На правах рукописи



Сержантов Алексей Михайлович

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

Специальность 01.04.03 – Радиофизика

Автореферат диссертации на соискание ученой степени доктора технических наук

Красноярск – 2015

Работа выполнена в Федеральном государственном автономном образовательном учреждении высшего профессионального образования «Сибирский федеральный университет»

Научный консультант:	доктор технических наук, профессор, Беляев Борис Афанасьевич
Официальные оппоненты:	Носков Владислав Яковлевич, доктор технических наук, доцент, Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина», кафедра технологий и средств связи, профессор
	Разинкин Владимир Павлович, доктор технических наук, профессор, Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Новосибирский государственный технический университет», кафедра теоретических основ радиотехники, профессор
	Малютин Николай Дмитриевич, доктор технических наук, профессор, Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники», НИИ систем электрической связи, директор
Ведущая организация:	Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Национальный исследовательский Томский государственный университет», г. Томск

Защита состоится « 20 » октября 2015 года в 15 часов на заседании диссертационного совета Д 212.099.21 при Сибирском федеральном университете по адресу: 660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28, ауд. Б 3-19.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке и на сайте Сибирского федерального университета http://www.sfu-kras.ru.

Автореферат разослан «____» ____ 2015 г.

Ученый секретарь диссертационного совета

 \sim

Дмитриев Дмитрий Дмитриевич

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

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 тактикотехнические 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 обладающих улучшенными массогабаритными и электрическими **устройств**. характеристиками, является важной и актуальной задачей современной радиофизики и радиотехники.

Как известно, качество полосно-пропускающих фильтров характеризуется, в селективностью, которая определяется параметров первую очередь, рядом амплитудно-частотной характеристики (АЧХ). Прежде всего, это крутизна склонов полосы пропускания, уровень затухания в полосе заграждения и ее протяженность, а величина потерь на частотах полосы пропускания. Дальнейшее также сигналов невозможно совершенствование устройств частотной селекции 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, предназначенные, например, 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 массогабаритных и электрических характеристик. Поэтому важным актуальным И 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, 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 Это накладывает возрастающие источник радиопомех. все 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.

<u>Научная новизна.</u> 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, 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.

обнаруженных особенностей взаимодействия Ha основе 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 результаты которых позволяют выявить особенности структурах, новые

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 коэффициентов частотно-зависимых связи полосковых И микрополосковых позволяют осуществить выбор конструкций при резонаторов, оптимальных 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 оригинальных конструкций двухмодовых резонаторов на применении 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: полоснопропускающих 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.

<u>Методы исследования.</u> 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 частотнокоэффициентов связи полосковых резонаторов, особенностью зависимых которого является использование распределений по длине полосковых проводников комплексных величин токов и напряжений, 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 массогабаритные и электрические характеристики частотно-селективных устройств на их основе.

- Впервые показано, что в полосковых структурах, состоящих из электромагнитносвязанных 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 электромагнитносвязанных 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.

<u>Степень достоверности и апробация результатов.</u> 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 научнотехническая конференция «Современные проблемы радиоэлектроники», г. Красноярск (2001-2011, 2013, 2015 гг.); Всероссийская конференция «Решетневские чтения», Красноярск (2000, 2002, 2006 гг.); Международная научно-практическая Γ. конференция «Электронные средства и системы управления», г. Томск (2004, 2005, 2007 гг.); Международная конференция «МЕМІА-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.).

<u>Личный вклад автора и публикации.</u> 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.

<u>Структура диссертации.</u> Диссертация состоит из введения, шести глав, заключения и списка цитируемой литературы. Общий объем составляет 316 страниц, включая 148 рисунков, 8 таблиц. Список цитированной литературы состоит из 289 наименований.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во<u>введении</u> обосновывается актуальность темы, формулируются цели и задачи работы, приведены положения, выносимые на защиту. Рассмотрена научная и практическая значимость работы.

Первая глава носит обзорный характер. В ней дана оценка состояния современного уровня развития полосковых частотно-селективных и управляемых устройств СВЧ и определены основные трудности, стоящие на пути улучшения их массогабаритных и электрических характеристик. На основании проведенного обзора сделан вывод о том, что к настоящему времени полосковые частотно-селективные и управляемые устройства не в полной мере отвечают требованиям, предъявляемым к ним со стороны разработчиков современных радиотехнических систем, поэтому 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.

Вторая глава посвящена рассмотрению модифицированного энергетического метода расчета частотно-зависимых коэффициентов связи полосковых резонаторов. В этом методе при вычислении магнитных и электрических энергий используются распределения по длине полосковых проводников комплексных величин токов I(x) и напряжений U(x), найденные в квазистатическом приближении на любой заданной частоте. Очевидно, что эти распределения могут существенно отличаться на «входном» и «выходном» резонаторах. 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. Для случая двух (обозначены индексами 1 и 2) взаимодействующих регулярных микрополосковых резонаторов (Рисунок 1*a*) эти энергии вычисляются по следующим формулам

$$E_{1,2L} = \frac{1}{2} \int_{0}^{t_{r}} L_{1} I_{1,2}(x) I_{1,2}^{*}(x) dx, \qquad (1)$$

$$E_{1,2C} = \frac{1}{2} \int_{0}^{l_{r}-l_{s}} C_{1} U_{1,2}(x) U_{1,2}^{*}(x) dx + \frac{1}{2} \int_{0}^{l_{s}} (C_{1} + C_{12}) U_{1,2}(x) U_{1,2}^{*}(x) dx.$$
(2)

Здесь L_1 и C_1 – погонные индуктивность и емкость микрополосковых линий, образующих резонатор, L_{12} и C_{12} – их погонные взаимные индуктивность и емкость, l_r – длина резонаторов, l_s – длина области взаимодействия резонаторов. Звездочка означает операцию комплексного сопряжения.

При определении индуктивной и емкостной энергий, запасаемых резонаторами совместно, используются следующие выражения, которые описывают лишь реактивную часть полной энергии

$$E_{12L} = \operatorname{Im} \int_{0}^{l_{s}} L_{12} I_{1}(x) I_{2}^{*}(x) dx, \qquad E_{12C} = \operatorname{Im} \int_{0}^{l_{s}} C_{12} U_{1}(x) U_{2}^{*}(x) dx. \qquad (3)$$

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

$$k_{L}(f) = \frac{2E_{12L}}{E_{1L} + E_{2L} + E_{1C} + E_{2C}} \cdot \frac{1}{K}, \qquad k_{C}(f) = \frac{-2E_{12C}}{E_{1L} + E_{2L} + E_{1C} + E_{2C}} \cdot \frac{1}{K}.$$
 (4)

Приведенные формулы (4) отличаются от известных наличием множителя 1/K, где $K = |U_{Bblx}| / |U_{Bx}|$ – коэффициент передачи по напряжению с входа микрополосковой структуры на выход. Этот множитель обеспечивает точное совпадение рассматриваемых коэффициентов связи с известными при стремлении частоты к нулю. Частотная зависимость полного коэффициента связи вычислялась по известной формуле

$$k(f) = \frac{k_L(f) + k_C(f)}{1 + k_L(f)k_C(f)}.$$
(5)

В отличие от традиционного подхода, предложенный модифицированный энергетический метод расчета частотно-зависимых коэффициентов связи 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.

В <u>третьей главе</u> с использованием предложенного модифицированного энергетического подхода исследованы особенности поведения частотно-зависимых коэффициентов связи микрополосковых резонаторов в конструкциях полосно-пропускающих фильтров.

Впервые теоретически обнаружено и экспериментально подтверждено, что в фильтрах на основе регулярных микрополосковых резонаторов (Рисунок 1*a*) при длинах области взаимодействия определенных на частотах второй полосы пропускания наблюдается немонотонное поведение зависимости полного коэффициента связи k резонаторов от расстояния между ними S (Рисунок 1δ). Зависимости рассчитаны для следующих параметров структуры: диэлектрическая проницаемость подложки $\varepsilon = 50$, ее толщина h = 2 мм, $l_s/l_r = 0.6$, ширина полосковых проводников w = 1 мм.



Рис. 1. Топология проводников (*a*) и зависимости коэффициентов емкостной (точки), индуктивной (штриховая линия) и полной (сплошная линия) связи резонаторов от расстояния между ними (*б*).

Показано, что такое аномальное поведение k(S) наблюдается благодаря вычитанию близких по модулю коэффициентов индуктивного k_L и емкостного

взаимодействия k_C и более резкому спаду зависимости $k_C(S)$ по сравнению с $k_L(S)$. В результате в микрополосковой структуре из регулярных резонаторов одну и ту же величину полного коэффициента связи, а значит и фиксированную ширину второй полосы пропускания, можно реализовать при трех сильно различающихся зазорах между полосковыми проводниками, отмеченных на Рисунке 16 белыми точками. Амплитудно-частотные характеристики трех таких конструкций фильтров, несмотря на одинаковую ширину полосу пропускания, имеют различную крутизну склонов и различный уровень затухания в полосах заграждения. При этом сами фильтры конструктивно отличаются друг от друга только расстоянием между резонаторами. 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, так как позволяет управлять формой АЧХ устройств.

Аналогичное аномальное поведение зависимости полного коэффициента связи от расстояния между резонаторами было обнаружено на частотах первой полосы пропускания в фильтрах на основе шпильковых полуволновых резонаторов, а также в фильтрах на нерегулярных четвертьволновых резонаторах.

В этой же главе рассмотрен энергетический подход к вычислению коэффициентов связи резонаторов в нерегулярной микрополосковой структуре, являющейся аналогом одномерного электромагнитного кристалла. Основными достоинствами предложенного подхода 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 величина коэффициента связи резонаторов в полосе пропускания убывает обратно пропорционально ее номеру.

В четвертой главе рассмотрена новая концепция построения полосковых и микрополосковых резонаторов на основе многопроводниковых структур, позволяющая значительно улучшить массогабаритные И электрические характеристики частотно-селективных устройств. На Рисунке 2 представлены АЧХ, рассчитанные для одиночного полуволнового микрополоскового резонатора (точки), а также ДЛЯ двух (сплошная линия) и четырех (штрихи) электромагнитно взаимодействующих аналогичных резонаторов при слабой их связи с внешними линиями передачи. Во всех трех случаях конструктивные параметры полосковых проводников резонаторов были одинаковыми. Для двухпроводниковой И четырехпроводниковой структур полосковые проводники резонаторов были смещены относительно друг друга так, чтобы коэффициент их индуктивной связи был существенно больше величины емкостной связи. Из Рисунка 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 .

Исследования, проведенные с использованием эквивалентной электрической схемы, состоящей из N контуров, позволяют получить выражения для резонансной частоты и собственной добротности нижайшей (первой) моды колебаний многоконтурной (многорезонаторной) системы

$$f_1 = \frac{1}{\sqrt{N}} f_0, \qquad Q_1 = \sqrt{N} Q_0, \qquad (6)$$

где Q_0 и f_0 – собственная добротность и резонансная частота одиночного контура соответственно. Из формул (6) видно, что при увеличении количества индуктивно связанных контуров (резонаторов), частота их первой моды колебаний понижается, а ее добротность растет.



Рис. 2. АЧХ одиночного резонатора (точки), а также двух (сплошная линия) и четырех (штрихи) электромагнитно связанных микрополосковых резонаторов.

Таким образом, основная идея предложенной концепции состоит в следующем. Традиционный однопроводниковый полосковый резонатор заменяется системой взаимодействующих электромагнитно полосковых резонаторов, V которых коэффициент индуктивной связи максимален, а коэффициент емкостной связи существенно меньше. Назовем такую систему многопроводниковым резонатором. Так как в рассматриваемом многопроводниковом резонаторе 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 резонансной структуры существенно понижается, а собственная добротность возрастает по сравнению с резонансной частотой и собственной добротностью одиночного резонатора при прочих равных условиях. частотно-селективных устройств, Следовательно. размеры рабочие полосы пропускания которых формируются на резонансах первой моды колебаний многопроводниковых резонаторов, на фиксированной частоте существенно уменьшаются, что можно считать важным достоинством предложенного подхода.

На основе предложенной концепции была разработана новая конструкция микрополоскового многопроводникового резонатора, которая по совокупности таких характеристик, как миниатюрность и величина собственной добротности, значительно превосходит известные аналоги. Микрополосковый резонатор (Рисунок 3*a*) содержит 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.

В рассматриваемом резонаторе каждый элемент встречно-штыревой структуры сам является четвертьволновым резонатором. Как было отмечено выше, 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.



Рис. 3. Конструкция многопроводникового микрополоскового резонатора (a) и рассчитанные в программе электродинамического моделирования зависимости резонансной частоты и собственной добротности от числа проводников его встречно-штыревой структуры (δ).

Все выводы, полученные на основе эквивалентной схемы встречно-штыревой структуры, подтверждаются численным электродинамическим анализом 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 36) в хорошем соответствии с формулами (6). Зависимость резонансной частоты от количества проводников f_1 (N) рассчитывалась при фиксированной длине резонатора, 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 экспериментальной проверки перспективности применения предложенной конструкции резонатора был синтезирован, а затем изготовлен фильтр четвертого порядка на многопроводниковых микрополосковых резонаторах с числом элементов в структуре N = 7, измеренная АЧХ которого представлена на Рисунке 4. Материал подложки резонатора – керамика ТБНС ($\varepsilon = 80$) толщиной 1 мм и размерами 9.5 × 4.6 мм. Центральная частота полосы пропускания фильтра $f_0 = 0.9$ 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 $7f_0$.



Рис. 4. Измеренная АЧХ фильтра четвертого порядка и его фотографии.

На основе предложенной концепции были также разработаны фильтры на основе двухпроводниковых полосковых резонаторов, выполненных на подвешенной между экранами подложке. Каждый из резонаторов образован парой регулярных полосковых проводников 1-2 и 3-4 (Рисунок 5). Полосковые проводники находятся строго напротив друг друга на противоположных сторонах подложки, где каждый из проводников одним концом замкнут на экран. В такой двухрезонаторной конструкции фильтра возможны два варианта ориентации резонаторов относительно друг друга (Рисунок 5*а* – сонаправленные резонаторы и Рисунок 5*б* – встречно-направленные резонаторы).



Рис. 5. Конструкции двухзвенных фильтров на сонаправленных (*a*) и встречно-направленных (б) двухпроводниковых резонаторах.

На Рисунке 6а, в в широком диапазоне частот представлены АЧХ двухзвенных фильтров на подвешенной подложке для случая сонаправленных (Рисунок 6а) и встречно-направленных (Рисунок 6в) резонаторов. Ниже (Рисунок 6б, г) представлены соответствующие частотные зависимости коэффициентов емкостной (точки), индуктивной (штриховая линия) и полной (сплошная линия) связи, вычисленные с применением модифицированного энергетического подхода. Приведенные зависимости коэффициентов связи резонаторов от частоты позволяют объяснить 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.



Рис. 6. АЧХ (*a*, *в*) и частотные зависимости коэффициентов связи (*б*, *г*) фильтров на сонаправленных и встречно-направленных 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 Из приведенных сонаправленных резонаторов. частотных зависимостей коэффициентов связи также видно, что взаимодействие резонаторов в полосе пропускания рассмотренных фильтров носит преимущественно индуктивный характер. Важно отметить, что положение полюса затухания на АЧХ точно совпадает с частотой нуля полного коэффициента связи резонаторов, что является еще одним доказательством правомерности используемого модифицированного энергетического подхода.

При конструировании узкополосных фильтров на основе предложенных резонаторов сравнительно сильное взаимодействие между резонаторами приводит к тому, что приходится сильно увеличивать расстояния между проводниками. Это ведет к увеличению размеров фильтров. Исследования показали, что взаимодействие между двухпроводниковыми резонаторами можно существенно ослабить, установив между ними замкнутые на экран с обоих концов полосковые проводники 3 и 4, как показано на Рисунке 7. Благодаря этим проводникам происходит частичная экранировка полей резонаторов друг от друга и существенное ослабление взаимодействия между ними.

На Рисунке 76 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. 7. Модифицированная конструкция фильтра на двухпроводниковых резонаторах (*a*). Фотография макета фильтра с дополнительными проводниками и его измеренная АЧХ (б).

Измеренные минимальные потери в полосе пропускания составляют 3.8 дБ при относительной ширине полосы пропускания, измеренной по уровню -3дБ, $\Delta f/f_0 = 4$ % 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 имеются 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.

Помимо двухпроводниковых резонаторов на встречно-направленных проводниках так же были исследованы резонансные структуры, образованные сонаправленными полосковыми проводниками. Интерес к таким структурам связан в первую очередь с тем, что фильтры на их основе обладают высокими частотноселективными 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 8*a*. Он состоит из двух параллельных резонаторов, каждый из которых образован парой регулярных полосковых проводников 1-2 и 3-4 (Рисунок 8*a*). 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 сонаправленных резонаторов. Входная и выходная линии передачи подключены кондуктивно к полосковым проводникам резонаторов либо смежно (проводники 1 и 3), либо диагонально (проводники 1 и 4).

На Рисунке 86 представлены результаты численного расчета структуры. 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. 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.



Рис. 8. Конструкция полоскового фильтра (*a*) и его АЧХ (*б*) при диагональном (сплошная линия) и смежном (пунктирная линия) подключении.

На Рисунке 9 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, вычисленные с применением модифицированного энергетического подхода.

Из приведенных зависимостей видно, что при диагональном подключении резонаторов коэффициент полной связи обращается в нуль на трех частотах, где емкостное и индуктивное взаимодействия компенсируют друг друга, создавая тем самым на этих частотах дополнительные полюсы затухания вблизи полосы пропускания фильтра. Полюсы затухания на АЧХ микрополосковых структур, как правило, обусловлены либо взаимной компенсацией индуктивного и емкостного взаимодействий, либо резонансами, для которых на выходе структуры наблюдается узел высокочастотного напряжения. В рассмотренной полосковой структуре полюсы затухания на АЧХ обусловлены взаимной компенсацией индуктивного и емкостного всех взаимолействий четырех полосковых проводников. Олнако полюсы. существующие при диагональном подключении структуры к линиям передачи, остаются, даже если в расчете исключить емкостное взаимодействие. В этом случае положения полюсов соответствуют частотам, на которых компенсируют друг друга индуктивные взаимодействия четырех полосковых проводников резонаторов.



Рис. 9. АЧХ (a, δ) и частотные зависимости коэффициентов связи (b, c) при диагональном (a, b) и смежном (δ , c) подключении к линиям передачи.

На основе предложенной концепции была разработана также оригинальная трехпроводникового резонатора (Рисунок миниатюрная конструкция 10a), позволяющая проектировать полосно-пропускающие фильтры (Рисунок 10б) с рекордно высокими характеристиками полосы заграждения среди всех планарных Резонатор образован конструкций. 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 так же одним концом, но на противоположную боковую стенку.



Рис. 10. Продольное сечение полоскового резонатора (*a*) и полосковая плата фильтра (*б*). 1 – двухслойная подвешенная диэлектрическая подложка, 2 – полосковые проводники, 3 – стенки металлического корпуса, 4 – порты фильтра.

В предложенном 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 проводниках текут в противоположные стороны, а ток во внутреннем проводнике отсутствует. Для третьей моды, частота которой $f_3 > f_2$, токи в верхнем и нижнем проводниках текут в одном направлении, а ток во внутреннем проводнике течет в противоположном направлении. Важно отметить, что вторая мода колебаний, у которой токи в верхнем и нижнем проводниках направлены встречно, не возбуждается, если резонатор к порту подключается за центральный проводник, как это показано в конструкции фильтра на Рисунке 10 δ .

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 11*a*). 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 11*б*). 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. 11. Зависимость резонансных частот (*a*) и собственной добротности резонатора (*б*) от толщины диэлектрического слоя $(1 - tg\delta = 0; 2 - tg\delta = 0.001)$.

Таким образом, для увеличения относительной ширины полосы заграждения фильтра, изготовленного на основе трехпроводникового резонатора, следует по возможности 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. Повышение диэлектрической проницаемости слоев подложки несущественно увеличивает ширину полосы заграждения, но, естественно, уменьшает размеры фильтра.

Для экспериментальной проверки возможности создания на основе предложенного резонатора планарных полосно-пропускающих фильтров, обладающих столь высокими параметрами полосы заграждения, был синтезирован фильтр четвертого порядка с использованием электромагнитного 3D моделирования конструкции (Рисунок 10б). Результаты измерений и фотография изготовленного опытного образца фильтра представлены на Рисунке 12. Двухслойная подложка устройства имеет размеры $12 \times 38 \text{ мм}^2$ и выполнена из материала Rogers R04003CTM толщиной $h_d = 0.2 \text{ мм}$ ($\varepsilon = 3.4$, tg $\delta \approx 0.002$). Относительная ширина полосы пропускания фильтра, измеренная по уровню –3 дБ от уровня минимальных потерь, составляет 5 %, а ее центральная частота $f_0 \approx 1.0 \Gamma\Gamma$ ц. Минимальные потери СВЧ-мощности в полосе пропускания составляют около 3 дБ. Верхняя граница полосы заграждения по уровню –100 дБ простирается до 10.5 f_0 .

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*).



Рис. 12. Измеренная АЧХ и фотография фильтра на трехпроводниковых резонаторах.

Таким образом, предложен новый принцип конструирования электродинамических резонаторов, позволяющий создавать частотно-селективные устройства, которые по совокупности таких характеристик, как миниатюрность, вносимые потери в полосе пропускания, уровень подавления и протяженность полос значительно превосходят известные аналоги. Характеристики заграждения, экспериментально изготовленных образцов фильтров подтверждают перспективность предложенной концепции для создания устройств частотной селекции.

В <u>пятой главе</u> рассмотрены новые подходы к улучшению характеристик частотно-селективных устройств СВЧ.

Известно, что относительно низкая добротность полосковых резонаторов не позволяет создавать на их основе многозвенные 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 таким образом, И, не обладают универсальностью. В работе предложен новый подход для реализации полоснопропускающих фильтров, высокая селективность которых достигается наличием на их АЧХ полюсов затухания, положение которых можно устанавливать достаточно простыми способами.

Суть предлагаемого подхода состоит в следующем. В многозвенном полоснофильтре, образованном ИЗ Ν электромагнитно пропускающем связанных электродинамических резонаторов, имеющих коэффициенты связи k_{ii}, вводится дополнительная связь между парой несоседних резонаторов, которая на практике реализуется в виде нерезонансного отрезка линии передачи. 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 13*a* 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_{cb} , которая подключена к контуру 1 и контуру 4. На Рисунке 13*б* представлены рассчитанные АЧХ такого фильтра.



Рис. 13. Вариант реализации дополнительной связи в четырехрезонаторном фильтре на сосредоточенных элементах (*a*) и его рассчитанные АЧХ при нескольких значениях емкости дополнительной связи (*б*).

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. Важным достоинством предложенного подхода является то, что параметры полосы пропускания (ее ширина и уровень отражений в ней) остаются при этом практически неизменными, а следовательно, при изменении C_{cb} не требуется подстройки остальных элементов фильтра.

Описанный способ реализации дополнительной связи между несоседними резонаторами применим к фильтрам на самых разнообразных типах электродинамических резонаторов. Как показали исследования, наилучшие характеристики реализуются в фильтрах на многопроводниковых резонаторах, предложенных в главе 4.

Рассмотрим пятирезонаторный фильтр на подвешенной подложке, в котором реализована дополнительная связь между несоседними двухпроводниковыми резонаторами (Рисунок 14). Дополнительная индуктивная связь выполнена с использованием полосковых проводников, концы которых замкнуты на экран. На этом же рисунке приведена измеренная АЧХ такого фильтра, который имел следующие конструктивные параметры: диэлектрическая проницаемость подложки $\varepsilon = 80$ (керамика ТБНС), ее толщина – 1 мм. 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. 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 Видно большой уровень внеполосного затухания. АЧХ и также. что во резонанс вспомогательном проводнике возбуждается (пик слева ОТ полосы пропускания), однако из-за низкой собственной добротности и слабой связи с линиями его уровень невысок (-71 дБ).



Рис. 14. Топология проводников, фотография макета и измеренные АЧХ пятирезонаторного полоскового фильтра с дополнительной индуктивной связью.

На Рисунке 15 приведена топология проводников, фотография и измеренная АЧХ полоскового фильтра на трехпроводниковых резонаторах, в котором также реализована дополнительная связь в соответствии с предлагаемым подходом. Фильтр имел следующие конструктивные параметры: подложка фильтра выполнена из материала RO4003CTM толщиной 0.203 мм с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon \approx 3.38$. 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.

На вставке Рисунка 15 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.



Рис. 15. Топология проводников, фотография макета и измеренные АЧХ шестирезонаторного полоскового фильтра с дополнительной емкостной связью.

Как известно, 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. Однако традиционным двухмодовым резонаторам присущи некоторые отдельные недостатки. В частности, в микрополосковых резонаторах со скачком волнового сопротивления невозможно близко расположить частоты резонансов первых двух мод колебаний, что не позволяет использовать такие резонаторы для создания фильтров с узкой полосой пропускания.

От указанного недостатка свободна предложенная в работе новая конструкция микрополоскового резонатора, регулярный полосковый проводник которого частично расщеплен с одного конца продольной щелью (Рисунок 16*a*). 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 16*в*). Эквивалентная схема резонатора представлена на Рисунке 16*б*.

На Рисунке 16*в* построены зависимости резонансных частот нижайших четной и нечетной мод колебаний от относительной длины щели резонатора. Важно отметить, что в микрополосковом резонаторе с расщепленным проводником можно реализовать почти любое соотношение резонансных частот его двух нижайших мод колебаний. Эта особенность позволяет проектировать на основе такого резонатора узкополосные высокоселективные фильтры.



Рис. 16. Расщепленный микрополосковый резонатор (*a*), его эквивалентная схема (б) и зависимости резонансных частот от длины щели для четной – f_e и нечетной – f_o мод колебаний (*в*).

Перспективность применения предложенной конструкции двухмодового резонатора подтверждается характеристиками изготовленного образца фильтра шестого порядка на трех встречно направленных расщепленных резонаторах, фотография которого представлена на Рисунке 17. Микрополосковая структура фильтра была изготовлена на керамической подложке размерами 59.2 × 36.6 × 1.0 мм³, выполненной из материала с диэлектрической проницаемостью ε = 9.8.



Рис. 17. АЧХ и фотография макета фильтра шестого порядка (линии – расчет, точки – эксперимент).

Из Рисунка 17 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 = 1.1 дБ, $\Delta f/f_0 = 11.4$ %.

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. 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 состоит из трех двухмодовых резонаторов с параллельным расположением полосковых проводников. Фотография макета и измеренные АЧХ такого фильтра приведены на Рисунке 18.

Макет изготовлен на подложке из поликора ($\varepsilon = 9.8$) толщиной 1 мм, имеющей размеры 54 × 17 мм². Фильтр обладает следующими характеристиками. Центральная частота низкочастотной полосы пропускания $f_1 = 1527$ МГц, ее ширина по 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 уровню –3 дБ $\Delta f_2 = 71$ МГц, минимальные потери $L_2 = 2$ дБ.



Рис. 18. Двухполосный микрополосковый фильтр третьего порядка и его измеренная АЧХ.

Селективные свойства двухполосного 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.

Еще одним востребованным в технике СВЧ частотно-селективным устройством, которое может быть реализовано на основе предложенного двухмодового резонатора, является диплексер. На Рисунке 19 представлена фотография действующего макета диплексера и его измеренные АЧХ.



Рис. 19. Микрополосковый диплексер третьего порядка на двух расщепленных резонаторах и его измеренные АЧХ.

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 $L_1 = 0.6$ 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 $L_2 = 1.1$ дБ и, наконец, максимальный уровень отражений в полосе пропускания $L_{R2} = -14.4$ дБ.

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.

Одним из перспективных направлений, активно развивающихся в последнее время, является разработка и исследование планарных конструкций двухмодовых и трехмодовых резонаторов на подвешенной подложке, позволяющих лаже 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. Была предложена новая конструкция двухмодового резонатора на подвешенной подложке и разработаны фильтры на его основе, практически свободные от указанных выше недостатков.

Предложенный полосковый резонатор содержит диэлектрическую подложку, подвешенную в металлическом корпусе-экране (Рисунок 20*a*), на обе поверхности которой нанесены полосковые металлические проводники. Благодаря наличию полоскового проводника под центральной частью разомкнутого на концах шпилькового полоскового проводника там, где находится пучность электрического поля для второй моды, удается значительно понизить частоту второй моды полоскового резонатора, приблизив ее к частоте первой моды колебаний, и, таким образом, реализовать фильтр второго порядка на одном резонаторе.

На Рисунке 20б представлена фотография и АЧХ изготовленного 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.



Рис. 20. Конструкция двухмодового полоскового резонатора на подвешенной подложке (*a*) и АЧХ фильтра четвертого порядка на основе пары двухмодовых резонаторов (*б*). Сплошная линия – расчет, точки – экспериментальные данные.

Фильтр был рассчитан для подложки толщиной 0.5 мм, имеющей диэлектрическую проницаемость $\varepsilon = 80$. На вставке Рисунка 206 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.

Результаты исследований, представленные в главе 4, 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 полосы заграждения полосно-пропускающих фильтров позволяет конструкция на основе двухпроводникового коаксиального резонатора нового типа. Аналогом такого коаксиального резонатор на подвешенной подложке с двухсторонним рисунком полосковых проводников (Рисунок 21*a*).



Рис. 21. двухпроводниковым резонатором Аналогия между коаксиальным И резонатором Конструкция двухпроводниковым на подвешенной подложке (*a*). миниатюризованного коаксиального резонатора (б) (1 – диэлектрическая трубка; 2 – проводники; 3 – металлический корпус).

Продольный разрез рассматриваемого коаксиального резонатора представлен на Рисунке 216. 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 . Внутренний проводник диэлектрической трубки может быть и сплошным стержнем, занимающим все ее внутреннее пространство на длину l_2 .

На Рисунке 22а показана фотография макета разработанного полоснопропускающего фильтра четвертого порядка на основе предложенного коаксиального резонатора и его измеренная АЧХ. 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 × 17 × 14 мм³. Конструктивные параметры были предварительно получены В результате электродинамического численного анализа модели данного фильтра. 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 СВЧмощности в полосе пропускания фильтра составляют величину -2.7 дБ. Полоса заграждения фильтра по уровню -90 дБ простирается вплоть до 8 ГГц, то есть до 47 f_0 .

Был также синтезирован и изготовлен восьмирезонаторный фильтр на рассматриваемых коаксиальных резонаторах, фотография и АЧХ которого приведены на Рисунке 226. 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.



Рис. 22. Фотографии изготовленных фильтров на миниатюризованных коаксиальных резонаторах с открытой верхней крышкой и их измеренные АЧХ.

Полоса заграждения фильтра по уровню -120 дБ простирается вплоть до 5.7 ГГц, то есть почти до 16 f_0 .

Видно, что фильтры на миниатюризованных коаксиальных резонаторах значительно превосходят 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.

В <u>шестой главе</u> рассмотрено применение обнаруженных особенностей взаимодействия резонансных полосковых структур для создания СВЧ-устройств различного назначения.

В настоящее время в связи с развитием источников мощных коротких радиоимпульсов длительностью от единиц до сотен наносекунд представляется актуальной и важной разработка быстродействующих устройств защиты от них входных цепей приемников. В данной главе 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 пленку высокотемпературного сверхпроводника. Один из возможных вариантов защитного устройства представляет собой микрополосковую структуру 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 23а). 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 падает более чем на 20 дБ (Рисунок 23б).



Рис. 23. Конструкция устройства защиты и фотография его макета (*a*). АЧХ при сверхпроводящем (1, 3) и нормальном (2, 4) состояниях ВТСП-элемента (б). Линии – расчет, точки – эксперимент.

Как известно, перестраиваемые фазовращатели (фазовые модуляторы) являются важнейшими элементами фазированных антенных решеток радиолокационных станций, они широко используются также в современных системах связи и специальной радиоаппаратуре. В работе предложен новый резонансный принцип построения электрически управляемых СВЧ-фазовращателей, главной особенностью которого является использование перестраиваемых по частоте электромагнитносвязанных микрополосковых резонаторов. Это позволяет создавать миниатюрные фазовращатели с высоким фактором качества, рабочие частоты которых могут лежать в диапазоне от метровых 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, полоснопропускающий фильтр. На Рисунке 24 сплошной линией обозначены типичные АЧХ и ФЧХ фильтра, а штрихованной линией – те же самые характеристики при отстройке центральной частоты на некоторую величину б*f*, 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 $\Delta \phi$. Таким образом, видно, что перестраиваемый фильтр может выполнять функцию перестраиваемого (управляемого) фазовращателя, при этом ширина полосы его рабочих частот $W \approx \Delta f - \delta f$.

Проведенные исследования показали, что управляемый сдвиг фазы в резонансном устройстве тем больше, чем выше добротность резонаторов 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 более узкой 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. На основе предложенного

резонансного принципа были разработаны и изготовлены макеты управляемых микрополосковых фазовращателей, которые продемонстрировали их работоспособность и перспективность применения в технике СВЧ.



Рис. 24. Параметры АЧХ и ФЧХ фильтра при фиксированном значении диэлектрической проницаемости подложки (*a*) и при ее изменении (*б*).

На Рисунке 25 представлены измеренные характеристики и фотография резонансного микрополоскового фазовращателя, в котором управляемая среда представляет собой слой жидкого кристалла. В таком фазовращателе жидкий кристалл находится в зазоре, образованном заземляемым основанием (экраном) и тонкой внутренней поверхности которой кварцевой подложкой, на сформирован полосковый проводник. Регулярные отрезки этого проводника нерегулярный представляют собой микрополосковые резонаторы, между которыми имеется гальваническая СВЯЗЬ. Подобные структуры известны как микрополосковые электромагнитные кристаллы и были подробно исследованы в главе 3.



Рис. 25. Частотные характеристики макета управляемого фазовращателя на жидком кристалле: сплошные линии – расчет, точки – результаты измерений (*a*, *б*); зависимость управляемого фазового сдвига от смещающего напряжения (*в*) и фотография макета устройства.

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 проницаемость ЖК минимальна по отношению СВЧ диэлектрическая К 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 є по отношению к СВЧ электрическому полю увеличивается, достигая максимума, когда директор устанавливается перпендикулярно слою ЖК.

Зависимость управляемого сдвига фазы от величины смещающего напряжения приведена на Рисунке 25в. В отсутствие смещающего поля центральная частота полосы пропускания устройства $f_0 = 26.2 \Gamma \Gamma \mu$, ее ширина по уровню $-3 \, \text{дБ}$ равна 3.4 $\Gamma \Gamma \mu$. 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 256, в). Фактор качества устройства, определяемый как отношение максимальной величины управляемого фазового сдвига к средним потерям в рабочей полосе, который используется для объективного сравнения различных конструкций фазовращателей, составил 30 °/дБ. Важно отметить, что использовавшийся в макете ЖК сравнительно невысокие характеристики: малую имел анизотропию диэлектрической проницаемости и довольно большую величину диэлектрических потерь (tg $\delta \approx 0.022$). При использовании ЖК с лучшими характеристиками в подобной конструкции можно получить существенно больший управляемый фазовый сдвиг при меньших потерях в рабочей полосе частот.

На основе предложенного резонансного подхода были также разработаны и изготовлены фазовращатели управляемые магнитным полем, в которых в качестве управляемой среды использовались тонкие магнитные пленки. 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. На трехрезонаторной конструкции (Рисунок 26*a*) был достигнут управляемый сдвиг фазы $\Delta \phi = 70^{\circ}$ и фактор качества 40 °/дБ при величине управляющего поля в десятки эрстед. Аналогичный по конструкции пятирезонаторный фазовращатель обеспечивал максимальный управляемый сдвиг фазы $\Delta \phi = 140^{\circ}$ и фактор качества 37 °/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 пятирезонаторный фазовращатель на основе феррита марки 30СЧ, в котором был достигнут управляемый сдвиг фазы $\Delta \phi = 360^{\circ}$ при факторе качества 150 °/дБ. На Рисунке 266 представлены измеренные частотные зависимости управляемого сдвига фазы данного фазовращателя для нескольких значений управляющего магнитного поля.



Рис. 26. Фотография трехрезонаторного фазовращателя на тонкой магнитной пленке (*a*). Измеренные характеристики пятирезонаторного фазовращателя на основе феррита (*б*).

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. На основе выше резонансного подхода И обнаруженных особенностей описанного взаимодействия микрополосковых резонаторов 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. В работе был предложен практический вариант реализации управляемой линии задержки на основе электромагнитно-связанных микрополосковых резонаторов с варакторно-управляемым взаимодействием.

В заключении приводятся основные результаты работы.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Предложен модифицированный энергетический метод расчета частотнозависимых коэффициентов связи полосковых резонаторов, особенностью которого является использование распределений по длине полосковых проводников комплексных величин токов и напряжений, 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 массогабаритные 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 собственная 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 полоснопропускающий 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 полоснопропускающих фильтров обладают универсальностью (т.е. применимы практически комногим 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 частотноселективными 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. Ha результатов исследований многопроводниковых основе 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. 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 полоснопропускающие 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.

На основе обнаруженных особенностей взаимодействия резонансных полосковых 8. 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 применении электрически перестраиваемых на по частоте электромагнитно-связанных резонаторов, которые содержат в качестве активных сред жидкие кристаллы и тонкие магнитные пленки. На основе данной концепции 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.

34

СПИСОК РАБОТ, ОПУБЛИКОВАННЫХ АВТОРОМ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

Статьи и монографии

1. Беляев Б.А., Лексиков А.А., Лалетин Н.В., Сержантов А.М. Особенности коэффициентов связи регулярных микрополосковых резонаторов // Радиотехника и электроника. – 2003. – № 1. – С. 39–46.

2. Беляев Б.А., Сержантов А.М. Исследование коэффициентов связи шпильковых резонаторов // Радиотехника и электроника. – 2004. – № 1. – С. 24–31.

3. Беляев Б.А., Сержантов А.М. Особенности коэффициентов связи микрополосковых четвертьволновых резонаторов // Радиотехника и электроника. – 2004. – № 4. – С. 300–307.

4. Беляев Б.А., Сержантов А.М. Исследование коэффициентов связи резонаторов в микрополосковой модели одномерной сверхрешетки // Радиотехника и электроника. – 2005. – № 8. – С. 910–917.

5. Беляев Б.А., Лексиков А.А., Сержантов А.М., Шабанов В.Ф. Физические основы создания электрически управляемых микрополосковых устройств // Известия ВУЗов. Физика. – 2008. – № 9. – С. 36–45.

6. Беляев Б.А., Лексиков А.А., Сержантов А.М., Шабанов В.Ф. Управляемый сверхвысокочастотный жидкокристаллический фазовращатель // Письма в ЖТФ. – 2008. – № 11. – С. 19–28.

7. Беляев Б.А., Бальва Я.Ф., Сержантов А.М. Исследование коэффициентов связи резонаторов в полосковых фильтрах на подвешенной подложке // Радиотехника и электроника. – 2008. – № 4. – С. 432–440.

8. 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 // Фотонные кристаллы и нанокомпозиты: структурообразование, оптические и диэлектрические свойства: монография; под ред. Шабанова В.Ф., Зырянова В.Я. – Новосибирск: Изд-во СО РАН, 2009.

9. Belyaev B.A., Leksikov A.A., Serzhantov A.M., Tyurnev V.V. Miniature suspendedsubstrate bandpass filter // Progress in Electromagnetics Research C. – 2010. – № 15. – P. 219–231.

10. Сержантов А.М., Дрокин Н.А. Измерение диэлектрической проницаемости материалов методом связанных микрополосковых резонаторов / Известия ВУЗов. Физика. –2008. – № 9/2. – С. 211–213.

11. Беляев Б.А., Лексиков А.А., Сержантов А.М Исследование коэффициентов связи полосковых резонаторов в конструкциях фильтров на подвешенной подложке // Радиотехника и электроника. – 2010. – № 12. – С. 1426–1436.

12. Belyaev B.A., Leksikov A.A., Serzhantov A.M., Tyurnev V.V. Highly selective suspended stripline dual mode filters // Progress in Electromagnetics Research Letters. – $2011. - N_{2} 25. - P. 57-66.$

13. Serzhantov A.M., Tyurnev V.V. Dual-mode split microstrip resonator for compact narrowband bandpass filters // Progress in Electromagnetics Research C. -2011. $-N_{2} 23$. -P. 151–160.

14. Сержантов А.М., Лемберг К.В. Исследование управляемого сверхвысокочастотного жидкокристаллического фазовращателя // Научный журнал СФУ. – 2011. – № 2. – С. 185–192.

15. 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.

16. Беляев Б.А., Лексиков А.А., Лексиков Ан.А., Сержантов А.М., Тюрнев В.В. Миниатюрный коаксиальный резонатор и полосно-пропускающий фильтр на его основе со сверхширокой полосой заграждения // Письма в ЖТФ. – 2012. – № 1. – С. 95–102.

17. 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. – № 5. – С. 19–27.

18. Belyaev B.A., Leksikov A.A., Serzhantov A.M., Tyurnev V.V. Miniature bandpass filter with a wide stopband up to 40f0 // Microwave and Optical Technology Letters. – 2012. – N_{2} 5. – P. 1117–1118.

19. Беляев Б.А., Сержантов А.М., Тюрнев В.В. Микрополосковый диплексер на двухмодовых резонаторах // Письма в ЖТФ. – 2012. – № 16. – С. 25–33.

20. Беляев Б.А., Сержантов А.М., Тюрнев В.В. Миниатюрный фильтр с двумя полосами пропускания на микрополосковых двухмодовых резонаторах // Письма в ЖТФ. – 2012. – № 18. – С. 31–40.

21. Беляев Б.А., Говорун И.В., Лексиков А.А., Сержантов А.М. Исследование особенностей коэффициентов связи микрополосковых асимметричных шпильковых резонаторов на частотах второй полосы пропускания // Известия ВУЗов. Физика. – 2012. – № 10. – С. 100–105.

22. Беляев Б.А., Лексиков А.А., Сержантов А.М., Тюрнев В.В., Бальва Я.Ф., Лексиков Ан.А. Полосно-пропускающий фильтр со сверхширокой полосой заграждения на миниатюризированных коаксиальных резонаторах // Радиотехника и электроника. – 2013. – № 2. – С. 127–35.

23. Беляев Б.А., Сержантов А.М., Тюрнев В.В., Лексиков А.А., Бальва Я.Ф. Миниатюрный полосно-пропускающий СВЧ-фильтр с подавлением уровня помех более 100 dB в широкой полосе заграждения // Письма в ЖТФ. – 2013. – № 15. – С. 47–55.

24. Belyaev B.A., Serzhantov A.M., Tyurnev V.V. A dual-mode split microstrip resonator and its application in frequency selective devices // Microwave and Optical Technology Letters. $-2013. - N_{2}9. - P. 2186-2190.$

25. Belyaev B.A., Serzhantov A.M., Tyurnev V.V., Leksikov A.A., Bal'va Y.F. Stripline bandpass filter with wide stopband and rejection level up to 100 dB // Microwave and Optical Technology Letters. -2013. $-N_{2}$ 12. -P. 2866–2869.

26. 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 // Метаматериалы и структурно организованные среды для оптоэлектроники, СВЧ-техники и нанофотоники: монография; под ред. В.Ф. Шабанова, В.Я. Зырянова. – Новосибирск: Изд-во СО РАН, 2013.

27. Belyaev B.A., Serzhantov A.M., Tyurnev V.V., Bal'va Y.F., Leksikov A.A. Planar bandpass filter with 100-dB suppression up to tenfold passband frequency // Progress in Electromagnetics Research C. -2014. $-N_{2}$ 48. -P. 37–44.

28. Belyaev B.A., Leksikov A.A., Leksikov An.A., Serzhantov A.M., Bal'va Y.F., Nonlinear behavior of plasma antenna vibrator // IEEE Transaction on Plasma Science. $-2014. - N_{2} 6. - P. 1552-1559.$

29. Belyaev B.A., Serzhantov A.M., Tyurnev V.V., Bal'va Y.F., Leksikov A.A., Galeev R.G. Implementation of cross couplings in microwave bandpass filters // Microwave and Optical Technology Letters. -2014. $- N_{2} 9$. - P. 2021–2025.

30. Беляев Б.А., Сержантов А.М., Бальва Я.Ф., Лексиков А.А., Галеев Р.Г. Новая конструкция миниатюрного микрополоскового резонатора на основе встречноштыревой структуры // Письма в ЖТФ. – 2014. – № 22. – С. 52–60.

31. Беляев Б.А., Сержантов А.М., Бальва Я.Ф., Лексиков Ан.А., Галеев Р.Г. Новая конструкция миниатюрного фильтра на микрополосковых резонаторах со встречноштыревой структурой проводников // Письма в ЖТФ. – 2015. – № 10. – С. 89–96.

32. Belyaev B.A., Lemberg K.V., Serzhantov A.M., Leksikov A.A., Bal'va Y.F., Leksikov An.A. Magnetically tunable resonant phase shifters for UHF band // IEEE Transaction on Magnetics. -2015. $-N_{2}$ 6.

Патенты

1. Беляев Б.А., Рачко Л.Т., Сержантов А.М. Микрополосковый широкополосный полосно-пропускающий фильтр // Патент RU №2182738; Опубл. 20.05.2002. – Бюл. № 14.

2. Беляев Б.А., Лексиков А.А., Сержантов А.М. и др. всего 7 человек Микрополосковое защитное устройство // Патент RU № 2340046; Опубл. 27.11.2008. – Бюл. № 33.

3. Беляев Б.А., Лексиков А.А., Сержантов А.М. и др. всего 7 человек Микрополосковое защитное устройство // Патент на полезную модель №70412; Опубл. 20.01 2008. – Бюл. № 2.

4. Беляев Б.А., Лексиков А.А., Сержантов А.М. Полосковый резонатор // Патент RU №2352032; Опубл. 10.04.2009. – Бюл. № 10.

5. Беляев Б.А., Лексиков А.А., Сержантов А.М. Датчик магнитного поля // Патент RU №2381515; Опубл. 10.02.2010. – Бюл. № 4.

6. Беляев Б.А., Говорун И.В., Лексиков А.А., Сержантов А.М. Микрополосковое защитное устройство // Патент RU №2395872; Опубл. 27.07.2010. – Бюл. № 21.

7. Беляев Б.А., Лексиков А.А., Сержантов А.М. Полосковый фильтр // Патент RU №2390889; Опубл. 27.05.2010. – Бюл. № 15.

8. Беляев Б.А., Бальва Я.Ф., Лексиков А.А., Сержантов А.М., Сухин Ф.Г. Полосковый фильтр // Патент RU №2400874; Опубл. 27.09.2010. – Бюл. № 27.

9. Беляев Б.А., Бальва Я.Ф., Изотов А.В., Сержантов А.М., Сухин Ф.Г. Полосковый полосно-пропускающий фильтр // Патент RU №2402121; Опубл. 20.10.2010. – Бюл. №29.

10. Беляев Б.А., Изотов А.В., Лексиков А.А., Сержантов А.М. Резонатор на двойной подвешенной подложке // Патент на полезную модель №99248; Опубл. 10.11 2010. – Бюл. № 31.

11. Беляев Б.А., Волошин А.С., Лексиков А.А., Сержантов А.М. Микрополосковая антенна с переключаемой поляризацией // Патент RU №2414779; Опубл. 20.03.2011. – Бюл. № 8.

12. Беляев Б.А., Изотов А.В., Лексиков А.А., Лемберг К.В., Сержантов А.М. Управляемый фазовращатель // Патент RU №2431221; Опубл. 10.10.2011. – Бюл. № 28.

13. Беляев Б.А., Говорун И.В., Лексиков А.А., Сержантов А.М. Микрополосковое защитное устройство // Патент RU № 2440645; Опубл. 20.01.2012. – Бюл. № 2.

14. Беляев Б.А., Лексиков А.А., Лексиков Ан.А., Сержантов А.М., Сухин Ф.Г. Коаксиальный резонатор // Патент RU №2449432: Опубл. 27.04.2012. – Бюл. № 12.

15. Беляев Б.А., Бальва Я.Ф., Лексиков А.А., Сержантов А.М. Миниатюрный полосковый резонатор // Патент RU №2470418; Опубл. 20.12.2012. – Бюл. № 35.

16. Беляев Б.А., Тюрнев В.В., Сержантов А.М. Микрополосковый двухполосный полосно-пропускающий фильтр // Патент RU №2480866; Опубл. 27.04.2013. – Бюл. № 12.

17. Беляев Б.А., Тюрнев В.В., Сержантов А.М. Полосно-пропускающий фильтр // Патент RU №2480867; Опубл. 27.04.2013. – Бюл. № 12.

18. Беляев Б.А., Тюрнев В.В., Сержантов А.М. Микрополосковый диплексер // Патент RU №2488200; Опубл. 20.07.2013. – Бюл. № 20.

19. Беляев Б.А., Сержантов А.М.,. Бальва Я.Ф, Лексиков А.А., Волошин А.С. Микрополосковый широкополосный полосно-пропускающий фильтр // Патент RU №2504870; Опубл. 20.01.2014. – Бюл. № 2.

20. Беляев Б.А., Лексиков А.А., Сержантов А.М., Бальва Я.Ф., Тюрнев В.В. Полосковый фильтр с широкой полосой заграждения // Патент RU №2513720; Опубл. 20.04.2014. – Бюл. № 11.

21. Беляев Б.А., Лексиков А.А., Лексиков Ан.А., Сержантов А.М. Управляемый фазовращатель // Патент RU №2515556; Опубл. 10.05.2014. – Бюл. № 13.

22. Беляев Б.А., Лексиков А.А., Сержантов А.М., Бальва Я.Ф., Тюрнев В.В. Полосно-пропускающий СВЧ-фильтр // Патент RU №2528148; Опубл. 10.09.2014. – Бюл. № 25.

23. Беляев Б.А., Бабицкий А.Н., Лексиков А.А., Сержантов А.М. Датчик слабых высокочастотных магнитных полей // Патент RU №2536083; Опубл. 20.12.2014. – Бюл. № 35.

Подписано в печать 9.07.2015. Формат 60 × 85/16, усл. печ. л. 2. Тираж 100 экз. Заказ № 4. Отпечатано в типографии ФГБУН Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН. 660036, Красноярск, Академгородок, 50/38, ИФ СО РАН