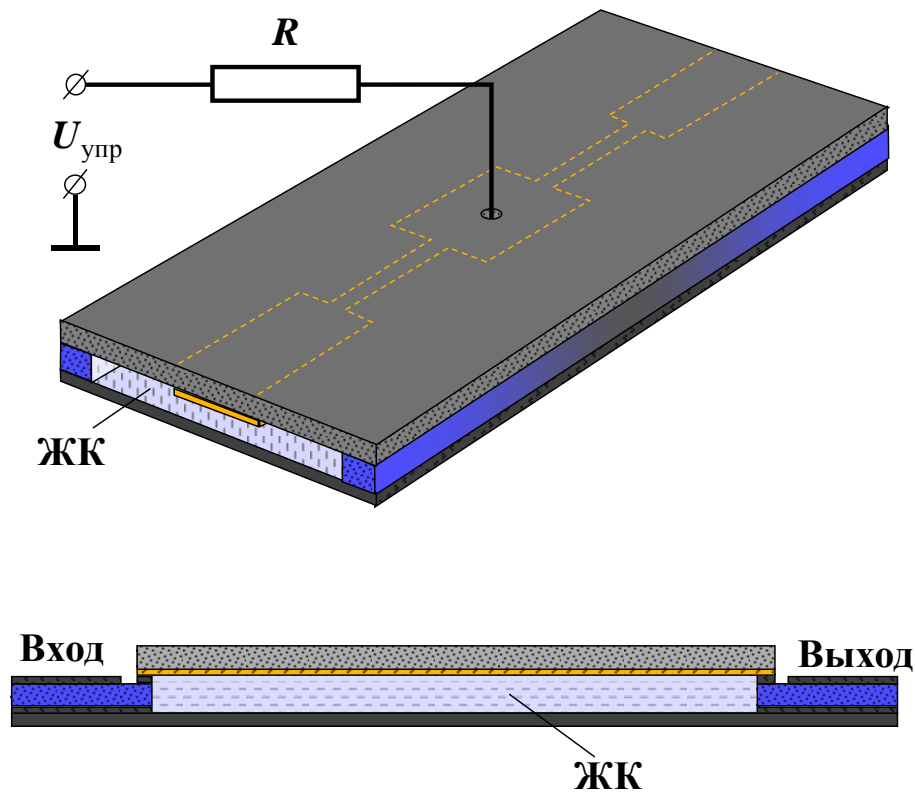


Рис. 6.6. Конструкция пятирезонаторного жидкокристаллического фазовращателя.

Регулярные отрезки этого проводника представляют собой микрополосковые резонаторы, между которыми имеется гальваническая связь. Подобные структуры известны также, как микрополосковые электромагнитные кристаллы. При правильном выборе длины и ширины регулярных участков можно сформировать равномерную полосу пропускания, центрированную на резонансной частоте. Вход и выход

устройства подключается к внешним линиям передачи с волновым сопротивлением 50 Ом. Управляющее напряжение подается непосредственно на нерегулярный полосковый проводник. Когда управляющее напряжение равно нулю, взаимодействие со «стенками» ориентирует директор ЖК в плоскости его слоя. В этом случае диэлектрическая проницаемость ЖК минимальна по отношению к СВЧ электрическому полю, генерируемому резонаторами. При подаче управляющего напряжения непосредственно под полосковым проводником индуцируется электрическое поле, поворачивающее директор ЖК по направлению силовых линий СВЧ электрического поля резонаторов, в результате чего величина ϵ по отношению к СВЧ электрическому полю увеличивается, достигая максимума, когда директор устанавливается перпендикулярно слою ЖК.

Максимальная относительная перестройка частоты микрополосковых резонаторов на подложках из ЖК не превышает 10 % ввиду малости анизотропии ϵ в них. Поэтому нецелесообразно разрабатывать устройство с относительной шириной полосы пропускания, превышающей 20 %: как упоминалось выше, с ростом относительной ширины полосы пропускания падает нагруженная добротность резонансов, а вместе с тем и дифференциальный сдвиг фазы. Как было показано ранее в главе 3 абсолютная ширина первой и последующих полос пропускания фильтров на основе структуры микрополоскового электромагнитного кристалла одинакова, а их центральные частоты кратны центральной частоте первой полосы пропускания. В этой связи относительная ширина полосы пропускания с увеличением ее номера уменьшается пропорционально последнему. Поэтому полоса рабочих частот жидкокристаллического фазовращателя, разработанного в настоящей работе, была реализована на частотах второй полосы пропускания, т.к. сильное взаимодействие между резонаторами, характерное для подобных конструкций, не позволяет получить на однородной подложке желаемую величину (20 % и менее) относительной ширины для первой полосы пропускания.

В ходе исследований было проведено электродинамическое моделирование предложенного устройства, по результатам которого был изготовлен макет управляемого микрополоскового девятирезонаторного фазовращателя (Рисунок 6.7).

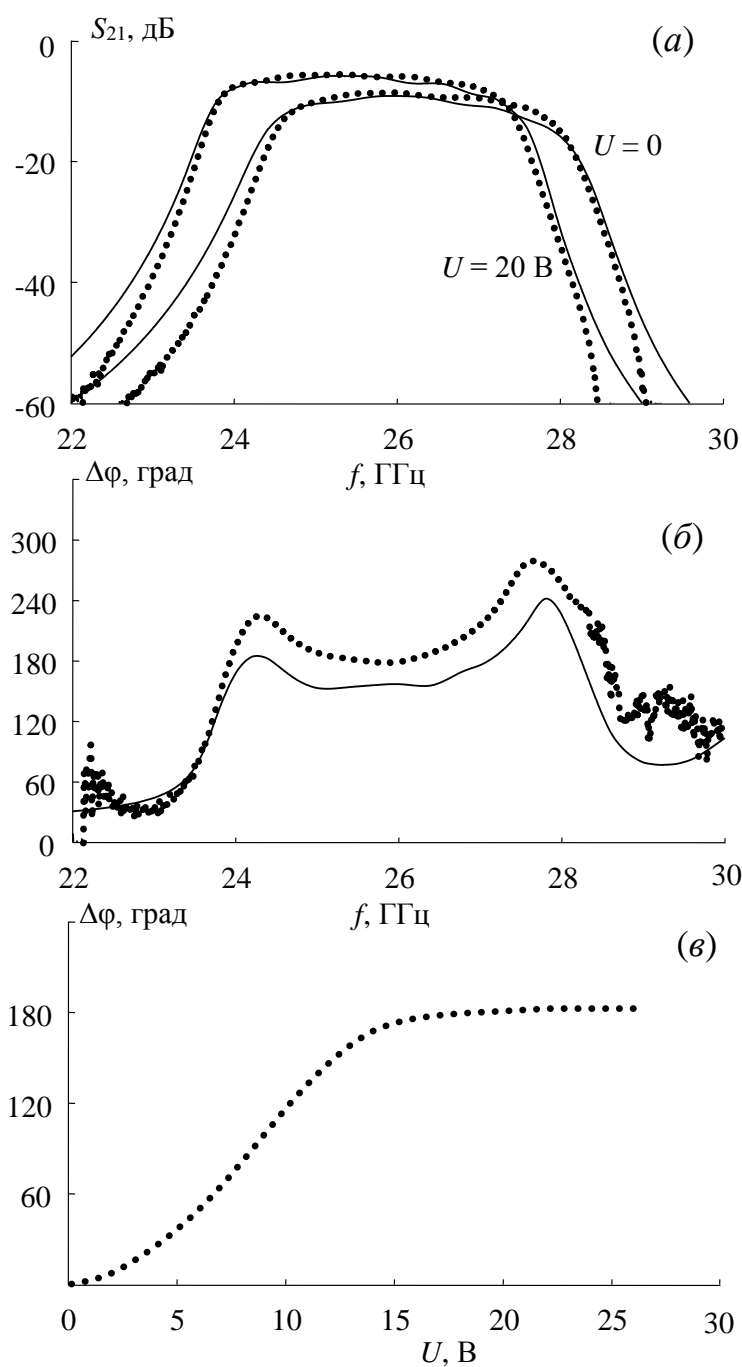


Рис. 6.7. Частотные характеристики макета управляемого фазовращателя на жидком кристалле: сплошные линии – расчет, точки – результаты измерений (а, б); зависимость управляемого фазового сдвига от смещающего напряжения (в) и фотография действующего макета устройства.

В данном фазовращателе функцию «подложки» выполнял слой из многокомпонентной смеси ЖК толщиной 0.5 мм. Диэлектрическая проницаемость данной смеси при переориентации директора изменяется в пределах 2.72–3.04. Полосковая структура выполнена на кварцевой подложке толщиной 0.3 мм и отличается от

изображенной на Рисунке 6.7 тем (кроме числа резонаторов), что резонаторы с четными номерами имеют скачки ширины образующего их полоскового проводника (волнового сопротивления). Последнее позволило дополнительно уменьшить продольный размер устройства. Полная длина полосковой структуры составила 56.6 мм, при этом ширина ее проводников изменялась от 3.1 мм (для нечетных резонаторов) до 0.1 мм (для четных). На Рисунке 6.7а представлены рассчитанные (линии) и измеренные (точки) амплитудно-частотные характеристики изготовленного устройства для двух значений управляющего напряжения, а на Рисунке 6.7б показаны частотные зависимости управляемого сдвига фазы. Зависимость управляемого сдвига фазы от величины смещающего напряжения приведена на Рисунке 6.7в. В отсутствие смещающего поля центральная частота полосы пропускания устройства $f_0 = 26.2$ ГГц, ее ширина по уровню -3 дБ равна 3.4 ГГц. При подаче смещающего напряжения $U = 20$ В центральная частота снижается до 25.1 ГГц, а ширина полосы увеличивается до 3.5 ГГц. Это дает в результате ширину рабочей полосы частот устройства 3 ГГц или 11.5 % по относительной величине с центром на частоте 26 ГГц. При этом полное изменение фазы в центре рабочей полосы составило 180° (Рисунок 6.7б,в). Напряжение смещения подавалось непосредственно на центральный электрод одной из подводящих линий.

Видно, что имеется достаточно хорошее согласие измеренных и рассчитанных результатов, а фактор качества устройства, определяемый как отношение максимальной величины управляемого фазового сдвига к средним потерям в рабочей полосе и который используется для объективного сравнения различных конструкций фазовращателей, составил $30^\circ/\text{дБ}$. Важно отметить, что использовавшийся в макете ЖК имел сравнительно невысокие характеристики: малую анизотропию диэлектрической проницаемости и довольно большую величину диэлектрических потерь ($\text{tg}\delta \approx 0.022$). При использовании ЖК с лучшими характеристиками [293] в подобной конструкции можно получить существенно больший управляемый фазовый сдвиг при меньших потерях в рабочей полосе частот.

6.2.3 Микрополосковые резонансные фазовращатели на основе магнитоуправляемых материалов

Управляемые фазовращатели СВЧ диапазона на основе магнитных материалов представляют собой, как правило, отрезок волновода, фазовая скорость волны в котором управляется внешним магнитным полем, от направления которого зависят компоненты тензора высокочастотной магнитной проницаемости феррита, заполняющего этот отрезок [280]. Такие устройства имеют наибольшие значения фактора качества, но вместе с тем они отличаются большими размерами и массой, особенно в метровом и дециметровом диапазонах длин волн. На основе рассмотренного ранее резонансного подхода была разработана конструкция резонансного микрополоскового фазовращателя, в котором подложка содержит материал с управляемой величиной высокочастотной магнитной проницаемости.

На Рисунке 6.8 представлена конструкция трехрезонаторного фазовращателя, содержащего диэлектрическую подложку 1, на которую нанесен слой магнитного материала 4 и слой металла 2, выполняющий функцию заземляемого основания.

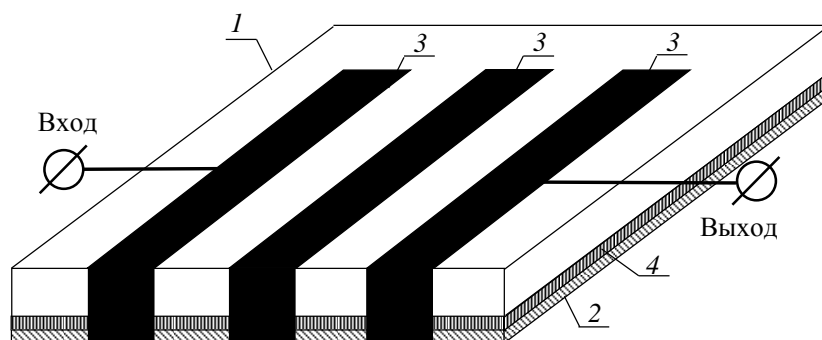


Рис. 6.8. Конструкция трехрезонаторного управляемого фазовращателя на магнитодиэлектрической подложке.

На другой стороне подложки нанесены полосковые проводники резонаторов 3, соединенные с одного конца с заземляемым основанием. Система подмагничивания для простоты рисунка не показана. Данная конструкция представляет собой по структуре микрополосковый полосно-пропускающий фильтр, и при правильном выборе его конструктивных параметров на АЧХ такого устройства формируется

полоса пропускания. При варьировании управляющего магнитного поля изменяется магнитная проницаемость подложки и, как следствие, эффективная магнитная проницаемость микрополосковой линии, на основе которой реализованы резонаторы в данном устройстве, а вместе с этим и их частота. Следует отметить, что величина и направление управляющего магнитного поля выбираются из условия близости к ферромагнитному резонансу в используемом магнетике. Однако технологический уровень, достигнутый на сегодняшний день, не позволяет наносить на подложки, применяемые в микрополосковой технике, достаточно качественные магнитные пленки. Поэтому для экспериментального исследования управляемого фазовращателя был изготовлен его макет на составной подложке (Рисунок 6.9), у которой только ее часть 5, расположенная в пучности магнитного поля четвертьволновых резонаторов, содержала тонкую магнитную пленку 4. В ходе исследований использовались однослойные и многослойные пермаллоевые (78 % Ni: 22 % Fe) пленки. Наилучшие результаты были получены с семислойными пленками, в которых слои пермаллоя толщиной 50 нм были изолированы друг от друга прослойками диэлектрика (SiO) толщиной 500 нм.

Конструктивные параметры фазовращателя были следующими. Диэлектрическая проницаемость части 1 составной подложки $\epsilon = 80$, а части 5, содержащей магнитную пленку, $\epsilon = 10$.

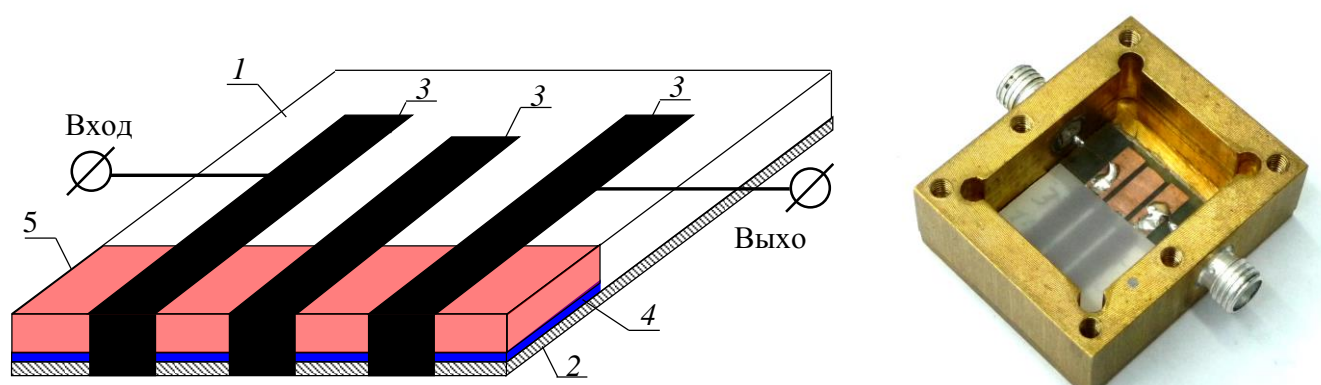


Рис. 6.9. Конструкция трехрезонаторного управляемого фазовращателя на составной магнитодиэлектрической подложке и его фотография. 1 – часть составной подложки с $\epsilon = 80$, 2 – заземляемое основание; 3 – полосковые проводники резонаторов; 4 – тонкая магнитная пленка (ТМП); 5 – часть составной подложки с $\epsilon = 10$, на которую нанесена напылением ТМП.

Толщина составной подложки составляла 0.5 мм; ширина полосковых проводников резонаторов – 3 мм; длина крайних резонаторов – 18 мм, внутреннего – 17.5 мм, расстояние между проводниками резонаторов – 1 мм. Длина части 5 составной подложки была выбрана равной половине длины резонаторов, т.е. 9 мм. Относительная ширина полосы пропускания фазовращателя в отсутствие пленки составляла $\Delta f/f_0 \approx 12\%$, с пленкой $\Delta f/f_0 \approx 14\%$.

При исследовании характеристик макет фазовращателя, содержащий магнитную пленку, помещался в систему ортогональных колец Гемгольца, которые позволяли регулировать напряженность и направление приложенного магнитного поля в плоскости пленки. Затем измерялись зависимости величины фазового сдвига и величины потерь в центре рабочей полосы частот от величины и направления приложенного магнитного поля. Далее производилась обработка полученных результатов, целью которой было нахождение двух значений магнитного поля, соответствующих достаточно большому (60° и более) управляемому фазовому сдвигу при максимальной величине фактора коммутационного качества. Как в результате оказалось, наилучшие характеристики получаются в случае, когда ось легкого намагничивания многослойной пленочной структуры ориентирована вдоль полосковых проводников резонаторов, т.е. ортогонально СВЧ-магнитному полю, индуцируемому резонаторами.

На Рисунке 6.10 представлены АЧХ фазовращателя для двух значений управляющего магнитного поля, соответствующих максимальному значению коммутационного фактора качества: сплошная линия соответствует $H_{non} = 28.2$ Э, $H_{prod} = 0$, штрихованная – $H_{non} = 0$, $H_{prod} = 75.2$ Э, где H_{prod} и H_{non} – составляющие подмагничивающего поля соответственно вдоль и поперек СВЧ-магнитного поля, индуцируемого резонаторами. При таком изменении управляющего магнитного поля происходит смещение центральной частоты полосы пропускания устройства с 532.5 МГц до 553.5 МГц. Здесь, как и ранее, область перекрытия двух АЧХ образует рабочую полосу управляемого фазовращателя, которая равна в данном случае 52 МГц. Точками на этом же рисунке приведена частотная зависимость управляемого сдвига фазы, соответствующего данному изменению подмагничивающего

поля. Видно, что в центре полосы $\Delta\varphi = 70^\circ$, что соответствует фактору качества $F \approx 40$ °/дБ. Оценка по формуле (6.5) дает $\Delta\varphi = 93^\circ$ ($N = 3$, $Q = 7.5$, $\delta = 0.02$). Это примерно на 30% превышает полученный экспериментально результат, однако здесь следует иметь в виду, что нагруженная добротность резонаторов в макете на самом деле гораздо ниже той, что определена из относительной ширины полосы пропускания, вследствие потерь в металлических ТМП.

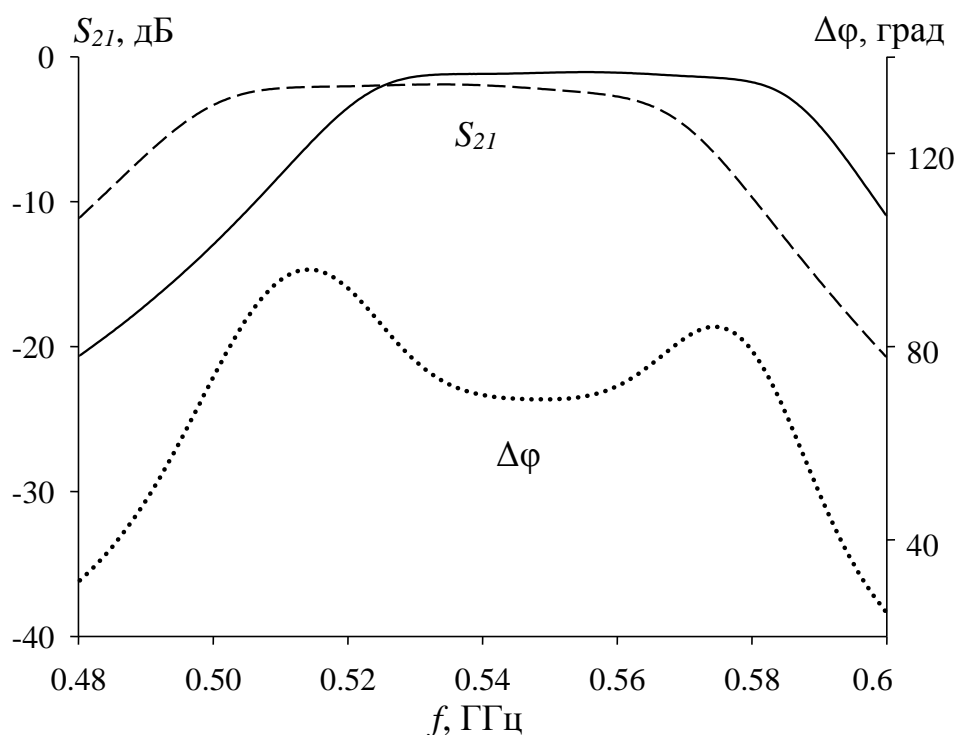


Рис. 6.10. АЧХ фазовращателя при $H_{non} = 28.2$ Э, $H_{prod} = 0$ Э (сплошная линия) и при $H_{non} = 0$ Э, $H_{prod} = 75.2$ Э (пунктирная линия). Управляемый сдвиг фазы (точки) в рабочей полосе частот $\Delta\varphi = 70^\circ$. Фактор качества $F \approx 40$ °/дБ.

Для увеличения максимального значения управляемого фазового сдвига был спроектирован и изготовлен макет пятирезонаторного фазовращателя на составной магнетодиэлектрической подложке. Длина его резонаторов составила 19 мм, 18.5 мм и 18.3 мм при переходе от крайних к центральному, при этом величины зазоров между ними равнялись 0.9 мм и 1.5 мм соответственно. Длина части составной подложки, содержащей магнитную пленку, была выбрана равной половине длины внешних резонаторов, т.е. 9.5 мм. Относительная ширина полосы пропускания фазовращателя в отсутствие пленки была такой же, как и в трехрезонаторной конструкции, $\Delta f/f_0 \approx 12\%$ при несколько меньшей центральной частоте. Практически

при такой же относительной перестройке частоты, определяемой внешним магнитным полем, управляемый сдвиг фазы составил на этот раз в центре рабочей полосы устройства 140° , а фактор качества $37 \text{ }^\circ/\text{дБ}$.

Несмотря на высокую технологичность тонких магнитных пленок и их хорошую совместимость с интегральной технологией изготовления микрополосковых структур, тот факт, что они являются металлическими, приводит к достаточно высоким потерям в рабочей полосе устройства, а следовательно, к относительно невысоким показателям фактора качества. Одним из путей решения этой проблемы является использование СВЧ-ферритов с малыми потерями. Был разработан и изготовлен макет пятизвенного фазовращателя на составной подложке, у которой ее часть, расположенная в пучности магнитного поля четвертьволновых резонаторов, была выполнена из феррита марки 30СЧ, а вторая часть подложки, как и ранее, из керамики ТБНС. Так как в эксперименте использовалась ферритовая пластина без металлизации, замыкаемые на землю части четвертьволновых резонаторов были выполнены на инвертированной подвешенной подложке из керамики поликор.

Конструктивные параметры микрополосковой структуры были следующими. Толщина составной подложки равнялась 0.5 мм, ширина проводников резонаторов – 3 мм, длины резонаторов составляли 19.5, 19.3 и 19.1 мм, расстояние между проводниками резонаторов – 0.6 и 0.3 мм. Длина части составной подложки, содержащей ферритовую пластину, была 10 мм. Относительная ширина полосы пропускания конструкции как фильтра составляла $\Delta f/f_0 \approx 18\%$.

Как и в предыдущем случае, был найден алгоритм изменения магнитного поля, который дает достаточно большую перестройку центральной частоты при приемлемых значениях потерь в полосе. Наилучшие результаты были получены при действии постоянного магнитного поля величиной $H_{\text{прод}} = 250 \text{ Э}$, приложенного вдоль СВЧ поля резонаторов, и ортогонального ему управляющего поля $H_{\text{поп}}$, величина которого изменялась от 43 до 247 Э. На Рисунке 6.11 представлены измеренные частотные характеристики управляемого сдвига фазы изготовленного устройства для нескольких значений управляющего магнитного поля. Фазовому сдвигу 0° соответствует напряженность магнитного поля 43 Э. Из рисунка видно, что при

увеличении напряженности магнитного поля до 247 Э управляемый фазовый сдвиг достигает 360° , при этом относительная ширина полосы частот, в которой достигается такой управляемый сдвиг фазы, превышает 5 %. Отметим, что потери в рабочей полосе составили 2.0–3.0 дБ, а фактор качества, определяемый как отношение максимального фазового сдвига к средним потерям в полосе [287], $F = 150$ °/дБ.

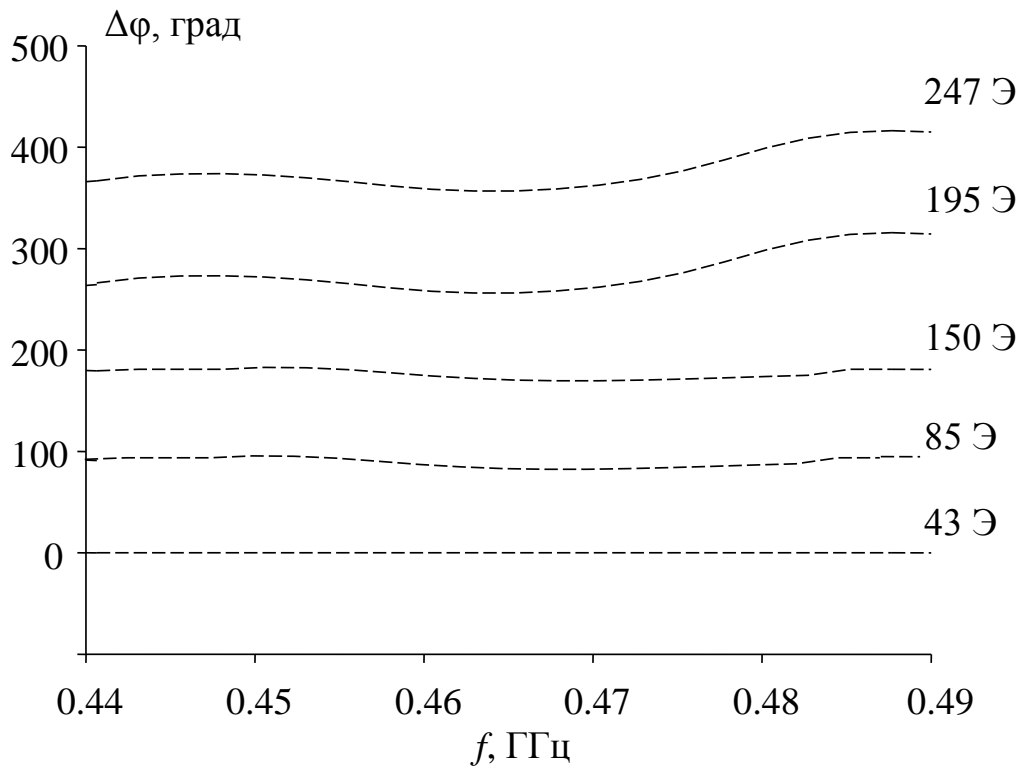


Рис. 6.11. Экспериментальные характеристики пятирезонаторного фазовращателя на основе феррита.

Электродинамическое моделирование показало, что такой перестройке частоты и изменению фазового сдвига соответствует изменение μ ферритовой пластины от 1 до 1.7. Фазовращатель на основе согласованной линии [25], имеющей длину, равную сумме длин полосковых проводников в исследованной конструкции, дает в 15 раз меньший управляемый фазовый сдвиг при одинаковом изменении магнитной проницаемости подложки. Оценка управляемого фазового сдвига для данной конструкции фазовращателя, выполненная по формуле (6.5), дает близкие, но завышенные примерно на 10 % значения.

Следует отметить, что выбор частот для данного макета определялся маркой имевшегося феррита. Предложенная конструкция при использовании соответствующей марки феррита может работать не только в дециметровом, но и в сантиметровом диапазоне длин волн.

Таким образом, продемонстрировано, что на основе резонансного подхода можно разрабатывать микрополосковые фазовращатели, управление которыми осуществляется на основе различных физических явлений: изменения диэлектрической проницаемости подложки под действием электрического поля и изменения магнитной проницаемости подложки под действием магнитного поля. Показано, что управляемый сдвиг фазы определяется нагруженной добротностью резонансов, формирующих полосу пропускания устройства, числом этих резонансов и относительной величиной управляемой отстройки центральной частоты полосы пропускания. Чем уже диапазон рабочих частот фазовращателя, тем меньшим числом резонаторов можно обеспечить заданный управляемый фазовый сдвиг. Разработаны действующие макеты устройств: магнитоуправляемые на ферритовой подложке и подложках, содержащих тонкие магнитные пленки, управляемые электрическим полем на жидкокристаллической подложке, в диапазоне частот от сотен МГц до десятков ГГц. Разработанные устройства отличаются малыми размерами и небольшими значениями управляющих напряжений или полей.

6.3 Управляемая линия задержки на основе микрополосковых резонаторов с варакторно-управляемым взаимодействием

Как известно, управляемые линии задержки широко применяются в различной радиотехнической аппаратуре. Простейшим вариантом реализации таких устройств является использование отрезков линий передачи различной длины, коммутируемых с помощью различных полупроводниковых элементов. Главным недостатком такого подхода является дискретное изменение времени задержки сигнала. С использованием описанного выше резонансного подхода возможно построение управляемых устройств с непрерывным изменением времени задержки. Принцип работы таких устройств основан на том, что время прохождения сигнала через систему взаимодействующих резонаторов зависит от их нагруженной добротности. Это связано с тем, что, в отличие от согласованной линии передачи, резонансной системе требуется некоторое время на накопление энергии, причем тем большее, чем выше нагруженная добротность системы. В системе из электромагнитно-связанных резонаторов, образующих фильтр, наиболее просто управлять их нагруженной добротностью (соответственно и временем задержки) можно путем изменения величины связи резонаторов, что приводит к соответствующему изменению ширины полосы пропускания.

Результаты исследований коэффициентов связи нерегулярных микрополосковых резонаторов показывают, что, во-первых, возможно подобрать такое расстояние между резонаторами, что на частотах полосы пропускания коэффициент емкостной связи будет равняться коэффициенту индуктивной связи, что приводит (в силу их разного знака) к нулю коэффициента передачи сигнала (полюсу затухания) на этих частотах (Глава 3). Во-вторых, одну и ту же по величине полосу пропускания можно реализовать при трех различных расстояниях между резонаторами. В первом случае будет превалировать емкостное взаимодействие над индуктивным, во втором – индуктивное над емкостным, при этом эти взаимодействия одного порядка по величине. А в третьем случае определяющим будет индуктивное взаимодействие на фоне исчезающе малого емкостного. Очевидно, что если изменять,

например, посредством варактора емкостное взаимодействие в подобной структуре, то можно эффективно управлять ее шириной полосы пропускания, а следовательно, и групповым временем запаздывания.

На Рисунке 6.12 показана расчетная зависимость величины группового времени запаздывания (ГВЗ) от величины относительной ширины полосы пропускания двухзвенного полосно-пропускающего фильтра на основе нерегулярных резонаторов с центральной частотой полосы пропускания 3 ГГц.

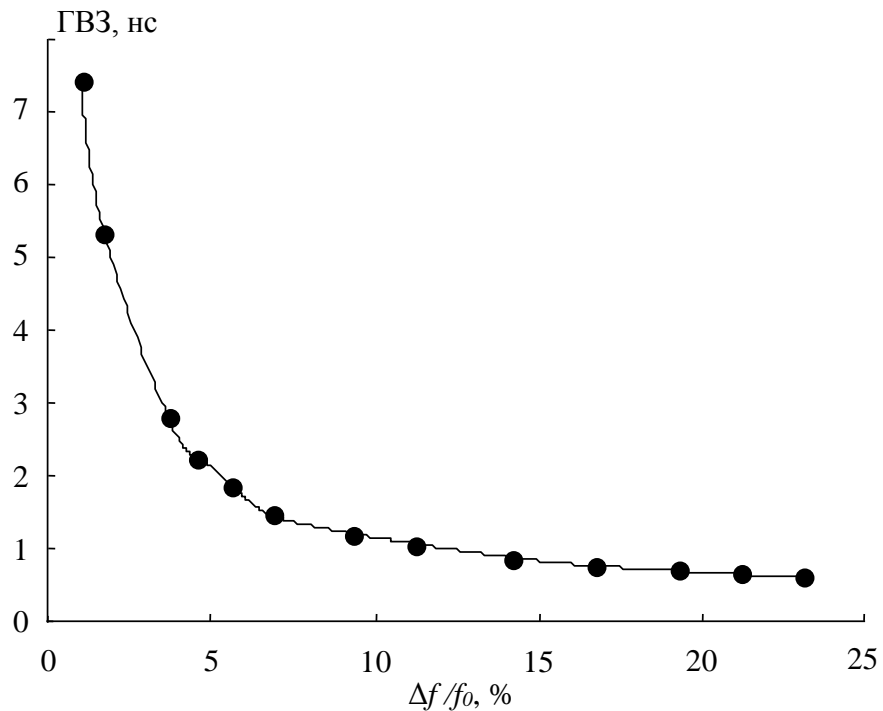


Рис. 6.12. Зависимость группового времени запаздывания от относительной ширины полосы пропускания для ППФ на основе нерегулярных резонаторов с центральной частотой 3 ГГц.

Как видно из рисунка, при изменении ширины полосы пропускания с 1 % до 23 % происходит изменение величины ГВЗ с 7.5 нс до 0.6 нс. Такой результат говорит о возможности использования ППФ с варакторно-управляемой шириной полосы пропускания в качестве управляемой линии задержки. Для подтверждения полученного результата в программе электродинамического моделирования была синтезирована конструкция линии задержки на частоту 3 ГГц со следующими конструктивными параметрами: диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon = 9.8$, ее толщина – 0.5 мм, полная длина резонаторов – 20 мм, расстояние от края резонаторов до точек подключения внешних линий – 5.9 мм, длина высокоомных участков

– 10 мм, их ширина – 0.1 мм, ширина низкоомных участков – 1 мм. Зазор между низкоомными участками составил 0.3 мм – такой зазор выбран исходя из типичных размеров варакторов, применяемых на этих частотах. Расчетная АЧХ устройства представлена на Рисунке 6.13а. Видно, что полюс затухания находится вблизи полосы пропускания. Это свидетельствует о том, что на резонансных частотах коэффициенты емкостной и индуктивной связи почти полностью компенсируют друг друга.

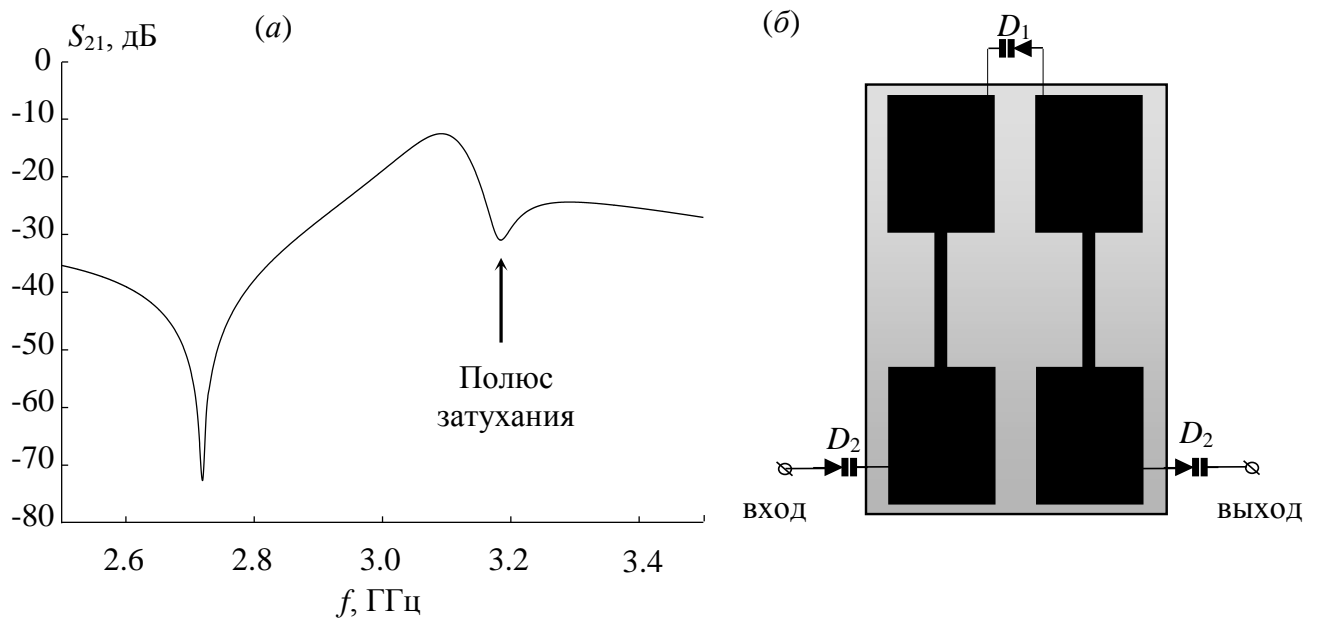


Рис. 6.13. АЧХ двухзвенной секции на основе нерегулярных МПР с близкими в отсутствие варактора связи коэффициентами емкостного и индуктивного взаимодействий (а) и конструкция управляемой линии задержки на ее основе (б).

Для управления коэффициентом связи, в данном случае емкостным, в модели между низкоомными участками подключается варактор (D_1 на Рисунке 6.13б). При регулировании ГВЗ изменяется связь между резонаторами, поэтому возникает проблема согласования устройства с внешними линиями передач во всем диапазоне регулирования ГВЗ. С этой целью устройство подключается к внешним линиям через варакторы (D_2 на Рисунке 6.13б), которые изменяют связь с внешними линиями передачи.

На Рисунке 6.14а представлены расчетные АЧХ электродинамической модели устройства для двух состояний варактора D_1 : сплошной линией – емкость варактора равна 0.1 пФ, штриховой – 1 пФ. При емкости варактора 0.1 пФ ширина

полосы пропускания устройства составляет 178 МГц или 5.7 % по относительной величине, что и будет являться рабочей полосой частот конструкции как линии задержки.

На Рисунке 6.14б представлены частотные зависимости ГВЗ модели устройства для тех же двух величин емкости варактора D_1 . Как видно из рисунка, изменение емкости связи между резонаторами привело к изменению ГВЗ на центральной частоте с 2.78 нс до 0.9 нс.

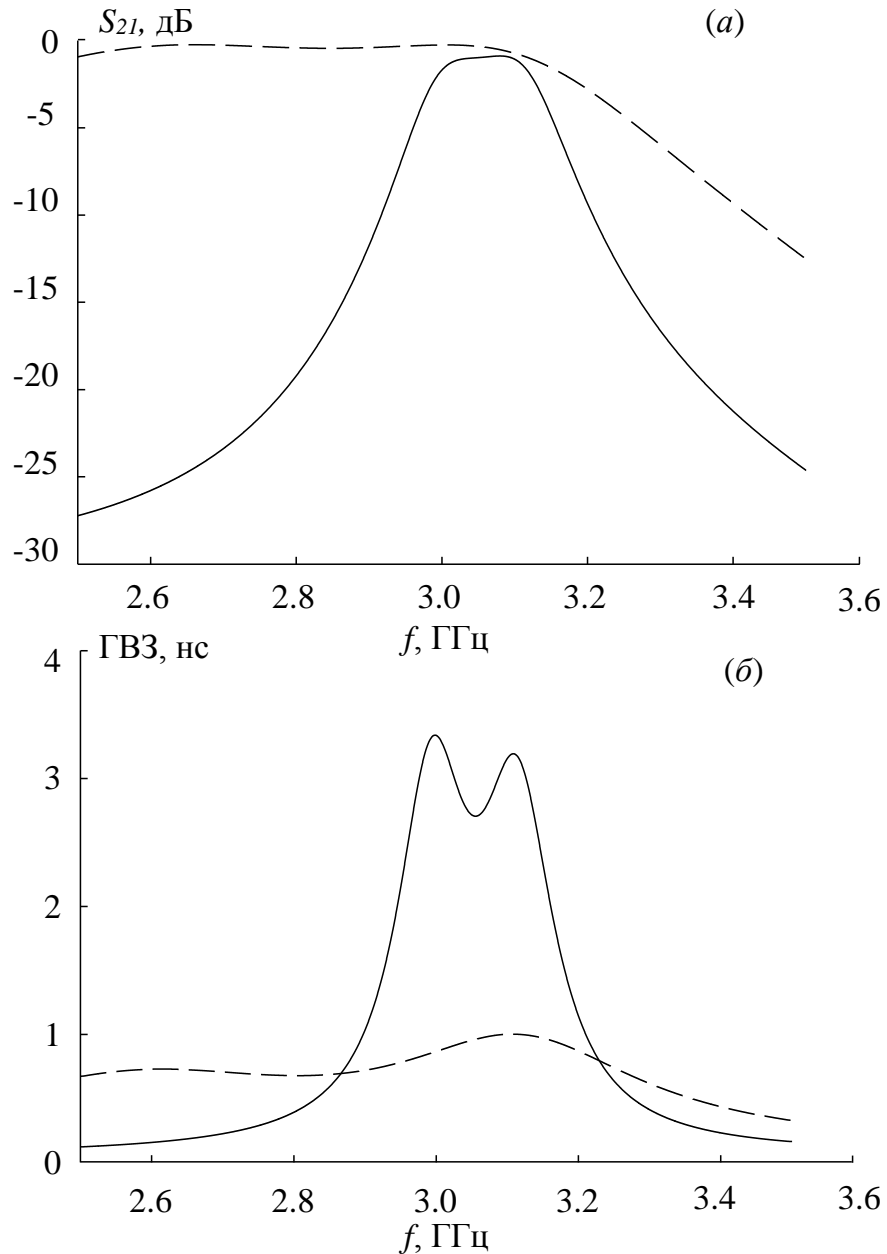


Рис. 6.14. АЧХ (а) и частотная зависимость ГВЗ (б) двухзвенной секции на основе нерегулярных МПР. Сплошная линия соответствует емкости варактора связи 0.1 пФ, штриховая – 1 пФ.

С целью согласования устройства по входу и выходу оно подключено к внешним линиям через варакторы D_2 (Рисунок 6.13б), емкость которых изменяется от 0.7 до 3.5 пФ. На Рисунке 6.15 представлены результаты исследования пределов изменения группового времени запаздывания в зависимости от центральной частоты устройства. Для этого были рассчитаны двухзвенные секции с шириной полосы пропускания 12 % и 1 % в диапазоне частот от 1 до 10 ГГц. Как видно из рисунка, на частоте 1 ГГц возможно создание управляемой линии задержки с управляемой величиной ГВЗ до 17 нс.

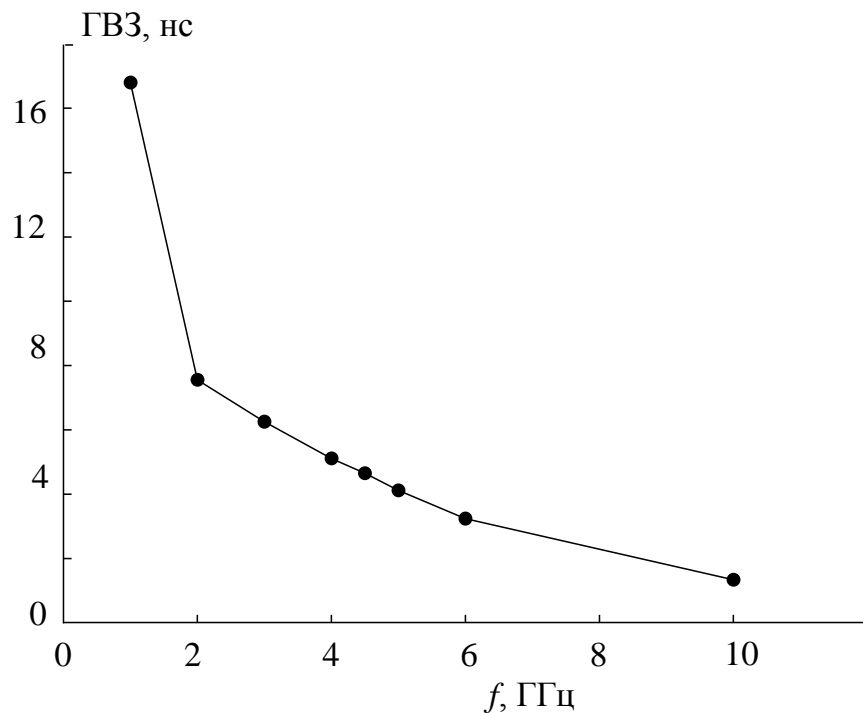


Рис. 6.15. Частотная зависимость управляемого ГВЗ при изменении ширины полосы пропускания двухзвенной секции от 1 до 12 %.

Таким образом, продемонстрирована возможность управления ГВЗ сигналов с помощью двухзвенной секции на основе микрополосковых резонаторов с варакторно-управляемым взаимодействием. При этом максимальная величина управляемого ГВЗ уменьшается с 17 нс на частоте 1 ГГц до 1 нс на частоте 10 ГГц. Очевидно, что получить большое значение управляемого ГВЗ можно только в конструкциях с узкой рабочей полосой. Это означает, что устройство может эффективно работать только с узкополосными псевдогармоническими сигналами. Однако подобная конструкция может найти применение в комбинированных устройствах задержки, управляемых дискретно для плавной подстройки ГВЗ.

6.4 Датчик на основе связанных микрополосковых резонаторов для определения диэлектрической проницаемости жидкостей

Знание диэлектрических свойств материалов на высоких и сверхвысоких частотах является необходимым для решения как фундаментальных, так и прикладных задач в различных областях физики и техники. Несмотря на большое число существующих методов диэлектрических измерений, определение комплексной диэлектрической проницаемости для каждого типа материала требует определенной специфики измерительного устройства: его конструкции, чувствительности, способности работать с заданным количеством вещества в широком диапазоне частот и температур. В работах [281, 282] было показано, что в качестве устройств, измеряющих диэлектрические характеристики жидких кристаллов в наиболее трудном дециметровом диапазоне длин волн, хорошо зарекомендовали себя микрополосковые датчики резонансного типа. Основное достоинство микрополосковых устройств – их миниатюрность и, как следствие, высокая чувствительность, а также простота в изготовлении и разнообразие конструкторских решений. Как и в любой резонансной методике, действительные и мнимые компоненты диэлектрической проницаемости жидких кристаллов определялись путем регистрации сдвига частоты и изменения добротности основной (первой) резонансной моды микрополоскового резонатора с образцом относительно пустого резонатора.

Однако в некоторых случаях для диэлектрических измерений особенно хорошо подходит метод, основанный на регистрации положения и глубины полюса затухания, наблюдаемого на амплитудно-частотной характеристике некоторых микрополосковых структур, например пары электромагнитно связанных по всей длине регулярных микрополосковых резонаторов [283]. Как известно, полюс затухания в такой двухзвенной конструкции является точкой взаимной компенсации индуктивного и емкостного взаимодействия микрополосковых резонаторов. При этом глубина полюса затухания и его частотное положение оказываются чрезвычайно чувствительными к малейшим изменениям диэлектрических свойств образцов, располагающихся в пучности СВЧ-электрического поля микрополосковых ре-

зонаторов. Это принципиально новый способ диэлектрических измерений, обладающий большими возможностями и феноменально высокой чувствительностью, но еще мало изученный. При этом важно отметить, что в известных конструкциях таких датчиков полоса пропускания обычно находится вдали от полюса затухания и на процесс диэлектрических измерений влияния не оказывает. Рассмотренные датчики хорошо зарекомендовали себя в физических экспериментах, однако необходимо отметить, что для их работы требуется специализированная аппаратура, имеющая большой динамический диапазон и позволяющая фиксировать прохождение СВЧ-мощности при уровнях затухания сигнала до -100 дБ. Поэтому был разработан новый вариант датчика на основе связанных микрополосковых резонаторов, который позволяет частично обойти указанную проблему измерений путем совмещения частоты полюса затухания с полосой пропускания связанных резонаторов. В этом случае глубина полюса затухания, как будет показано далее, уменьшается, что приводит к повышению точности измерений.

На Рисунке 6.16 показана топология проводников предлагаемого микрополоскового датчика и его эквивалентная схема на сосредоточенных емкостных и индуктивных элементах.

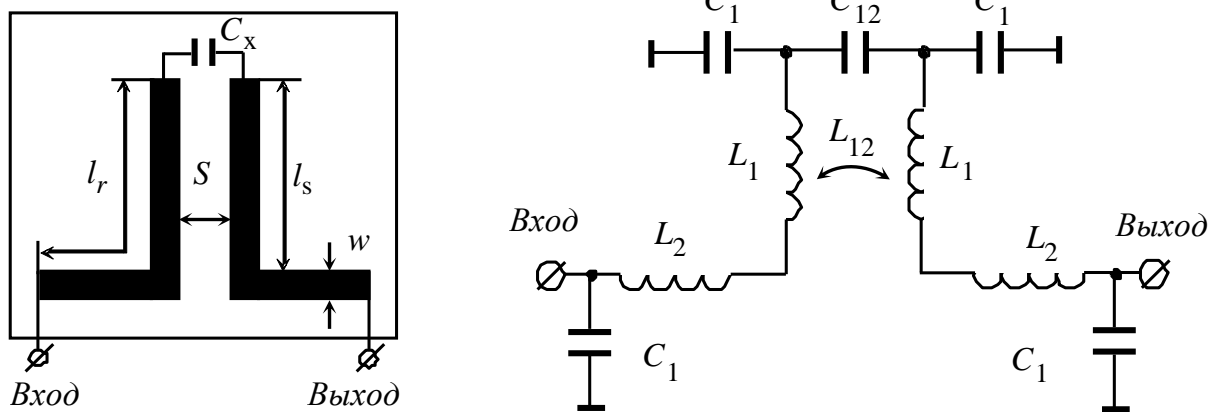


Рис. 6.16. Топология проводников предлагаемого микрополоскового датчика и его эквивалентная схема на частотах, близких к первой полосе пропускания.

Нужно отметить, что представленная эквивалентная схема справедлива для частот вблизи первой полосы пропускания конструкции. Изогнутые Г-образные микрополосковые проводники резонаторов имеют полную длину l_r и длину обла-

сти взаимодействия l_s . Величина зазора между проводниками S и ширина проводников w . Микрополосковые резонаторы выполнены на подложке толщиной h_d с диэлектрической проницаемостью ε . Измерительная емкость C_x , в которую помещается исследуемый образец, находится на смежных концах резонаторов в пучности СВЧ-электрического поля.

Используя эквивалентную схему, показанную на Рисунке 6.16, частота полюса затухания f_p датчика может быть определена с помощью следующего соотношения

$$f_p = \frac{1}{2l_s \sqrt{L_1 C_1}} \sqrt{\frac{C_{12} / C_1}{L_{12} / L_1 + 2L_{12} C_{12} / (L_1 C_1)}}. \quad (6.12)$$

Здесь L_1 , C_1 и L_{12} , C_{12} – погонные индуктивности и емкости, взаимные индуктивности и взаимные емкости одиночных и связанных микрополосковых линий, найденные в квазистатическом приближении.

Проведенные исследования показали, что частоты полюса затухания, полученные по приведенной формуле и найденные непосредственно из АЧХ микрополосковой структуры, отличаются не более чем на пять процентов в широком диапазоне изменения конструктивных параметров. Из полученной формулы видно, что частота полюса затухания зависит от длины области взаимодействия l_s и не зависит от полной длины микрополосковых резонаторов l_r . Это позволяет легко управлять частотным положением полюса затухания относительно полосы пропускания с помощью изменения длины области связи l_s .

На Рисунке 6.17а показана рассчитанная в квазистатическом приближении АЧХ измерительного устройства для следующих параметров микрополосковой структуры: $\varepsilon = 9.8$, $h_d = 1$ мм, $S = 1$ мм, $w = 1$ мм, $l_s = 20$ мм, $l_r = 40$ мм. Структура подключалась к внешним линиям передачи с волновым сопротивлением 50 Ом через емкости связи величиной 0.6 пФ (на рисунке не показаны). Из рисунка видно, что частоты полюса затухания f_p и области пропускания f_o отличаются друг от друга достаточно сильно. Для определения условия совмещения частот f_p и f_o была рассчитана зависимость (Рисунок 6.17б) величины f_p/f_o при изменении относительной длины области связи l_s/l_r .

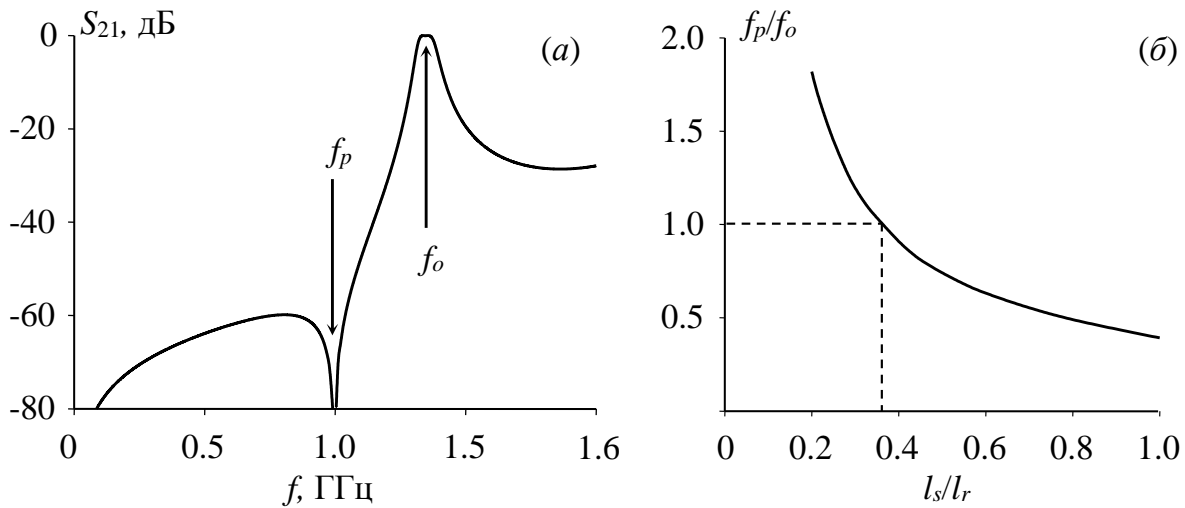


Рис. 6.17. (а) – АЧХ микрополосковой структуры, (б) – зависимость величины f_p/f_o от отношения l_s/l_r .

Видно, что при указанных конструктивных параметрах условием совмещения частот $f_p = f_o$ является равенство $l_s/l_r \approx 0,37$ (пунктирные линии). Используя формулу для определения частоты полюса затухания, можно провести оптимизацию конструкции датчика с целью получения максимальной чувствительности. Как показали исследования, чувствительность датчика зависит практически от всех конструктивных параметров. Для проверки расчетов и отработки методики измерений был изготовлен макет датчика, в котором сосредоточенная емкость C_x была вытравлена на подложке в форме встречно-штыревой структуры для размещения на ее поверхности жидкого кристалла (ЖК). По периметру этой емкости изготавливались бортики высотой 0.3 мм, препятствующие растеканию ЖК. Высота уровня поверхности ЖК над центром встречно-штыревой структуры составляла величину 0.1 мм.

Конструктивные параметры изготовленного датчика были следующими: $\varepsilon = 9.8$, $h_d = 1$ мм, $S = 2$ мм, $w = 2$ мм, $l_s = 20$ мм, $l_r = 41.4$ мм. На Рисунке 6.18а приведены теоретически рассчитанные (сплошные линии) и экспериментально измеренные (точки) АЧХ этого микрополоскового датчика при наличии и отсутствии ЖК из класса алкилцианобифенилов – 5СВ (кривые 1 и 2 соответственно). Как видно, при заполнении датчика жидким кристаллом частота полюса затухания оказывается в полосе пропускания, и его глубина существенно уменьшается.

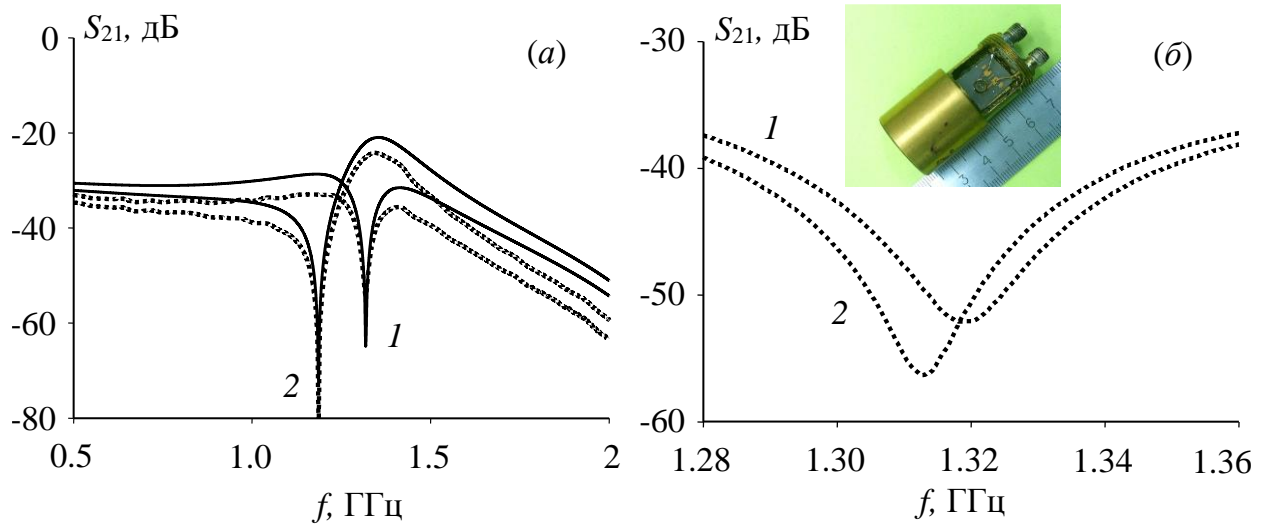


Рис. 6.18. (а) – теоретические (сплошные линии) и экспериментальные АЧХ (точки) датчика вблизи частоты полюса затухания для пустой измерительной емкости S_x (кривая 1) и при ее заполнении ЖК (кривая 2); (б) – измеренные АЧХ датчика при воздействии параллельного (1) и перпендикулярного (2) магнитного поля относительно плоскости образца ЖК. На вставке – фотография макета датчика.

На Рисунке 6.18б показаны результаты измерений положения полюса затухания при воздействии на датчик постоянного параллельного (1) и перпендикулярного (2) к поверхности образца магнитного поля $H \sim 1$ кЭ. Оценки показали, что такой сдвиг частоты полюса затухания соответствует изменению диэлектрической проницаемости на величину $\Delta\epsilon \sim 0.1 \pm 0.01$.

Таким образом, проведенные исследования показывают перспективность использования методики диэлектрических измерений на полюсе затухания для определения диэлектрических свойств материалов на высоких и сверхвысоких частотах. Важной особенностью предложенной конструкции является возможность независимого управления частотой полюса затухания и частотой полосы пропускания устройства за счет изменения длины области взаимодействия микрополосковых резонаторов. Это позволяет добиться совмещения полюса затухания с полосой пропускания устройства в широком диапазоне изменения диэлектрических проницаемостей исследуемых материалов и достигнуть точности измерений ϵ на уровне 10^{-3} .

Результаты, представленные в данной главе, опубликованы в [284–289].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные результаты работы заключаются в следующем:

1. Предложен модифицированный энергетический метод расчета частотно-зависимых коэффициентов связи полосковых резонаторов, особенностью которого является использование комплексных величин распределений токов и напряжений по длине полосковых проводников, найденных в квазистатическом приближении. Это позволяет значительно повысить точность оценки взаимодействия резонаторов в широком диапазоне частот при изменении их конструктивных параметров в больших пределах. Так, частоты нулей полного коэффициента связи, вычисленного по предлагаемой методике, точно совпадают с частотами полюсов затухания. Более того, такое же точное совпадение наблюдается на всех частотах при любых конструктивных параметрах полосковой структуры, в том числе и при любой величине зазора между полосковыми проводниками.
2. Обнаружен эффект немонотонного поведения зависимости относительной ширины полосы пропускания от расстояния между полосковыми резонаторами в ряде конструкций полосно-пропускающих фильтров. Это позволяет реализовать на каждой из этих конструкций три фильтра, которые имеют одинаковую ширину полосы пропускания, но отличаются друг от друга только расстояниями между резонаторами. Обнаруженные особенности взаимодействия резонаторов использованы при разработке СВЧ-устройств различного назначения.
3. Предложена новая концепция построения полосковых и микрополосковых резонаторов на основе многопроводниковых структур, позволяющая значительно улучшить масса-габаритные и электрические характеристики частотно-селективных устройств. На основе предложенной концепции разработаны сверхминиатюрные конструкции полосковых и микрополосковых резонаторов, которые по совокупности таких характеристик, как размеры и соб-

ственная добротность, существенно превосходят известные аналоги. На основе предложенных новых конструкций резонаторов были разработаны и изготовлены миниатюрные полосковые и микрополосковые полосно-пропускающие фильтры, характеризующиеся высокими частотно-селективными свойствами. Например, изготовленный полосно-пропускающий фильтр четвертого порядка на основе трехпроводникового полоскового резонатора на подвешенной подложке имеет широкую высокочастотную полосу заграждения, верхняя граница которой по уровню -100 дБ простирается до частоты, более чем в десять раз превышающей центральную частоту полосы пропускания.

4. С использованием предложенного модифицированного энергетического подхода исследованы коэффициенты связи многопроводниковых резонансных полосковых структур. Показано, что в структурах, состоящих из электромагнитно-связанных многопроводниковых резонаторов, нули коэффициента передачи могут быть следствием взаимной компенсации не только индуктивного и емкостного взаимодействий, но и чисто индуктивного взаимодействия полосковых проводников.
5. Предложены новые способы реализации нулей коэффициента передачи полосковых структур, которые позволяют существенно улучшить селективность фильтров за счет формирования полюсов затухания вблизи полосы пропускания. Найденные технические решения для повышения селективных свойств полосно-пропускающих фильтров обладают универсальностью (т.е. применимы практически ко многим типам электродинамических резонаторов) и значительно более просты в реализации по сравнению с уже известными.
6. Предложены новые конструкции полосковых и микрополосковых двухмодовых резонаторов, на основе которых экспериментально реализованы различные устройства частотной селекции сигналов: полосно-пропускающие фильтры, двухполосные фильтры и диплексеры. Разработанные устройства отличаются высокими частотно-селективными свойствами и миниатюрностью, что подтверждается измеренными характеристиками опытных образцов.

Важно отметить, что характеристики устройств, полученные численным анализом моделей исследованных конструкций, хорошо согласуются с результатами измерений на опытных образцах.

7. На основе результатов исследований многопроводниковых полосковых резонаторов разработана конструкция миниатюризованного двухпроводникового коаксиального резонатора, основой которого является металлизированная диэлектрическая трубка. Показано, что длина такого резонатора может быть многократно меньше длины традиционного четвертьволнового коаксиального резонатора с диэлектрическим заполнением из того же материала. При этом эта длина стремительно уменьшается с уменьшением толщины стенки керамической трубки при одновременном росте собственной добротности первой моды колебаний резонатора и увеличении отношения частоты второго паразитного резонанса к частоте первого рабочего резонанса. Последний факт позволяет строить на таких резонаторах полосно-пропускающие фильтры с рекордно широкой полосой заграждения. Так, экспериментально изготовленный фильтр восьмого порядка имеет сверхширокую высокочастотную полосу заграждения, верхняя граница которой по уровню -120 дБ простирается до частоты, почти в шестнадцать раз превышающей центральную частоту полосы пропускания.
8. На основе обнаруженных особенностей взаимодействия резонансных полосковых структур предложены новые подходы к построению различных устройств СВЧ: фазовращателей, устройств защиты от мощного радиоимпульса, линий задержки, датчиков физических величин. Разработаны теоретические модели предложенных устройств, произведен обоснованный выбор методов их расчета и численного анализа.
9. Предложена новая концепция построения управляемых фазовращателей, основанная на применении электрически перестраиваемых по частоте электромагнитно-связанных резонаторов, которые содержат в качестве активных сред жидкие кристаллы и тонкие магнитные пленки. На основе данной кон-

цепции были разработаны и изготовлены макеты управляемых микрополосковых фазовращателей, которые демонстрируют свою работоспособность и доказывают перспективность нового подхода.

10. Предложен новый принцип построения устройств защиты входных цепей приемных устройств от мощного радиоимпульса, основанный на применении электромагнитно-связанных микрополосковых резонаторов, обладающих аномальным поведением полного коэффициента связи, и содержащих ВТСП-пленку.
11. Предложена конструкция управляемой линии задержки на основе двухзвенной секции, состоящей из электромагнитно-связанных микрополосковых резонаторов с варакторно-управляемым взаимодействием, принцип работы которой основан на зависимости времени прохождения сигнала через систему взаимодействующих резонаторов от их нагруженной добротности.
12. На основе двухзвенной секции, состоящей из электромагнитно-связанных микрополосковых резонаторов с конструктивными параметрами, соответствующими области аномального поведения полного коэффициента их связи, разработан датчик для определения диэлектрических свойств материалов на высоких и сверхвысоких частотах. Датчик имеет высокую чувствительность благодаря возможности независимого управления частотой полюса затухания и частотой полосы пропускания устройства за счет изменения длины области взаимодействия микрополосковых резонаторов. Это позволяет добиться совмещения полюса затухания с полосой пропускания устройства в широком диапазоне изменения диэлектрических проницаемостей исследуемых материалов и увеличивает отношение сигнал/шум.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / С.И. Бахарев, В.И. Вольман, Ю.Н. Либ и др.; под ред. В.И. Вольмана. – М.: Радио и связь, 1982. – 328 С.
2. Беляев Б.А., Тюрнев В.В., Елисеев А.К. и др. Исследование микрополосковых резонаторов и устройств СВЧ на их основе. Часть I // Препринт № 415Ф ИФ СО АН СССР, Красноярск. – 1987. – 55 С.
3. Беляев Б.А., Тюрнев В.В., Васильев В.А., Рагзин Г.М. Исследование микрополосковых резонаторов и устройств СВЧ на их основе. Часть II // Препринт № 448Ф ИФ СО АН СССР, Красноярск. – 1987. – 44С.
4. Справочник по элементам полосковой техники / О.И. Мазепова, В.П. Мещанов, Н.И. Прохорова и др., под ред. А.Л. Фельдштейна. – М.: Связь, 1979. – 336 С.
5. Маттей Г.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т. 1 и 2. – М.: Связь, 1971/1972. – 439 С./313 С.
6. Малорацкий Л.Г. Микроминиатюризация элементов и устройств СВЧ. – М.: Сов. Радио, 1976. – 316 С.
7. Аристахов Г.М., Вершинин Ю.П., Чернышев В.П. Микрополосковый фильтр решетчатого типа на основе многопроводной системы связанных линий с неравными фазовыми скоростям // Электронная техника. Сер. Микроэлектронные устройства. – 1983. – вып. 1 (37). – С. 21-26.
8. Беляев Б.А., Тюрнев В.В. Двухзвенный микрополосковый СВЧ фильтр. Часть I // Препринт № 652Ф ИФ СО АН СССР, Красноярск. – 1990. – 60 С.
9. Беляев Б.А., Тюрнев В.В. Исследование частотных зависимостей коэффициентов связи микрополосковых резонаторов // Препринт № 695Ф ИФ СО АН СССР, Красноярск. – 1991. – 43 С.
10. Беляев Б.А., Тюрнев В.В. Частотно-зависимые коэффициенты связи микрополосковых резонаторов // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. – 1992. – вып. 4(448). – С. 23-27.

- 11.Беляев Б.А., Никитина М.И., Тюрнев В.В. Трехзвенный микрополосковый СВЧ фильтр // Препринт № 710Ф ИФ СО РАН, Красноярск. – 1992. – 60 С.
- 12.Minnis B.J. Printed Circuit Coupled Line Filters for Bandwidth Up to and Greater than an Octave // IEEE Trans. MTT. – V. MTT-29. – No 3. – P. 215-222.
- 13.Makimoto M., Ymashita S. Bandpass Filters Using Parallel Coupled Stripline Stepped Impedance Resonators // IEEE Trans. MTT. – 1980. – V. MTT-28. – No 12. – P.1413-1417.
- 14.Sagawa M., Makimoto M., Ymashita S. Geometrical Structures and Fundamental Characteristics of Microwave Stepped-Impedance Resonators // IEEE Trans. MTT. – 1997. – V. MTT-45. – P. 1078-1085.
- 15.Лоткова Е.Д. Фильтры на шпилечных резонаторах // Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи. – 1976. – вып. 1. – С. 159-170.
- 16.Калинина Т.И., Василенко Е.В. Фильтры для интегральных схем СВЧ // Обзоры по электронной технике. Сер. Электроника СВЧ. – 1979. – вып. 3(612). – 52 С.
- 17.Венедиктов В.Б., Гребнев В.Н. Расчет полосно-пропускающих фильтров СВЧ на свернутых полуволновых микрополосковых резонаторах // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетеχνическая. – 1979 – вып. 11. – С. 113-118.
- 18.Заикин В.А., Смыслов Г.М. Выбор диэлектрической подложки при миниатюризации полосно-пропускающих фильтров дециметрового диапазона // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1989. – вып. 9(423). – С. 9-11.
- 19.Sagawa M., Takahashi K., Makimoto M. Miniaturized Hairpin resonator Filters and Their Application to Receiver Front-End MIC's // IEEE Trans. MTT. – 1989. – V. 37. – No 12. – P. 1991-1997.
20. Newman N., Lyons W.G. High-Temperature Superconducting Microwave Device: Fundamental Issues in Materials, Physics, and Engineering // Journ. Of Supercond. – 1993. – V. 6. – No 3. – p. 119-160.

21. Tarasov V.F., Korotash I.V., Taborov V.F. et al. Band-Pass Filters for 1.8 GHz Frequency Range Using Double-Sided YBCO/Au Films on CeO₂-Buffered Sapphire // Journ. of Supercond.: Incorporating Novel magnetism. – 2001. – V. 14. – No 1. – P. 115-125.
22. Vendik I., Vendik O., Deleniv A. et al. Design of Trimmingless Narrowband Planar HTS Filters // Journ. of Supercond.: Incorporating Novel magnetism. – 2001. – V. 14. – No 1. – P. 21-28.
23. Беляев Б.А., Лексиков А.А., Трусов Ю.Н. и др. Миниатюризованные микрополосковые СВЧ фильтры // Препринт № 730Ф, ИФ СО РАН, Красноярск. – 1993. – 64 С.
24. Дрокин Н.А., Рачко Л.Т. Влияние скачка ширины полоски резонаторов на характеристики шпилечных микрополосковых фильтров // Труды Межд. Научн.-практ. Конф. «Спутниковые системы связи и навигации». Т.1. Красноярск. – 1997. – С. 259-265.
25. Беляев Б.А., Лексиков А.А., Трусов Ю.Н. и др. Миниатюризованные микрополосковые СВЧ фильтры // Препринт № 730Ф, ИФ СО РАН, Красноярск. – 1993. – 64 С.
26. Hong J-S., Lancaster M.J. Coupling of Microstrip Square Open-Loop resonators for Cross-Coupled Planar Microwave Filters // IEEE Trans. MTT. – 1996. – V. 44. – No 12. – P. 2099-2109.
27. А.с. 1229861 СССР, МКИ⁴ Н 01 Р 1/203. П фильтр / Баяндин А.В.; опубл. 07.05.1986, Бюл. № 17.
28. Hong J-S., Lancaster M.J. Development of New Microstrip Pseudo-Interdigital Bandpass Filters // IEEE Microwave and Guided Wave Lett. – 1995. – V. 5. – No 8. – P. 261-263.
29. Hong J-S., Lancaster M.J. Cross-Coupled Microstrip Hairpin-Resonators Filters // IEEE Trans. MTT. – 1998. – V. 46. – No 1. – P. 118-122.

30. Hong J-S., Lancaster M.J. Theory and Experiment of Novel Microstrip Slow-Wave Open-Loop Resonators Filters // IEEE Trans. MTT. – 1997. – V. 45. – No 12. – P. 2358-2365.
31. Bancui M.G., Ramer R., Ioachim A. Microstrip Filters Using New Compact Resonators // Electronics Letters. – 2002. – V. 38. – P. 228-229.
32. Matthaei G.L. Narrow-Band, Fixed-Tuned and Tunable Band-Pass Filters with Zig-Zag, Hairpin-Comb Resonators // IEEE Trans. MTT. – 2003. – V. 51. – P. 1214-1219.
33. Nam H., Lim Y., Lee H. M Miniaturized Bandpass Filter with Improved Stopband Characteristics using Microstrip Interdigital-Loop Resonator // Proc. Conf. on Convergent Technologies for Asia-Pacific Region, TENCON-2003. – P. 635-642.
34. А.с. 878125 СССР, МКИ³ Н 01 Р 1/203. Сверхвысокочастотное устройство фильтрации / Венедиктов В.Б., Волчок Г.В., Урганова Г.В.
35. А.с. 1517681 СССР, МКИ⁵ Н 01 Р 1/203. Полосно-пропускающий фильтр / Наймушин А.О., Орлов Д.Г., Салий И.Н., Сеницына В.И., Чесноков И.А.
36. А.с. 1563543 СССР, МКИ⁵ Н 01 Р 1/203. Полосно-пропускающий фильтр / Анисимов Е.В., Калмыков А.В.
37. Tan C.Y., Chen L., Lu J., Rao X.S., Ong C.K. Cross-Coupled Dual-Spiral High-Temperature Superconducting Filter // IEEE Microwave and Wireless Components Lett. – 2003. – V. 13. – No 6. – P. 247- 249.
38. Hejazi Z.M. EM full-wave analysis and testing of novel quasi-elliptic microstrip filters for ultra narrowband filter design // Progress In Electromagnetics Research. – 2008. – No 85. – P. 261- 288.
39. Инуи О., Нагаи Да. Миниатюризация широкополосных фильтров СВЧ-диапазона путем использования спиральных резонаторов // ТИИЭР. – 1979 – Т. 67. – № 1. – С.21-26.
40. А.с. 886106 СССР, МКИ³ Н 01 Р 1/205. Полосовой гребенчатый фильтр / Зотова Л.В., Шевченко Ю.А.; опубл. 30.11.81, Бюл. № 44.

41. А.с. 1681344 СССР, МКИ⁵ Н 01 Р 1/203. Микрополосковый фильтр / Петренко В.П.; опубл. 30.09.91, Бюл. № 36.
42. А.с. 1700652 СССР, МКИ⁵ Н 01 Р 1/205. Микрополосковый фильтр / Харчев О.П.; опубл. 23.12.91, Бюл. № 47.
43. Ohm G., Alberty M., Ritter J. Miniature Microstrip Bandpass Filter on a Barium Tetratitanate Substrate // Microwave Journ. – 1985. – V.8. – No 11. – P. 129-136.
44. Бабицкий А.Н., Шепов В.Н. Исследование коэффициентов крутизны склонов АЧХ микрополосковых фильтров на четвертьволновых резонаторах со скачком волнового сопротивления // Труды Межд. Научн.-практ. Конф. «Спутниковые системы связи и навигации». Т.1. Красноярск. – 1997. – С. 274-278.
45. Владимиров В.М., Кулинич С.Н., Шихов Ю.Г. Микрополосковый фильтр с регулируемой компенсацией связи для МШУ приемоиндикатора ГЛО-НАСС+GPS // Труды 12-ой Межд. Крымской Конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь. – 2002. – С. 407-408.
46. Беляев Б.А., Никитина М.И., Тюрнев В.В. Экспертная система FILTEX для синтеза микрополосковых фильтров // Труды Межд. Научн.-практ. Конф. «Спутниковые системы связи и навигации». Т.1. Красноярск. – 1997. – С. 241-249.
47. Ильченко М.Е., Захаров А.В., Сызранов В.А. Малогабаритные микрополосковые фильтры с узкой полосой пропускания // Изв. Вузов. Радиоэлектроника. – 1993. – № 10. – С. 60-64.
48. А.с. 1497660 СССР, МКИ³ Н 01 Р 1/205. Полосно-пропускающий фильтр / Бачинина Е.Л., Левицкий В.К., 1989, Бюл. № 28.
49. Бачинина Е.Л., Левицкий В.К. Экспериментальное исследование полосно-пропускающих фильтров на печатных спиральных резонаторах // Радиотехника и электроника. – 1994. – Т. 39. – вып. 5. – С. 724-728.
50. Мазепова О.И., Фельдштейн А.Л. Фильтры гармоник с полюсом затухания // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетеχνическая. – 1971. – вып.4. – С. 54-65.

51. А.с. 1514201 СССР, МКИ⁴ Н 01 Р 1/203. Микрополосковый фильтр нижних частот / Виноградов С.В., Мирских Г.А.
52. А.с. 1398755 СССР, МКИ⁴ Н 01 Р 1/203. Фильтр нижних частот / Звягинцев А.А., Сапрыкин С.А., Погарский С.А.
53. А.с. 1764100 СССР, МКИ⁵ Н 01 Р 1/203. Сверхвысококачастотный фильтр нижних частот / Липатников В.П., Барина Н.А.; опубл. 23.09.92, Бюл. №35.
54. Ильченко М.Е., Гусева М.Н., Хотыненко К.А. Метод расчета топологии микрополоскового фильтра нижних частот с учетом потерь // Материалы 11-ой Межд. Крымской Конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь. – 2001. – С. 426-427.
55. Kim T., Seo C. A Novel Photonic Bandgap Structure for Low-Pass Filter or Wide Stopband // IEEE Microwave Guided Wave Letters. – 2000. – V. 10. – No 1. – P. 13-15.
56. Kitahara H., Kawaguchi T., Miyashita J., Wada Takeda M. Impurity Mode in Microstrip Line Photonic Crystal in Millimeter Wave Region // Journ. Phys. Soc. of Japan. – 2003. – V. 72. – No 7. – P. 951-955.
57. Беляев Б.А., Волошин А.С., Шабанов В.Ф. Исследование микрополосковых моделей полосно-пропускающих фильтров на одномерных фотонных кристаллах // ДАН. – 2005. – Т. 400. – № 2. – С. 181-185.
58. Беляев Б.А., Волошин А.С., Шабанов В.Ф. Исследование микрополосковых аналогов полосно-пропускающих фильтров на одномерных фотонных кристаллах // Радиотехника и Электроника. – 2006. – Т. 51. – № 6. – С. 694-701.
59. Пат. 2256942 Российская Федерация. МПК⁷ G 02 В 5/08, 5/28, 5/26, Отражающее покрытие / Беляев Б.А., Волошин А.С., Лексиков А.А., Шабанов; опубл. 20.07.2005, Бюл. № 20.
60. Wolf I. Microstrip Bandpass Filter Using Degenerate Modes of a Microstrip Ring Resonator // Electron Lett. – 1972. – V. 8. – No 12. – P. 163-164.
61. Fiedziuszko S.J., Curtis J.A., Holme S.C., Kwok R.S. Low Loss Multiplexers with Planar Dual Mode HTS Resonators // IEEE Trans. MTT. – 1996. – V. 44. – No 7. – P. 1248-1257.

62. Hong J.S., Lancaster M.J. Microstrip Bandpass Filter Using Degenerate Modes of a Novel Meander Loop Resonator // IEEE Microwave Guided Wave Letters. – 1995. – V. 5. – No 11. – P. 371-372.
63. Yabuki H., Sagawa M., Matsuo M., Makimoto M. Stripline Dual-Mode Ring Resonators and Their Application to Microwave Devices // IEEE Trans. MTT. – 1996. – V. 44. – No 5. – P. 723-729.
64. Weng M.-H., Hung C.-Y., Wu H.-W. A Novel Compact Dual-Band Bandpass Filter Using Dual-Mode Resonators // IEICE Trans. Electron. – 2005. – V. E88-C. – No 1. – P. 146-148.
65. Cassinese A., Andreone A., Cirillo M. Et al. Superconducting Planar Filters Using Dual-Mode Cross-Slotted Square Resonators. – Journ. of Supercond.: Icorp. Novel Magnetism (2001) v. 14, No 1, p. 127-132.
66. Беляев Б.А., Лексиков А.А., Ходенков С.А., Шабанов В.Ф. Исследование полоснопропускающих фильтров на микрополосковом двумерном фотонном кристалле // Материалы 17-ой Межд. Крымской Конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь. – 2007. – С. 426-427.
67. Беляев Б.А., Лапин В.Б., Тюрнев В.В., Шихов Ю.Г. Простой СВЧ диплексер на нерегулярных микрополосковых резонаторах // Препринт № 667Ф ИФ СО АН СССР, Красноярск. – 1991. – 30 С.
68. Беляев Б.А., Шихов Ю.Г., Сергиенко П.Н. Спектр собственных колебаний нерегулярного микрополоскового резонатора // Труды IV Межд. Конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения», Т. 2. Новосибирск. – 1998 – С. 105-106.
69. Booth J.C., Wu D.H., Anlage S.M. A broadband method for the measurements of the surface impedance of thin films at microwave frequencies // Rev. Sci. Instrum. – 1994. – V. 65. – No 6, P. 2082-2090.

70. Holstein W.L., Parisi L.A., Shen Z.-Y., et al. Surface Resistance of Large-Area $Tl_2Ba_2CaCu_2O_8$ Thin Films at Microwave and Millimeter Wave Frequencies Measured by Tree Noncavity Techniques // *Journ. of Supercond.* – 1993. – V. 6. – No 3. – P. 191-200.
71. Chaloupka H., Jeck J., Gurzinski B., Kolesov S. Superconducting planar disk resonators and filters with high power handling capability // *Electronics Lett.* – 1996. – V. 32. – No 18. – P. 1735-1737.
72. Muller G., Aschermann B., Chaloupka H. Double-Sided $Yba_2Cu_3O_{7.8}$ Films for Planar High-Power Filters // *IEEE Trans. Appl. Superconductivity.* – 1997. – V. 7. – No 2. – P. 1287-1290.
73. Remillard S.K., Abdelmonem A., Radzikovsky P.O., et al. Field Deployable Microwave Filters Made from Superconductive Thick Films // *Journ. of Supercond.: Incorp. Novel Magnetism.* – 2001. – V. 14. – No 1. – P. 47-56.
74. Liu B.-C., Cao B.-S., Zhu M.H., et al. An HTS 20-Pole Microstrip Filter for GSM-1800 Base Station // *Journ. of Supercond.: Incorp. Novel Magnetism.* – 2003. – V. 16. – No 5. – P. 819-822.
75. Matthaei L.G., Hey-Shipton G.L. Novel Staggered Resonator Array Superconducting 2.3-GHz Bandpass Filter // *IEEE Trans. MTT.* – 1993. – V. 41. – No 12. – P. 2345-2352.
76. Matthaei L.G., Hey-Shipton G.L. Concerning the Use of High-Temperature Superconductivity in Planar Microwave Filters // *IEEE Trans. MTT.* – 1994. – V. 42. – No 7. – P. 1287-1293.
77. Liang G.-C., Zhang D., Shih C.-F. et al. High-Temperature Superconducting Microstrip Filters with High Power-Handling Capability // *IEEE MTT-S D-gest.* – 1995. – TU3E-2. – P. 191-194.
78. Вендик И.Б., Кондратьев В.В., Свищев А.А. Полосно-пропускающие микрополосковые фильтры на пленках высокотемпературного сверхпроводника // *Письма в ЖТФ.* – 1998. – Т. 24. – № 24. – С. 50-54.

79. Lyons W.G., Withers R.S., Hamm J.M., et al. // IEEE Int. Microwave Symp. Digest. – 1991. – V. 3. – P. 1227-1230.
80. Matthaei L.G., Fenzi N.O., Forse R.J., Rohlfsing S.M. Hairpin-Comb Filters for HTS and Other Narrow-Band Applications // IEEE Trans. MTT. – 1997. – V. 45. – No 8. – P. 1226-1231.
81. Huang G.G., Lancaster M.J. Superconducting spiral filters with quasi-elliptic characteristic for radio astronomy // IEEE Trans. MTT. – 2000. – V. 53. – №. 3. – Part 1. – P. 947- 951.
82. Pal S., Stevens C., Edwards D. A compact, higher order, high temperature superconductor microstrip bandpass filter on a two-inch lanthanum aluminate substrate for personal communication service application // Superconductor Science and Technology. – 2005. – V. 18. – P. 1253-1258.
83. Вендик И.Б., Гальченко С.А., Губина М.Н. Нелинейные характеристики резонаторов и фильтров на пленках высокотемпературного сверхпроводника // Письма в ЖТФ. – 1998. – Т. 24. – № 24. – С. 24-29.
84. Jenkins A. P., Bramley A. P., Edwards D. J., et al. Thin Film Tl-Based HTS Microwave Devices // Jour. of Superconductivity. – 1998. – V. 11. No 1. – P. 5-8
85. Kawecki T.G., Golba G.A., Price G.E., et al. The High Temperature Superconductivity Space Experiment (HTSSE-II) Design // IEEE Trans. MTT. – 1996. – V. 44. – No 7. – P. 1198-1212.
86. Перегудов, Ф.И. Основы системного анализа [Текст]: науч. изд. / Ф.И. Перегудов, Ф.П. Тарасенко. – Изд. 2-е. – Томск: НТЛ, 1997. – 396с.
87. Сычев, А.Н. Управляемые СВЧ устройства на многомодовых полосковых структурах: науч. изд. / А.Н. Сычев. – Томск: Томский государственный университет, 2001. – 318 с.
88. Борзенко, А. Технология MEMS / А. Борзенко // ВУТЕ. – 2006. – №1. – С. 26-32.
89. Ричардс, Р. MEMS-устройства для СВЧ приложений / Р. Ричардс, Г. Де Лос Сантос // Chip News. – 2007. – №7.

90. Mahmoud, A. Macro PZT MEMS based wide tunable coupled line resonator / A. Mahmoud, S. Soulimane, R. Plana and other // *Microwave and Optical Technology Letters*. – 2009. – Vol. 51. – No. 5. – P. 1336-1338.
91. Ричардс, Р. MEMS-устройства для СВЧ приложений: новая волна / Р. Ричардс, Г. Де Лос Сантос // *Microwave Journal*. – 2001. – №7. – P. 20-24.
92. Власенко, В.А. Микроэлектромеханические переключатели на основе аморфных алмазоподобных пленок / В.А. Власенко, С.Н. Беляев, А.Г. Ефимов и др. // *Письма в ЖТФ*. – 2009. – том 35. – С. 105-110.
93. Rebeiz, G. RF MEMS switches and switch circuits / G. Rebeiz, J. Muldavin // *IEEE Microwave Magazine*. – 2001. – Vol. 2. – P. 59-71.
94. Poplavko, Y.M. Microwave structures electromechanical reconfiguration for tunable devices elaborations / Y.M. Poplavko, Y.V. Prokopenko // *15th Int. Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo'2005), Ukraine*. – 2005. – P. 8-11.
95. Rahman, M. Electronically tunable LTCC based multilayer filter for mobile handset applications / M. Rahman, K. Shamsaifar // *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. – 2003. – P. 1767-1770.
96. Al-Ahmad M. Piezoelectric-based tunable microstrip shunt resonator / M. Al-Ahmad, N. Rolland, P-A. Rolland // *Proceedings Asia-Pacific Microwave Conference*. – 2006. – P. 653-656.
97. (12) Winter Dong Yan. Tunable Dielectric Resonator Bandpass Filter With Embedded MEMS Tuning Elements / Winter Dong Yan, R.R. Mansour // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2007. – Vol. 55. – No. 1. – P. 154-160.
98. Yao, J. J., Park, S., DeNatale, J. High tuning-ratio MEMS-based tunable capacitors for RF communications applications // *Tech. Digest Solid State Sensor and Actuator Workshop*. – 1998. – P. 124-127.
99. (4) Yao, J. J., DeNatale, J., Erlandson R. et al. Micromachined RF switches and tunable capacitors for higher performance secure communications systems // *DARPA Principal Investigators Meeting* – 1999.

100. Goldsmith, C. L., Malczewski, A., Yao, Z. J. et al. RF MEMS variable capacitors for tunable filters // *J. RF Microwave Comput.-Aided Eng.* – 1999. – Vol. 9. – P. 362-374.
101. Al-Ahmad, M., Rolland, N., Rollan, P-A. Piezoelectric-based tunable microstrip shunt resonator // *Proceedings Asia-Pacific Microwave Conference.* – 2006. – P. 653-656.
102. Власенко, В.А. Микроэлектромеханические переключатели на основе аморфных алмазоподобных пленок / В.А. Власенко, С.Н. Беляев, А.Г. Ефимов и др. // *Письма в ЖТФ.* – 2009. – том 35. – С. 105-110.
103. Moataza A. Hindy. Optical control of microstrip matching section // *Microwave and Optical Technology Letters.* – 2001. – Vol. 30. – № 1. – P. 29-33.
104. Bhadauria, A., Nasimuddin, A., Verma, K. et al. Optically controlled microstrip load and stub on silicon substrate // *Microwave and Optical Technology Letters.* – 2003. – Vol. 39. – № 4. – P. 271-276.
105. Arnould, J.-D., Gary, R., Vilcot, A. 3D photoinduced load modeling for optically controlled microwave microstrip line // *Microwave and Optical Technology Letters.* – 2004. – Vol. 40. – № 5. – P. 356-359.
106. Yamamoto, Y., Mikumo, S. A bandpass filter based on the optically controllable S22 parameter of MESFET // *IEICE Electronics Express.* – 2005. – Vol. 2. – № 3. – P. 86-90.
107. Alphones, A. Optical control on GaAs FET bandpass distributed amplifier // *Microwave and Optical Technology Letters.* – 1998. – Vol. 18. – № 1. – P. 41-43.
108. Lee, S., Kuga, Y., Mullen, R. A. Optically tunable millimeter wave attenuator based on layered structures // *Microwave and Optical Technology Letters.* – 2000. – Vol. 27. – № 1. – P. 9-13.
109. Nafra, A.S., Jerphagnon, O., Chavarkar, P. et al. Indirect optical control of microwave circuits using monolithic optically variable capacitors // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* – 1999. – Vol. 47. – № 7. – P. 1365-1372.

110. Yegnanarayanan, S., Jalali, B. Wavelength selective true time delay for optical control of phased array antenna // *IEEE Photonics Technology Letters*. – 2000. – Vol. 12. – № 8. – P. 1049-1051.
111. Arnould, J.-D., Vilcot, A., Meunier, G. Toward a simulation of an optically controlled microwave microstrip line at 10 GHz // *IEEE Transactions on Magnetics*. – 2002. – Vol. 38. – № 2. – P. 681-684.
112. Malyshev, S.A., Galwas, B.A., Piotrowski, J. et al. Photovaractor for remote optical control of microwave circuits // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – 2002. – Vol. 12. – № 6. – P. 201-203.
113. Szczepaniak, Z., Galwas, A. Photo-devices for optical controlling of microwave circuits // *Journal of Telecommunications and Information Technology*. – 2001. – Vol. 3. – P. 86-94.
114. Malyshev, S.A., Chizh, A.L. P-I-N photodiodes for optical control of microwave circuits // *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*. – 2004. – Vol. 10. – № 4. – P. 679-685.
115. Erdos, B., Varga, Z., Jaro, G. Optical control of microwave filters using photodiodes // *10th Conf. MICROCOLL*. – 1999.
116. Nagra, A., Jerphagnon, O., Chavarkar, P., VanBlaricum, M., York, R. Indirect optical control of microwave circuits using monolithic optically variable capacitors // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*. – 1999. – Vol. 47. – № 7. – P. 1365-1372.
117. Szczepaniak, Z., Bogdan, A., Galwas, A. Optically-controlled microwave phase-shifter // *Symposium on High Performance Electron Devices for Microwave and Optoelectronic Applications, London*. – 1999. – P. 290-294.
118. Vian, J., Popovic, Z. Efficient optical control of microwave circuits, antennas and arrays // *International Topical Meeting on Microwave Photonics, London*. – 2000. – P. 27-30.
119. Verdee, B.S. Current techniques for tuning dielectric resonators // *Microwave Journal*. – 1998. – № 10. – P. 130-138.

120. Lin, G.R., Hwang, T.S., Ttuang, Y.H. et al. Broad-band (20 GHz) laser diode based optoelectronic microwave phase shifter // IEEE Transactions on MTT. – 1998. – Vol. 46. – № 10. – P. 1419-1426.
121. Воронин, М.Я., Савелькаев, С.В., Щербатых, С.В. Оптико-радиоэлектронный СВЧ генератор на основе несоразмерных цепей с лазерным управлением // 4-я Межд. конф. Актуальные проблемы электронного приборостроения. – 1998. – Т. 10. – С. 141-145.
122. Verdee, B.S. Current techniques for tuning dielectric resonators / B.S. Verdee // Microwave Journal. – 1998. – №10. – P. 130-138.
123. Lin, G.R. Broad-band (20 GHz) laser-diode-based optoelectronic microwave phase shifter / G.R. Lin, T.S. Hwang, Y.H. Ttuang and other // IEEE Transactions on MTT. – 1998. – Vol. 46. – №10. – P. 1419-1426.
124. Беляев, Б.А. Управляемый сверхвысокочастотный жидкокристаллический фазовращатель / Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов и др. // Письма в ЖТФ. – 2008. – Том 34. – Вып. 11. – С. 19–28.
125. Пат. 2257648 Российская Федерация, МПК7 Н 01 Р 1/18. Управляемый фазовращатель / Б.А. Беляев, А.С. Волошин, А.А. Лексиков, В.Ф. Шабанов. – заявл. 19.01.04. – опубл. 27.07.05.
126. Пат. 09/788450 США, МПК7 Н 01 Р 1/18. Variable Phase Shifter / Yauso Toko, Yasushi Iwakura, and other ; – № 20010017577 ; заявл. 21.02.01 ; опубл. 30.08.01.
127. Пат. 20020262271 Япония, МПК7 Н 01 Р 1/18, Н 01 Р 3/18. Microwave Phase Shifter / Takasu Hideki ; – № 2004104382 ; заявл. 09.09.02 ; опубл. 02.04.04.
128. Пат. 19990122484 Япония, МПК7 Н 01 Р 1/18, Н 01 Р 5/04. Variable Phase Shifter / Kuki Такао, Nomoto Toshihiro and other ; – № 2000315902 ; заявл. 28.04.99; опубл. 14.11.00.
129. Пат. 19970263883 Япония, МПК7 G 02 F 1/13, Н 01 Р 1/18. Phase Shifter, Phase Shifter Array and Phased Array Antenna System / Uehara Yoshito, Eda Akira ; – № 11103201 ; заявл. 29.09.97 ; опубл. 13.04.99.

130. Muller, S. Ferroelectric- and Liquid Crystal-Tunable Microwave Phase Shifters / S. Muller, P. Scheele and other // Proceedings of the 33rd European Microwave Conference. – 2003. – P. 1431-1434.
131. Hsin-Ying Wu. Electrically Tunable Room-Temperature 2π Liquid Crystal Terahertz Phase Shifter / Hsin-Ying Wu, Cho-Fan Hsieh and other // IEEE Photonics Technology Letters. – 2006. – Vol. 18. – № 14. – P. 1488–1490.
132. Muller, S. Passive Phase Shifter for W-Band Applications using Liquid Crystals / S. Mueller, F. Goelden and other // Proceedings of the 36th European Microwave Conference. – 2006. – P. 306–309.
133. Noham, M. Improvement of an Inverted Microstrip Line-Based Microwave Tunable Phase-Shifter Using Liquid Crystal / M. Noham, P. Laurent and other // Proceedings of the 33rd European Microwave Conference. – 2003. – P. 1417–1420.
134. Weil, C. Highly-anisotropic liquid crystal mixtures for tunable microwave devices / C. Weil, S. Muller and other // Electronics Letters. – 2003. – Vol. 29. – № 24. – P. 1732–1734
135. Kwak, M.H. Microwave properties of tunable phase shifter using superconductor Ferroelectric thin films / M.H. Kwak, Y.T. Kim, S.E. Moon and other // Integrated Ferroelectrics. – 2005. – Vol. 77. – P. 79-85.
136. Козырев, А.Б. Эффект быстрого переключения сверхпроводниковых пленок и возможности его использования в СВЧ-микронэлектронике / А.Б. Козырев // Соросовский образовательный журнал. – 2004. – Том 8. – №1. – С. 93-100.
137. Карманенко, С. Ф. СВЧ полосовой фильтр на основе пленочной структуры сверхпроводник-феррит / С.Ф. Карманенко, А.А. Семенов // Письма в ЖТФ. – 2000. – Том 26. – Вып. 3. – С. 12-17.
138. Su, H.T. Electrically tunable superconducting quasilumped element resonator using thin film ferroelectrics / H.T. Su, M.J. Lancaster, F. Huang // Microwave and Optical Technology Letters. – 2000. – Vol. 24. – No. 3. – P. 155-158.
139. Jackson, Ch.M. Novel monolithic phase shifter combining ferroelectrics and high temperature superconductors / Ch.M. Jackson, J.H. Kobayashi, A.Z. Kain and other // Integrated Ferroelectrics. – 1994. – Vol. 4. – P. 121-129.

140. Dionne, G.F. YBCO/ferrite low-loss microwave phase shifter / G.F. Dionne, D.E. Oates, D.H. Temme // IEEE Transactions on Applied Superconductivity. – 1995. – Vol. 5. – P. 2083-2086.
141. Емельянов, В. Микроэлектронные СВЧ-компоненты на основе высокотемпературных сверхпроводников / В. Емельянов // Компоненты и технологии. – 2001. – №6. – С. 72-76.
142. Лебедев, И.В. Развитие переключательных и защитных СВЧ устройств / И.В. Лебедев // Радиотехника. – 1999. – №4. – С. 69-74.
143. Vendik, I. Design of Tunable Ferroelectric Filters with a Constant Fractional Band Width / I. Vendik, O. Vendik, V. Pleskachev // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – 2001. – Vol. 3. – P. 1461-1464.
144. Семенов, А.А. Исследование распространения поверхностной магнитостатической волны в структуре феррит/сверхпроводник / А.А Семенов, С.Ф. Карманенко, А.А. Мелков и др. // Журнал технической физики. – 2001. – Том 71. – Вып. 10. – P. 13-20.
145. Edward, R.S. Dual 5 MHz PCS Receiver Front End / R.S. Edward, F.R Kurt // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – 2001. – P. 1981-1984.
146. Ueno, Y. High-Temperature Superconducting Receiving filter subsystem for Mobile Telecommunication Base Station / Y. Ueno, N. Sakakibara, T. Yamada // IEEE Transactions on electronics. – 1999. – Vol. 82. – No. 7. – P. 1172-1176
147. Козлов, В.А. Многоканальные ферритовые антенные переключатели миллиметрового диапазона волн // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2004. – Т.7. – № 3. – С. 64-66.
148. Сапсович, Б.И., Старшинова, Е.И., Чалых, А.Е. и др. Ферритовый фазовращатель для ФАР // Антенны. – 2005. – Вып. 2 (93). – С. 40-42.
149. Carignan, L.P., Kodera, T., Ménard, D. et al. Moldable polymer/ferrite composite and application to an integrated CPW tunable phase shifter // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. – 2009. – Vol. 19. – № 4. – P. 206-208.

150. Abdalla, M.A., Zhirun Hu. Design and analysis of tunable left handed zero-order resonator on ferrite substrate // *IEEE Transactions on Magnetics*. – 2008. – Vol. 44. – № 11 (1). – P. 3095-3098.
151. Leon, G., Boix, R.R., Medina, F. Full-wave analysis of tunable microstrip filters fabricated on magnetized ferrites // *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. – 2003. – P. 966-969.
152. Leon, G., Boix, R.R., Freire, M.J. et al. Study of tunable aperture coupled microstrip antennas on ferrite substrates // *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. – 2004. – P. 2400-2403.
153. Hansen, R.C., Burke, M. Antennas with magneto-dielectrics // *Microwave and Optical Technology Letters*. – 2000. – Vol. 26. – № 2. – P. 75-78.
154. Krupka, J., Abramowicz, A., Derzakowski, K. Magnetically tunable filters for cellular communication terminals // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2006. – Vol. 54. – № 6 (1). – P. 2329-2335.
155. Назаров, А.В., Раевский, С.Б. Электромагнитные волны в структурах, содержащих продольно намагниченные ферритовые слои // *Физика волновых процессов и радиотехнические системы*. – 2007. – Т. 10. – № 1. – С. 76-82.
156. Salahun, E., Tanné, G., LeFloc'h, P.M. et al. Application of ferromagnetic composites in different planar tunable microwave devices // *Microwave and Optical Technology Letters*. – 2001. – Vol. 30. – №. 4. – P. 272-276.
157. Pourush, R., Jangid, A., Tyagi G.S. et al. Magnetically tunable microstrip linear resonator on polycrystalline ferrite // *Microwave and Optical Technology Letters*. – 2007. – Vol. 49. – № 11. – P. 2868-2870.
158. Yang, G.-M., Xing, X., Daigle, A., Liu, M., Obi, O., Wang, J.W. et al. Electronically tunable miniaturized antennas on magnetoelectric substrates with enhanced performance // *IEEE Transaction on Magnetics*. – 2008. Vol. 44. – № 11. – P. 3091-3094.
159. Карманенко, С.Ф., Семенов, А.А. СВЧ полосовой фильтр на основе пленочной структуры сверхпроводник-феррит // *Письма в ЖТФ*. – 2000. – Т. 26. – № 3. – С. 12-17.

160. Qiu, G., Tsai, C.S., Wang, B.S. T., Zhu, Y. A YIG/GGG/GaAs-based magnetically tunable wideband microwave band-pass filter using cascaded band-stop filters // *IEEE Transactions on Magnetics*. – 2008. – Vol. 44. – № 11. – P. 3123-3126.
161. Oates, D.E., Dionne, G.F., Slattery, R.L. Voltage tunable microwave ferrite resonator // *International Microwave Symposium, Boston*. – 2009. – P. 641-644.
162. Stanca, I. Magnetically tunable dielectric resonators and filters // *Journal of Optoelectronics and Adv. Matt.* – 2008. – Vol. 6. – P. 59-64.
163. Fan, C.Z., Wang, G., Huang, J.P. Magnetocontrollable photonic crystals based on colloidal ferrofluids // *Journal of Applied Physics*. – 2008. – № 103. – P. 094107-094107-3.
164. Вендик, О.Г. Сегнетоэлектрики находят свою «нишу» среди управляющих устройств СВЧ // *Физика твердого тела*. – Т. 51. – № 7. – С. 1441-1446.
165. Tagantsev, A.K., Sherman, V.O., Astafiev, K.F. et al. Ferroelectric materials for tunable microwave devices // *Journal of Electroceramics*. – 2003. – Vol. 11. – № 1. – P. 65-66.
166. Модельский, Ю., Ящишин, Е.М. Фазовращатель на композитной подложке из сегнетоэлектрика // *Труды 13 Международной Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (CriMiCo)*, Севастополь, 2003. – С. 466-467.
167. Mironenko, I.G., Semenov, A.A., Ivanov, A.A. et al. Multislot transmission lines and microwave phase shifters based on (Ba,Sr)TiO₃ films // *Integrated Ferroelectrics*. – 2008. – Vol. 97. – P. 58-66.
168. HiengTiong Su, Suherman, P.M., Jackson, T.J. et al. Novel tunable bandpass filter realized using barium-strontium-titanate thin films // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2008. – Vol. 56. – № 11(1). – P. 2468-2473.
169. Пат. 1030889 СССР, МПК Н 01 Р 1/185. Сверхвысокочастотный фазовращатель // Орлов С.В.; опубл. 23.07.83.
170. Jose, K.A., Varadan, V.K., Varadan, V.V. Experimental investigations on electronically tunable microstrip antennas // *Microwave and Optical Technology Letters*. – 1999. – Vol. 20. – № 3. – P. 166-169.

171. Lovat, G., Burghignoli, P., Celozzi, S. A tunable ferroelectric antenna for fixed-frequency scanning applications // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. – 2006. – Vol. 5. – P. 353-356.
172. Hieng-Tiong Su, Suherman, P.M., Jackson, T.J. et al. Novel tunable bandpass filter realized using barium-strontium-titanate thin films // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2008. – Vol. 56. – № 11(1). – P. 2468-2473.
173. Белявский, П.Ю., Карманенко, С.Ф., Семенов, А.А. Радиоэлектронные управляемые фазовращатели на основе сегнетокерамики // *Известия вузов: Радиоэлектроника*. – 2005. – Вып. 1. – С. 32-36.
174. Peng, L., Ran, L., Zou, Y. K. et al. A miniaturized phase array aperture antenna based on bulk ferroelectric material // *Microwave and Optical Technology Letters*. – 2007. – Vol. 49. – № 1. – P. 37-40.
175. Lim, K.C., Margerum, J.D., Lackner, A.M. Liquid crystal millimeter wave electronic phase shifter // *Applied Physics Letters* – 1993. – Vol. 62 . – P. 1065-1067.
176. Пат. 09/788450 США, МПК Н 01 Р 1/18. Variable phase shifter / Yauso Toko, Yasushi Iwakura et al; опубли. 30.08.01.
177. Noham, M., Laurent, P. et al. Technological evolution and performances improvements of a tunable phase-shifter using liquid crystal // *Microwave and Optical Technology Letters*. – 2004. – Vol. 43. – № 4. – P. 338-341.
178. Hsin-Ying Wu, Cho-Fan Hsieh et al. Electrically tunable room-temperature 2π liquid crystal terahertz phase shifter // *IEEE Photonics Technology Letters*. – 2006. – Vol. 18. – № 14. – P. 1488-1490.
179. Tsai, T.-R., Chen, C.-Y., Pan, R.-P., Pan, C.-L., Zhang, X.-C. Electrically controlled room temperature terahertz phase shifter with liquid crystal // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – 2004. – Vol. 14. – № 2. – P. 77-79.
180. Chen, C.-Y., Pan, C.-L., Hsieh, C.-F., Lin, Y.-F., Pan, R.-P. Liquid-crystal-based terahertz tunable Lyot filter // *Applied Physics Letters*. – 2006. – Vol. 88. – P. 101107-1-101107-3.

181. Yuan, Y., He, J., Liu J., Yao, J. Electrically controlled broadband THz switch based on liquid-crystal-filled multi-layer metallic grating structures // *Journal of Physics: Conference Series*. – 2011. – Vol. 276. – P. 012228-1-012228-7.
182. Missaoui, S., Gharbi, A., Kaddour, M. Design and simulation reconfigurable liquid crystal patch antennas on foam substrate // *Journal of Chemical Engineering and Materials Science*. – 2011. – Vol. 2. – P. 96-102.
183. Gaebler, A., Moessinger, A., Goelden, F. et al. Liquid crystal-reconfigurable antenna concepts for space applications at microwave and millimeter waves // *International Journal of Antennas and Propagation*. – 2009.
184. Hu, W., Ismail, M. Y., Cahill, R. et al. Liquid-crystal-based reflectarray antenna with electronically switchable monopulse patterns // *Electronics Letters*. – 2007. – Vol. 43. – № 14. – P. 744-745.
185. Kapilevich, B. A varactor-tunable filter with constant bandwidth and loss compensation // *Microwave Journal*. – 2007. – Vol. 50. – № 4. – P. 106-114.
186. Qureshi, J.H., Kim, S., Buisman, K., Huang, C., Pelk, M.J., Akhnoukh, A. et al. Radio frequency integrated circuits // (RFIC) Symposium. – 2007. – P. 453–456.
187. Hum, S. V. Analysis of varactor diode-tuned frequency agile antennas // *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. – 2010. – P. 1-5.
188. Joshi, H., Sigmarsson, H.H., Moon Sungwook, Peroulis, D., Chappell, W.J. High Q narrow-band tunable filters with controllable bandwidth // *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. – 2009. – P. 629-632.
189. Mokhtaari, M., Bornemann, J. Tunable notch characteristics in microstrip ultra-wideband filters // *Microwave Conference*. – 2009. – P. 937-940.
190. Taslimi, A., Mouthaan, K. Phase shifter based tunable bandpass filters // *Microwave Conference (GeMIC)*. – 2011. – P. 1-4.
191. Ell-Kou Kim, Gyu-Je Sung, Young Kim, Young-Chul Yoon. Tunable band-stop filter with combined right/left-handed transmission line // *Microwave Conference (APMC)*. – 2009. – P. 1372-1375.

192. Stefanini, R., Chatras, M., Blondy, P.G., Rebeiz, M. Compact 2-pole and 4-pole 2.4–2.8 GHz dual-mode tunable filters // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT). – 2010. – P. 1480-1483.
193. Hum, S.V., Okoniewski, M., Davies, R.J. Modeling and design of electronically tunable reflect arrays // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2007. – Vol. 55. – № 8. – P. 2200-2210.
194. Behdad, N., Sarabandi, K. A varactor-tuned dual-band slot antenna // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2006. – Vol. 54. – № 2. – P. 401-408.
195. Vendik, O., Parnes, M. A phase shifter with one tunable component for a reflect-array antenna // Antennas and Propagation Magazine. – 2008. – Vol. 50. – № 4. – P. 53-65.
196. Djoumessi, E.E., Wu Ke. Electronically tunable diplexer for frequency-agile transceiver front-end // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT). – 2010. – P. 1472-1475.
197. Pistono, E., Ferrari, P., Duvillaret, L., Duchamp, J.-M., Harrison, R.G. Hybrid narrow-band tunable bandpass filter based on varactor loaded electromagnetic-bandgap coplanar waveguides // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2005. – Vol. 53. – № 8. – P. 2506-2514.
198. Reck, C., Trommer, R., Schmidt, L.-P. Bandpass filter with tunable bandwidth and center frequency based on varactor diodes // Microwave Conference (GeMIC). – 2011. – P. 1-4.
199. Gil, I., Bonache, J., Garcia-Garcia, J., Martin, F. Tunable metamaterial transmission lines based on varactor-loaded split-ring resonators // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2006. – Vol. 54. – № 6. – P. 2665-2674.
200. Ho Lim, Won-Seok Jeong, Sang-Ho Lim, Dong-Hoon Shin, Noh-Hoon Myung. A tunable notch resonator based on varactor-loaded complementary split-ring resonators // International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials. – 2008. – P. 426-429.

201. Плескачев, В.В. Исследование перестраиваемых СВЧ-фильтров на шпильковых резонаторах с использованием сегнетоэлектрических варакторов // Известия вузов: Радиоэлектроника. – 2005. – Вып. 1. – С. 29-32.
202. Vendik, I., Vendik, O., Pleskachev, V. et al. Tunable microwave filters using ferroelectric materials // IEEE Transactions on Applied Semiconductivity. – 2003. – Vol. 13. – № 2. – P. 716-719.
203. Feng, Z., Fathelbab, W.M., Lam, P.G. et al. Narrowband barium strontium titanate (BST) tunable bandpass filters at X-band // Microwave Symposium Digest. – 2009. – P. 1061-1064.
204. Deleniv, A., Abadei, S., Gevorgian, S. Tunable ferroelectric filter-phase shifter // IEEE MTT-Symposium Digest. – 2003. – P. 1267-1270.
205. Алексеев, А.Н., Чалый, В.П., Красовицкий, Д.М. Многослойные гетероструктуры AlN/AlGaIn/GaN/AlGaIn – основа новой компонентной базы твердотельной СВЧ электроники // Компоненты и технологии. – 2008. – № 2. – С. 29-34.
206. Алексеев, А.Н., Бырназ, А.Э., Красовицкий, Д.М. и др. Особенности кинетики молекулярно-пучковых соединений эпитаксии в системе GaN-AlN // Физика и техника полупроводников. – 2007. – Т. 41. – Вып. 9. – С. 1025-1031.
207. Won-Seok Jeong, Dong-Zo Kim, Won-Gyu Lim. Tunable band-notched ultra wideband planar monopole antenna // Microwave and Optical Technology Letters. – 2009. – Vol. 51. – № 12. – P. 2829-2832.
208. Похвалин, А.А. Линия задержки на квадратурных мостах с электронным управлением // 12th Int. Crimean Conference. – 2002. – P. 391-392.
209. Nagra, A.S. Varactor loaded transmission lines for linear applications, Ph.D. Comprehensive Exam Presentation, University of California at Santa Barbara, Santa Barbara, CA, 1999.
210. Bourtoutian, R., Ferrari, P. Tapered distributed analogue tunable phase shifter with low insertion and return loss // Electronics Letters. – 2005. – Vol. 41. – № 15. – P. 660-664.

- 211.Ould-Elhassen, M., Mabrouk, M., Ghazel, A., Benech, P. Circuit simulation of varactor loaded line phase shifter // Progress in Electromagnetics Research Symposium Proceedings. – 2011. – P. 987-990.
- 212.Vokac, M. Phase shifter based on varactor-loaded transmission line // Master's thesis. Czech Technical University. Prague, 2009. – 73 pp.
- 213.Kwak, M.H. Microwave properties of tunable phase shifter using superconductor Ferroelectric thin films / M.H. Kwak, Y.T. Kim, S.E. Moon and other // Integrated Ferroelectrics. – 2005. – Vol. 77. – P. 79-85.
- 214.Козырев, А.Б. Эффект быстрого переключения сверхпроводниковых пленок и возможности его использования в СВЧ-микронэлектронике / А.Б. Козырев // Соросовский образовательный журнал. – 2004. – Том 8. – №1. – С. 93-100.
- 215.Карманенко, С. Ф. СВЧ полосовой фильтр на основе пленочной структуры сверхпроводник-феррит / С.Ф. Карманенко, А.А. Семенов // Письма в ЖТФ. – 2000. – Том 26. – Вып. 3. – С. 12-17.
- 216.Su, H.T. Electrically tunable superconducting quasi-lumped element resonator using thin film ferroelectrics / H.T. Su, M.J. Lancaster, F. Huang // Microwave and Optical Technology Letters. – 2000. – Vol. 24. – No. 3. – P. 155-158.
- 217.Jackson, Ch.M. Novel monolithic phase shifter combining ferroelectrics and high temperature superconductors / Ch.M. Jackson, J.H. Kobayashi, A.Z. Kain and other // Integrated Ferroelectrics. – 1994. – Vol. 4. – P. 121-129.
- 218.Dionne, G.F. YBCO/ferrite low-loss microwave phase shifter / G.F. Dionne, D.E. Oates, D.H. Temme // IEEE Transactions on Applied Superconductivity. – 1995. – Vol. 5. – P. 2083-2086.
- 219.Емельянов, В. Микронэлектронные СВЧ-компоненты на основе высокотемпературных сверхпроводников / В. Емельянов // Компоненты и технологии. – 2001. – №6. – С. 72-76.
- 220.Лебедев, И.В. Развитие переключательных и защитных СВЧ устройств / И.В. Лебедев // Радиотехника. – 1999. – №4. – С. 69-74.

221. Vendik, I. Design of Tunable Ferroelectric Filters with a Constant Fractional Band Width / I. Vendik, O. Vendik, V. Pleskachev // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – 2001. – Vol. 3. – P. 1461-1464.
222. Семенов, А.А. Исследование распространения поверхностной магнитостатической волны в структуре феррит/сверхпроводник / А.А. Семенов, С.Ф. Карманенко, А.А. Мелков и др. // Журнал технической физики. – 2001. – Том 71. – Вып. 10. – P. 13-20.
223. Edward, R.S. Dual 5 MHz PCS Receiver Front End / R.S. Edward, F.R. Kurt // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – 2001. – P. 1981-1984.
224. Ueno, Y. High-Temperature Superconducting Receiving filter subsystem for Mobile Telecommunication Base Station / Y. Ueno, N. Sakakibara, T. Yamada // IEICE Transactions on electronics. – 1999. – Vol. 82. – No. 7. – P. 1172-1176.
225. Атабеков Г.И. Основы теории цепей. – М.: Энергия, 1969. – 424 С.
226. Тюрнев В.В., Беляев Б.А. Взаимодействие параллельных микрополосковых резонаторов // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1990. – вып. 4(428). – С. 25-30
227. Аристархов Г.М., Вершинин Ю.П. Особенности фильтров на микрополосковых линиях с неравными электромагнитными связями // Электронная техника. Сер. Микроэлектронные устройства. – 1980. – вып 3(21). – С. 20-24.
228. Тюрнев В.В. Квазистатическая теория связанных микрополосковых линий // Препринт № 557Ф ИФ СО АН СССР, Красноярск. – 1989. – 19 С.
229. Гупта К., Гардж Р., Чадха Р. Машинное проектирование СВЧ-устройств / пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1987. – 428 С.
230. Беляев Б.А., Тюрнев В.В. Исследование частотных зависимостей коэффициентов связи микрополосковых резонаторов // Препринт № 695Ф ИФ СО АН СССР, Красноярск. – 1991. – 43 С.

- 231.Беляев Б.А., Тюрнев В.В. Частотно-зависимые коэффициенты связи микрополосковых резонаторов // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. – 1992. – вып. 4(448). – С. 23-27.
- 232.Теоретические основы электротехники. Т.1. Основы теории линейных цепей / Под ред. П.А. Ионкина. – М.: Высшая школа, 1976. – 544 С.
- 233.Сержантов А.М., Дрокин Н.А. Измерение диэлектрической проницаемости материалов методом связанных микрополосковых резонаторов / Изв. вузов. Физика. – 2008. – Т. 51. – №9/2. – С. 211-213.
- 234.Беляев Б.А., Титов М.М., Тюрнев В.В. Коэффициент связи нерегулярных микрополосковых резонаторов // Изв. Вузов. Радиофизика. – 2000. – № 8. – С. 722-726.
- 235.Беляев Б.А., Лалетин Н.В., Лексиков А.А. Коэффициенты связи нерегулярных микрополосковых резонаторов и частотно-селективные свойства двухзвенной секции на их основе // Радиотехника и Электроника. – 2002. – Т. 47. – № 1. – С. 14-23.
- 236.Беляев Б.А., Лексиков А.А., Титов М.М., Тюрнев В.В. Микрополосковый решетчатый фильтр на нерегулярных резонаторах // Радиотехника и Электроника. – 2002. – Т. 47. – № 8. – С. 939-946.
- 237.Belyaev B.A., Serzhantov A.M., Laletin N.V. Coupling factors of regular microstrip resonators // Proc. The Third IEEE-Russia Conf. “Microwave electronics: measurements, identification, application”. Novosibirsk, Russia. – 2001. – P. 73-76.
- 238.Александровский А.А., Беляев Б.А., Лексиков А.А. Синтез и селективные свойства микрополосковых фильтров на шпильковых резонаторах со шлейфными элементами // Радиотехника и Электроника. – 2003. – Т. 48. – № 4. – С. 398-405.
- 239.Yablonoitch E. Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics // Phys. Rev. Lett. – 1987. – V.58. – №20. – P.2059.

240. Saroda K. Optical properties of photonic crystals / Berlin: Springer-Verlag. – 2005.
241. Банков С.Е. Электромагнитные кристаллы / Физматлит, 2010. – 544 с.
242. Гвоздев В.И., Нефедов Е.И. Объемные интегральные схемы СВЧ / М.: Наука, 1985. – 256 с.
243. Беляев Б.А., Лексиков А.А., Лалетин Н.В., Сержантов А.М. Особенности коэффициентов связи регулярных микрополосковых резонаторов // Радиотехника и электроника. – 2003. – Т. 48. – № 1. – С. 39-46.
244. Беляев Б.А., Сержантов А.М. Исследование коэффициентов связи шпильковых резонаторов // Радиотехника и электроника. 2004. – Т. 49. – № 1. – С. 24-31.
245. Беляев Б.А., Сержантов А.М. Особенности коэффициентов связи микрополосковых четвертьволновых резонаторов // Радиотехника и электроника. – 2004. – Т. 49. – № 4. – С. 300-307.
246. Беляев Б.А., Сержантов А.М. Исследование коэффициентов связи резонаторов в микрополосковой модели одномерной сверхрешетки // Радиотехника и электроника. – 2005. – Т. 50. – № 8. – С. 910-917.
247. Б.А. Беляев, А.М. Сержантов, Я.Ф. Бальва, А.А. Лексиков, Р.Г. Галеев Новая конструкция миниатюрного микрополоскового резонатора на основе встречно-штыревой структуры // Письма в ЖТФ. – №22. – Том 40. – 2014 г. – С. 52-60
248. Б.А. Беляев, А.М. Сержантов, Я.Ф. Бальва, Ан.А. Лексиков, Р.Г. Галеев Новая конструкция миниатюрного фильтра на микрополосковых резонаторах со встречно-штыревой структурой проводников // Письма в ЖТФ. – №22. – Том 40. – 2014 г. – С. 52-60
249. Б.А. Беляев, Я.Ф. Бальва, А.М. Сержантов «Исследование коэффициентов связи резонаторов в полосковых фильтрах на подвешенной подложке» // Радиотехника и электроника. – Том 53. – № 4. – 2008 г. – С. 432-440

- 250.Б.А. Бе́ляев, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов «Исследование коэффициентов связи полосковых резонаторов в конструкциях фильтров на подвешенной подложке» // Радиотехника и электроника. – Том 55. – № 12. – 2010 г. – С. 1426-1436
- 251.В. А. Belyaev, A. M. Serzhantov, V. V. Tyurnev, A. A. Leksikov, Y.F. Bal'va Stripline bandpass filter with wide stopband and rejection level up to 100 dB // Microwave and optical technology letters. – Vol. 55. – №12. – 2013. – P. 2866-2869.
- 252.В. А. Belyaev, A. M. Serzhantov, V. V. Tyurnev, Y.F. Bal'va, A. A. Leksikov Planar bandpass filter with 100-dB suppression up to tenfold passband frequency // Progress in Electromagnetic Research C – 2014. – №48. – P. 37-44.
- 253.В. А. Belyaev, A. A. Leksikov, An. A. Leksikov, A. M. Serzhantov, Y.F. Bal'va, Nonlinear Behavior of Plasma Antenna Vibrator // IEEE Transaction On Plasma Science. – Vol. 42. – No. 6. – June 2014. – P. 1552-1559.
- 254.В. А. Belyaev, A. M. Serzhantov, V. V. Tyurnev, Y.F. Bal'va, A. A. Leksikov and R. G. Galeev Implementation of cross couplings in microwave bandpass filters // Microwave and optical technology letters. – Vol. 59. – №9. – 2014. – P. 2021-2025.
- 255.Б.А. Бе́ляев, А.М. Сержантов, В.В. Тюрнев «Микрополосковый диплексер на двухмодовых резонаторах» // Письма в ЖТФ. – №16. – Том 38. – 2012 г. – С. 25-33
- 256.Б.А. Бе́ляев, А.М. Сержантов, В.В. Тюрнев «Миниатюрный фильтр с двумя полосами пропускания на микрополосковых двухмодовых резонаторах» // Письма в ЖТФ. – №18. – Том 38. – 2012 г. – С. 31-40
257. В. А. Belyaev, A. M. Serzhantov, V. V. Tyurnev A dual-mode split microstrip resonator and its application in frequency selective devices // Microwave and optical technology letters. – Vol. 55. – №9. – 2013. – P. 2186-2190
- 258.А. М. Serzhantov, V. V. Tyurnev Dual-mode split microstrip resonator for compact narrowband bandpass filters // Progress in Electromagnetic Research C – 2011. – №23. – P. 151-160.

259. B. A. Belyaev, A. A. Leksikov, A. M. Serzhantov, V. V. Tyurnev Highly selective suspended stripline dual mode filters // Progress in Electromagnetic Research Letters – 2011. – №25. – P. 57-66
260. Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов, В.В. Тюрнев «Миниатюрный коаксиальный резонатор и полосно-пропускающий фильтр на его основе со сверхширокой полосой заграждения» // Письма в ЖТФ. – №1. – Том 38. – 2012 г. – С. 95-102
261. B. A. Belyaev, A. A. Leksikov, A. M. Serzhantov, V. V. Tyurnev Miniature band-pass filter with a wide stopband up to $40f_0$ // Microwave and optical technology letters. – Vol. 54. – №5. – 2012. – P. 1117-1118
262. Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов, В.В. Тюрнев, Я.Ф. Бальва, А.А. Лексиков Полосно-пропускающий фильтр со сверхширокой полосой заграждения на миниатюризованных коаксиальных резонаторах // Радиотехника и электроника. – Том 58. – № 2. – 2013 г. – С. 127-35
263. Ключник А.В., Пирогов Ю.А., Солодов А.В., Тюльпаков В.Н. Влияние радиоимпульсов высокого уровня мощности на работу смесителей // Радиотехника и Электроника. – 2011. – Т. 56. – №3. – С. 375-378.
264. Ключник А.В., Пирогов Ю.А., Солодов А.В. Исследование стойкости интегральных микросхем в электромагнитных полях импульсного радиоизлучения // Радиотехника и Электроника. – 2011. – Т. 56. – №3. – С. 370-374.
265. Будзинский Ю.А., Кантюк С.П., Петровский В.Б. Сверхвысокочастотное защитное устройство. Патент РФ №2167480. – Опубл. 20.05.2001. – Бюл. №14.
266. Ропий А.И., Старик А.М., Шутов К.К. Сверхвысокочастотные защитные устройства. – М.: Радио и связь. – 1993. – 128 с.
267. Семенов А.В., Боженов В.Г., Геннеберг В.А. СВЧ-ограничитель. Патент РФ №2058630. – Опубл. 20.04.1996. – Бюл. №17.
268. Козырев А.Б. Эффект быстрого переключения сверхпроводниковых пленок и возможности его использования в СВЧ-микронэлектронике // Соросовский образовательный журнал. – 2004. – Т. 8. – № 1. – С. 93–100.

269. Newman N., Lyons W.G. High-temperature superconducting microwave devices: Fundamental issues in materials, physics, and engineering // *J. Superconductivity*. – 1993. – V. 6. – N 3. – P. 119-160.
270. Вендик, О. Г. Антенны с электрическим сканированием // О.Г. Вендик, М.Д. Парнес; под ред. Л. Д. Бахраха. - М.: САЙНС, 2002. – 250 с.
271. Вендик, О.Г. Фазовращатели сканирующих антенн для радаров обзора территорий / О.Г. Вендик, М.Д. Парнес // *Компоненты и технологии*. – 2007. – №9. – С. 164-166.
272. Vidmar M. *Microwave Journal* // 1999. – №. 9. – P. 127-136.
273. Губин Д. С., Креницкий А. П., Мещанов В. П., Шикова Л. В. Синтез фазовращателей на основе ступенчатой одиночной линии передачи со шлейфом // *Радиотехника и электроника*. – 2010. – Т.55. – № 2. – С. 162–167.
274. Su S., Peng W., and C. K. Ong Compact tunable periodically LC loaded phase shifter using left-handed transmission line // *Microwave and optical technology letters*. – 2009. – V. 51. – №9. – P. 2127-2129.
275. James R., Fernández F.A., Day S. E., Bulja S. and Mirshekar-Syahkal D. Characterization and applications of nematic liquid crystals in microwave devices // *Molecular crystals and liquid crystals*. – 2011. – V. 542. – № 1. – P. 196-203.
276. Bulja S., Yazdanpanahi M., Mirshekar-Syahkal D., et al. Measurement of dielectric properties of nematic liquid crystals at millimeter wavelengths // *IEEE Trans. on microwave theory and techniques*. – 2010. – V.58. – №12. – P. 3493-3501.
277. Wang J.W., Yoon S.D., V.G. Harris, C. Vittoria and Sun N.X. Integrated metal magnetic film coupled line circulators for monolithic microwave integrated circuits // *Electronics letters*. – 2007. – V.43. – № 5.
278. Osipov A.V., Iakubov I.T., Lagarkov A.N., Maklakov S.A., Petrov D.A., Rozanov K.N. and Ryzhikov I.A. Multilayered Fe films for microwave applications // *Progress in electromagnetics research*. – 2007. – V. 3. – № 8. – P. 1303-1306.
279. Горелик Г.С. Колебания и волны // М.: Государственное издательство физико-математической литературы. – 1959. – 102 с.

280. Сапсович Б.И., Старшинова Е.И., Чалых А.Е., Синани А.И. Фазовращатели Реджиа-Спенсера // Антенны. – 2005. – Вып. 2 (93). – С. 40-42.
281. Беляев Б.А., Дрокин Н.А., Шепов В.Н // ЖТФ. 1995. – Т. 65. – Вып. 2. – С. 189-197.
282. Беляев Б.А., Дрокин Н.А., Лексиков А.А. // Изв. ВУЗ. физика. 2006. – № 9. – С. 45-53.
283. Беляев Б.А., Лексиков А.А., Тюрнев В.В. // ПТЭ. 1995. – №. 5. – С. 123-130.
284. Беляев Б.А., Лексиков А.А., Сержантов А.М., Шабанов В.Ф. Управляемый сверхвысокочастотный жидкокристаллический фазовращатель // Письма в ЖТФ. – 2008. – Том 34. – Вып. 11. – С. 19-28.
285. Беляев Б.А., Лексиков А.А., Сержантов А.М., Дрокин Н.А. Исследование жидких кристаллов на сверхвысоких частотах и конструирование на их основе фотоннокристаллических микрополосковых управляемых СВЧ устройств. В книге: Фотонные кристаллы и наноконпозиты: структурообразование, оптические и диэлектрические свойства // Под. Ред. Шабанова В.Ф., Зырьянова В.Я. – Новосибирск. – Изд-во СО РАН. – 2009.
286. Беляев Б.А., Говорун И.В., Лексиков А.А., Сержантов А.М. Микрополосковое устройство защиты от мощного радиоимпульса с ВТСП элементом // Журнал радиоэлектроники. – 2011. – №7. – С. 1-12.
287. Беляев Б.А., Говорун И.В., Лексиков А.А., Сержантов А.М. Устройство защиты от радиоимпульса на микрополосковой структуре с пленкой высокотемпературного сверхпроводника // Письма в ЖТФ. – 2012. – Т. 38. – №5. – С. 19-27.
288. Ан.А. Лексиков, А.М. Сержантов, А.А. Лексиков Исследование времени запаздывания сигнала в системе из пары микрополосковых резонаторов с ва-ракторно-управляемым взаимодействием // Изв. вузов. Физика. – 2012. – №8/2. – С. 291-294
289. А.М. Сержантов, Н.А. Дрокин Измерение диэлектрической проницаемости материалов методом связанных микрополосковых резонаторов // Изв. вузов. Физика. – 2008. – №9/2. – С. 211-213

ПУБЛИКАЦИИ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ**Статьи и монографии**

1. Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, Н.В. Лалетин, А.М. Сержантов Особенности коэффициентов связи регулярных микрополосковых резонаторов // Радиотехника и электроника. – 2003. – № 1. – С. 39-46
2. Б.А. Беляев, А.М. Сержантов Исследование коэффициентов связи шпильковых резонаторов // Радиотехника и электроника. – 2004. – № 1. – С. 24-31
3. Б.А. Беляев, А.М. Сержантов Особенности коэффициентов связи микрополосковых четвертьволновых резонаторов // Радиотехника и электроника. – 2004. – №4. – С. 300-307
4. Б.А. Беляев, А.М. Сержантов Исследование коэффициентов связи резонаторов в микрополосковой модели одномерной сверхрешетки // Радиотехника и электроника. – 2005. – №8. – С. 910-917
5. Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов, В.Ф. Шабанов Физические основы создания электрически управляемых микрополосковых устройств // Известия ВУЗов. Физика. – 2008. – №9. – С. 36-45
6. Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов, В.Ф. Шабанов Управляемый сверхвысокочастотный жидкокристаллический фазовращатель // Письма в ЖТФ. – 2008 – №11. – С. 19-28
7. Б.А. Беляев, Я.Ф. Бальва, А.М. Сержантов Исследование коэффициентов связи резонаторов в полосковых фильтрах на подвешенной подложке // Радиотехника и электроника. – 2008. – №4. – С. 432-440
8. Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов, Н.А. Дрокин Исследование жидких кристаллов на сверхвысоких частотах и конструирование на их основе фотоннокристаллических микрополосковых управляемых СВЧ устройств. В книге: Фотонные кристаллы и наноконструкты: структурообразование, оптические и диэлектрические свойства // Под. Ред. Шабанова В.Ф., Зырянова В.Я. – Новосибирск. – Изд-во СО РАН. – 2009

9. B. A. Belyaev, A. A. Leksikov, A. M. Serzhantov, V. V. Tyurnev Miniature suspended-substrate bandpass filter // Progress in Electromagnetics Research C – 2010. – №15. – P. 219-231
10. А.М. Сержантов, Н.А. Дрокин Измерение диэлектрической проницаемости материалов методом связанных микрополосковых резонаторов / Известия ВУЗов. Физика. –2008. – №9/2. – С. 211-213
11. Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов Исследование коэффициентов связи полосковых резонаторов в конструкциях фильтров на подвешенной подложке // Радиотехника и электроника. – 2010. – №12. – С. 1426-1436
12. А.М. Сержантов Исследование датчика магнитного поля на основе связанных полосковых резонаторов // Известия ВУЗов. Физика. – 2010. – №9/2. – С. 262-264
13. B. A. Belyaev, A. A. Leksikov, A. M. Serzhantov, V. V. Tyurnev Highly selective suspended stripline dual mode filters // Progress in Electromagnetics Research Letters . – 2011. – №25. – P. 57-66
14. A. M. Serzhantov, V. V. Tyurnev Dual-mode split microstrip resonator for compact narrowband bandpass filters // Progress in Electromagnetics Research C. – 2011. – №23. – P. 151-160
15. А. М. Сержантов, К. В. Лемберг Исследование управляемого сверхвысокочастотного жидкокристаллического фазовращателя // Научный журнал СФУ. – 2011. – №2. – С. 185-192
16. Б.А. Беляев, И.В. Говорун, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов Микрополосковое устройство защиты от мощного радиоимпульса с ВТСП элементом // Журнал радиоэлектроники. – 2011. – №7. – С. 1-12
17. Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, Ан. А. Лексиков, А.М. Сержантов, В.В. Тюрнев Миниатюрный коаксиальный резонатор и полосно-пропускающий фильтр на его основе со сверхширокой полосой заграждения // Письма в ЖТФ. – 2012. – №1. – С. 95-102

18. Б.А. Беляев, И.В. Говорун, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов Устройство защиты от радиоимпульса на микрополосковой структуре с пленкой высокотемпературного сверхпроводника // Письма в ЖТФ. – 2012. – №5. – С. 19-27
19. B. A. Belyaev, A. A. Leksikov, A. M. Serzhantov, V. V. Tyurnev Miniature bandpass filter with a wide stopband up to $40f_0$ // Microwave and optical technology letters. – 2012. – №5. – P. 1117-1118
20. Б.А. Беляев, А.М. Сержантов, В.В. Тюрнев Микрополосковый диплексер на двухмодовых резонаторах // Письма в ЖТФ. – 2012. – №16. – С. 25-33
21. Б.А. Беляев, А.М. Сержантов, В.В. Тюрнев Миниатюрный фильтр с двумя полосами пропускания на микрополосковых двухмодовых резонаторах // Письма в ЖТФ. – 2012. – №18. – С. 31-40
22. Б.А. Беляев, И.В. Говорун, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов Исследование особенностей коэффициентов связи микрополосковых асимметричных шпильковых резонаторов на частотах второй полосы пропускания // Известия ВУЗов. Физика. – 2012. – №10. – С. 100-105
23. Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов, В.В. Тюрнев, Я.Ф. Бальва, Ан.А. Лексиков Полосно-пропускающий фильтр со сверхширокой полосой заграждения на миниатюризованных коаксиальных резонаторах // Радиотехника и электроника. – 2013. – №2. – С. 127-35
24. Б.А. Беляев, А.М. Сержантов, В.В. Тюрнев, А.А. Лексиков, Я.Ф. Бальва Миниатюрный полосно-пропускающий СВЧ-фильтр с подавлением уровня помех более 100 dB в широкой полосе заграждения // Письма в ЖТФ. – 2013. – №15. – С. 47-55
25. B. A. Belyaev, A. M. Serzhantov, V. V. Tyurnev A dual-mode split microstrip resonator and its application in frequency selective devices // Microwave and optical technology letters. – 2013. – №9. – P. 2186-2190
26. B. A. Belyaev, A. M. Serzhantov, V. V. Tyurnev, A. A. Leksikov, Y.F. Bal'va Stripline bandpass filter with wide stopband and rejection level up to 100 dB // Microwave and optical technology letters. – 2013. – №12. – P. 2866-2869

27. Беляев Б.А., Тюрнев В.В., Дрокин Н.А., Лексиков А.А., Лексиков Ан.А., Сержантов А.М. Физические основы построения микрополосковых СВЧ устройств с использованием наноструктурированных активных сред. В сб. монографии: *Метаматериалы и структурно организованные среды для оптоэлектроники, СВЧ-техники и нанофотоники*. Под ред. В.Ф. Шабанова, В.Я. Зырянова. Новосибирск: Изд-во СО РАН. – 2013. – С. 275-304
28. B. A. Belyaev, A. M. Serzhantov, V. V. Tyurnev, Y.F. Bal'va, A. A. Leksikov Planar bandpass filter with 100-dB suppression up to tenfold passband frequency // *Progress in Electromagnetics Research C* – 2014. – №48. – P. 37-44
29. B. A. Belyaev, A. A. Leksikov, An. A. Leksikov, A. M. Serzhantov, Y.F. Bal'va, Nonlinear Behavior of Plasma Antenna Vibrator // *IEEE Transaction On Plasma Science*. – 2014. – №6. – P. 1552-1559
30. B. A. Belyaev, A. M. Serzhantov, V. V. Tyurnev, Y.F. Bal'va, A. A. Leksikov and R. G. Galeev Implementation of cross couplings in microwave bandpass filters // *Microwave and optical technology letters*. – 2014. – №9. – P. 2021-2025
31. Б.А. Беляев, А.М. Сержантов, Я.Ф. Бальва, А.А. Лексиков, Р.Г. Галеев Новая конструкция миниатюрного микрополоскового резонатора на основе встречно-штыревой структуры / *Письма в ЖТФ*. – 2014. – №22. – С. 52-60
32. Б.А. Беляев, А.М. Сержантов, Я.Ф. Бальва, Ан.А. Лексиков, Р.Г. Галеев Новая конструкция миниатюрного фильтра на микрополосковых резонаторах со встречно-штыревой структурой проводников // *Письма в ЖТФ*. – 2015. – №10. – С. 89-96

ПАТЕНТЫ

1. Б.А. Беляев, Л.Т. Рачко, А.М. Сержантов Микрополосковый широкополосный полосно-пропускающий фильтр // Патент РФ №2182738. – опубл. 20.05.2002 . – Бюл. №14
2. Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов и др. всего 7 человек Микрополосковое защитное устройство // Патент РФ № 2340046. – опубл. 27.11.2008. – Бюл. №33
3. Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов и др. всего 7 человек Микрополосковое защитное устройство // Патент на полезную модель №70412. – опубл 20.01 2008. – Бюл. №2
4. Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов Полосковый резонатор // Патент РФ №2352032. – опубл. 10.04.2009. – Бюл. №10
5. Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов Датчик магнитного поля // Патент РФ №2381515. – опубл. 10.02.2010. – Бюл. №4
6. Б.А. Беляев, И.В. Говорун, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов Микрополосковое защитное устройство // Патент РФ №2395872. – опубл. 27.07.2010. – Бюл. №21
7. Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов Полосковый фильтр // Патент РФ №2390889. – опубл. 27.05.2010. – Бюл. №15
8. Б.А. Беляев, Я.Ф. Бальва, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов, Ф.Г. Сухин Полосковый фильтр // Патент РФ №2400874. – опубл. 27.09.2010. – Бюл. №27
9. Б.А. Беляев, Я.Ф. Бальва, А.В. Изотов, А.М. Сержантов, Ф.Г. Сухин Полосковый полосно-пропускающий фильтр // Патент РФ №2402121. – опубл. 20.10.2010. – Бюл. №29
10. Б.А. Беляев, А.В. Изотов, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов Резонатор на двойной подвешенной подложке // Патент на полезную модель №99248. – опубл. 10.11 2010. – Бюл. №31
11. Б.А. Беляев, А.С. Волошин, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов Микрополосковая антенна с переключаемой поляризацией // Патент РФ №2414779. – опубл. 20.03.2011. – Бюл. №8

12. Б.А. Беляев, А.В. Изотов, А.А. Лексиков, К.В. Лемберг, А.М. Сержантов Управляемый фазовращатель // Патент РФ №2431221. – опубл. 10.10.2011. – Бюл. №28
13. Б.А. Беляев, И.В. Говорун, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов Микрополосковое защитное устройство // Патент РФ № 2440645. – опубл. 20.01.2012. – Бюл. №2
14. Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, Ан.А. Лексиков, А.М. Сержантов, Ф.Г. Сухин Коаксиальный резонатор // Патент РФ №2449432. – опубл. 27.04.2012. – Бюл. №12
15. Б.А. Беляев, Я.Ф. Бальва, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов Миниатюрный полосковый резонатор // Патент РФ №2470418. – опубл. 20.12.2012. – Бюл. №35
16. Б.А. Беляев, В.В. Тюрнев, А.М. Сержантов Микрополосковый двухполосный полосно-пропускающий фильтр // Патент РФ №2480866. – опубл. 27.04.2013. – Бюл. №12
17. Б.А. Беляев, В.В. Тюрнев, А.М. Сержантов Полосно-пропускающий фильтр // Патент РФ №2480867. – опубл. 27.04.2013. – Бюл. №12
18. Б.А. Беляев, В.В. Тюрнев, А.М. Сержантов Микрополосковый диплексер // Патент РФ №2488200. – опубл. 20.07.2013. – Бюл. №20
19. Б.А. Беляев, А.М. Сержантов Я.Ф. Бальва, А.А. Лексиков, А.С. Волошин Микрополосковый широкополосный полосно-пропускающий фильтр // Патент РФ №2504870. – опубл. 20.01.2014. – Бюл. №2
20. Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов, Я.Ф. Бальва, В.В. Тюрнев Полосковый фильтр с широкой полосой заграждения // Патент РФ №2513720. – опубл. 20.04.2014. – Бюл. №11
21. Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, Ан.А. Лексиков, А.М. Сержантов Управляемый фазовращатель // Патент РФ №2515556. – опубл. 10.05.2014. – Бюл. №13
22. Б.А. Беляев, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов, Я.Ф. Бальва, В.В. Тюрнев Полосно-пропускающий СВЧ-фильтр // Патент РФ №2528148. – опубл. 10.09.2014. – Бюл. №25
23. Б.А. Беляев, А.Н. Баицкий, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов Датчик слабых высокочастотных магнитных полей // Патент РФ №2536083. – опубл. 20.12.2014. – Бюл. №35