

Федеральное государственное бюджетное научное учреждение
«Федеральный исследовательский центр «Красноярский научный центр
Сибирского отделения Российской академии наук»
Институт физики им. Л.В. Киренского Сибирского отделения Российской
академии наук – обособленное подразделение ФИЦ КНЦ СО РАН

На правах рукописи



Угрюмов Андрей Витальевич

**ПОЛОСКОВЫЕ РЕЗОНАТОРЫ НА ПОДВЕШЕННОЙ
ПОДЛОЖКЕ И ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫЕ
УСТРОЙСТВА НА ИХ ОСНОВЕ**

Специальность 01.04.03 – «Радиофизика»

*Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук*

Научный руководитель –
доктор технических наук,
доцент
Лексиков Александр
Александрович

Красноярск – 2020

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
ГЛАВА 1. ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ПОДВЕШЕННОЙ ПОДЛОЖКЕ (ОБЗОР)	14
1.1. Полосковые резонаторы на подвешенной подложке	14
1.2. Полосковые фильтры на подвешенной подложке	26
1.3. Полосковые диплексеры на подвешенной подложке.....	33
1.4. Методы расширения высокочастотной полосы заграждения полосно- пропускающих фильтров.....	35
1.5. Способы разработки сверхширокополосных полосно-пропускающих фильтров.....	39
1.6. Выводы по главе 1	43
ГЛАВА 2. ИССЛЕДОВАНИЕ РЕГУЛЯРНЫХ ДВУХПРОВОДНИКОВЫХ ПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ НА ПОДВЕШЕННОЙ ПОДЛОЖКЕ	45
2.1. Конструкция регулярного двухпроводникового полоскового резонатора на подвешенной подложке	45
2.2. Исследование влияния параметров резонатора на его добротность и спектр собственных частот	46
2.3. Выводы по главе 2.....	52
ГЛАВА 3. МЕТОД РАСШИРЕНИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ ПОЛОСЫ ЗАГРАЖДЕНИЯ ДЛЯ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ НА ОСНОВЕ РЕГУЛЯРНЫХ ДВУХПРОВОДНИКОВЫХ ПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ НА ПОДВЕШЕННОЙ ПОДЛОЖКЕ	53
3.1. Метод расширения высокочастотной полосы заграждения и четырёхзвенный фильтр гармоник.....	53
3.2. Шестизвенный фильтр гармоник	60
3.3. Выводы по главе 3	63

ГЛАВА 4. ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ГАЛЬВАНИЧЕСКОЙ СВЯЗИ НА ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ МЕЖДУ РЕГУЛЯРНЫМИ ДВУХПРОВОДНИКОВЫМИ ПОЛОСКОВЫМИ РЕЗОНАТОРАМИ НА ПОДВЕШЕННОЙ ПОДЛОЖКЕ 64

4.1. Сверхширокополосный фильтр на основе двухпроводниковых резонаторов на подвешенной подложке с широкой высокочастотной полосой заграждения 64

4.2. Исследование влияния дополнительной гальванической связи на взаимодействие между регулярными двухпроводниковыми полосковыми резонаторами на подвешенной подложке..... 67

4.3. Сверхширокополосный фильтр с дополнительной гальванической связью между резонаторами и широкой высокочастотной полосой заграждения . 70

4.4. Выводы по главе 4..... 74

ГЛАВА 5. ИССЛЕДОВАНИЕ СВЁРНУТЫХ ДВУХПРОВОДНИКОВЫХ ПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ НА ПОДВЕШЕННОЙ ПОДЛОЖКЕ 75

5.1. Конструкции свёрнутых двухпроводниковых полосковых резонаторов на подвешенной подложке 75

5.2. Исследование влияния конструкции резонатора на его добротность и спектр собственных частот 76

5.3. Исследование коэффициентов связи в паре свёрнутых ДПРПП 80

5.4. Выводы по главе 5..... 85

ЗАКЛЮЧЕНИЕ 87

ПЕРЕЧЕНЬ ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ 89

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ..... 91

Приложение А – Высокоселективные полосковые фильтры на подвешенной подложке для каналов L2 и L1 для радионавигационных систем ГЛОНАСС/GPS 106

Приложение Б – Миниатюрный полосковый диплексер на подвешенной подложке для радионавигационных систем ГЛОНАСС/GPS 110

Приложение В – Полосковый диплексер на подвешенной подложке для работы на стыке VHF/UHF диапазонов	114
Приложение Г – Высокоселективный полосковый фильтр нижних частот	118
Приложение Д – Патенты на изобретения	124

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы диссертационного исследования и степень её разработанности. Важнейшими компонентами систем связи, радионавигации, радиолокации, измерительной и специальной радиоаппаратуры являются частотно-селективные устройства (ЧСУ) диапазона сверхвысоких частот (СВЧ). Особое место среди ЧСУ занимают фильтры. В настоящее время существует потребность в надежных и дешевых фильтрующих устройствах, имеющих одновременно миниатюрные размеры и высокие частотно-избирательные свойства. Вышеупомянутым требованиям по большинству параметров удовлетворяют фильтры на основе полосковых и микрополосковых резонаторов [1–3], которые повсеместно используются в СВЧ-технике.

К настоящему времени предложено множество конструкций фильтров на основе микрополосковых резонаторов (МПР). МПР надежны в работе и дешевы в производстве, миниатюрны, а также устойчивы к вибрационным воздействиям. Применение подложек с высоким значением диэлектрической проницаемости ($\epsilon_r=20\ldots 80$) позволило использовать МПР для фильтров нижней части диапазона ультравысоких частот (Ultra high frequency – UHF) [4, 5]. Однако на частотах ниже 500 МГц их размеры становятся, как правило, неприемлемо большими, даже на подложках с $\epsilon_r=80$. В этом диапазоне частот широко распространены фильтры на основе взаимодействующих LC-контуров [6, 7]. К сожалению, такие фильтры нетехнологичны и обладают меньшей устойчивостью к вибрационным нагрузкам. Одним из путей уменьшения размеров ЧСУ является поиск новых конструкций и новых принципов их построения, которые позволили бы создавать миниатюрные и технологичные устройства с характеристиками лучшими, чем у известных аналогов.

Фильтры на основе полосковых резонаторов на подвешенной полужке (ПРПП) [8, 9] сочетают в себе достоинства фильтров на МПР и сосредоточенных

элементах. ПРПП немного уступают микрополосковым резонаторам в технологичности, но демонстрируют практически такую же вибро- и термоустойчивость. Также они имеют более широкую по сравнению с микрополосковыми высокочастотную полосу заграждения, конкурируя в этом плане с фильтрами на сосредоточенных элементах. Кроме того, ПРПП значительно превосходят МПР по собственной добротности (при одинаковой собственной частоте).

Оригинальная конструкция регулярного двухпроводникового резонатора на подвешенной подложке (ДПРПП) [10] позволяет реализовать компактные фильтры, даже в метровом диапазоне длин волн, с широкой (в несколько октав) высокочастотной полосой заграждения и высоким уровнем подавления в ней, а также малыми вносимыми потерями в полосе пропускания [11]. Несмотря на все достоинства регулярного ДПРПП, систематических исследований о влиянии конструктивных параметров такого резонатора на его собственные свойства (собственная добротность и спектр собственных частот) не проводилось. Для разработки ЧСУ с наилучшими характеристиками такие исследования являются необходимыми.

Исследование собственных свойств регулярных ДПРПП актуально также и с точки зрения развиваемых в настоящее время технологий печатных плат (Printed Circuit Board – PCB) и технологий осаждения тонких пленок (Atomic Layer Deposition – ALD), которые в настоящее время считаются очень перспективными для изготовления СВЧ-устройств.

Таким образом, исследование собственных свойств регулярного ДПРПП является важным и актуальным. Результаты исследований позволят проектировать различные ЧСУ на основе таких резонаторов с характеристиками, в большей степени удовлетворяющими современным требованиям, в сравнении с характеристиками устройств на основе микрополосковых резонаторов.

Целью диссертационной работы является исследование собственных свойств двухпроводниковых резонаторов на подвешенной подложке с использованием электромагнитного моделирования и разработка миниатюрных

конструкций частотно-селективных устройств на их основе. Для достижения поставленной цели сформулированы следующие **задачи**:

1. Исследование зависимостей собственной добротности и спектра собственных частот регулярного двухпроводникового резонатора, выполненного на подвешенной подложке с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r < 11$ от его конструктивных параметров.

2. Разработка метода расширения высокочастотной полосы заграждения для фильтров на основе регулярных двухпроводниковых резонаторов на подвешенной подложке и исследование его возможностей. Создание фильтров гармоник на основе этого метода.

3. Исследование способа увеличения взаимодействия между регулярными двухпроводниковыми резонаторами на подвешенной подложке с помощью дополнительной гальванической связи и создание сверхширокополосного полосно-пропускающего фильтра на основе этого способа.

4. Исследование влияния конструктивных параметров свёрнутого двухпроводникового резонатора на подвешенной подложке на его собственные свойства и на коэффициенты связи двухзвенных секций из таких резонаторов. Разработка миниатюрного полосно-пропускающего фильтра, на основе свёрнутого двухпроводникового резонатора на подвешенной подложке.

5. Разработка методики приведения добротности резонатора к его собственной частоте, с целью сравнения свойств разнотипных резонаторов.

Научная новизна работы состоит в следующем:

1. Впервые выявлены закономерности в поведении собственной добротности и спектра собственных частот регулярного двухпроводникового резонатора на подвешенной подложке с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r < 11$. Показано, что в таком резонаторе можно добиться увеличения собственной добротности и отношения частоты второй моды колебаний к частоте первой моды колебаний как увеличивая ширину полосковых проводников и высоту экрана, так и уменьшая толщину подложки. Применение подложек с большим значением

диэлектрической проницаемости, позволяет увеличить отношение частоты второй моды колебаний к частоте первой моды колебаний.

2. Впервые разработан метод расширения высокочастотной полосы заграждения для полосно-пропускающих фильтров на основе регулярных двухпроводниковых резонаторов на подвешенной подложке. Показано что, существует оптимальное соотношение между шириной полосковых проводников резонаторов в фильтре гармоник, которое позволяет значительно расширить высокочастотную полосу заграждения.

3. Впервые выявлены закономерности в поведении коэффициентов связи между регулярными двухпроводниковыми резонаторами на подвешенной подложке с использованием дополнительной гальванической связи между ними. Разработана конструкция сверхширокополосного полосно-пропускающего фильтра с дополнительной гальванической связью между резонаторами, имеющего протяженную высокочастотную полосу заграждения.

4. Разработана методика приведения добротности резонатора к его собственной частоте, впервые позволившая сравнить добротности разнотипных резонаторов, имеющих различные собственные частоты.

5. Впервые исследованы собственные свойства свёрнутых двухпроводниковых резонаторов на подвешенной подложке. Исследования показали, что для разработки миниатюрных и высокоселективных многосвязных полосно-пропускающих фильтров подходит только одна, из четырёх возможных конфигураций свёрнутого двухпроводникового резонатора на подвешенной подложке.

Теоретическая значимость результатов диссертационной работы

Научные результаты диссертационной работы вносят вклад в теоретические основы методов улучшения электрических характеристик СВЧ-устройств.

Практическая значимость результатов диссертационной работы:

1. Используя метод расширения высокочастотной полосы заграждения, разработаны и изготовлены две конструкции СВЧ фильтров гармоник на основе

регулярных двухпроводниковых резонаторов на подвешенной подложке с высокочастотными полосами заграждения: $7,9f_0$ по уровню минус 50 дБ и $9,7f_0$ по уровню минус 60 дБ. В таких фильтрах высокочастотные полосы заграждения более чем в два раза протяжённее, чем в аналогичных фильтрах с резонаторами одинаковой ширины.

2. Разработана конструкция сверхширокополосного полосно-пропускающего фильтра на основе регулярных двухпроводниковых резонаторов на подвешенной подложке с использованием дополнительной гальванической связи между резонаторами, имеющего 80% относительную ширину полосы пропускания и высокочастотную полосу заграждения $6,4f_0$ по уровню минус 30 дБ. Применение дополнительной гальванической связи между регулярными двухпроводниковыми резонаторами на подвешенной подложке позволило разработать также фильтр с относительной шириной полосы пропускания на 27% большей, чем у аналогичного фильтра без дополнительной гальванической связи между резонаторами.

3. Разработан и изготовлен миниатюрный высокоселективный полосно-пропускающий фильтр на свёрнутых двухпроводниковых резонаторах на подвешенной подложке. Применение таких резонаторов позволило уменьшить площадь подложки изготовленного фильтра практически на 50%, по сравнению с аналогичным полосно-пропускающим фильтром на основе регулярных двухпроводниковых резонаторов на подвешенной подложке.

4. На основе регулярных двухпроводниковых резонаторов на подвешенной подложке разработаны и изготовлены миниатюрные диплексеры и высокоселективные полосно-пропускающие фильтры для работы в нижней части UHF диапазона и на стыке VHF/UHF диапазонов. Разработан высокоселективный фильтр нижних частот с частотой среза $f_c=2$ ГГц на подвешенной подложке с широкой полосой заграждения.

На защиту выносятся следующие положения:

1. Использование в структуре полосно-пропускающего фильтра на основе регулярных двухпроводниковых резонаторов на подвешенной подложке резонаторов с разной шириной полосковых проводников позволяет значительно расширить высокочастотную полосу заграждения.

2. Применение дополнительной гальванической связи между регулярными двухпроводниковыми резонаторами на подвешенной подложке позволяет проектировать сверхширокополосные полосно-пропускающие фильтры с протяженными высокочастотными полосами заграждения.

3. Использование методики приведения добротности резонатора к его собственной частоте позволяет сравнивать добротности разнотипных резонаторов, имеющих различные частоты.

4. Использование свёрнутых двухпроводниковых резонаторов на подвешенной подложке, позволяет проектировать высокоселективные полосно-пропускающие фильтры, имеющие в два раза меньшие размеры подложки, по сравнению с фильтрами на основе регулярных двухпроводниковых резонаторов на подвешенной подложке.

Апробация работы. Результаты работы докладывались на X Всероссийской научно-практической конференции творческой молодежи «Актуальные проблемы авиации и космонавтики» (Красноярск, 2014 г.), XII Международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения» (Новосибирск, 2014 г.), XVIII Всероссийской научно-технической конференции «Современные проблемы радиоэлектроники» (Красноярск, 2015 г.), XXV Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (Севастополь, 2015 г.), XIII Международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения» (Новосибирск, 2016 г.), VII Международной научно-практической конференции «Актуальные проблемы радиофизики» (Томск, 2017 г.), V Всероссийской научно-технической конференции «Системы связи и радионавигации» (Красноярск, 2018 г.), Конкурс-конференция ФИЦ КНЦ

СО РАН для молодых ученых, аспирантов и студентов. Секция «Физика» (Красноярск, 2019 г.), XXII Всероссийской научно-технической конференции «Современные проблемы радиоэлектроники» (Красноярск, 2020 г.).

Публикации по теме работы. Всего по теме работы опубликовано 13 работ из них: опубликовано в журналах из перечня ВАК, индексируемых базами WoS и Scopus – 3 статьи; получено патентов на изобретение РФ – 2 шт.

Личный вклад автора. Все представленные в работе результаты получены лично автором или при непосредственном его участии: автор принимал участие в разработке методики приведения добротности резонатора к его собственной частоте; автор исследовал влияние конструктивных параметров регулярного ДПРПП на его собственные свойства; автор принимал участие в разработке и исследовании метода расширения высокочастотной полосы заграждения для фильтров на основе регулярных ДПРПП; автор разработал и исследовал конструкцию сверхширокополосного полосно-пропускающего фильтра (СШППФ) на основе регулярных ДПРПП с использованием дополнительной гальванической между ними; автор исследовал закономерности поведения собственных свойств свёрнутых ДПРПП от его конструктивных параметров; автор принимал участие в разработке и изготовлении различных конструкций ЧСУ на подвешенной полужке; автор проводил измерения характеристик изготовленных макетов устройств.

Методы диссертационного исследования. В работе использованы методы электродинамики СВЧ, в частности, метод конечного интегрирования и метод моментов для расчёта электрических характеристик, а также методы экспериментальных исследований СВЧ-устройств.

Достоверность полученных результатов обеспечивается использованием апробированных методов расчета и верифицированного программного обеспечения электромагнитного моделирования, хорошим согласием характеристик моделей и измеренных экспериментальных макетов устройств, соответствием ряда полученных результатов ранее известным данным, а также использованием современной измерительной аппаратуры (ZVA 50 – фирмы Rohde & Schwarz).

Объем и структура диссертации. Диссертация состоит из введения, 5 глав, заключения, списка сокращений и условных обозначений, списка литературы и 5 приложений. Общий объем диссертации – 124 страницы, включая 55 рисунков и 1 таблицу. Список литературы содержит 118 наименований.

Первая глава диссертационной работы представляет собой обзор конструкций полосковых резонаторов, фильтров и диплексеров на подвешенной подложке. Задачей главы является описание способов миниатюризации резонаторов на подвешенной подложке, классификация различных конструкций фильтров на подвешенной подложке по их типу и ширине полосы пропускания, а также диплексеров на подвешенной подложке по способу построения. Особое внимание уделено способам построения фильтров гармоник и сверхширокополосных фильтров. Для них приводятся существующие на данный момент достигаемые характеристики и присущие таким фильтрам достоинства и недостатки.

Вторая глава посвящена описанию исследования собственных свойств регулярного ДПРПП в зависимости от его конструктивных параметров. Даны рекомендации для получения наибольшего значения собственной добротности и раздвижки частот основной и второй моды колебаний у резонаторов такого типа.

Третья глава посвящена методу для расширения высокочастотной полосы заграждения для конструкций фильтров на основе регулярного ДПРПП. Работоспособность данного метода подтверждается экспериментально двумя изготовленными макетами фильтров гармоник.

Четвертая глава посвящена описанию исследования влияния дополнительной гальванической связи на взаимодействие между регулярными ДПРПП. Описана конструкция сверхширокополосного полосно-пропускающего фильтра с использованием дополнительной гальванической связи между резонаторами на основе регулярного ДПРПП.

Пятая глава посвящена исследованию поведения собственных свойств и коэффициентов связи свёрнутых ДПРПП в зависимости от их конструктивных параметров. Приводится изготовленный макет высокоселективного миниатюрного полосно-пропускающего фильтра (ППФ) на основе таких резонаторов. Полученные

по результатам электромагнитного моделирования амплитудно-частотные характеристики сравниваются с измеренными характеристиками макетов устройств.

В приложениях А–Г приведено описание конструкций ЧСУ, разработанных на основе регулярных ДПРПП: высокоселективных ППФ для каналов L2 (1226...1254 МГц) и L1 (1574...1610 МГц), миниатюрных диплексеров для работы в нижней части UHF диапазона и на стыке VHF/UHF диапазонов, а также приведены их характеристики. Описана конструкция высокоселективного фильтра нижних частот (ФНЧ).

В приложении Д приведены патенты на изобретения.

ГЛАВА 1. ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ПОДВЕШЕННОЙ ПОДЛОЖКЕ (ОБЗОР)

1.1. Полосковые резонаторы на подвешенной подложке

Полосковая линия передачи на подвешенной подложке (ПЛПП) представляет собой полосковый проводник, нанесенный на одну из сторон диэлектрической подложки, которая «подвешена» в металлическом корпусе (рисунок 1.1, *а*). Модификацией этой линии является двухпроводниковая полосковая линия на подвешенной подложке (ДПЛПП) (рисунок 1.1, *б*) [8]. Отрезки таких линий являются простейшими резонаторами ПРПП и ДПРПП (рисунок 1.1, *в* и *г*).

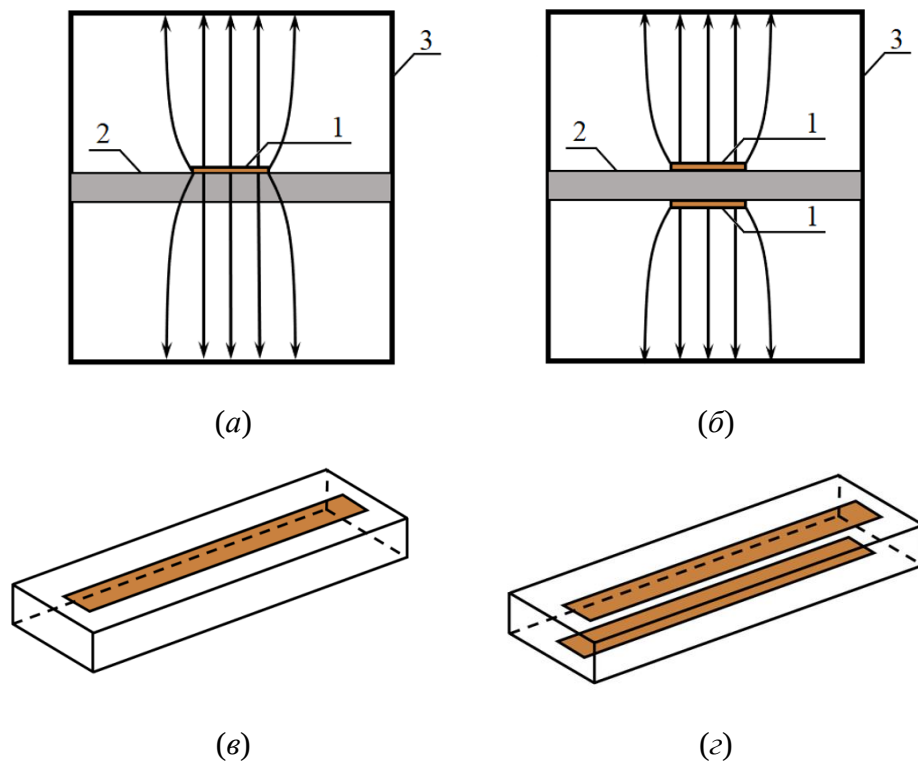


Рисунок 1.1 – Поперечное сечение ПЛПП (*а*) и ДПЛПП (*б*).
Распределение электрического поля в таких конструкциях на частотах основной моды.
1 – полосковый проводник, 2 – подложка, 3 – корпус (экран).
Расположение проводников на подложке ПРПП (*в*) и ДПРПП (*г*)

ПЛПП наряду с ДПЛПП обладает рядом преимуществ по сравнению с обычной микрополосковой линией передачи (МПЛ) [9]. Поскольку в ПЛПП диэлектрик пронизывается лишь небольшой частью электромагнитного поля, то диэлектрические потери незначительны. Следовательно, затухание электромагнитных колебаний в ПЛПП значительно меньше, чем в обычной МПЛ и определяется, в основном, потерями в проводнике и экране. Так же благодаря этому изменение величины диэлектрической проницаемости подложки слабо влияет на изменение электрических характеристик такой линии. Еще одним достоинством является возможность реализации более высоких значений волнового сопротивления на таких линиях. При реализации МПЛ с большим волновым сопротивлением ширина проводника становится настолько малой, что существенно возрастают омические потери, а требования к допускам на изготовление становятся неосуществимыми. Таким образом, ЧСУ на основе ПЛПП и ДПЛПП, по сравнению с ЧСУ на основе МПЛ, имеют меньшие потери в полосах прохождения, и на их электрические характеристики слабо влияет разброс величины диэлектрической проницаемости используемых подложек.

Стоит отметить недостатки, которыми обладают вышеприведенные линии передачи. Размеры устройств на ПЛПП, как и на ДПЛПП значительно превышают размеры аналогичных устройств на МПЛ. Кроме того, ДПЛПП требует, как двухсторонней металлизации на диэлектрической подложке, так и точного совмещения рисунков топологий.

Основными характеристиками резонатора являются резонансная частота f_r и добротность Q . Добротностью резонатора определяется его способность к накоплению электромагнитной энергии. Добротность определяется формулой [1]:

$$Q = 2\pi f_r \frac{W_{st}}{P_F}, \quad (1)$$

где f_r – резонансная частота, W_{st} – запасенная при резонансе электромагнитная энергия, P_F – средняя за период мощность полных потерь.

При подключении резонатора к внешним нагрузкам, мощность полных потерь имеет вид [2]:

$$P_F = P_0 + P_{ext}, \quad (2)$$

где P_0 – мощность собственных потерь (потери в резонаторе), P_{ext} – мощность внешних потерь (рассеиваемая вне резонатора за счет его связи с внешними цепями).

В этом случае формула (1) принимает вид:

$$1/Q = 1/Q_0 + 1/Q_{ext}, \quad (3)$$

где Q_0 – собственная (ненагруженная) добротность, Q_{ext} – внешняя добротность.

Определить Q и f_r можно из амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) резонатора, подключенного к внешним нагрузкам. Q в это случае, определяется по формуле [1]:

$$Q = f_r / \Delta f_{-3dB}, \quad (4)$$

где f_r – резонансная частота, Δf_{-3dB} – ширина резонансной кривой по уровню минус 3 дБ.

На рисунке 1.2 представлена частотная зависимость коэффициента прохождения (S_{21}) резонатора (резонансная кривая), подключенного в тракт.

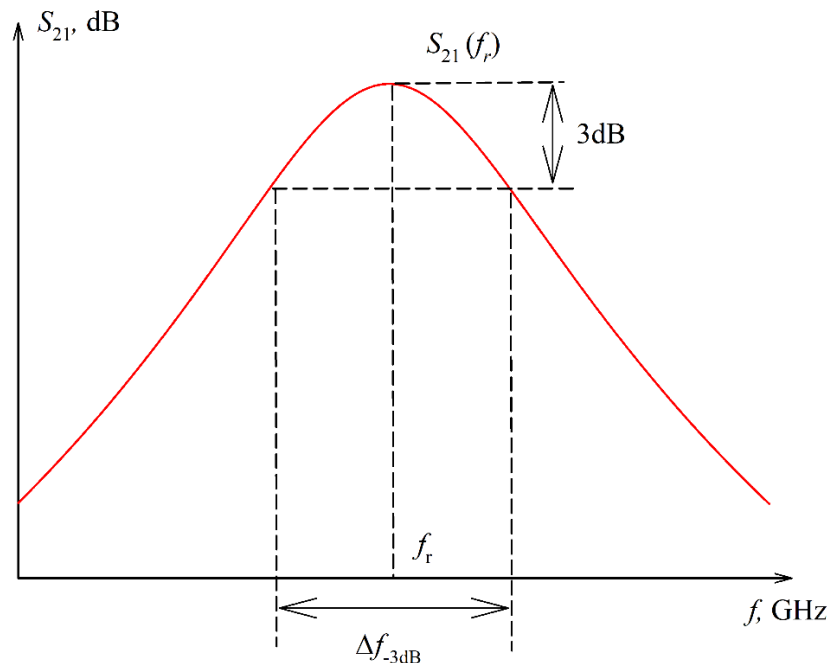


Рисунок 1.2 – Типичная АЧХ резонатора, подключенного в тракт

Собственная добротность Q_0 учитывает энергию, рассеянную в самом резонаторе. И она определяется, как [2]:

$$Q_0 = 2\pi f_0 \frac{W_{st}}{P_J + P_D + P_R}, \quad (5)$$

где f_0 – собственная частота, W_{st} – запасенная при резонансе электромагнитная энергия, P_J – мощность Джоулевых потерь, P_D – мощность потерь в диэлектрике, P_R – потери на излучение.

Для определения собственной добротности по АЧХ так же используется формула (4), но резонатор при этом «включают» в измерительный тракт со слабой связью. Величину связи в этом случае подбирают таким образом, чтобы значение S_{21} (рисунок 1.2) на частоте резонанса составляло около минус 40 дБ. При таком подключении мощность внешних потерь резонатора минимальна. Так же при этом $f_r \approx f_0$.

Резонатор обладает набором дискретных собственных частот (гармоник) ($f_1, f_2, \dots, f_N$) [12]. На рисунке 1.3. представлены спектры собственных колебаний полуволнового (зеленая линия) и четвертьволнового (красная линия) МПР, «включенных» в тракты со слабой связью. Видно, что у четвертьволнового МПР отношение частот второй и первой моды колебаний составляет 3, в то время как у полуволнового 2.

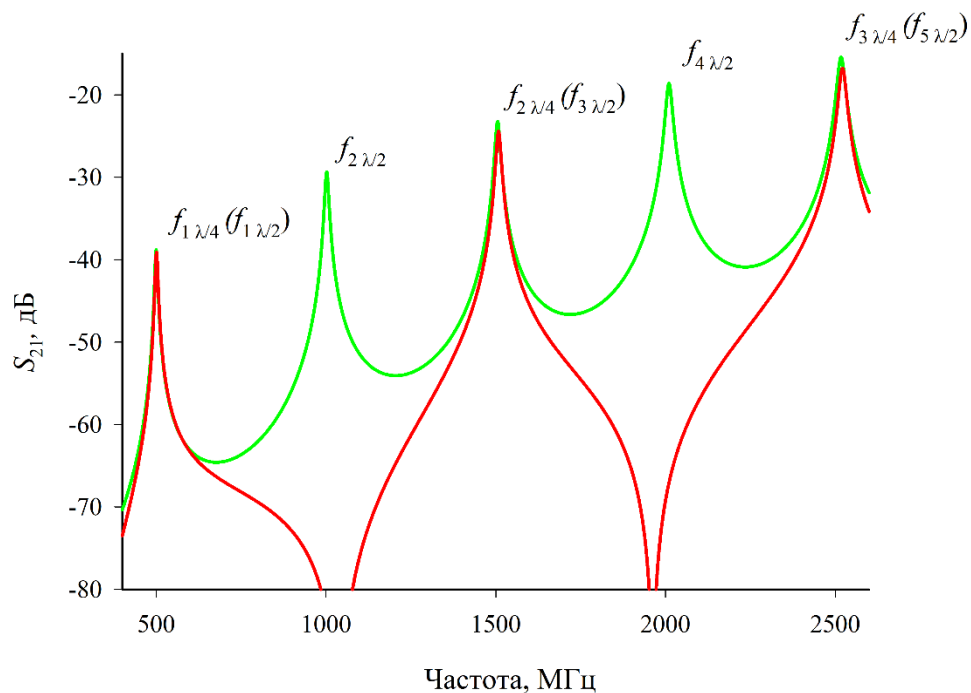


Рисунок 1.3 – Типичные АЧХ полуволнового (зеленая линия) и четвертьволнового (красная линия) МПР, «включенных» в тракты со слабой связью

Стоит заметить, что существуют различные методы как для увеличения, так и для уменьшения отношения f_2/f_1 . Резонаторы с большим отношением f_2/f_1 применяется в фильтрах, в которых необходимо расширение высокочастотной полосы заграждения (фильтры гармоник). При максимальном сближении частот f_2 и f_1 , формируется полоса пропускания, а такой резонатор становится двухмодовым [5].

В двух связанных МПР существует две волны основного типа четная (even mode) и нечетная (odd mode) [2]. Для четной моды распределение токов и напряжений в разных резонаторах одинаковое, а для нечетной противоположно по фазе. Исследования поведения четных и нечетных мод колебаний ПРПП и ДПРПП от конструктивных параметров были проведены авторами работ [13–18]. Получены зависимости частот четной f_{even} и нечетной f_{odd} моды от различных конструктивных параметров резонаторов. Авторами работ представлены различные упрощенные модели, помогающие разрабатывать ЧСУ на основе таких резонаторов.

В работе [19] представлен способ миниатюризации резонатора по типу ПРПП с помощью фракталов Минковского. На рисунке 1.4. показаны слева направо: 1) двухмодовый квадратный резонатор, 2) двухмодовый квадратный резонатор после первой итерации и 3) двухмодовый квадратный резонатор после второй итерации, а также АЧХ таких резонаторов.

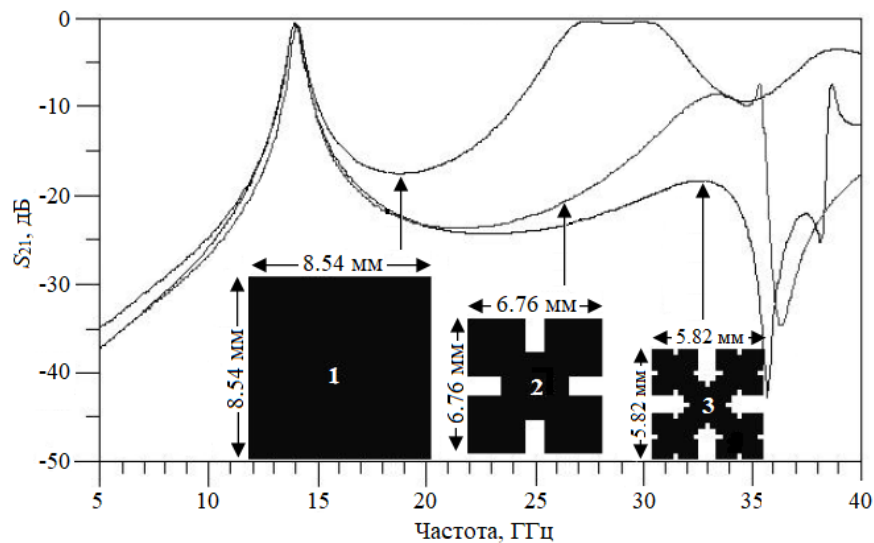


Рисунок 1.4 – Конструкции и АЧХ двухмодовых резонаторов, полученных с помощью итераций Минковского [19]

При применении в квадратном резонаторе итераций Минковского его резонансная частота уменьшается, поэтому для сохранения частоты следует уменьшать его размер, а это значит, что фильтр на таких резонаторах становится компактнее. Стоит так же отметить, что такой прием расширяет высокочастотную полосу заграждения (рисунок 1.4), что является полезным для некоторых приложений фильтрации, требующих подавления гармоник.

Применение нерегулярных (со скачком волнового сопротивления) МПР позволяет уменьшить размеры и улучшить характеристики устройств на основе таких резонаторов [20–22]. Этот способ так же применим к ПРПП [23]. В [23] авторы использовали ступенчатое изменение волнового сопротивления полуволнового ПРПП. Сужение проводника производилось от края резонатора к его центру (рисунок 1.5, а). Волновое сопротивление на узком Z_1 и широком Z_3 участках отличается в 5 раз. Такая конфигурация резонатора позволила как

понижить частоту основного резонанса, так и повысить частоту второго резонанса, что привело к уменьшению длины резонатора, так и к увеличению отношения частоты второй моды к первой. Для еще большего уменьшения размеров авторы применили такой прием, как сворачивание полоскового проводника резонатора (рисунок 1.5, б).

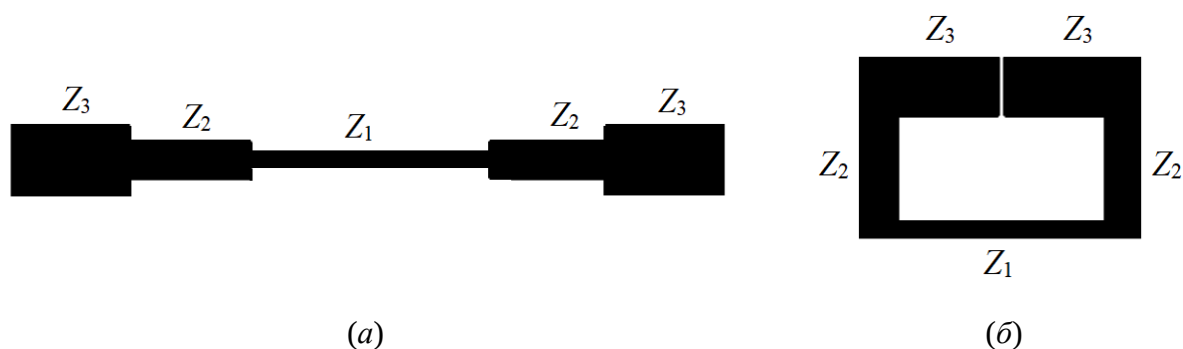


Рисунок 1.5 – Трехсекционный нерегулярный полуволновый ПРПП (а).
Свёрнутый трехсекционный нерегулярный полуволновый ПРПП (б) [23]

В описании к изобретению [24] было предложено усовершенствовать конструкцию полуволнового ПРПП [25], добавив на нижней стороне подложки идентичный по форме и расположению полосковый проводник. При равной длине полуволновый ДПРПП имеет большую, нежели, его прототип собственную добротность. Это обусловлено тем, что ток в таком резонаторе делится на два проводника (плотность тока на каждом проводнике ДПРПП меньше, чем на проводнике ПРПП). Соответственно уменьшаются вклад омических потерь в ненагруженную добротность.

Широкий диапазон реализуемых на подвешенной подложке волновых сопротивлений вместе с возможностью расположения проводников на двух сторонах подложки позволяет реализовать квазисосредоточенные элементы [26]. Фильтры на основе квазисосредоточенных элементов более просты в расчетах и обладают, зачастую, меньшими размерами. На рисунке 1.6 представлен заземленный нерегулярный ПРПП. Основная площадь металлизации резонатора образует ёмкость на «землю», в то время как узкий полосковый проводник,

находящийся в нижней части резонатора, образует короткозамкнутую индуктивность.

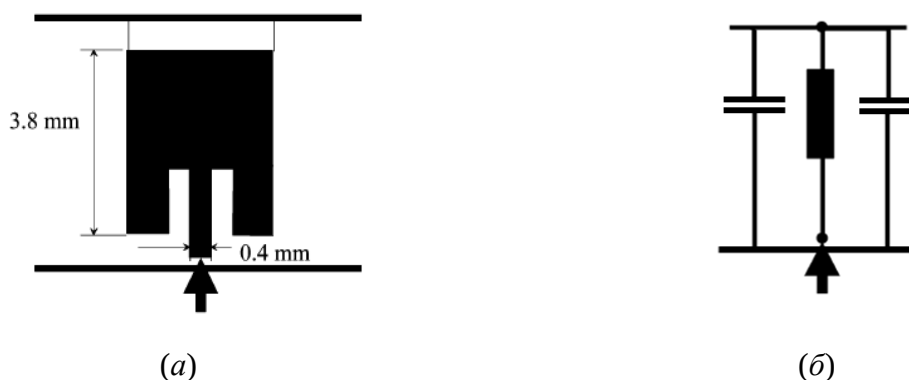


Рисунок 1.6 – Заземленный нерегулярный ПРПП (а).
Эквивалентная схема такого резонатора (б) [26]

В дальнейшем авторы произвели модернизацию вышеприведенной конструкции [27]. Им удалось уменьшить размеры резонаторов и увеличить их собственную добротность. Как утверждают авторы [27] традиционный способ увеличения величины ёмкости за счет увеличения площади ёмкостных участков резонатора и индуктивности за счет увеличения длины индуктивного участка резонатора, позволяет значительно понизить частоту резонатора при сохранении малых размеров.

На рисунке 1.7 показаны три конструкции резонаторов. Сначала авторы уменьшили размеры резонатора в 5 раз (рисунок 1.7, б). Это было достигнуто благодаря расположению на нижней стороне подложки короткозамкнутого металлического проводника (6,5 мм × 5,5 мм). Увеличив таким образом ёмкость резонатора на корпус, авторы понизили собственную частоту резонатора. К сожалению, это привело к уменьшению собственной добротности резонатора из-за локализации электрического поля в подложке в области пересечения проводников.

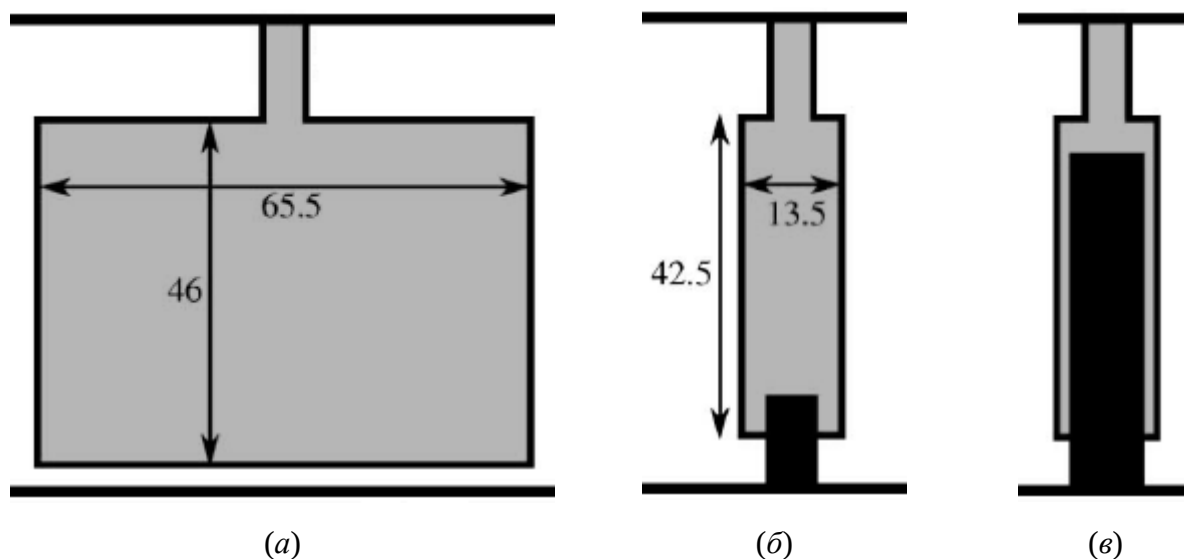


Рисунок 1.7 – Сравнение размеров конструкций ПРПП. Заземленный нерегулярный ПРПП (а), Заземленный нерегулярный ПРПП с металлизированным участком на нижней стороне подложки (б) и новый ПРПП (в). Металлизированный участок на нижней стороне подложки (6,5 мм × 5,5 мм) (б) и брусок (9,5 мм × 37,75 мм) (в) показаны черным цветом. Все размеры даны в мм [27]

Для избавления от негативного вклада диэлектрических потерь была предложена новая конструкция резонатора (рисунок 1.7, в). В ней между топологией проводника резонатора и экраном расположили металлизированный заземленный брусок, оставив зазор 1 мм между резонатором и бруском. Это пространственное расположение бруска так же обеспечивает высокую ёмкость, как и в ранее описанной конструкции. Однако так как электрическое поле сосредоточено в воздушном пространстве, диэлектрических потерь нет. Такая конструкция имеет малые размеры. Собственная добротность такого резонатора превысила на 40% первый вариант и на 140% – второй.

Конструкцию миниатюрного заземленного нерегулярного ДПРПП с перемычкой (рисунок 1.8, в), имеющего собственную добротность $Q_0 \sim 1000$ на частоте 633 МГц, получили авторы работы [28]. Они объединили преимущества своей конструкции резонатора [29] (рисунок 1.6, а) с ранее упомянутой (рисунок 1.7, в).

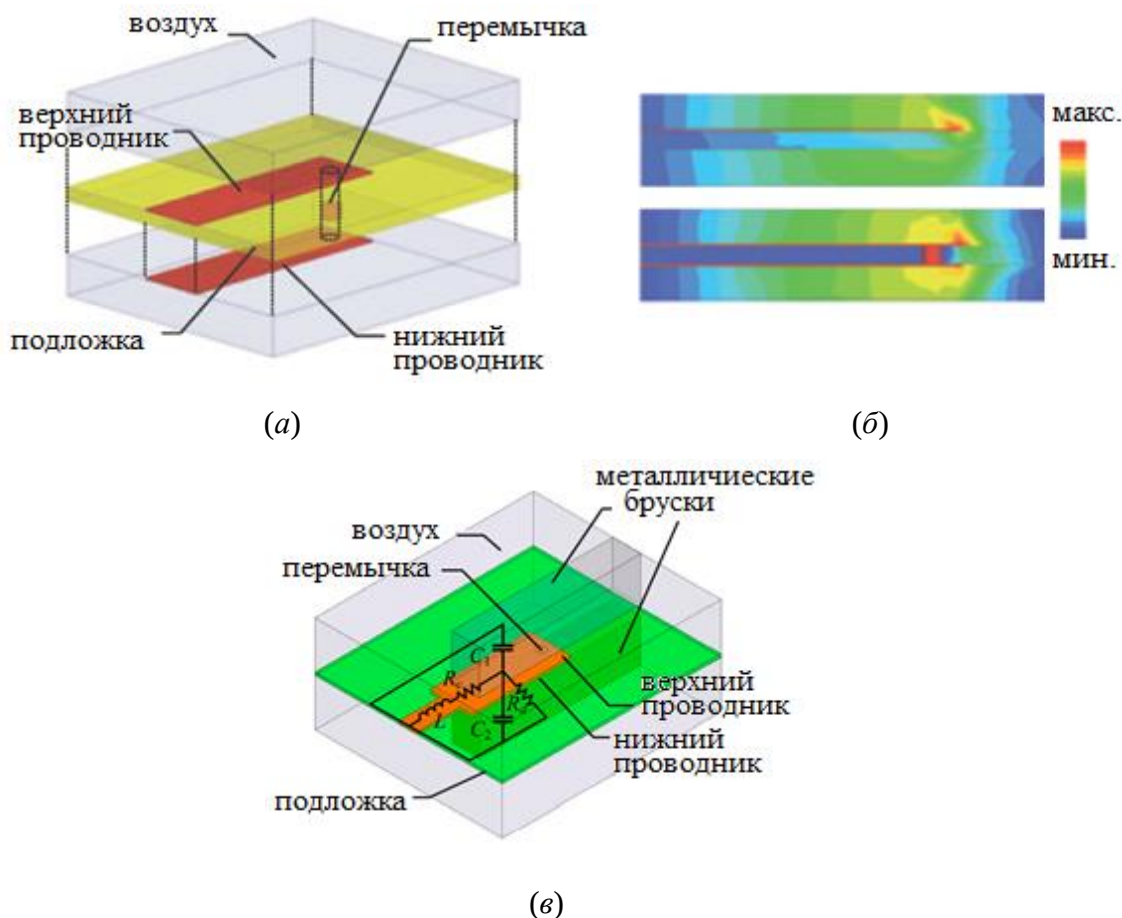


Рисунок 1.8 – Конструкция заземленного со-направленного ДПРПП с перемычкой (а).

Распределение электрического поля в заземленном ПРПП (сверху) и заземленном ДПРПП с перемычкой (снизу) (б) [29] Конструкция миниатюрного заземленного со-направленного нерегулярного ДПРПП с перемычкой (в) [28]

Предлагаемый авторами резонатор представляет собой ДПРПП, проводники которого находятся друг над другом на различных поверхностях подложки. Эти проводники закорочены на корпус с одной стороны, а противоположные концы соединяются друг с другом металлической перемычкой, проходящей через подложку (рисунок 1.8, а). На рисунке 1.8, б видно, что для случая заземленного ДПРПП с перемычкой меньшая плотность энергии электрического поля сосредоточена в подложке, по сравнению с заземленным ПРПП. Следовательно, уменьшение диэлектрических потерь приводит к тому, что собственная добротность Q_0 возрастает для заземлённого ДПРПП с перемычкой. В результате добротность возросла на 33%. Следует заметить, что на рост добротности в этой конструкции влияет и увеличение объема резонатора [30].

Сделав такой резонатор нерегулярным, добавив металлизированные заземленные бруски с каждой стороны подложки и оставив зазор между бруском и полосковым проводником резонатора, авторы получили конструкцию миниатюрного заземленного со-направленного нерегулярного ДПРПП с перемычкой (рисунок 1.8, в) [28]. Собственная добротность такой конструкции резонатора на 40% больше добротности резонатора из работы [27] (рисунок 1.7, в).

В патенте [10] представлена оригинальная миниатюрная конструкция регулярного ДПРПП (рисунок 1.9, а). Резонатор представляет собой экранированный ДПРПП, у которого каждый из проводников закорочен на корпус на противоположных краях подложки. Такой резонатор не является ни полуволновым, ни четвертьволновым, а спектр его резонансных частот не эквидистантный [31].

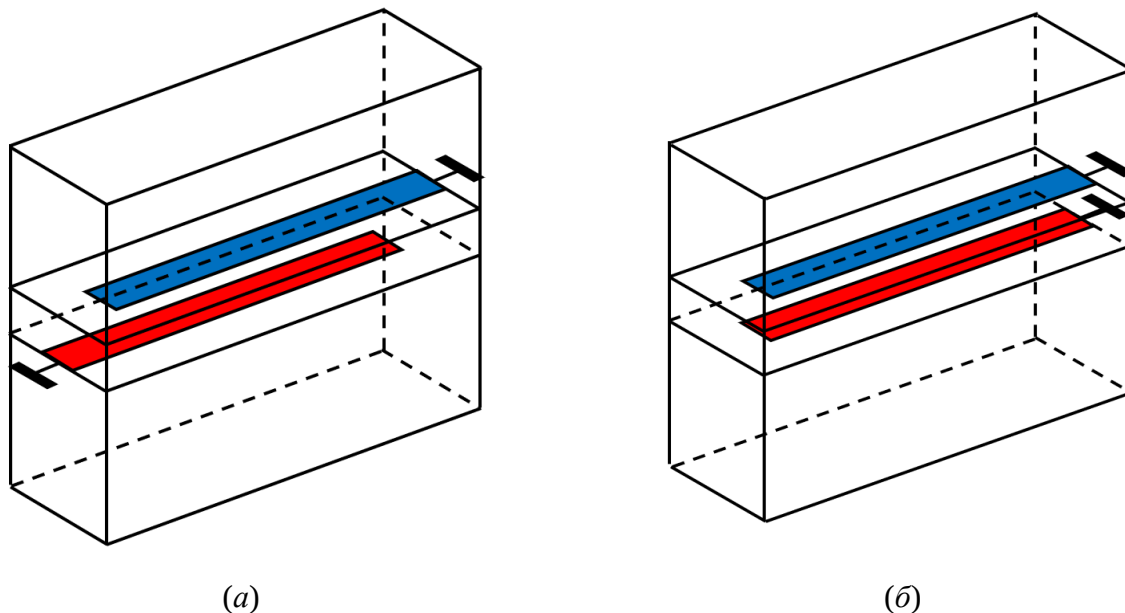


Рисунок 1.9 – Конструкция регулярного ДПРПП (а)
и конструкция со-направленного регулярного ДПРПП (б)

Первая и вторая мода колебаний в такой конструкции имеют разную природу. Основную моду можно представить, как резонанс колебательного контура на квазисосредоточенных элементах, а вторую, как первую моду

четвертьволнового микрополоскового резонатора с «землей», закороченной через сравнительно большую индуктивность [32]. Миниатюрность данного типа резонатора обусловлена большим значением суммарной индуктивности короткозамкнутых полосковых проводников. При этом с уменьшением физической длины резонатора, становятся меньшими омические потери. Что приводит в свою очередь к увеличению собственной добротности. Достоинством данной конструкции так же является более чем двух октавное отношение частоты второй моды к первой (f_2/f_1) [11]. Аналогичная структура резонатора использовалась в [33], но для разработки фильтра с использованием технологии на основе керамики с низкой температурой отжига (Low Temperature Cofired Ceramics – LTCC).

Авторами патента [34] представлена конструкция экранированного со-направленного регулярного ДПРПП, которая похожа на резонатор, описанный выше (рисунок 1.9, б). Отличие заключается в том, что проводники резонатора закорочены на корпус с одного края подложки. При одинаковой резонансной частоте данный резонатор имеет большую длину проводников, нежели резонатор, приведённый выше. Однако при разработке узкополосного (<5%) полосно-пропускающего фильтра на основе таких резонаторов, размеры фильтра будут меньше, чем у аналогичного фильтра на основе регулярного ДПРПП. Это связано с тем, что взаимодействие между со-направленными регулярными ДПРПП значительно меньше, чем между регулярными ДПРПП. Малая величина связи между резонаторами такого типа объясняется как тем, что их коэффициенты ёмкостной и индуктивной связи имеют разные знаки, так и тем, что сами эти коэффициенты малы в силу вычитания индуктивных взаимодействий пар полосковых проводников, расположенных на одной и на разных поверхностях подложки, аналогично ёмкостным взаимодействиям. Благодаря этому их используют для реализации миниатюрных узкополосных фильтров.

Для получения резонатора с требуемыми характеристиками необходимо знать, каким образом зависит собственная добротность и спектр собственных

частот от его конструктивных параметров. Для различных конфигураций полуволнового [35–37], одноволнового ДПРПП [38] и регулярного ДПРПП [32] такого рода исследования были проведены. Стоит заметить, что исследования регулярного ДПРПП выполнялись на подложке с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 80$, а его собственная частота составляла 200 МГц.

Обзор резонаторов на подвешенной подложке был бы неполным без упоминания многопроводниковых конструкций [24, 39–41]. Они являются самыми миниатюрными среди резонаторов на подвешенной подложке. Структура таких резонаторов представляет собой подвешенный «сэндвич» из N диэлектрических подложек, чередующихся с $N+1$ полосковыми проводниками. На резонансных частотах таких конструкций все полосковые проводники, образующие резонатор, имеют одинаковое распределение высокочастотных токов и напряжений по их длине. Таким образом, ток распределяется по всем проводникам резонатора и, соответственно, уменьшаются омические потери. Это влечет за собой рост собственной добротности. Стоит так же отметить, что даже большое количество полосковых проводников не приводит к значительному увеличению общей толщины такого резонатора. Общим недостатком устройств на основе таких резонаторов являются сложность в изготовлении и настройке.

1.2. Полосковые фильтры на подвешенной подложке

Фильтры служат для подавления одних частотных составляющих (помех) и передачи других частотных составляющих спектра (сигнала). Их разделяют на фильтры нижних (ФНЧ) и верхних (ФВЧ) частот, полосно-пропускающие (ППФ) и полосно-заграждающие (ПЗФ) фильтры [42].

ФНЧ используются, например, для очистки тракта от высокочастотных помех, в качестве фильтра низкочастотного (НЧ) канала диплексера в паре с ФВЧ

[43] или ППФ [26] в высокочастотном (ВЧ) канале диплексеров, а так же в СВЧ генераторах и усилителях для защиты цепей питания от ВЧ сигнала. Широкое применение в СВЧ технике получила классическая схема ФНЧ, которая состоит из последовательно соединенных Г-звеньев LC-типа. На рисунке 1.10 показан пример реализации такой схемы на подвешенной подложке.

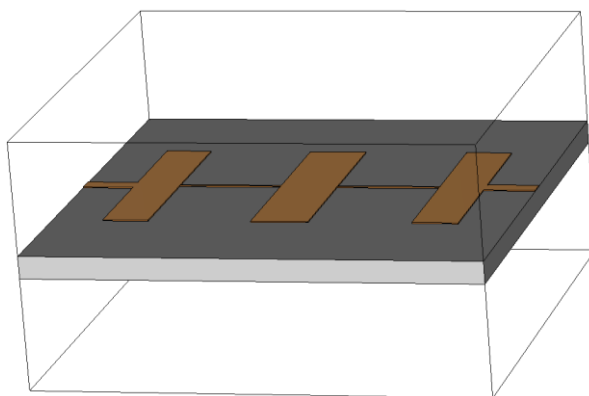


Рисунок 1.10 – Пример конструкции ФНЧ на ПЛПП

В конструкции ФНЧ (рисунок 1.10) используется последовательное соединение высокоомных (узких) отрезков ПЛПП, являющихся индуктивностями и низкоомных (широких) – ёмкостями на «землю». ФНЧ такого типа был реализован в работах [26, 43–48]. В работе [44] на трехзвенной конструкции ФНЧ (рисунок 1.10) достигнута полоса заграждения $4,8f_c$ по уровню минус 40 дБ при частоте отсечки $f_c=2$ ГГц. Авторам работы [45] при той же частоте отсечки, но уже на гибридной семизвенной конструкции удалось расширить полосу заграждения до $8,2f_c$ по уровню минус 60 дБ. Гибридной конструкция является из-за использования высокодобротных конденсаторов. Хотя авторами двух вышеперечисленных работ удалось достичь хороших показателей в ширине высокочастотной полосы заграждения и уровне подавления в ней, разработанные ими фильтры нельзя назвать миниатюрными.

Авторам работ [26, 47, 48] удалось значительно уменьшить габариты ФНЧ, реализованного по классической схеме. Различным способом увеличив величину ёмкостей на «землю» в структуре ФНЧ, они понизили рабочую частоту фильтра.

Для большего подавления в полосе заграждения в [26] авторы использовали формирование полюсов затухания в полосе заграждения (рисунок 1.11).

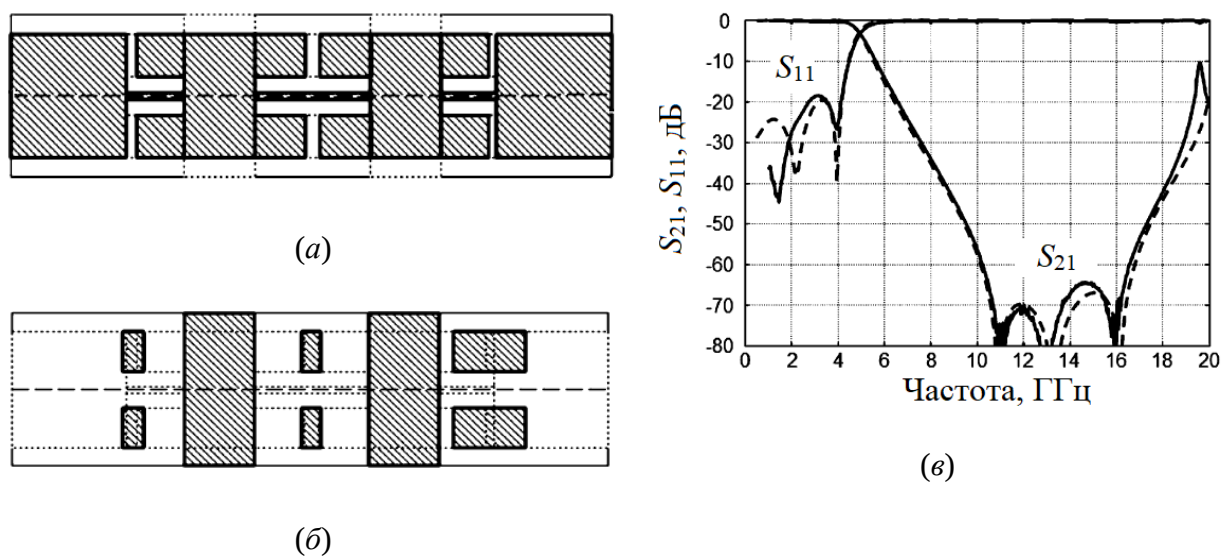


Рисунок 1.11 – Верхняя (а) и нижняя (б) сторона подложки ФНЧ и АЧХ (в) [26].

Пунктирная линия – модель, сплошная линия – эксперимент

В связи с переходом на технологии поверхностного монтажа (Surface Mount Technology – SMT) появилась необходимость разработки миниатюрных ЧСУ, совместимых с технологией поверхностного монтажа. Способы интеграции фильтров на ПЛПП в плату были предложены авторами работ [49, 50]. На рисунке 1.12 показан переход от ПЛПП к интегрированной в подложку ПЛПП.

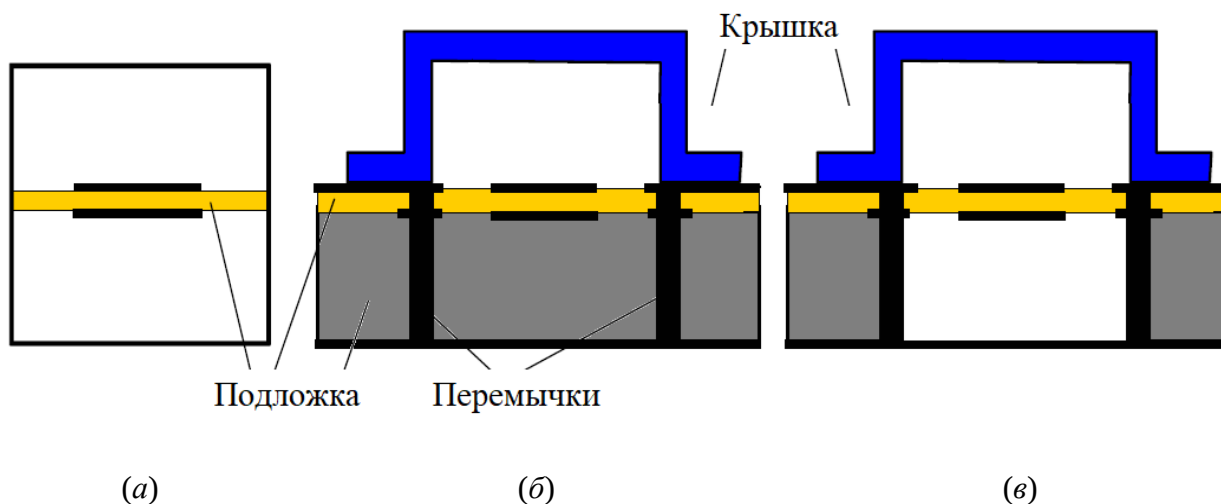
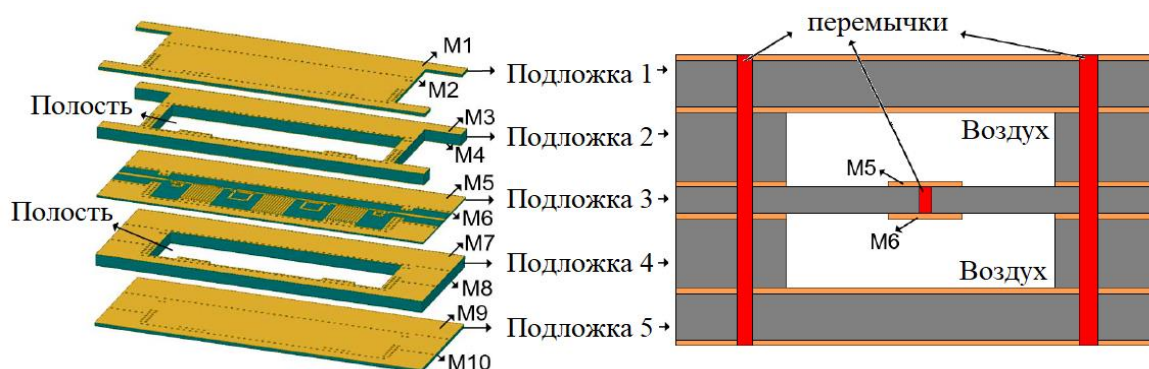


Рисунок 1.12 – Переход от ПЛПП к интегрированной в подложку ПЛПП.

Поперечные сечения: (а) – ПЛПП, (б) – конструкции, предложенной в работе [49],
(в) – конструкции, предложенной в работе [50]

В работе [49] авторы расположили верхнюю подложку с двухпроводниковой полосковой линией на другую нижнюю подложку (рисунок 1.12, б), металлизированную только с нижней стороны используя РСВ-технологию. В итоге получилась двухслойная структура. Добавив для экранировки металлизированные перемычки по периметру такой структуры и крышку сверху, они получили ПЛПП, частично интегрированную в подложку. В такой конструкции электрическое поле пронизывает диэлектрик в нижней подложке, что приводит к очевидному недостатку – бóльшие потери, по сравнению с классической ПЛПП. В работе [50] авторы лишили конструкцию этого недостатка, предварительной фрезеровкой нижней подложки, организовав в ней полость (рисунок 1.12, в).

Увеличить степень интеграции фильтров на ПЛПП позволила технология ПЛПП, интегрированная в подложку (Substrate Integrated Suspended Line – SISL). Данная технология появилась совсем недавно, но уже опубликованы работы по реализации ФНЧ [51, 52] с ее использованием. Эта технология является развитием метода, представленного ранее (рисунок 1.12, в). Рассмотрим ФНЧ, реализованный авторами работы [51]. Схематично фильтр аналогичен описанным выше, с той лишь разницей что ёмкости и индуктивности реализованы в нем как квазисосредоточенные элементы. Конструкция фильтра представлена на рисунке 1.13.



(a)

(б)

Рисунок 1.13 – Конструкция ФНЧ по SISL–технологии (a)
и ее поперечное сечение (б) [51]

ФНЧ, основанный на использовании SISL–технологии состоит из 5 диэлектрических подложек: на 2-й и 4-й фрезерованы полости, на 3-й нанесена топология фильтра, 1-я и 5-я – являются экранами. Толщиной подложек 2 и 4 или же увеличением их количества можно изменять высоту экранов в такой конструкции фильтра. Экранировка по периметру осуществляется металлизированными перемычками, проходящими через все подложки (рисунок 1.13, б). Преимуществами данной технологии являются дешевизна, технологичность и самоэкранировка (self-packaged) фильтра. Основным недостатком является ограниченный выбор диэлектрических проницаемостей подложек, применяемых в РСВ-технологии ($\epsilon_r=2.2\dots10.7$). Это сужает диапазон рабочих частот фильтров, изготовленных по такой технологии. Так же экранировка перемычками обеспечивает меньшую изоляцию и бóльшие потери в фильтре, нежели экранировка сплошной металлизацией. Стоит отметить, что сплошную экранировку в такой технологии удалось реализовать авторам работы [53], однако фильтр стал более сложен в изготовлении.

Общими недостатками рассмотренных миниатюрных ФНЧ на подвешенной подложке являются низкая селективность и узкая ширина полосы заграждения.

ФВЧ также легко реализуются на ПЛПП. Традиционную схему ФВЧ, состоящего из последовательно соединённых ёмкостей и параллельно соединённых индуктивностей на «землю», так же возможно реализовать на подвешенной подложке [26, 44, 48, 54–57]. На рисунке 1.14 приведена типичная АЧХ ФВЧ на подвешенной подложке [54].

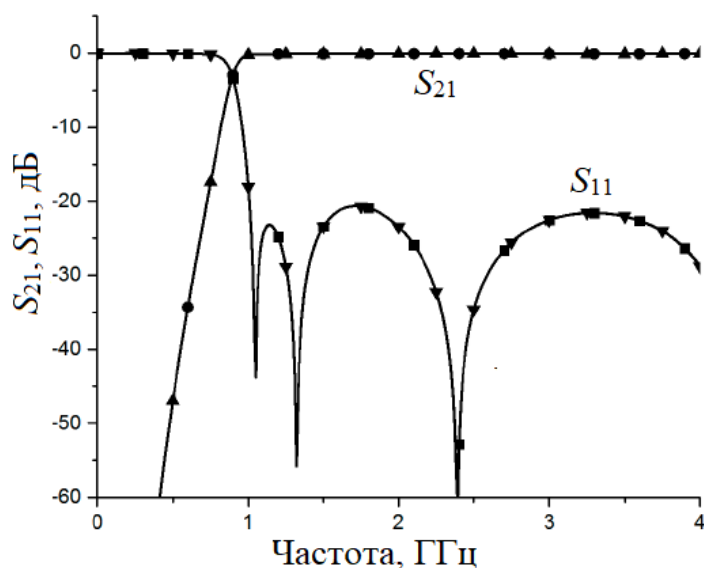


Рисунок 1.14 – Типичная АЧХ ФВЧ на подвешенной подложке [54]

Самым распространённым типом фильтров является ППФ. Зачастую ППФ представляет собой систему взаимодействующих резонаторов. Степень взаимодействия между резонаторами определяется коэффициентом связи k , и чем больше его значение, тем более широкую полосу пропускания можно сформировать. По ширине полосы пропускания фильтры разделяют на узкополосные ($<5\%$) [58–68], среднеполосные ($\sim 5\text{--}15\%$) [69–71], широкополосные ($\sim 15\text{--}30\%$) [72, 73] и сверхширокополосные ($>30\%$) [54, 72, 74–83].

В большинстве случаев в ППФ полосковые резонаторы связаны по длине проводника. А величина взаимодействия между полосковыми проводниками, в основном, определяется расстоянием между ними – чем оно меньше, тем больше коэффициент связи. В работах [58–60] для формирования узкой полосы пропускания фильтра авторы используют «торцевую» связь резонаторов друг с другом. В этом случае полуволновые ПРПП электромагнитно связаны по ширине резонатора. Очевидно, что данный подход приводит к увеличению размеров фильтров.

Авторы работ [61, 62] провели исследования взаимодействия сонаправленных регулярных ДПРПП (рисунок 1.9, б), описанных ранее в параграфе 1.1. Применяв в фильтре на таких резонаторах диагональное подключение к

внешним линиям передачи (на разных сторонах подложки), можно улучшить его избирательность, благодаря возникновению двух симметричных полюсов затухания с каждой стороны полосы пропускания. Еще больше увеличивает селективность фильтра раздвижка полосковых проводников относительно друг друга. Причем степень перекрытия резонаторов после раздвижки должна быть более 20%. При этом возникают по два полюса затухания справа и слева от полосы. Авторы показали, что коэффициент связи данной конструкции в два раза меньше по сравнению с аналогичной микрополосковой структурой. Следовательно, такого рода узкополосные фильтры не только высокоселективны, но и очень миниатюрны.

В описании к изобретению [63] описан способ уменьшения степени взаимодействия между полуволновыми и регулярными ДПРПП. Добавляя между резонаторами экранирующие полосковые проводники короткозамкнутые с обеих сторон, коэффициент связи между резонаторами значительно уменьшается. На рисунке 1.15, *а* приведена структура двухзвенного фильтра на регулярных ДПРПП и его АЧХ.

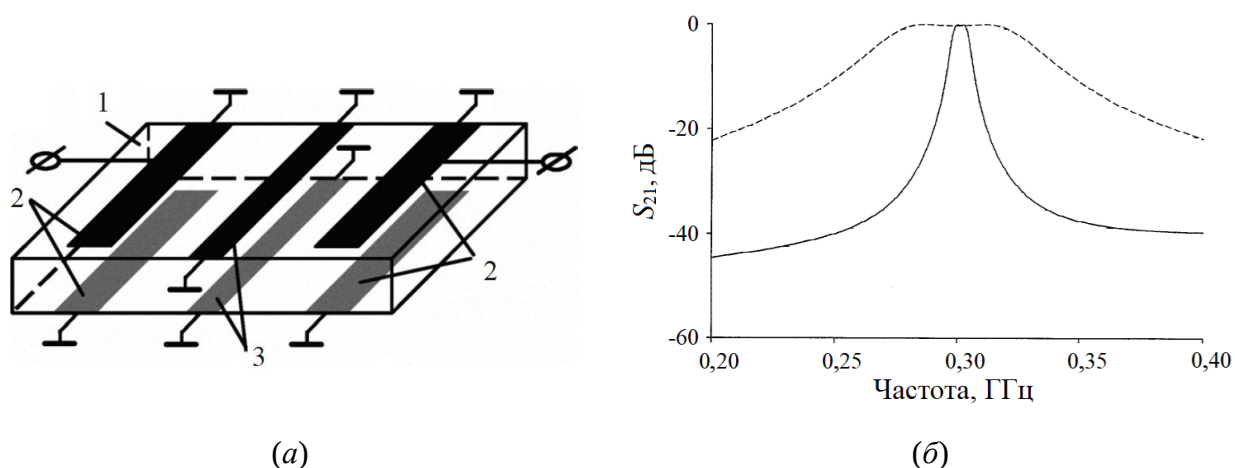


Рисунок 1.15 – Структура (*а*) и АЧХ (*б*) двухзвенного фильтра на основе регулярных ДПРПП [64]. 1 – подложка, 2 – регулярный ДПРПП, 3 – экранирующие полосковые проводники. Пунктирная линия – АЧХ фильтра без экранирующих проводников, сплошная линия – АЧХ фильтра с экранирующими полосками

Добавление таких полосковых проводников, как показали авторы работы [64], позволяет в 10 раз уменьшить полосу пропускания фильтра (рисунок 1.15, б). К тому же организовав диагональное подключение фильтра к внешним линиям можно существенно увеличить его селективность, за счет появления полюсов затухания.

Высокой избирательностью обладают узкополосные фильтры на двухмодовых резонаторах [65–67]. Их основными недостатками являются сложность в разработке и регулировке.

1.3. Полосковые диплексеры на подвешенной подложке

Нетривиальной задачей в многоканальных системах связи является разделение используемой полосы частот на ряд более узких полос (каналов) с минимальными потерями мощности. Для решения этой и обратной задачи служат частотно-разделительные устройства – мультиплексеры, а когда каналов два – диплексеры. Диплексер является важнейшим устройством, служащим для согласования блоков в двухполосных системах. Например, при согласовании приёмника и передатчика на одну общую антенну. К таким системам можно отнести приемники спутниковых радионавигационных систем (СРНС) глобальных навигационных спутниковых систем (ГЛОНАСС) и глобальных систем определения координат (Global Positioning System – GPS), в которых диплексер обеспечивает частотное разделение сигналов поддиапазонов L2 (1226...1254 МГц) и L1 (1574...1610 МГц).

Возможность реализации ФНЧ и ФВЧ на подвешенной подложке способствует сравнительно несложному созданию на их основе диплексеров по схеме ФНЧ–ФВЧ и мультиплексеров на основе каскадного соединения таких диплексеров [26, 84–87].

Часто, однако, такая структура диплексера не является приемлемой, например, по той причине, что у таких фильтров только один склон полосы

пропускания обеспечивает требуемую селективность. В этом случае применяют схему диплексера с соединением ППФ в общий узел [29]. На рисунке 1.16 представлена частотная характеристика и фотография диплексера на подвешенной подложке.

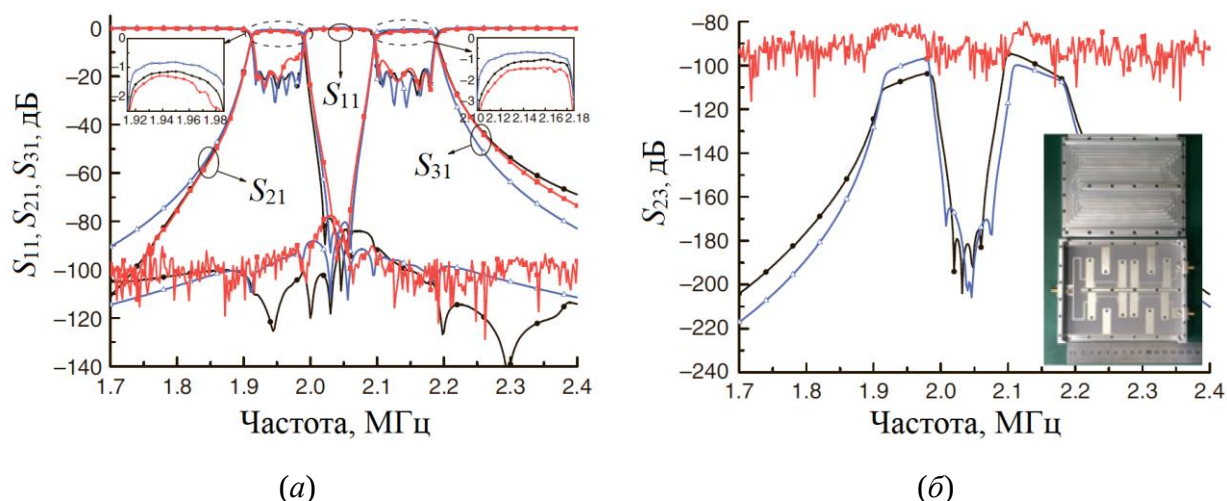


Рисунок 1.16 – АЧХ диплексера на подвешенной подложке [29].

Характеристика коэффициента прохождения (S_{21} , S_{31}) (а) и отражения (S_{11}).

Характеристика изоляции (S_{23}) и фотография изготовленного диплексера (б).

Синие и черные линии – модель, красные линии – эксперимент

Узкополосные фильтры каналов такого диплексера настроены на частоты $f_1=1,95$ ГГц и $f_2=2,14$ ГГц, с относительными ширинами полос пропускания 3,1% и 2,8%, соответственно (рисунок 1.16, а). При такой узкой полосе фильтров минимумы вносимых потерь, измеренные в каналах, составляют всего 1,29 дБ и 1,32 дБ. Так же стоит отметить, что развязка между НЧ- и ВЧ- каналами более 80 дБ (рисунок 1.16, б). Габаритные размеры диплексера 140 мм × 108 мм × 10 мм. Основным недостатком диплексера такой конструкции, ограничивающим его применение в реальных системах связи, является сложность изготовления и настройки, а также сравнительно большие размеры.

Для реализации мультиплексеров на подвешенной подложке применяется каскадное соединение ППФ или схемы типа ФНЧ–ППФ–ФВЧ [88–91].

Как видно из обзора, диплексеры на подвешенной подложке в основном сформированы каскадным соединением ФНЧ и ФВЧ. Однако такой способ построения диплексеров зачастую не обеспечивает необходимую развязку каналов, вследствие невысокой крутизны склонов фильтров. Таким образом, существует необходимость в технологичных диплексерах с хорошей развязкой каналов и малыми потерями в рабочих полосах.

1.4. Методы расширения высокочастотной полосы заграждения полосно-пропускающих фильтров

Как известно, ППФ, состоящие из электродинамических резонаторов, имеют высокочастотные паразитные полосы пропускания. Природа этих паразитных полос связана с резонансами высших мод колебаний резонаторов. Очевидно, что наличие таких полос пропускания ограничивает ширину высокочастотной полосы заграждения и приводит к уменьшению подавления в ней. ППФ, обладающие достаточно широкой ($>3f_0$) высокочастотной полосой заграждения называются фильтрами гармоник или преселекторами. Фильтры гармоник используются в генераторах для фильтрации спектра генерируемого сигнала, а также в различных радиосистемах, когда наличие большого числа нелинейных элементов приводит к увеличению уровня высших гармоник. Кроме того, такие фильтры применяются в научных исследованиях.

Для расширения полосы заграждения ППФ используются различные приёмы. В литературе имеется мало работ, посвященных методам расширения высокочастотной полосы заграждения у фильтров на подвешенной подложке, которые, как показано выше, имеют ряд преимуществ по сравнению с микрополосковыми. В то же время имеется довольно много работ по способам расширения высокочастотной полосы заграждения в микрополосковых фильтрах.

В работе [92] описан способ подавления высших резонансов в микрополосковых резонаторах, который применим и для ПРПП. Способ заключается в селективном травлении адгезионного подслоя хрома. Таким образом подавляются добротности паразитных резонансов при сохранении достаточно высокой добротности основного резонанса. Авторам удалось расширить полосу загораживания до $11f_0$. Однако достигнутый уровень загораживания в этом случае составил всего 28...32 дБ.

Самым простым способом расширения полосы загораживания является каскадное соединение ППФ с подходящим ФНЧ. Таким образом можно подавить 2-ю и 3-ю гармоники на 30...40 дБ [2]. Недостатком такого способа являются значительные потери в полосе пропускания и увеличенные размеры ППФ.

В последнее время развивается метод подавления высших резонансов, основанный на использовании режектирующих шлейфов [93]. В этом методе в низкоомной части микрополоскового резонатора выполнена П-образная щель, образующая шлейф. Длина шлейфа подбирается из условия, чтобы его резонансная частота совпадала с частотой одного из паразитных резонансов. Таким образом, если фильтр, например, трехрезонаторный, то можно подавить три паразитных резонанса. Этот метод довольно сложен в реализации, т. к. настройка частот шлейфов неизбежно ведёт к расстройке собственных частот резонаторов.

В следующем методе для расширения полосы загораживания используется различие в частотах высших мод колебаний резонаторов, образующих фильтр. В работе [94] фильтр состоит из разнородных микрополосковых резонаторов, основные частоты которых одинаковы, но частоты высших мод, имеющих одинаковый номер, различны. В этом случае достигается протяженность полосы загораживания $8,5f_0$, по уровню минус 30 дБ.

Общими недостатком двух последних методов является, то, что в них используются нерегулярные резонаторы. Однако, любая неоднородность резонатора вызывает уменьшение его собственной добротности Q_0 и, как

следствие, увеличивает вносимые потери фильтра. А в двух последних случаях структура фильтра теряет свою симметрию, что усложняет его настройку. Кроме того, хотя полученные в этих работах полосы заграждения достаточно протяженные, уровень ослабления в них очень низкий. Например, в работе [93], ширина полосы заграждения по уровню минус 40 дБ составляет $9f_0$. Такой уровень подавления зачастую недостаточен для современной радиоаппаратуры.

В работе [95] описан способ, в котором дополнительные резонаторы, размещенные вблизи полосковых резонаторов фильтра и настроенные на частоты паразитных полос, играют роль «отсасывающих» энергию резонаторов. Этот метод довольно сложен в настройке, а достигнутые авторами характеристики полосы заграждения оказались хуже, чем в работах, представленных ранее.

Метод, представленный в работе [96], основан на приближении частоты нуля передачи к высокочастотной паразитной полосе. В этом методе топология резонаторов фильтра подбирается таким образом, чтобы частота полюса затухания (нуля передачи) максимально близко располагалась у паразитной полосы пропускания. Таким образом происходит ее подавление. Очевидно, что этот метод довольно сложен в реализации. К тому же авторам не удалось в полной мере подавить паразитную полосу пропускания. Поэтому уровень ослабления в полосе заграждения невысокий.

Очень хорошими характеристиками обладает шестизвенный фильтр на трёхпроводниковых резонаторах на двухслойной подвешенной подложке [39]. На рисунке 1.17 представлена структура фильтра и АЧХ в широкой полосе частот.

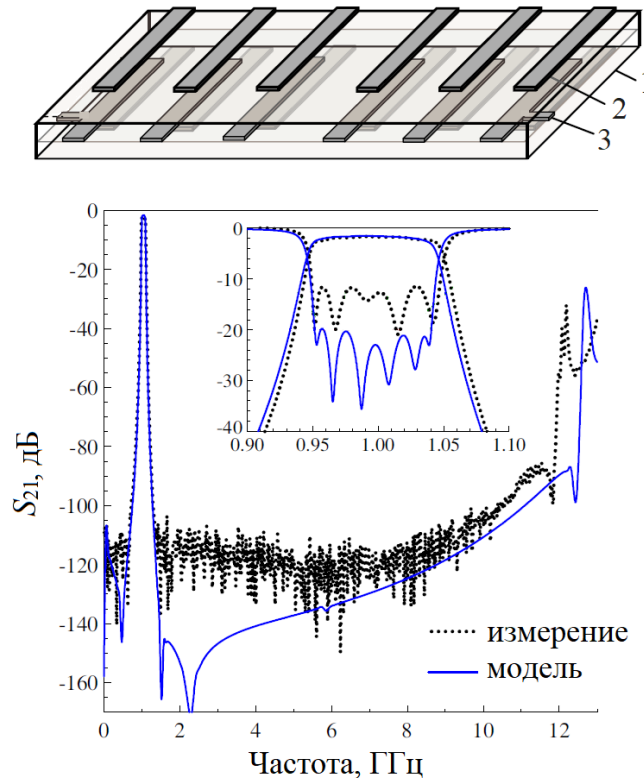


Рисунок 1.17 – Структура фильтра и его АЧХ в широкой полосе частот [39].

1 – двухслойная подложка, 2 – полосковые проводники, 3 – точки подключения

Авторы добились полосы заграждения более $10f_0$ по уровню минус 100 дБ. Основным недостатком фильтра такой конструкции является сложность в изготовлении и настройке.

Можно констатировать, что известные в настоящее время методы расширения полосы заграждения ППФ не лишены недостатков. Так некоторые из методов приводят к тому, что настройка и регулировка фильтра значительно усложняется. К тому же полученные в результате полосы заграждения обладают низким уровнем ослабления и/или недостаточно протяжены. Между тем, получение превосходных характеристик полосы заграждения сопряжено с усложнением используемой технологии изготовления фильтра. А это не всегда удобно и зачастую связано с дополнительными трудностями.

Таким образом, на данный момент актуальной является задача разработки такого метода расширения полосы заграждения, на основе которого можно

разработать простой в настройке и технологичный фильтр гармоник, обладающий протяженной полосой заграждений и высоким уровнем ослабления в ней.

1.5. Способы разработки сверхширокополосных полосно-пропускающих фильтров

С появлением высокоскоростных цифровых систем связи увеличилась потребность в сверхширокополосных фильтрах, особенно миниатюрных. В настоящее время используется несколько способов для разработки сверхширокополосных полосно-пропускающих фильтров (СШППФ) на подвешенной подложке.

Наиболее простым, как может показаться на первый взгляд, представляется каскадное соединение ФНЧ и ФВЧ [57, 80, 97]. На рисунке 1.18 представлены топология ФНЧ (*а*), топология ФВЧ (*б*) и АЧХ каскадированного СШППФ (*в*). Авторы [97] получили для такого каскадного соединения двух фильтров относительную полосу пропускания 160% и хорошую крутизну склонов полосы пропускания. Однако высокочастотная полоса заграждения в таком фильтре очень узкая $0,5f_0$ по уровню минус 50 дБ. Это связано с тем, что в полосковых конструкциях ФВЧ на частотах, больших $(2...3) \times f_c$, возникают паразитные резонансы, ухудшающие полосу заграждения.

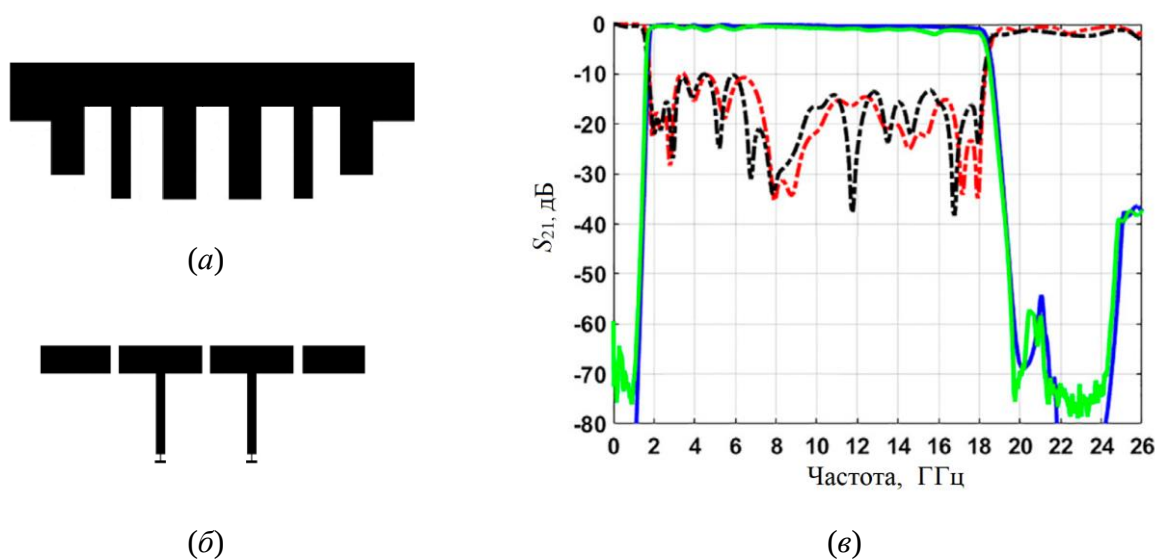


Рисунок 1.18 – Топологии ФНЧ (а) и ФВЧ (б). АЧХ каскадированного СШППФ (в) (синяя сплошная и красная пунктирная линии – модель, зеленая сплошная и черная пунктирная – измерение) [97]

В [76] описан СШППФ, который структурно представляет микрополосковый ППФ, состоящий из каскадного соединения закороченных шлейфов. Авторы утверждают, что ширина полосы пропускания полученного фильтра составила 120%. Параметры полосы заграждения не приводятся авторами, но можно предположить, что она не может быть протяженной. Такая конструкция отличается сравнительно большими размерами.

В работах [74, 75, 81–83, 98] авторы реализуют СШППФ на квазисосредоточенных элементах на подвешенной подложке. Достоинства данного метода заключаются в компактности получаемых фильтров, простоте расчета, так как фильтры основаны на классических схемах фильтров на сосредоточенных элементах. К тому же фильтры, основанные на таком подходе, демонстрируют возможность реализации широких до ~110% полос пропускания, что связано, как утверждают авторы, с возможностью реализации больших значений ёмкостной связи между резонаторами. На рисунке 1.19 представлена верхняя и нижняя стороны подложки СШППФ такой конструкции и его АЧХ в

широкой полосе частот [82]. Относительная ширина полосы пропускания фильтра 50%, полоса заграждения $1,2f_0$ с подавлением в ней более 60 дБ.

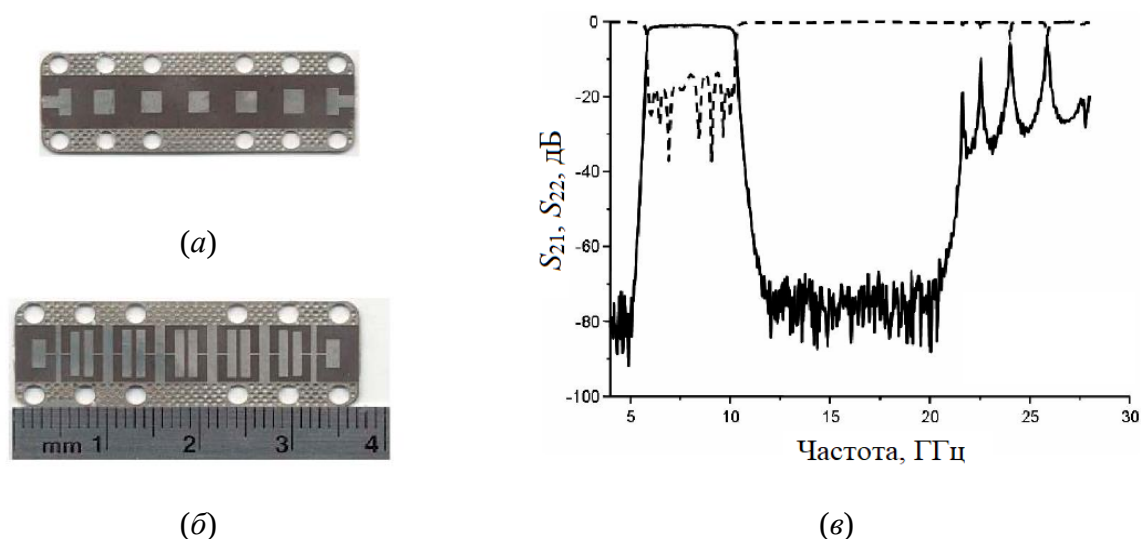
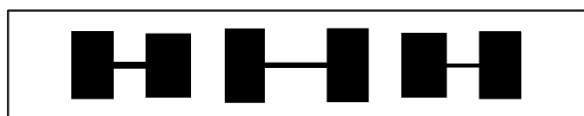


Рисунок 1.19 – Верхняя (а) и нижняя (б) сторона подложки СШППФ на подвешенной подложке. АЧХ в широкой полосе частот (в) [82]

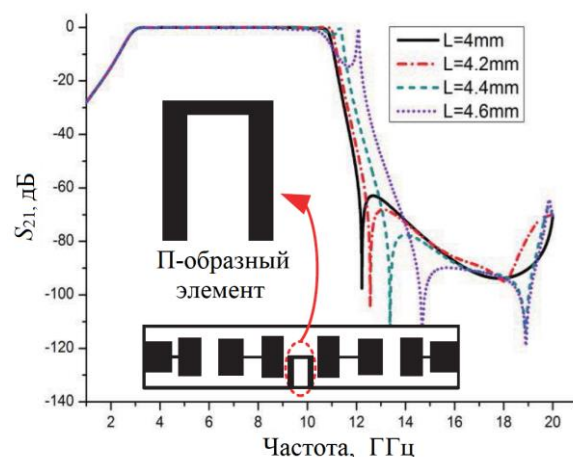
В работе [98] авторы представили сверхширокополосный фильтр с относительной шириной полосы пропускания 110% и более чем 70 дБ ослаблением в полосе заграждения (рисунок 1.20, в). Протяженность полосы заграждения по уровню минус 30 дБ составляет $1,8f_0$. На рисунке 1.20, а и б представлены верхняя и нижняя сторона подложки такого фильтра. П-образный элемент используется для формирования полюса затухания, который приводит к значительному увеличению селективности высокочастотного склона полосы пропускания фильтра.



(a)



(б)



(в)

Рисунок 1.20 – Верхняя (a) и нижняя (б) сторона подложки СШППФ на подвешенной подложке. АЧХ фильтра (в) при различной высоте П-образного элемента связи [98]

Недостатком конструкций СШППФ на квазисосредоточенных элементах на подвешенной подложке является узкая ширина высокочастотной полосы заграждения, которая не превышает $1,8f_0$.

СШППФ, реализованные на двухмодовых [79] и многомодовых резонаторах [77, 78], отличаются малыми потерями в полосе пропускания и сравнительно малыми размерами. При этом увеличение числа используемых резонатором мод для формирования полосы пропускания приводит не только к расширению последней и увеличению протяженности полосы заграждения, но и к значительному усложнению разработки и регулировки фильтра на его основе. К тому же достигаемые величины ширины полосы заграждения и уровня ослабления в ней не очень высоки.

Общим недостатком перечисленных выше конструкций является узкая высокочастотная полоса заграждения. Таким образом, существует необходимость поиска конструкций СШППФ, на основе которых можно создавать фильтры, имеющие протяженную высокочастотную полосу заграждения и большой уровень подавления в ней.

1.6. Выводы по главе 1

В последнее время разработчики радиоаппаратуры проявляют все больший интерес к ЧСУ, выполненным на подвешенной подложке. Высокая селективность АЧХ и малые вносимые потери в полосах пропускания таких устройств обусловлены высокой собственной добротностью образующих их ПРПП. Поэтому ЧСУ (ФНЧ, фильтры гармоник, СШППФ и диплексеры), выполненные на подвешенной подложке превосходят по электрическим характеристикам ЧСУ в микрополосковом исполнении. Стоит заметить, что меньшими размерами обладают все же микрополосковые ЧСУ.

Миниатюрными размерами и высокой собственной добротностью обладают резонаторы, представляющие собой экранированный регулярный ДПРПП, у которого каждый из проводников одним концом закорочен на корпус на противоположных краях подложки [10]. К тому же они более технологичны, по сравнению с многопроводниковыми резонаторами на подвешенной подложке. Перспективность использования регулярных ДПРПП при проектировании ЧСУ обусловлена тем фактом, что устройства на их основе будут миниатюрными, технологичными и при этом их электрические характеристики будут очень хорошими. Следует заметить, что исследования влияния конструктивных параметров регулярных ДПРПП на их собственные свойства проводились ранее [32], но только для резонаторов на подложке с $\epsilon_r=80$. Однако эти исследования нельзя считать достаточно полными. В последнее время при изготовлении радиосистем, в которые входят ЧСУ, широко применяются РСВ-технологии, подразумевающие использование подложек с диэлектрической проницаемостью менее 11 и толщинами от 0,127 мм до 1,016 мм (например, фирмы Rogers). Очевидно, что существует необходимость проведения исследования влияния конструктивных параметров ДПРПП, выполненных на подложках, используемых для изготовления печатных плат, на его собственные свойства.

Таким образом, на данный момент, актуальной является задача исследования собственных свойств регулярных ДППП в зависимости от их конструктивных параметров и разработки на их основе различных ЧСУ (фильтры гармоник, СШППФ и диплексеры), удовлетворяющих современным требованиям.

ГЛАВА 2. ИССЛЕДОВАНИЕ РЕГУЛЯРНЫХ ДВУХПРОВОДНИКОВЫХ ПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ НА ПОДВЕШЕННОЙ ПОДЛОЖКЕ

2.1. Конструкция регулярного двухпроводникового полоскового резонатора на подвешенной подложке

На рисунке 2.1 показана в продольном и поперечном сечении структура регулярного ДПРПП [10]. Он состоит из диэлектрической подложки, подвешенной в металлическом корпусе на обеих сторонах которой нанесено по полосковому проводнику каждый из которых закорочен одним концом на корпус, причем на противоположных краях подложки. Там же приведены обозначения параметров конструкции: l_r – длина резонатора; l_o – длина области перекрытия полосковых проводников; h_a – расстояние от подложки до крышек корпуса; w – ширина полосковых проводников, образующих резонатор; h_d – толщина подложки.

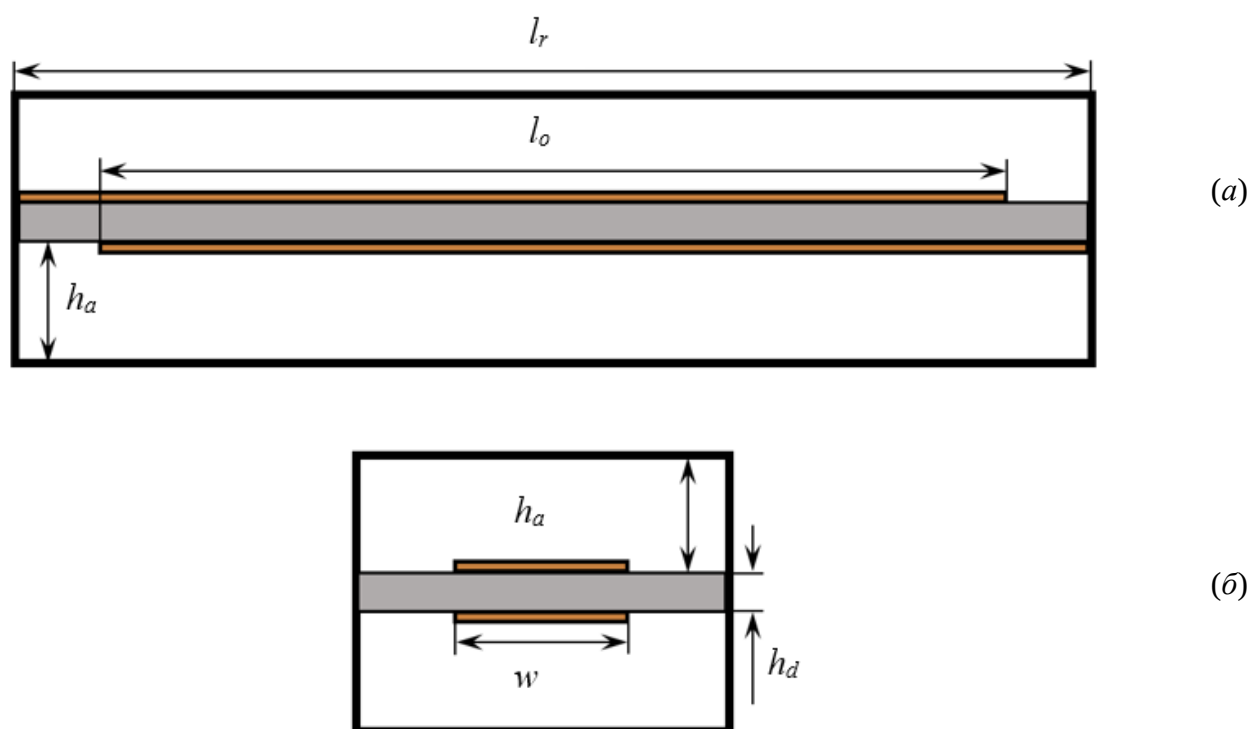


Рисунок 2.1 – Структура регулярного ДПРПП в продольном (а) и поперечном (б) сечениях

Как известно механизмы потерь в полосковом резонаторе по своей природе делятся на Джоулевы потери в проводниках, диэлектрические потери в подложке и потери на излучение [3]. Последними можно пренебречь, рассматривая экранированный резонатор. В данной конструкции вклад диэлектрических потерь мал, потому что для большей части электрического поля рабочим диэлектриком является воздух. Кроме того, в полосковых технологиях, зачастую, используются подложки с значением тангенса угла диэлектрических потерь $\tan\delta$ меньше 10^{-4} . Большое значение суммарной индуктивности полосковых проводников, образующих резонатор, объясняет его меньшую длину в сравнении с микрополосковым аналогами. Кроме того, укорочение длины резонатора, снижает омические потери. Этим объясняется миниатюрность и высокая собственная добротность такого резонатора.

2.2. Исследование влияния параметров резонатора на его добротность и спектр собственных частот

Для разработки ППФ с требуемыми характеристиками необходимо знать, как изменяются собственные свойства резонатора при изменении его конструктивных параметров. Как указывалось выше, к собственным свойствам резонатора относятся его добротность и спектр собственных частот, как правило, частоты первой и второй моды колебаний. Высокое значение собственной добротности резонатора позволяет конструировать на его основе высокоселективные фильтры с малыми потерями в полосе пропускания. Удаление паразитных мод от основной моды колебаний резонатора позволяет разрабатывать фильтры с широкой высокочастотной полосой заграждения.

Ранее, в работе [32] были проведены исследования поведения собственной добротности Q_0 и отношения частот двух первых резонансных мод f_2/f_1 , описанной в параграфе 2.1 конструкции резонатора, в зависимости от его конструктивных

параметров для подложек с $\epsilon_r=80$ и толщиной более 0,5 мм. Авторами показано, что с уменьшением толщины подложки h_d и увеличением ширины полосковых проводников w резонатора растут как его собственная добротность, так и отношение частот первых двух мод f_2/f_1 . Кроме того, эти параметры растут с увеличением высоты экранирующих крышек h_a . Так же отношение частот f_2/f_1 увеличивается, до определенной степени, с уменьшением длины области перекрытия полосковых проводников l_o/l_r . Однако недостаточный объём, результатов, полученных в этих исследованиях, не позволяет в полной мере использовать все достоинства и преимущества регулярных ДПРПП для разработки на их основе устройств с лучшими характеристиками.

На данный момент при разработке планарной СВЧ-техники широко применяется РСВ-технология, в которой используются диэлектрические подложки ($h_d=0,127...1,016$ мм и $\epsilon_r=2,2...10,7$). В связи с этим возникает необходимость исследования поведения собственных свойств регулярных ДПРПП, выполненных на подложках с указанными значениями толщины и диэлектрической проницаемости. В данной работе с помощью электромагнитного моделирования в программе CST Studio Suite [99] исследовалось поведение отношения частот двух первых мод f_2/f_1 , собственной добротности резонатора Q_0 (добротность 1 моды) и коэффициента связи k резонаторов в зависимости от таких параметров, как w – ширина полосковых проводников, образующих резонатор, h_d – толщина подложки, h_a – высота крышек корпуса над подложкой и l_o/l_r – величина относительного перекрытия полосковых проводников резонатора.

Коэффициенты связи между резонаторами определялись методом, аналогичным описанному в работе [100]. В этом способе на АЧХ двухрезонаторной секции «включенной» со слабой связью в измерительный тракт определяются частоты четной и нечетной мод колебания.

На рисунке 2.2 приведена АЧХ двухрезонаторной секции, «включенной» со слабой связью в измерительный тракт. Видно, что при «включении» в измерительный тракт со слабой связью резонансы сильно растолкнулись.

Величина этого расталкивания тем больше, чем сильнее взаимодействие между резонаторами и, таким образом, является мерой этого взаимодействия.

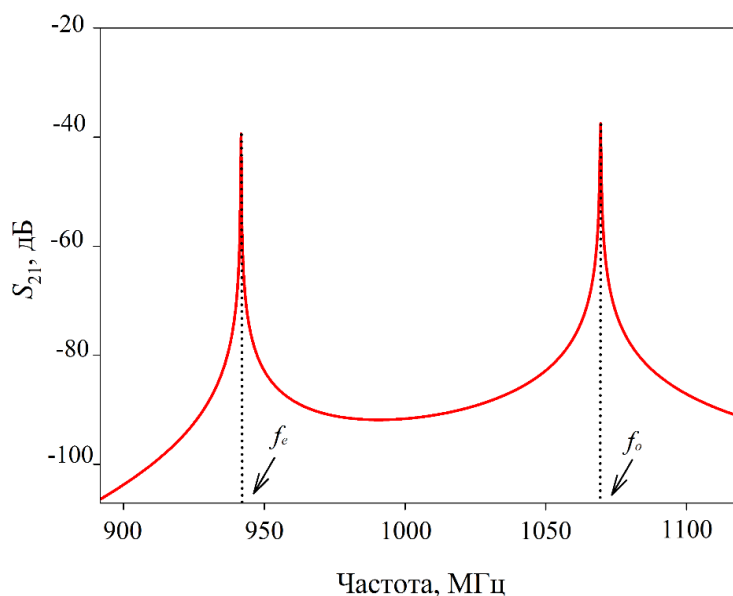


Рисунок 2.2 – АЧХ двухрезонаторной секции
«включенной» со слабой связью в измерительный тракт

Коэффициент связи определялся по формуле

$$k = \left| \frac{f_e^2 - f_o^2}{f_e^2 + f_o^2} \right|, \quad (6)$$

где f_e и f_o частоты соответственно четной и нечетной мод колебаний.

Исследования проводились на регулярных ДРПП, настроенных на центральную частоту 1000 МГц. Для моделей резонаторов использовались подложки с $\epsilon_r=10,7$, 3,55 и 2,2 и с $\text{tg}\delta=9 \cdot 10^{-4}$. Коэффициент связи определялся при фиксированном зазоре между резонаторами равном 2 мм.

На рисунках 2.3, 2.4 и 2.5 приведены зависимости отношения f_2/f_1 и коэффициента связи резонаторов k от ширины полосковых проводников резонатора w , толщины подложки h_d и высоты экранов h_a соответственно, определенные для резонатора. Красная линия соответствует подложке с $\epsilon_r=10,7$, зеленая $\epsilon_r=3,55$, а синяя $\epsilon_r=2,2$.

Из графиков видно, что, как и в работе [32], отношение частот растет с увеличением ширины полосковых проводников, с уменьшением толщины подложки и с увеличением расстояния от подложки до экранов. Кроме того, это отношение увеличивается примерно на 7% при переходе от подложки с $\epsilon_r=2,2$ к подложке с $\epsilon_r=10,7$. Этим подобные резонаторы кардинально отличаются от микрополосковых, в которых отношение частот сохраняется при изменении параметров конструкции.

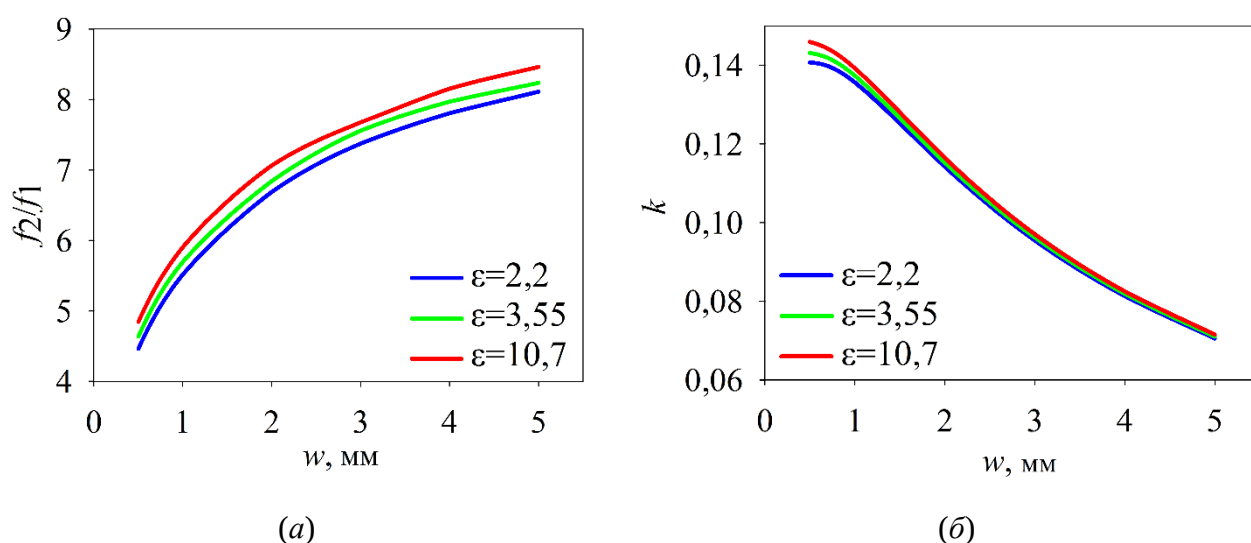


Рисунок 2.3 – Зависимости отношения частот двух первых мод резонатора (а) и коэффициента связи (б) от ширины образующих его полосковых проводников.

Остальные параметры: $h_a=2,5$ мм, $h_d=0,127$ мм

В исследуемом резонаторе 1 и 2-я моды имеют различную природу, поэтому они по-разному ведут себя при изменении параметров конструкции резонатора, что и приводит к непропорциональному изменению их частот. Исследуемый резонатор можно представить, как цепь с квазисосредоточенными параметрами, т. е. как колебательный контур, из резонанса которого и происходит первая, низжайшая мода резонатора. Вторая мода происходит из фундаментального резонанса «четвертьволнового микрополоскового резонатора», в котором один из полосковых проводников двухпроводникового резонатора

играет роль заземляемого основания, а второй – это «центральный электрод МПР», или наоборот.

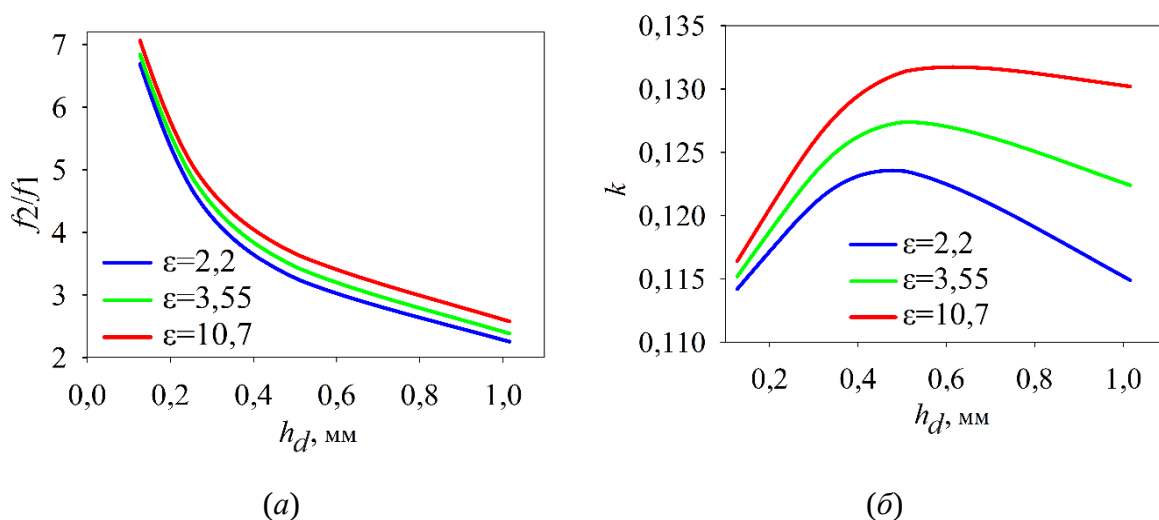


Рисунок 2.4 – Зависимости отношения частот двух первых мод (а) и коэффициента связи (б) от толщины подложки. Остальные параметры: $w=2,0$ мм, $h_a=2,5$ мм

Коэффициент связи k уменьшается примерно в 2 раза с увеличением ширины полосковых проводников на порядок и растет с высотой экранов. Причем при тонких подложках значение ϵ_r на величину k почти не влияет. Само поведение k в зависимости от толщины подложки носит немонотонный характер. Это объясняется тем, что индуктивное и ёмкостное взаимодействие в резонаторах подобного типа действуют в «противофазе»: более сильное индуктивное взаимодействие ослабляется ёмкостным, которое быстрее индуктивного растет с увеличением толщины подложки. Кроме того, ёмкостное взаимодействие усиливается с уменьшением ϵ_r . Уменьшение k с увеличением ширины полосковых проводников резонатора w связано с тем, что при постоянном расстоянии между резонаторами это приводит к увеличению эффективного расстояния между токами, возбуждаемыми в резонаторе, следовательно, уменьшению взаимодействия. Наличие экранов уменьшает индуктивное взаимодействие между резонаторами благодаря наводимым в них СВЧ-токам. Таким образом, рост k с увеличением высоты экранов обусловлен увеличением величины коэффициента

индуктивной связи. На ёмкостное взаимодействие экраны, как показали расчеты, не влияют.

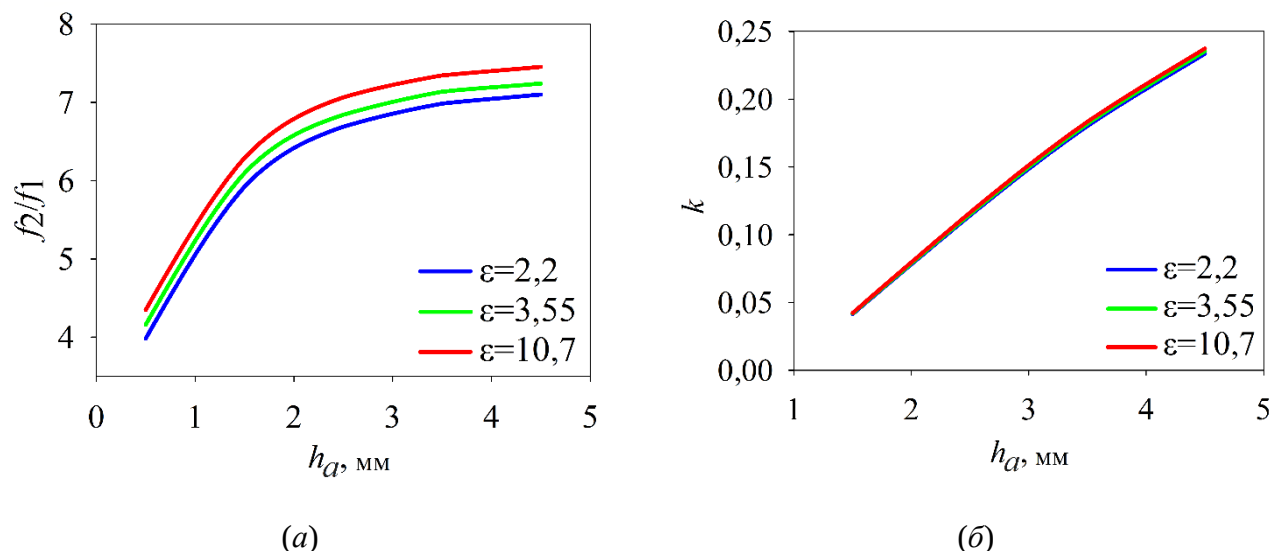


Рисунок 2.5 – Зависимости отношения частот двух первых мод резонатора (а) и коэффициента связи (б) от высоты экранирующей крышки.

Остальные параметры: $w=2,0$ мм, $h_d=0,127$ мм

Исследование собственной добротности резонатора показало, что характер ее зависимостей от w , h_d и h_a подобен зависимостям f_2/f_1 , при этом Q_0 растет от 210 до 430 и от 200 до 370 при увеличении w и h_a , соответственно, но уменьшается с 350 до 340 при увеличении h_d . В целом добротность резонатора немного возрастает с уменьшением ϵ_r . Т. к. добротность резонаторов зависит от частоты, то при ее определении для разных значений ϵ_r , h_a , h_d и w частота резонатора подстраивалась (с точностью 3%) изменением параметра l_r . Рост добротности с увеличением w можно связать с тем очевидным фактом, что при этом уменьшается плотность высокочастотных токов в проводниках резонатора, а вместе с этим и Джоулевы потери. То же самое и при увеличении h_a : уменьшается плотность наводимых в экранах полями резонатора токов Фуко и связанные с этим потери.

Исследование поведения f_2/f_1 и Q_0 от относительной длины области перекрытия резонаторов l_o/l_r показало, что с уменьшением его от 0,95 до 0,2 добротность падает от 350 до 300; отношение частот имеет максимум, положение

которого смещается с $l_o/l_r=0,4$ на $l_o/l_r=0,7$ при уменьшении ϵ_r от 10,7 до 2,2, а значение f_2/f_1 в максимуме уменьшается с 10,5 до 7.

Все эти исследования были также проведены для частот 250 МГц, 500 МГц и 2000 МГц. Характер закономерностей получился подобным, за исключением зависимости f_2/f_1 от w для резонатора, рассчитанного на 2000 МГц при $\epsilon_r=10,7$. В нем при такой частоте резонатора его длина и ширина при $w=3$ мм сравнялись, благодаря чему в резонаторе сформировался паразитный поперечный резонанс, который не позволял определить исследуемые величины.

Таким образом, проведенные исследования регулярных ДПРПП показали, что в частотном диапазоне от 250 МГц до 2000 МГц возможна разработка и создание высокоселективных и миниатюрных частотных фильтров на его основе с использованием подложек, применяемых в РСВ- технологии.

2.3. Выводы по главе 2

Исследовано влияние конструктивных параметров регулярных ДПРПП на его собственные свойства. Для получения наибольшего значения собственной добротности и раздвижки частот основной и второй моды колебаний следует делать максимально возможной ширину проводников резонатора, минимизировать толщину подложки, и отдалять экраны на расстояние не менее чем в 20 толщин подложки. Использование подложек с большим значением диэлектрической проницаемости позволяет увеличить отношение частоты второй моды колебаний к частоте первой моды колебаний. Данные рекомендации справедливы в диапазоне от 250 до 2000 МГц.

Результаты, изложенные в главе, опубликованы в [101].

ГЛАВА 3. МЕТОД РАСШИРЕНИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ ПОЛОСЫ ЗАГРАЖДЕНИЯ ДЛЯ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ НА ОСНОВЕ РЕГУЛЯРНЫХ ДВУХПРОВОДНИКОВЫХ ПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ НА ПОДВЕШЕННОЙ ПОДЛОЖКЕ

3.1. Метод расширения высокочастотной полосы заграждения и четырёхзвенный фильтр гармоник

В данном параграфе предлагается метод расширения высокочастотной полосы заграждения ППФ, выполненного на основе регулярных ДПРПП, представленных в параграфе 2.1. Как показали исследования (параграф 2.2) в таком резонаторе отношением частот двух первых мод колебаний можно в широких пределах управлять, меняя как ширину полосковых резонаторов, образующих резонатор, что было продемонстрировано ранее (рисунке 2.3, *а*), так и величину перекрытия полосковых проводников. Используя эти особенности резонатора, можно расширить полосу заграждения фильтра. Для этого следует полосковые проводники, крайних резонаторов выполнить с одной шириной, а средних – с другой. Следует заметить, что изменение ширины проводников резонатора, естественно, приведет к изменению его резонансной частоты. В этом случае, для того чтобы основные частоты этих резонаторов совпадали, необходимо изменить длины полосковых проводников резонаторов, а это приведет к тому, что резонаторы с разной шириной будут иметь различную область перекрытия: чем шире полосковый проводник резонатора, тем меньше у него длина области перекрытия проводников. Таким образом, частоты фундаментальной моды колебаний всех резонаторов, формирующих фильтр, будут совпадать, но между тем, частоты второй моды в крайних и средних резонаторах будут разными. В результате паразитная полоса пропускания,

сформированная вторыми модами резонаторов, «разваливается» и уровень режекции в ней увеличится, причем настолько, что она перестанет ухудшать параметры полосы заграждения. Таким образом, фильтр будет обладать такой же полосой пропускания, как и фильтр, выполненный на резонаторах с одинаковой шириной проводников, но по сравнению с ним, его полоса заграждения станет более чем в два раза больше.

Для проверки такого способа расширения высокочастотной полосы заграждения проведено исследование поведения 2 (паразитной) полосы пропускания ППФ в зависимости от ширины полосковых проводников, образующих его резонаторы. Конструкция исследуемого фильтра приведена на рисунке 3.1. Фильтр состоит из диэлектрической подложки, на обе стороны которой нанесены полосковые проводники резонаторов: в данном случае их по четыре. Подложка располагается в металлическом корпусе в средней его части, параллельно верхней и нижней крышке.

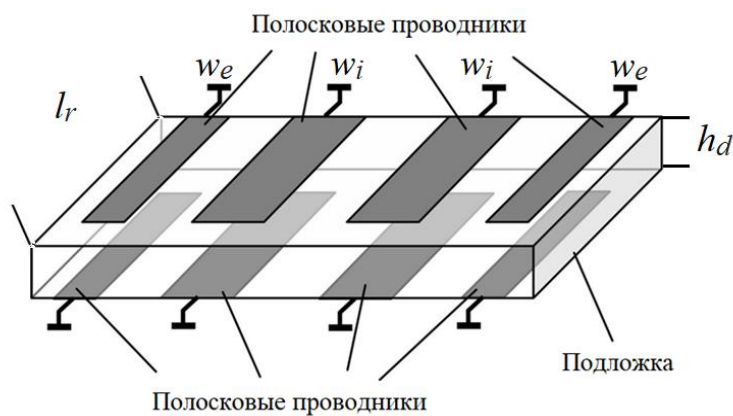


Рисунок 3.1 – Конструкция четырёхзвенного фильтра гармоник на основе регулярных ДПРПП

В этом исследовании с использованием программы CST Studio Suite синтезировался ряд фильтров на одну и ту же центральную частоту 500 МГц с одинаковой относительной шириной полосы пропускания 10%. При этом ширина полосковых проводников крайних резонаторов w_e фиксировалась и составляла 2,0 мм, 2,4 мм или 2,8 мм. Для $w_e=2,0$ мм ширина центральных проводников w_i

варьировалась от 2,4 мм до 4 мм с шагом 0,4 мм; для $w_e=2,4$ мм ширина центральных проводников w_i варьировалась от 2,8 мм до 4,4 мм с шагом 0,4 мм и для $w_e=2,8$ мм ширина центральных проводников w_i варьировалась от 3,2 мм до 4,8 мм с шагом 0,4 мм. Всего 15 различных вариантов. В моделях фильтров использовалась диэлектрическая подложка толщиной $h_d=0,5$ мм, с $\epsilon_r=80$ и $\text{tg}\delta=3 \cdot 10^{-4}$. Высота экранов одинаковая, равна $h_a=3$ мм.

На рисунке 3.2 представлены семейства АЧХ на частотах паразитной полосы пропускания исследуемых фильтров для различной ширины крайних проводников w_e и при различном отношении w_i/w_e .

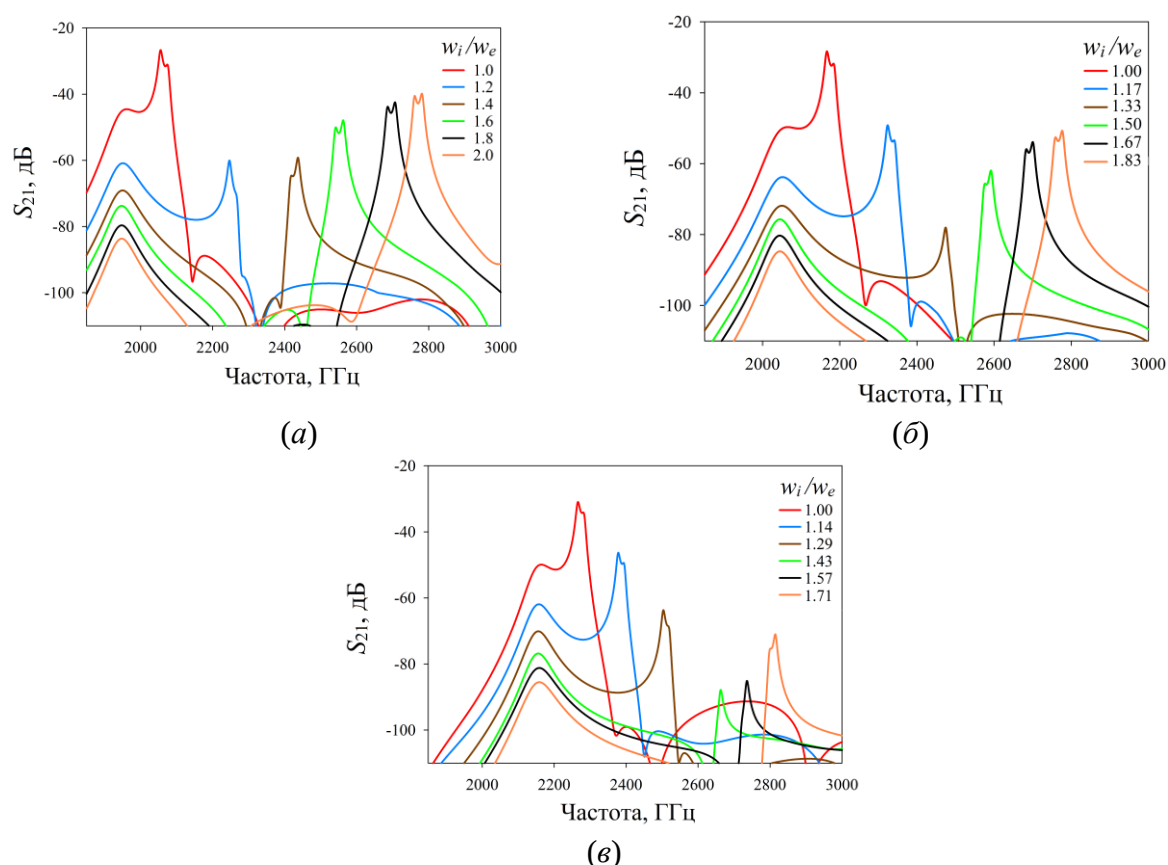


Рисунок 3.2 – Семейство АЧХ фильтров на частотах второй (паразитной) полосы пропускания при разных значениях ширины полосковых проводников фильтра

(a) – $w_e=2,0$ мм, (б) – $w_e=2,4$ мм, (в) – $w_e=2,8$ мм

Из исследований видно, что полоса заграждения фильтра определяется уровнями ослабления в паразитных полосах пропускания, образованных вторыми

модами крайних (ППК) и центральных (ППЦ) резонаторов. Для всех фиксированных значений w_e увеличение отношения w_i/w_e , связанное с увеличением ширины проводников центральных резонаторов, приводит к росту частот их вторых мод колебаний, что обуславливает понижение уровня прохождения на частотах ППК. Как оказалось, наибольшее значение ослабления на центральной частоте ППК составляет около 84 дБ и не зависит от w_e . Оно достигается при наибольшей величине w_i/w_e , когда разница между центральными частотами ППЦ и ППК максимальна. При этом уровень прохождения на частотах ППЦ при увеличении w_i/w_e ведет себя немонотонно: сначала происходит его падение, а затем происходит рост. Из всего вышесказанного можно сформулировать следующий вывод: для достижения максимальной глубины полосы заграждения фильтра следует выбирать такое значение w_i/w_e , при котором подавление на частотах ППЦ наибольшее. Это наглядно показано на рисунке 3.3, где представлены зависимости максимальных значений коэффициента прохождения в высокочастотных полосах заграждения фильтров ($S_{21 \max}$) от отношения w_i/w_e для трех фиксированных значений w_e .

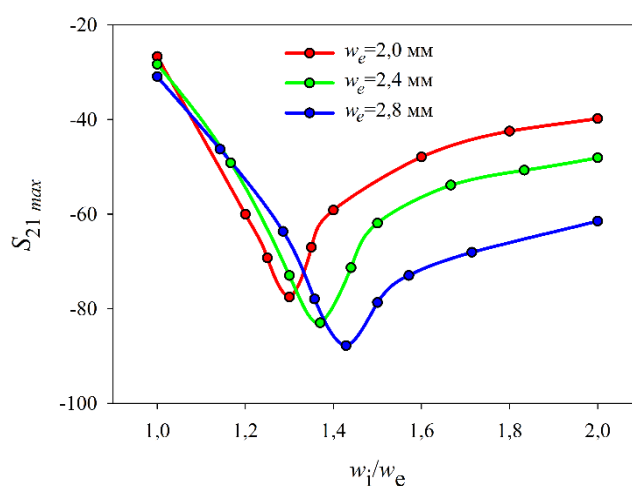


Рисунок 3.3 – Зависимости максимальных значений коэффициента прохождения в высокочастотных полосах заграждения фильтров ($S_{21 \max}$) от отношения w_i/w_e

Видно, что, как и указывалось выше, самый минимальный уровень прохождения в высокочастотной полосе заграждения фильтра достигается при

определенном отношении ширин резонаторов. Очевидно, что при максимальном затухании в высокочастотной полосе заграждения обеспечивается и максимальная протяженность полосы заграждения. Для достижения наибольшей глубины в полосе заграждения необходимо использовать более широкие полосковые проводники резонаторов.

Подобные исследования были проведены и на подложке с $\epsilon_r=10$. Результаты оказались аналогичными.

Для экспериментальной проверки полученных результатов был разработан четырёхзвенный фильтр гармоник, конструкция которого была оптимизирована с учетом рекомендаций по расширению полосы заграждения, полученных выше. Ширина крайних резонаторов была выбрана равной 2 мм, а ширина внутренних – 2,8 мм. Такие параметры топологии позволяют при наименьших размерах получить самую широкую высокочастотную полосу заграждения. Длина полосковых проводников внутренних резонаторов составляла 9,7 мм. Сигнальные выводы подключались к полосковым проводникам крайних резонаторов в точках, определяемых оптимальным согласованием.

На рисунке 3.4 показана фотография изготовленного макета фильтра, а также частотные зависимости его вносимых и обратных потерь, измеренных в окрестности полосы пропускания.

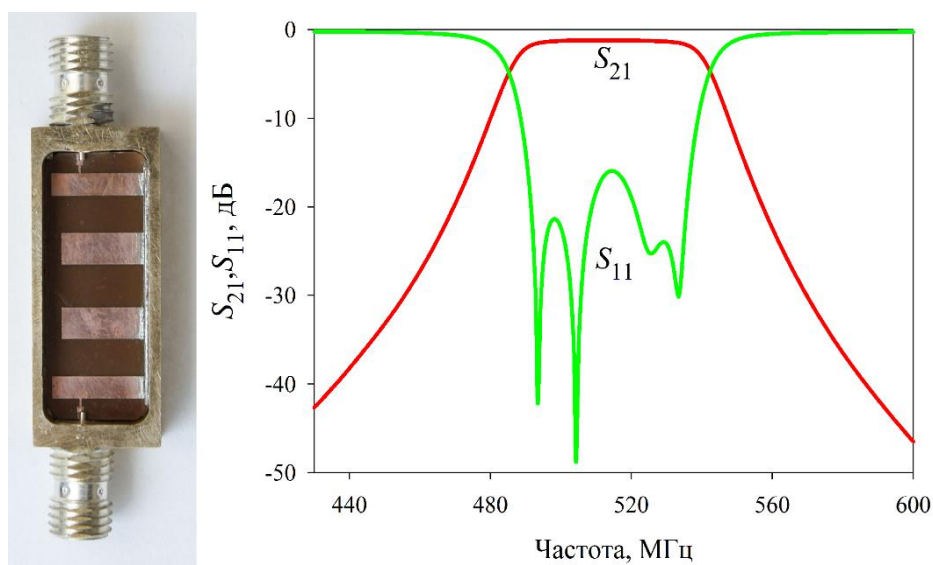


Рисунок 3.4 – Фотография изготовленного макета фильтра гармоник и его АЧХ

В качестве материала подложки использовалась керамика ТБНС ($\text{BaSm}_2\text{Ti}_4\text{O}_{12}\text{-BaNd}_2\text{Yi}_4\text{O}_{12}$) ($\epsilon_r=80$, $\text{tg}\delta=3\cdot 10^{-4}$). Толщина подложки $h_d=0,45$ мм. Расстояния между подложкой фильтра и крышками корпуса 3 мм. Размеры подложки: 24,8 мм $\times$ 9,7 мм. Топология полосковых проводников макета фильтра была получена методом фотолитографии и химическим травлением меди с подложки. Корпус фильтра изготовлен из латуни. Центральная частота полосы пропускания изготовленного фильтра $f_0=514$ МГц, ее относительная ширина $\Delta f/f_0=10,8\%$, минимальные вносимые потери $L_0=1,2$ дБ. Рассчитанная (синяя линия) и измеренная (красная линия) АЧХ фильтра в широком диапазоне частот представлены на рисунке 3.5. Измерения АЧХ фильтра проводились на векторном анализаторе цепей Rohde & Schwarz. Наблюдается довольно хорошее согласие. Полоса заграждения у изготовленного фильтра шире, чем у модели, а величина подавления в ней не менее 80 дБ, что на 20 дБ больше, чем в расчете. Высокочастотная полоса заграждения равна $7,9f_0$ по уровню минус 50 дБ. Таким образом, используя такой фильтр, можно эффективно подавить высшие гармоники вплоть до восьмой.

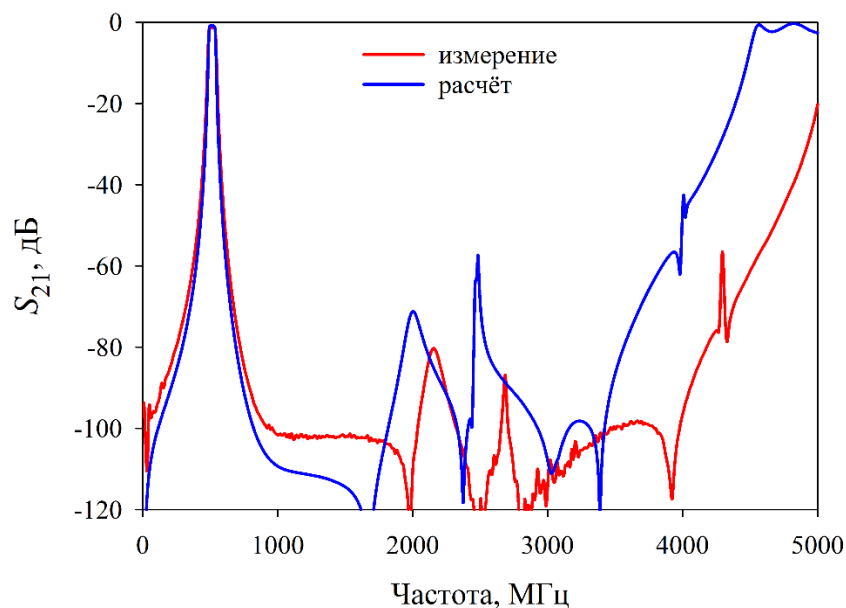


Рисунок 3.5 – Рассчитанная и измеренная АЧХ фильтра в широкой полосе частот

Так же был рассчитан четырёхзвенный фильтр гармоник на подложке толщиной 0,25 мм, с $\epsilon=5,8$ и $\text{tg}\delta=15\cdot 10^{-4}$ (Фирма Rogers). Ширина полосковых проводников крайних резонаторов 4 мм, средних 5,8 мм, при их длине 7,8 мм и 7,16 мм соответственно. Расстояние между средними резонаторами 3 мм, а между средними и крайними – 2,8 мм. Расстояния между подложкой фильтра и крышками корпуса 3 мм. Подключение внешних линий кондуктивное к полосковым проводникам крайних резонаторов в точках, отстоящих на расстоянии 3,7 мм от заземленных концов.

В соответствии с результатами моделирования был изготовлен экспериментальный макет фильтра в латунном корпусе с внутренними размерами 33,40 мм × 8,40 мм × 6,25 мм. Его фотография приведена на вставке рисунке 3.6. Там же представлена АЧХ фильтра, измеренная с помощью векторного анализатора цепей Rohde & Schwarz в широком диапазоне частот.

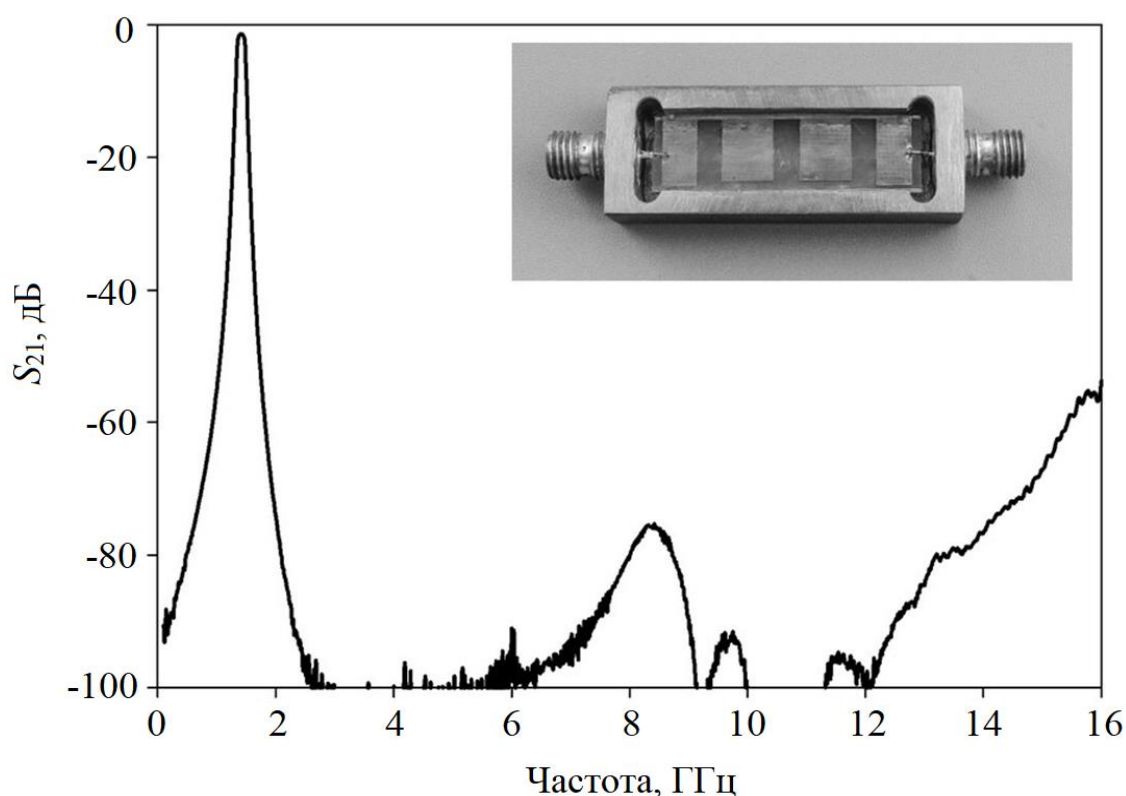


Рисунок 3.6 – Измеренная АЧХ фильтра в широком диапазоне частот.

Во вставке фотография фильтра

Центральная частота полосы пропускания фильтра $f_0=1,41$ ГГц, её ширина 120 МГц (8,5%) по уровню минус 1 дБ. Минимальные потери в полосе пропускания 1,3 дБ, обратные потери в полосе пропускания не более минус 14 дБ. Высокочастотная полоса заграждения, определенная по уровню минус 50 дБ, занимает полосу частот от 1,73 ГГц до 16,02 ГГц, или $10,1f_0$. Таким образом, используя такой фильтр, можно эффективно подавить высшие гармоники вплоть до одиннадцатой.

Следует отметить, что основная идея используемого в данном параграфе метода аналогична идее, использованной в работе [94]. Однако в нашем случае структура фильтра является симметричной в отличие от фильтра, описанного в цитируемой статье. Фильтры, имеющие симметричные структуры легче проектировать, чем асимметричные. Экспериментально изготовленные фильтры подтверждают работоспособность метода, предложенного для расширения высокочастотной полосы заграждения.

3.2. Шестизвенный фильтр гармоник

Известно, что с повышением порядка фильтра, глубина его полосы заграждения увеличивается. В параграфе 2.3.1 была предложена конструкция четырехзвенного фильтра гармоник, резонаторы которого имеют различную ширину. Таким образом представляет интерес рассмотреть, как повлияет добавление ещё двух резонаторов в конструкцию фильтра гармоник на полосу заграждения и на уровень подавления в ней. Рассмотрим шестизвенную конструкцию фильтра.

На рисунке 3.7 приведена конструкция шестизвенного фильтра гармоник.

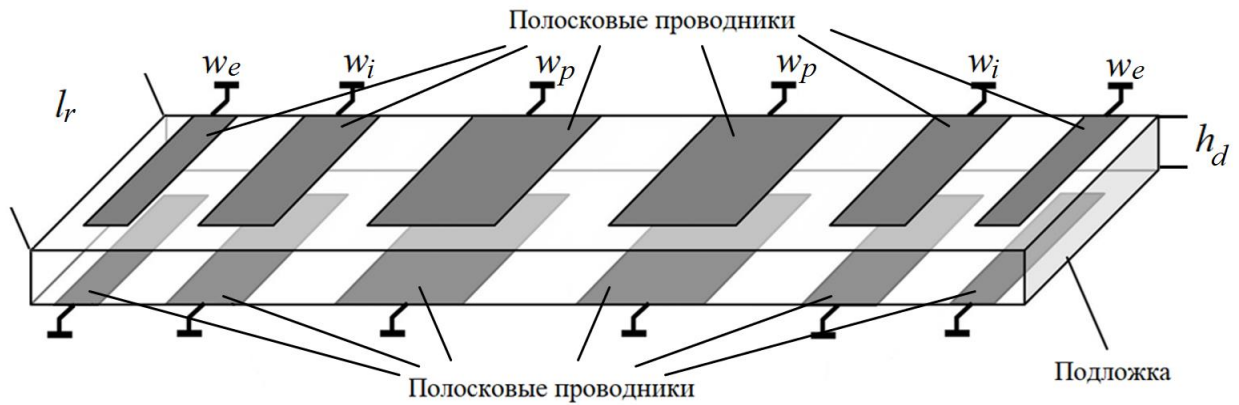


Рисунок 3.7 – Конструкция шестизвенного фильтра гармоник на регулярных ДПРПП

С использованием программы CST Studio Suite синтезированы два фильтра на одну и ту же центральную частоту 500 МГц с одинаковой относительной шириной полосы пропускания 10%. В первом фильтре ширины полосковых проводников резонаторов w_e , w_i и w_p одинаковые и равны 2 мм. Во втором фильтре ширины резонаторов выбирались такими, чтобы полоса заграждения и уровень подавления в ней был максимальными. Для этого ширина крайних проводников $w_e=2,0$ мм, ширина средних проводников $w_i=2,8$ мм и ширина центральных проводников $w_p=4,0$ мм. В моделях фильтров использовались диэлектрические подложки толщиной $h_d=0,5$ мм, с $\epsilon_r=80$ и $\text{tg}\delta=3 \cdot 10^{-4}$. Высота экранов одинаковая, равна $h_a=3$ мм. Размеры подложек 9,7 мм $\times$ 35,6 мм в первом фильтре и 9,7 мм $\times$ 38,6 мм во втором.

На рисунке 3.8 представлены рассчитанные АЧХ первого и второго фильтров, также для сравнения приведена АЧХ модели четырёхзвенного фильтра гармоник из предыдущего параграфа: (зеленая линия – первый фильтр (w_e , w_i , $w_p=2$ мм); красная линия – второй фильтр ($w_e=2,0$ мм, $w_i=2,8$ мм, $w_p=4,0$ мм), синяя линия – четырёхзвенный фильтр ($w_e=2,0$ мм, $w_i=2,8$ мм)).

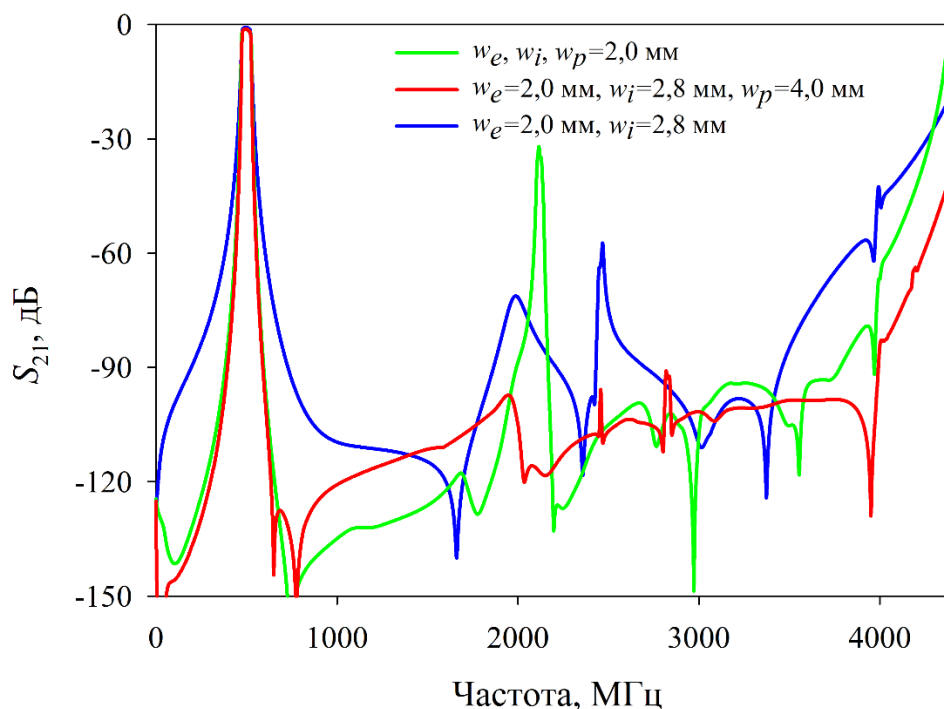


Рисунок 3.8 – Рассчитанные АЧХ фильтров гармоник на регулярных ДПРПП
(зеленая линия – первый фильтр, красная линия – второй фильтр,
синяя линия – четырехзвенный фильтр)

Видно, что первый фильтр, что и неудивительно, имеет большую селективность, чем четырехзвенный фильтр гармоник. В то же время он имеет высокочастотную полосу заграждения всего $3f_0$ по уровню минус 50 дБ и $2,8f_0$ по уровню минус 90 дБ. В то время как у четырехзвенного фильтра высокочастотная полоса заграждения по уровню минус 50 дБ простирается до $6,8f_0$. Можно заметить, что в полосе заграждения первого фильтра наблюдается паразитная полоса пропускания в районе 2 ГГц значение коэффициента прохождения на ее частотах составляет минус 30 дБ. Эта полоса пропускания образована вторыми модами колебаний всех резонаторов фильтра. Между тем, для второго фильтра в полосе заграждения существует три паразитных полосы, образованных вторыми модами колебаний резонаторов с равными ширинами. Уровень прохождения этих паразитных полос не превышает минус 90 дБ, что на 60 дБ меньше, чем для первого фильтра. Поэтому высокочастотная полоса заграждения второго фильтра по уровню минус 90 дБ составляет $6,8f_0$ и $7,5f_0$ по уровню минус 50 дБ. Видно, что

протяженность полосы заграждения в 2,5 раза больше, чем у первого фильтра. Такая большая глубина в высокочастотной полосе заграждения второго фильтра объясняется тем, что, в фильтре с большим количеством звеньев расстояние между резонаторами с равными ширинами (и, естественно, с равными частотами вторых мод) больше, чем у фильтра с меньшим порядком. В связи с этим, эти резонаторы хуже взаимодействуют, что приводит к уменьшению уровня паразитной полосы пропускания фильтра. Следует заметить, что применение предложенного метода по расширению полосы заграждения фильтра привело к значительному улучшению его характеристик, но размеры фильтра при этом возросли незначительно.

Таким образом, в данном параграфе предложен метод расширения высокочастотной полосы заграждения. Работоспособность метода подтверждается электромагнитным моделированием и экспериментальными макетами фильтров гармоник. Показано, что применение предложенного метода позволяет расширить полосу заграждения фильтра не менее чем в 2,5 раза.

3.3. Выводы по главе 3

На основании исследований предложен метод расширения высокочастотной полосы заграждения ППФ, выполненного на регулярных ДПРПП. Работоспособность метода подтверждается двумя изготовленными макетами фильтров гармоник с высокочастотными полосами заграждения $7,9f_0$ и $10,1f_0$ по уровню минус 50 дБ. Проводники внутренних резонаторов в таких фильтрах шире внешних и степень перекрытия в них меньше. Сочетание двух этих факторов приводит к тому, что высокочастотная полоса заграждения фильтра расширяется за счет подавления его паразитной полосы.

Результаты, изложенные в главе, опубликованы в [102, 103].

ГЛАВА 4. ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ГАЛЬВАНИЧЕСКОЙ СВЯЗИ НА ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ МЕЖДУ РЕГУЛЯРНЫМИ ДВУХПРОВОДНИКОВЫМИ ПОЛОСКОВЫМИ РЕЗОНАТОРАМИ НА ПОДВЕШЕННОЙ ПОДЛОЖКЕ

В параграфе 1.5 были описаны подходы, используемые в наше время для разработки СШППФ на подвешенной подложке для высокоскоростных цифровых систем связи. Основным недостатком описанных конструкций являются узкая высокочастотная полоса заграждения и малый уровень подавления в ней.

В общем случае для разработки СШППФ с широкой высокочастотной полосой заграждения должны выполняться два условия: взаимодействие между резонаторами должно быть достаточно сильным, а вторая резонансная мода резонаторов, образующих фильтр, должна отстоять по шкале частот достаточно далеко от первой (как минимум, на октаву). Первое условие обусловлено тем, что ширина полосы пропускания фильтра пропорциональна величине взаимодействия между резонаторами. Второе тем, что ширина высокочастотной полосы заграждения обусловлена тем, насколько далеко отстоит по шкале частот вторая мода от первой. Двум вышеупомянутым условиям удовлетворяют регулярные ДПРПП.

4.1. Сверхширокополосный фильтр на основе двухпроводниковых резонаторов на подвешенной подложке с широкой высокочастотной полосой заграждения

Очевидно, что при проектировании СШППФ необходимо выбирать его конструктивные параметры такими, чтобы обеспечивать широкую полосу пропускания и приемлемую протяженность полосы заграждения. Напомним, что

ширина полосы пропускания фильтра определяется величиной коэффициента связи резонаторов. Анализируя исследования параграфа 2.2, видно, что коэффициент связи увеличивается, а f_2/f_1 падает при уменьшении ширины проводников. Естественно, коэффициент связи возрастает при уменьшении зазора между резонаторами. Однако при малых зазорах между ними возрастает возможность электрического пробоя, что приводит к уменьшению электрической прочности фильтра. Между тем коэффициент связи между резонаторами слабо зависит от толщины подложки, поэтому для разработки СШППФ можно использовать очень тонкие подложки. Они привлекательны с той точки зрения, что чем тоньше подложка резонатора, тем дальше по частоте вторая мода отстоит от первой (рисунок 2.4, а), а, значит, более широкой полосой заграждения будет обладать фильтр, выполненный на основе таких резонаторов.

Таким образом, принимая во внимание вышесказанное, выбираем при проектировании фильтра зазор между проводниками резонаторов не менее 0,5 мм, ширину резонаторов 0,5 мм, высоту экранов $h_a=2,5$ мм, подложку толщиной 0,127 мм и с $\epsilon_r=10,2$ и $\text{tg}\delta=22 \cdot 10^{-4}$ (фирма Rogers). В программе CST Studio Suite была рассчитана четырехзвенная конструкция фильтра №1 с центральной частотой 1 ГГц. Размеры подложки фильтра, полученного в результате моделирования, составили 7,7 мм × 12,3 мм. Таким образом удалось достичь относительной ширины полосы пропускания 56%, что является хорошим результатом. Высокочастотная полоса заграждения простирается на $2,9f_0$ по уровню минус 30 дБ ($0,9f_0$ по уровню минус 40 дБ).

Стоит отметить, что при зазоре между резонаторами, равным 0,1 мм, полоса пропускания такой конструкции фильтра составила 81%. Ширина высокочастотной полосы заграждения $1,8f_0$ по уровню минус 30 дБ ($1,6f_0$ по уровню минус 40 дБ). Естественно, что электрическая прочность такого фильтра в полной мере не будет удовлетворять современным требованиям, что делает его ограниченно пригодным к использованию в системах широкополосной связи.

Применим к фильтру №1 метод расширения высокочастотной полосы заграждения (см. параграф 3.1). Для этого увеличим ширину полосковых проводников центральных резонаторов (ширина крайних резонаторов – 0,5 мм, ширина центральных резонаторов – 1,6 мм). Это позволит расширить высокочастотную полосу заграждения и понизить уровень паразитных составляющих в ней. Рассчитаем четырехзвенный фильтр №2 с центральной частотой 1 ГГц, используя такую же, как и в фильтре №1 диэлектрическую подложку и высоту экранов. Размеры подложки, полученного в результате моделирования фильтра, составили 9,8 мм × 11,4 мм. Таким образом, максимально достижимая полоса пропускания уменьшилась до 53%, что связано с меньшей величиной связи между центральными более широкими резонаторами (рисунок 2.3). Протяженность высокочастотной полосы заграждения составила $6,5f_0$ по уровню минус 30 дБ ($2,8f_0$ по уровню минус 40 дБ).

Модели фильтров рассчитывались для работы в тракте с волновым сопротивлением 50 Ом, с максимальным уровнем отражений в полосе пропускания минус 14 дБ. На рисунке 4.1 представлены рассчитанные в широкой полосе АЧХ фильтров №1 и №2.

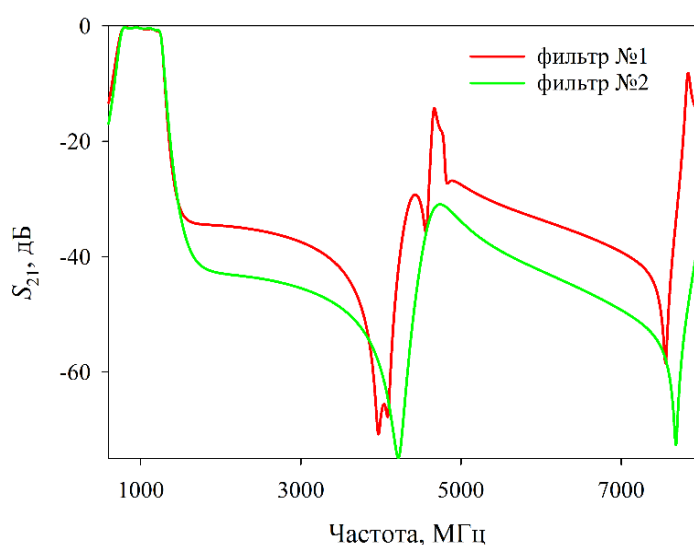


Рисунок 4.1 – Рассчитанные в широкой полосе частот АЧХ фильтров №1 и №2

Видно, что фильтры имеют практически одинаковую ширину полосы пропускания, однако высокочастотная полоса заграждения по уровню минус 30 дБ при этом у фильтра №2 в два раза шире, чем у фильтра №1. Стоит заметить, что фильтр №2 получился немного габаритнее, чем фильтр №1.

Таким образом, использование регулярных ДПРПП и метода расширения высокочастотной полосы заграждения позволило разработать СШППФ с относительной шириной полосы пропускания 53% и высокочастотной полосой заграждения, простирающейся на $6,5f_0$ по уровню минус 30 дБ ($2,8f_0$ по уровню минус 40 дБ).

4.2. Исследование влияния дополнительной гальванической связи на взаимодействие между регулярными двухпроводниковыми полосковыми резонаторам на подвешенной подложке

В предыдущем параграфе удалось разработать СШППФ на основе регулярных ДПРПП с относительной шириной полосы пропускания 53% и высокочастотной полосой заграждения $6,5f_0$, определенной по уровню минус 30 дБ. Для построения фильтров с более широкими полосами пропускания используют некоторые приемы, позволяющие усилить взаимодействие резонаторов. Наиболее простым во всех отношениях способом увеличения взаимодействия между микрополосковыми резонаторами является прием, заключающийся в использовании дополнительной гальванической связи между резонаторами [104]. В этом случае полосковые проводники соседних резонаторов соединяются между собой в определенных точках отрезками полосковых проводников (перемычек).

Исследование применения такого способа для увеличения связи между регулярными ДПРПП будет проведено далее.

Для определения степени взаимодействия между резонаторами, необходимо исследовать поведение коэффициента связи резонаторов от расположения перемычек по длине резонатора. Коэффициенты связи между резонаторами определялись методом, описанным в параграфе 2.2.

Исследования проводились с помощью программы электродинамического моделирования CST Studio Suite.

Исследовались два регулярных ДПРПП, на подложке толщиной 0,127 мм, с $\varepsilon=2,2$ и $\text{tg}\delta=9\cdot 10^{-4}$, настроенных на частоту 1 ГГц. Ширина полосковых проводников резонаторов 2 мм, при их длине $l_e=14,7$ мм. Расстояние между резонаторами 2 мм. Расстояния между диэлектрической подложкой и экранами 2,5 мм. Ширина перемычки 0,2 мм. Расстояние от свободных кончиков проводников до стенок корпуса 0,1 мм. Подключение внешних линий с резонаторами ёмкостное со слабой связью. Причем величина связи подбиралась таким образом, чтобы уровень прохождения на частотах четной и нечетной мод колебаний не превышал минус 40 дБ.

Так как в структуре резонатора полосковые проводники расположены с двух сторон подложки, соответственно и перемычку можно добавить на одну сторону, как показано на рисунке 4.2, *а* или же сразу на обе как на рисунке 4.2, *б*.

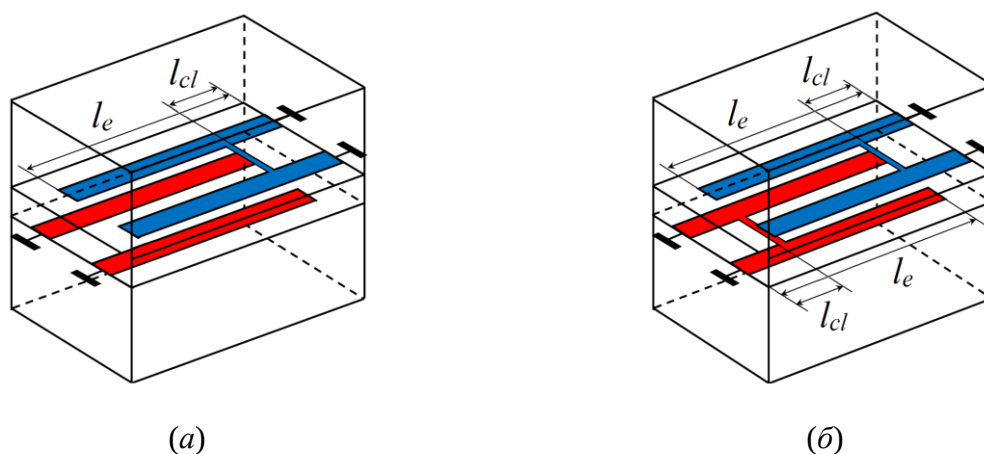


Рисунок 4.2 – Конструкции двухрезонаторных секций регулярных ДПРПП с одной перемычкой (а) и двумя перемычками (б)

Поведение коэффициента связи резонаторов k в зависимости от отношения расстояния между краем подложки и перемычкой к длине проводника резонатора l_{cl}/l_e представлено на рисунке 4.3.

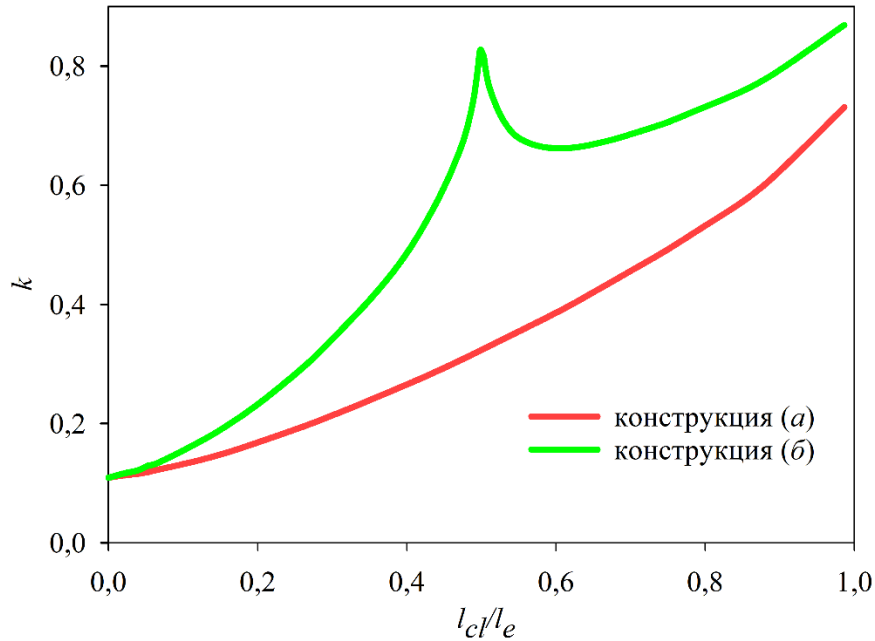


Рисунок 4.3 – Зависимости коэффициента связи от отношения расстояния между краем подложки и перемычкой к длине резонатора l_{cl}/l_e

Как видно из рисунка 4.3 для конструкции резонатора с перемычкой на одном слое увеличение l_{cl}/l_e приводит к практически линейному росту коэффициента связи и этот рост носит монотонный характер. Максимальное значение коэффициента связи для такой конструкции достигается при положении перемычки на разомкнутых концах резонаторов (l_{cl}/l_e стремится к 1). В этом случае $k=0,731$. Между тем, для пары таких резонаторов без перемычек ($l_{cl}/l_e=0$) значение коэффициента связи резонаторов составляет всего 0,111. В конструкции с двумя перемычками k ведет себя немонотонно при увеличении l_{cl}/l_e . При этом k в данном случае растет быстрее, чем при одной перемычке. Скорость роста k резко возрастает при приближении к точке, где $l_{cl}/l_e=0,5$ (когда перемычки расположены друг над другом). В этой точке величина связи k достигает 0,826. Далее, при росте

l_{cl}/l_e наблюдается аномальное поведение $k(l_{cl}/l_e)$ – происходит уменьшение коэффициента связи до значения 0,662 при $l_{cl}/l_e=0,6$, а затем наблюдается дальнейший рост k до значения 0,869 при расположении перемычек на самом краю проводников.

Очевидно, что максимальные значения коэффициента связи получились при расположении перемычек на разомкнутых краях резонаторов, так как там находится максимум СВЧ напряжения на резонансной частоте. При наличии двух перемычек k зависит от l_{cl}/l_e немонотонно. Наличие экстремума в зависимости $k(l_{cl}/l_e)$ можно объяснить тем фактом, что перемычки приближаясь, друг к другу начинают вносить дополнительный вклад в связь между резонаторами. Этот дополнительный вклад максимален при расположении перемычек строго друг под другом, и он резко падает при уменьшении области перекрытия перемычек. Следует заметить, что величина k в точке экстремума практически равна значению коэффициента связи при расположении перемычек на самом краю полосковых проводников (точка, где $l_{cl}/l_e=1$).

Таким образом, использование дополнительной гальванической связи между регулярными ДПРПП приводит к значительному увеличению коэффициента связи между ними, что можно использовать для создания СШППФ.

4.3. Сверхширокополосный фильтр с дополнительной гальванической связью между резонаторами и широкой высокочастотной полосой заграждения

Как показали исследования параграфа 4.2, для усиления взаимодействия между регулярными ДПРПП можно использовать дополнительную гальваническую связь между ними. При этом степень их взаимодействия можно управлять положением перемычки при неизменных других параметрах

резонаторов. В результате, при проектировании СШППФ, применяя метод расширения высокочастотной полосы заграждения, предложенный в параграфе 3.1, ширины проводников центральных резонаторов выбираются таким образом, чтобы полоса заграждения фильтра была максимальной. При этом уменьшение степени взаимодействия между центральными резонаторами компенсируется подбором положения перемычки между ними. Таким образом, получившийся фильтр будет обладать широкой полосой пропускания и протяженной высокочастотной полосой заграждения.

На основе вышеприведенных выводов с помощью программы CST Studio Suite было проведено электромагнитное моделирование сверхширокополосного фильтра, имеющего центральную частоту 1000 МГц выполненного на подложке толщиной 0,127 мм, с $\epsilon_r=10,2$ и $\text{tg}\delta=22 \cdot 10^{-4}$ (фирма Rogers). Расстояние между подложкой фильтра и экранами одинаковое, и равно 2,5 мм.

На рисунке 4.4 изображена топология полосковых проводников сверхширокополосного фильтра с указанием размеров. Топологии проводников на обеих поверхностях подложки совершенно одинаковые, но ориентированы встречно. В изображенной на рисунке 4.4 топологии имеется отличие от структуры, изображенной на рисунке 3.1, заключающееся в том, что имеются по два дополнительных полосковых проводника, расположенных вдоль края подложки, предназначенных для более надежного монтажа подложки в корпус фильтра. Параметры конструкции фильтра были следующими: размеры подложки 9,7 мм $\times$ 15,6 мм; $l_r=14,8$ мм; $l_e=14,6$ мм; $l_i=10,5$ мм; $l_g=9,3$ мм; $w_e=0,5$ мм; $w_i=1,6$ мм; $S_e=0,5$ мм; $S_i=0,5$ мм. Ширина проводников крайних резонаторов взята более узкой, чем в фильтрах гармоник для усиления связи с подводящими линиями. Полосковые проводники шириной 0,2 мм, предназначенные для обеспечения дополнительной гальванической связи, подключены на расстоянии 3,5 мм и 3,2 мм от заземляемого проводника. Положения точек подключения к линиям передачи – разомкнутые концы полосковых проводников внешних резонаторов.

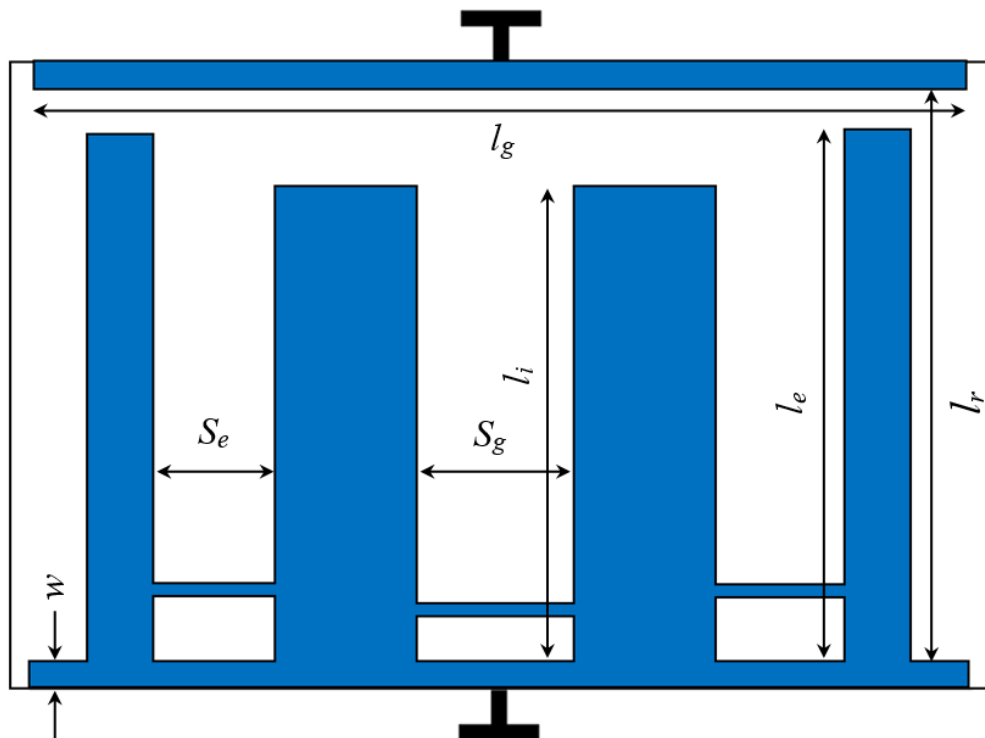


Рисунок 4.4 – Топология полосковых проводников четырёхзвенного СШППФ с дополнительной гальванической связью и обозначение параметров

На рисунке 4.5 приведена АЧХ фильтра в широком диапазоне частот, полученная по результатам электромагнитного моделирования, которое, как известно, хорошо описывает экспериментальные данные, получаемые на планарных полосковых структурах. Характеристики фильтра получились следующими: центральная частота $f_0=1000$ МГц, ширина полосы пропускания по уровню минус 3 дБ $\Delta f=800$ МГц или 80% по относительной величине; минимальные потери в полосе пропускания 0,2 дБ; относительная ширина высокочастотной полосы заграждения $6,4f_0$ по уровню минус 30 дБ ($5f_0$ по уровню минус 40 дБ). Полученный фильтр при такой же длине подложки, как и фильтра №2 из параграфа 4.1, имеет на 27% большую относительную полосу пропускания и в 1,8 раз более протяженную высокочастотную полосу заграждения по уровню минус 40 дБ.

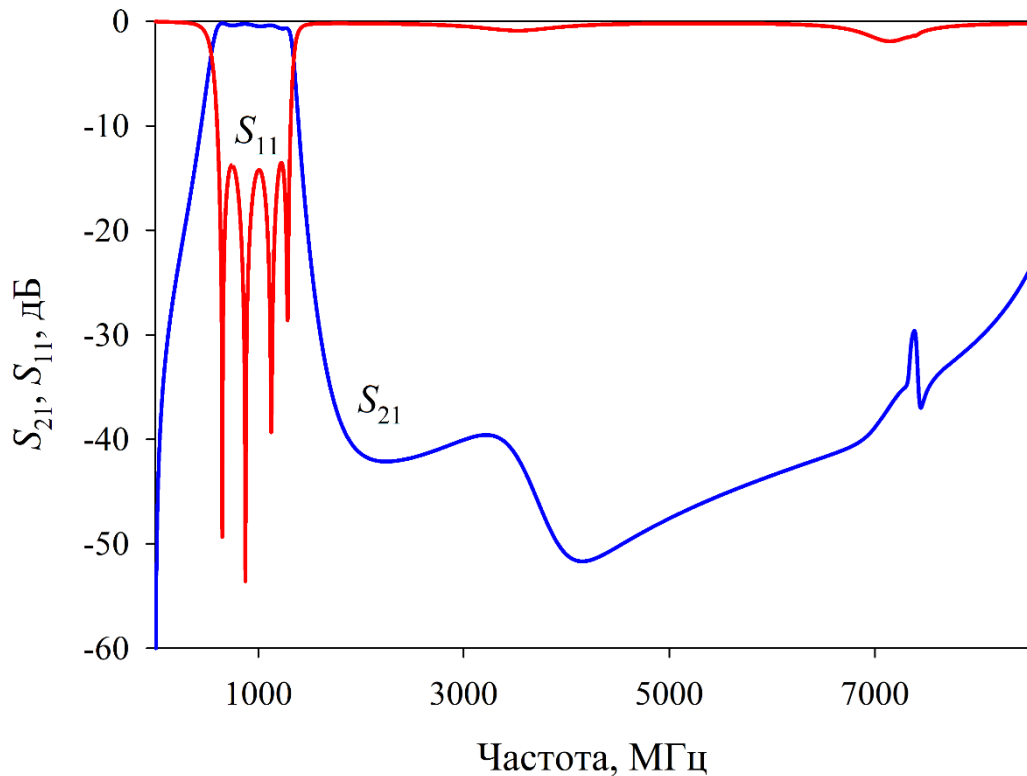


Рисунок 4.5 – АЧХ четырёхзвенного СШППФ, рассчитанная в широком диапазоне частот

Очевидно, что использование дополнительной гальванической связи между резонаторами позволяет нам при проектировании СШППФ выбирать ширину резонаторов и их отношение такими, чтобы полоса заграждения была наиболее протяженной и уровень ослабления в ней наибольший. Основываясь на данном выводе, была модифицирована конструкция фильтра №2 из 4.1. Для этого ширина проводников всех резонаторов была увеличена ровно в два раза. Сохранение параметров полосы пропускания фильтра осуществлялось подбором положения перемычек для дополнительной гальванической связи и длиной резонаторов. Характеристики фильтра получились следующими: центральная частота $f_0=1000$ МГц, относительная ширина полосы пропускания 56%; относительная ширина высокочастотной полосы заграждения $12f_0$ по уровню минус 30 дБ ($11,8f_0$ по уровню минус 40 дБ). Видно, что при той же ширине полосы пропускания, параметры полосы заграждения получившегося фильтра значительно улучшились. Так по уровню минус 40 дБ ширина полосы заграждения

расширилась более чем в 4 раза. Следует отметить, что размеры подложки фильтра составили $13,9 \text{ мм} \times 9,1 \text{ мм}$ и по сравнению с фильтром №2 из 4.1 увеличились незначительно.

Таким образом, в данном параграфе продемонстрирован способ увеличения степени взаимодействия между резонаторами, основанный на использовании дополнительной гальванической связи между ними. Применение этого приёма для регулярных ДПРПП позволяет проектировать СШППФ на их основе с ширинами полосы пропускания до 80%, либо с полосами заграждения до $11,8f_0$ по уровню минус 40 дБ.

4.4. Выводы по главе 4

Исследовано влияние дополнительной гальванической связи между регулярными ДПРПП на степень их взаимодействия. Использование дополнительной гальванической связи позволяет разрабатывать СШППФ с увеличенной электрической прочностью. Разработана конструкция СШППФ с дополнительной гальванической связью между резонаторами. Фильтр имеет центральную частоту $f_0=1000 \text{ МГц}$ и 80% относительную ширину полосы пропускания. Минимальные потери в полосе пропускания 0,2 дБ, а относительная ширина высокочастотной полосы заграждения $6,4f_0$ по уровню минус 30 дБ. Это очень хороший результат, если сравнивать с литературными данными: в подавляющем большинстве предлагаемые там СШППФ имеют высокочастотные полосы заграждения, не превышающие по ширине полосу пропускания.

Результаты, изложенные в главе, опубликованы в [101, 105].

ГЛАВА 5. ИССЛЕДОВАНИЕ СВЁРНУТЫХ ДВУХПРОВОДНИКОВЫХ ПОЛОСКОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ НА ПОДВЕШЕННОЙ ПОДЛОЖКЕ

5.1. Конструкции свёрнутых двухпроводниковых полосковых резонаторов на подвешенной подложке

Одним из основных критериев, предъявляемым в наше время к ЧСУ, является их миниатюрность (глава 1). В полосковой технике для уменьшения размеров устройств широко используют сворачивание полосковых проводников резонаторов. Этот метод так же применим и для резонаторов на подвешенной подложке [23]. Для миниатюризации регулярных ДПРПП будем использовать сворачивание их полосковых проводников.

Начальная конструкция регулярного ДПРПП (а) и конструкции на свёрнутых ДПРПП (б, в, г, д) представлены на рисунке 5.1.

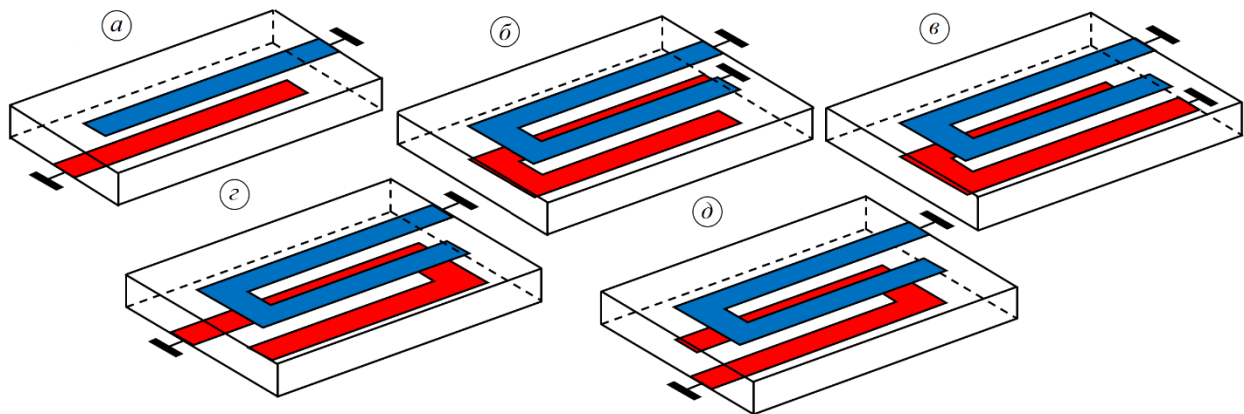


Рисунок 5.1 – Конструкции двухпроводниковых полосковых резонаторов на подвешенной подложке: регулярный ДПРПП (а) и четыре варианта свёрнутых ДПРПП (б, в, г, д)

Стоит отметить, что конструкция (б) является свёрнутым аналогом сонаправленного регулярного ДПРПП [34], в котором проводники заземлены с

одного края подложки. Такой тип резонатора имеет больший размер, по сравнению с регулярным ДПРПП и подходит только для применения в узкополосных фильтрах.

5.2. Исследование влияния конструкции резонатора на его добротность и спектр собственных частот

Известно, что сворачивание полоскового проводника, как правило, приводит к уменьшению собственной добротности резонаторов. Поэтому важно определить, какая конструкция резонатора на свёрнутых проводниках из параграфа 5.1 является наиболее миниатюрной при прочих равных условиях. Исследования проводились с помощью электромагнитного моделирования, которое позволило сравнить свойства резонаторов, такие как собственные добротности Q_0 и отношение частот двух первых мод колебаний f_2/f_1 .

Поскольку собственная добротность зависит от частоты и размера (объема) резонатора [30], то сравнивать собственные добротности исследуемых резонаторов «напрямую» было бы некорректно. Поэтому был применена следующая методика.

В параграфе 1.1. было показано что собственная добротность полоскового резонатора в общем случае определяется потерями в диэлектрике, омическими потерями в проводнике и потерями на излучение (Формула (5)). В случае использования для полосковых резонаторов подложек с низким значением тангенса угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta \sim 10^{-4}$ и экранирующих крышек, потерями в диэлектрике и потерями на излучение можно пренебречь. Тогда формула для собственной добротности резонатора Q_0 (5), примет следующий вид:

$$Q_0 = 2\pi f_0 \frac{W_{st}}{P_J}, \quad (7)$$

где f_0 – резонансная частота, W_{st} – запасенная при резонансе электромагнитная энергия, P_J – мощность Джоулевых потерь.

Добротность полоскового резонатора с одной стороны пропорциональна частоте, а с другой стороны, поверхностное сопротивление полосковых проводников, а, следовательно, и Джоулевы потери в резонаторе пропорциональны квадратному корню из частоты. Поэтому можно предположить, что добротность полоскового резонатора пропорциональна квадратному корню из частоты. На основании этого формула (7) принимает следующий вид:

$$Q_0 = 2\pi f_0 \frac{W_{st}}{a\sqrt{f_0}} = q\sqrt{f_0}, \quad (8)$$

где f_0 – резонансная частота, W_{st} – запасенная при резонансе электромагнитная энергия, a и q – константы.

Чтобы выяснить, справедлива ли эта формула в случае регулярного ДПРПП, мы определили с помощью электромагнитного моделирования в программе CST Studio Suite частотную зависимость добротности резонатора конструкции (а) (рисунок 5.1, а). Резонатор имел следующие структурные параметры. Внутренние размеры корпуса: 22,0 мм × 6,0 мм × 6,5 мм; толщина подложки 0,5 мм; длина полосковых проводников резонатора 21 мм и их ширина 1 мм.

Вариация частоты осуществлялась путем изменения диэлектрической проницаемости подложки от 2,2 до 120. При каждом конкретном ϵ_r резонатор в модели «подключался» в тракт со слабой связью, рассчитывалась его АЧХ, по которой определялась собственная добротность Q_0 . Зависимости Q_0 от частоты представлены на рисунке 5.2. Синяя кривая с круглыми маркерами получена с помощью электромагнитного моделирования, красная кривая получена аппроксимацией формулы (8), где $q = 14,42 \text{ МГц}^{-1/2}$.

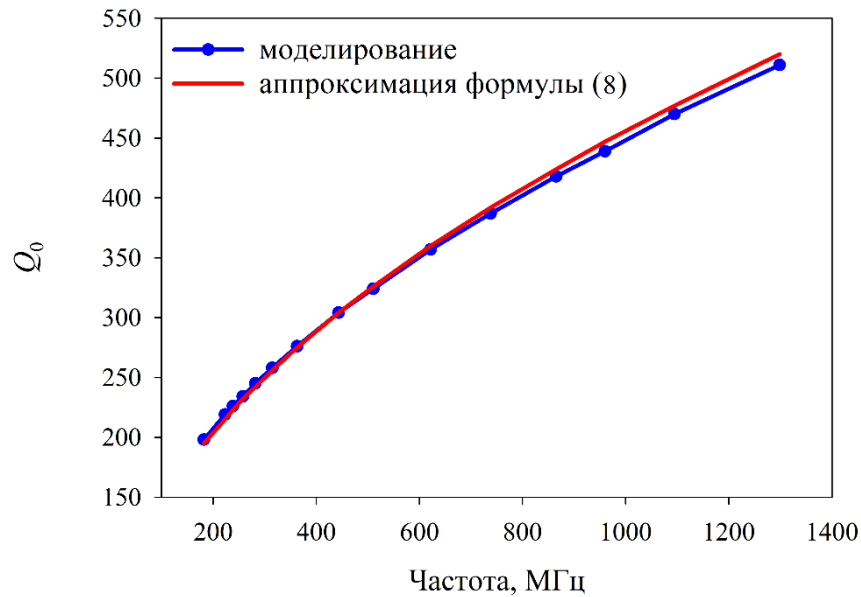


Рисунок 5.2 – Собственная добротность регулярного ДПРПП в зависимости от частоты

Видно, что с большой степенью точности собственная добротность регулярного ДПРПП пропорциональна квадратному корню из частоты, а, следовательно, можно использовать для сравнения добротностей исследуемых резонаторов следующий прием. Смоделировать резонаторы с одинаковыми размерами. Это позволит исключить влияние размеров резонатора на собственную добротность. Далее, используя АЧХ резонаторов, «подключенных со слабой связью», определить их собственные частоты и собственные добротности. Затем, используя уже полученный вид зависимости $Q_0(f)$ (формула (8)), скорректировать добротности резонаторов в соответствии с собственной частотой по формуле:

$$Q_{ri} = Q_{0i} / k_i, \quad (9)$$

где $k_i = \sqrt{f_i / f_0}$, Q_{0i} – собственная добротность i резонатора на свёрнутых проводниках, f_i – его собственная частота, f_0 – собственная частота регулярного ДПРПП (рисунок 3.1, а), который в данном случае принят за эталон.

В моделях резонаторов использовалась подвешенная в корпусе подложка с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r=80$ и тангенсом угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta=3 \cdot 10^{-4}$, что соответствует керамике ТБНС, широко применяемой в СВЧ

электронике. Толщина подложки $h_d=0,5$ мм. Расстояние от подложки до экранов $h_a=3$ мм. Ширина полосковых проводников $w=1$ мм. Внутренний зазор между проводниками резонаторов на свёрнутых проводниках $s=1$ мм. Расстояние от свободных кончиков проводников до стенок корпуса 0,1 мм.

Кроме того, были определены частоты первой f_1 и второй f_2 моды колебаний, а также их отношение f_2/f_1 .

В таблице 1.1 приведены полученные вышеописанным способом характеристики исследуемых резонаторов.

Таблица 1.1 – Основные параметры исследуемых резонаторов

Конструкция	$f_1=f_0$, МГц	f_2 , МГц	Q_{0i}	k_i	Q_{ri}	f_2/f_1
<i>a</i>	471	1449	231	1,00	231	3,08
<i>б</i>	687	1516	205	1,21	170	2,21
<i>в</i>	287	718	113	0,78	145	2,50
<i>г</i>	246	900	122	0,72	169	3,66
<i>д</i>	330	512	108	0,83	129	1,55

Из таблицы видно, что резонатор конструкции (*б*) имеет бóльшую частоту первой моды колебаний, чем у резонатора (*а*), и, следовательно, он не подходит для создания компактного фильтра на его основе. Бóльшее значение собственной частоты такого резонатора объясняется тем, что в условиях резонанса, токи в проводниках резонаторов (*б*) на верхней и нижней поверхностях подложки текут в противоположных направлениях, понижая таким образом индуктивность резонансной системы. Частоты первых мод колебаний резонаторов (*в*) и (*г*) значительно ниже, чем у резонатора (*а*), и поэтому они подходят для создания миниатюрных фильтров на их основе. Стоит также заметить, что конструкция резонатора (*д*) была ранее предложена авторами работы [106]. Однако фильтр на его основе будет иметь узкую высокочастотную полосу заграждения, а также

более высокие потери в полосе пропускания, вследствие малой величины собственной добротности.

Таким образом, резонаторы конструкций (в) и (г) являются одновременно компактными и сравнительно добротными.

5.3. Исследование коэффициентов связи в паре свёрнутых ДПРПП

Как показали исследования, только две конструкции свёрнутых ДПРПП из параграфа 5.2 обладают миниатюрностью и высокой собственной добротностью. Чтобы определить, какая из конструкций резонаторов (в) или (г) больше подходит для создания миниатюрного фильтра, важно исследовать поведение коэффициента связи между такими резонаторами от их взаимного расположения и расстояния до поверхности подложки h_d .

Для определения того, как влияют конструктивные параметры на величину взаимодействия между резонаторами, был использован метод, ранее описанный в параграфе 2.2. Оба резонатора допускают по два типа взаимного расположения в двухзвенной секции. Двухзвенные секции исследуемых резонаторов показаны на рисунке 5.3 ((1) и (2) для резонатора конструкции (в) и (3) и (4) для резонатора конструкции (г)).

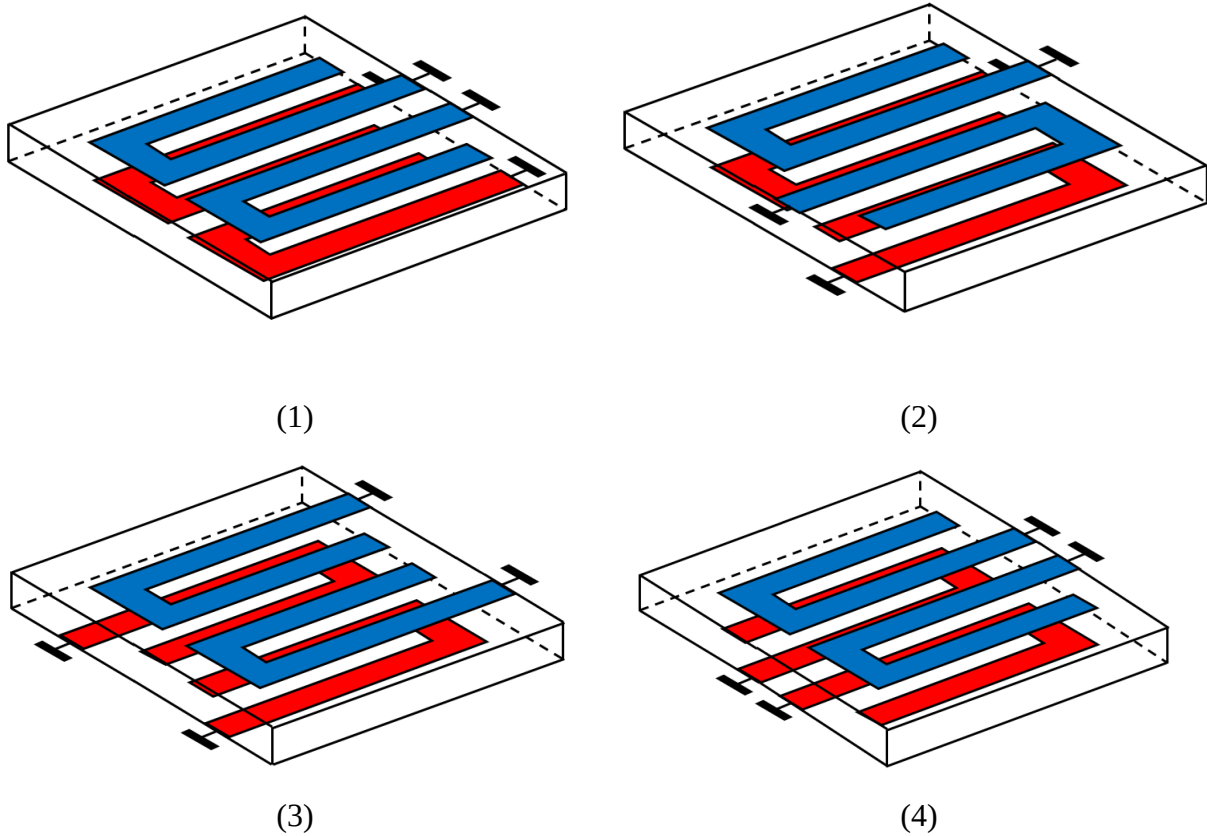
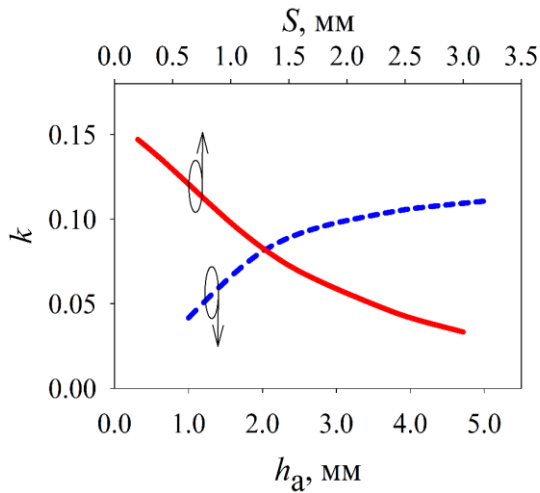
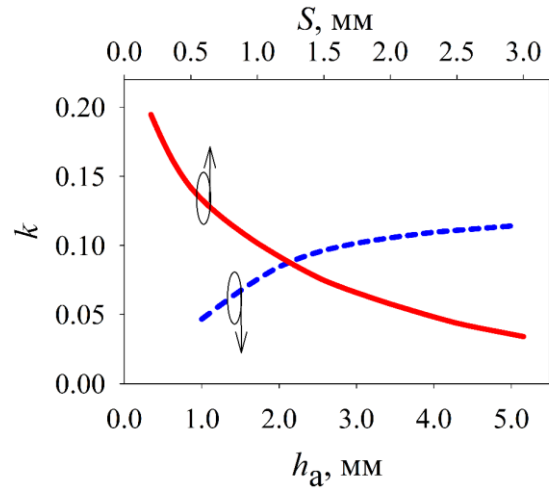


Рисунок 5.3 – Двухрезонаторные секции: (1) и (2) для резонатора конструкции (а) и (3) и (4) для резонатора конструкции (з)

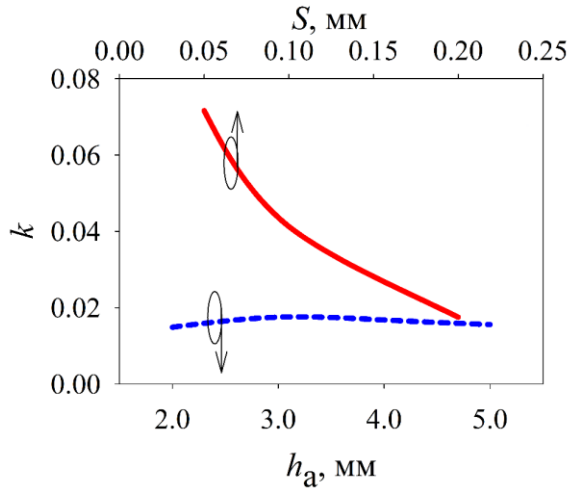
Результаты исследования представлены на рисунке 5.4, где приведены зависимости коэффициента связи k от расстояния между резонаторами S (красные сплошные линии) и от расстояния между подложкой и экранами h_a (синие пунктирные кривые). Первые зависимости получены для фиксированной высоты экрана $h_a=3$ мм, вторые же при фиксированном $S=1$ мм. Исключение составляет двухрезонаторная секция (3), в которой при изменении h_a , зазор между резонаторами фиксировался на величине 0,2 мм, ввиду малого значения коэффициента связи в двухрезонаторной секции.



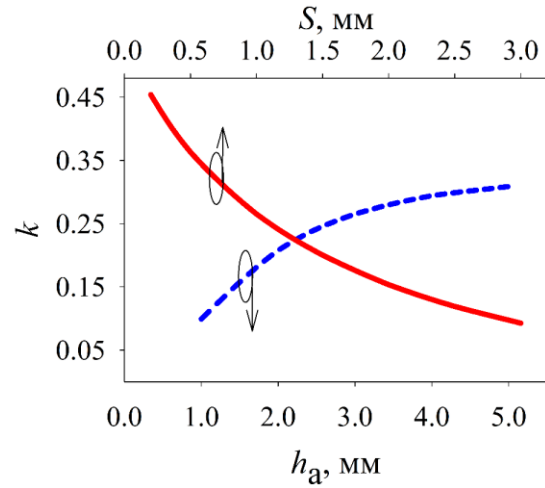
(1)



(2)



(3)



(4)

Рисунок 5.4 – Зависимости коэффициента связи от расстояния между резонаторами S и от расстояния между подложкой и экранами h_a (1) и (2) для двухзвенных секций из резонатора (e) и (3) и (4) для двухзвенных секций для резонатора (z)

Видно, что величина взаимодействия между резонаторами конструкции (e) практически одинакова, независимо от их расположения в двухзвенной секции. Их поведение при изменении S и h_a так же похоже. Совершенно другая ситуация происходит в случае резонаторов конструкции (z). Наблюдается сильное различие в значениях величины k так и в его поведении, в зависимости от расположения резонаторов в двухзвенной секции. Значение коэффициента связи в двухзвенной секции (3) (рисунок 5.4) настолько мало, что мы едва ли смогли получить кривую зависимости k от S . Кроме того, в этом случае величина коэффициента связи при

изменении высоты крышек h_a практически не меняется. Известно, что такое поведение характерно, когда взаимодействие между полосковыми резонаторами имеет преимущественно ёмкостной характер [107]. Напротив, взаимодействие в двухзвенной секции (4) (рисунок 5.4) является сильным и имеет в основном индуктивный характер. Последние обстоятельства делают резонатор (2) малопригодным для использования в многозвенных фильтрах.

Вышеприведенные исследования были также проведены для резонаторов на подложке с $\epsilon_r=10$. Характер закономерностей получился подобным.

Таким образом, только резонатор типа (в) применим для разработки многозвенных фильтров на его основе. Для проверки полученных результатов на основе лучшей конструкции был разработан и изготовлен макет четырёхзвенного ППФ (рисунок 5.5).

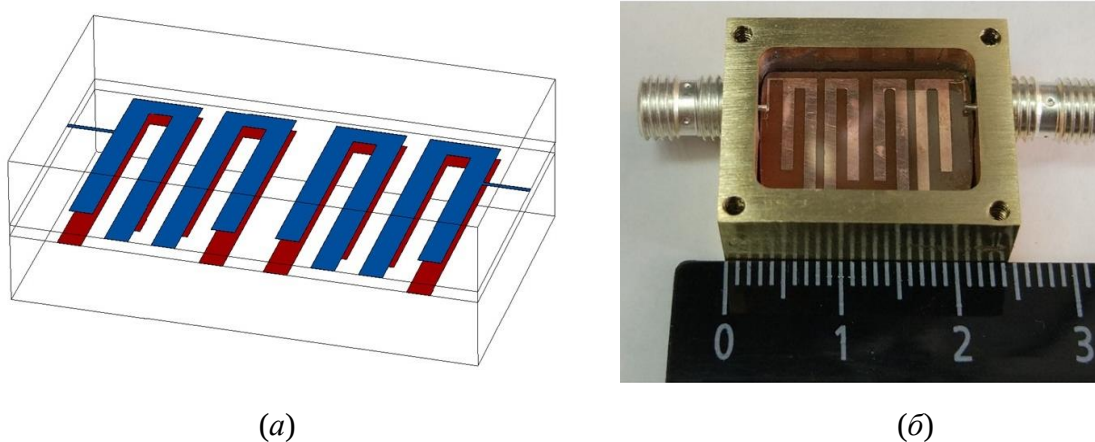


Рисунок 5.5 – (а) – конструкция 4-звенного ППФ на основе резонаторов типа (в),
(б) – фотография изготовленного фильтра

Моделирование проводилось с помощью программного обеспечения CST Studio Suite. На рисунке 5.5, а показана конструкция спроектированного фильтра, (б) фотография изготовленного фильтра. Для изготовления фильтра использовалась подложка с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r=80$ и тангенсом угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg}\delta=3\cdot 10^{-4}$. Топология проводников создавалась методом гравировки по лаку [108] с последующим химическим травлением медного слоя. Конструктивные параметры фильтра, следующие: размеры

подложки $18,7 \text{ мм} \times 13,2 \text{ мм}$; её толщина $0,5 \text{ мм}$; ширина проводников 1 мм ; зазор между полосками внутри резонатора составляет 1 мм ; зазор между внешними и внутренними резонаторами $0,75 \text{ мм}$; зазор между внутренними резонаторами составляет $1,3 \text{ мм}$; длина резонатора $11,9 \text{ мм}$; зазор между незамкнутым концом проводника резонатора и стенкой корпуса: для внутренних резонаторов – $2,35 \text{ мм}$, а для внешних резонаторов – $3,25 \text{ мм}$; ширина подводящих линий составляет $0,2 \text{ мм}$; точка подключения находится на расстоянии $8,85 \text{ мм}$ от незамкнутых концов проводников внешних резонаторов. Расстояния от поверхности подложки до верхней и нижней крышки корпуса составляют $3,5 \text{ мм}$.

На рисунке 5.6 представлены АЧХ фильтра, полученная с помощью электромагнитного моделирования и измеренная на приборе.

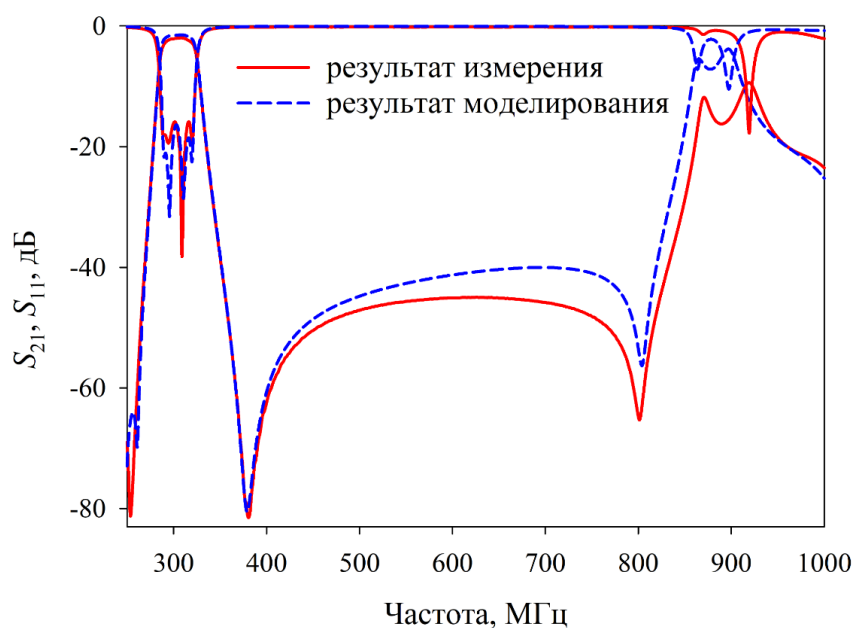


Рисунок 5.6 – АЧХ 4-звенного ППФ в широкой полосе частот

Наблюдается хорошее согласие рассчитанных и измеренных характеристик фильтра, особенно в диапазоне полосы пропускания. Центральная частота полосы пропускания $f_0=305 \text{ МГц}$; ширина полосы пропускания по уровню минус 3 дБ $\Delta f=39 \text{ МГц}$; относительной ширина полосы пропускания 12,8%; минимальные вносимые потери в полосе фильтра 2 дБ; обратные потери в полосе пропускания составляют менее минус 14,6 дБ; высокочастотная полоса заграждения по уровню

минус 40 дБ составляет 480 МГц. Два нуля передачи, симметрично расположены на склонах на частотах 253 МГц и 378 МГц с затуханием 80 дБ.

Стоит отметить, что, центральная частота и полоса пропускания фильтра попадает в открытый стандарт цифровой транкинговой радиосвязи (TErrestrial Trunked RAdio – TETRA). Полученный в результате исследования фильтр основанный на свёрнутых ДПРПП, обладает меньшими размерами, большей селективностью и имеет большее подавление в полосе заграждения, по сравнению с фильтром микрополосковой конструкции, работающим в том же частотном диапазоне, разработанным авторами работы [109].

5.4. Выводы по главе 5

Используя сворачивание полосковых проводников резонатора, разработана миниатюрная конструкция ДПРПП. Для четырех возможных конфигураций свёрнутого ДПРПП проведены исследования влияния конструктивных параметров резонатора на его добротность и спектр собственных частот. Сравнение полученных собственных характеристик показало, что два типа резонаторов не подходят для разработки на их основе миниатюрных полосно-пропускающих фильтров. Также были исследованы коэффициенты связи двух других конструкций резонатора. Анализ полученных зависимостей коэффициентов связи от расстояния между резонаторами и расстояния от подложки до экранов показал, что только один тип свёрнутого ДПРПП, подходит для разработки миниатюрных многозвенных фильтров на его основе. Был изготовлен макет четырёхзвенного ППФ с центральной частотой и полосой пропускания 305 МГц и 39 МГц соответственно. Размеры подложки 18,7 мм × 13,2 мм. Оценка показала, что площадь подложки изготовленного фильтра практически на 50% меньше, чем для аналогичного фильтра на основе регулярных ДПРПП.

Результаты, изложенные в главе, опубликованы в [110–112].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Исследовано влияние конструктивных параметров регулярного двухпроводникового резонатора на подвешенной подложке, выполненного на подложках с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r < 11$, на его собственные свойства. Показано, что в таком резонаторе с увеличением ширины полоскового проводника и высоты крышки, так и с уменьшением толщины подложки происходит увеличение собственной добротности и отношения частоты второй моды колебаний к частоте первой моды колебаний.

2. Разработан метод расширения высокочастотной полосы заграждения для полосно-пропускающих фильтров на основе регулярного двухпроводникового резонатора на подвешенной подложке. Используя оптимальное соотношение между ширинами полосковых проводников резонаторов в фильтре на основе таких резонаторов, можно значительно увеличить протяженность высокочастотной полосы заграждения. С применением этого метода разработаны конструкции фильтров гармоник. Разработанные фильтры более чем в два раза превосходят по протяженности высокочастотной полосы заграждения аналогичные фильтры с проводниками резонаторов одинаковой ширины.

3. Исследован способ увеличения взаимодействия между регулярными двухпроводниковыми резонаторами на подвешенной подложке с помощью дополнительной гальванической связи. Применение такого приёма позволяет разрабатывать сверхширокополосные полосно-пропускающие фильтры с высокой электрической прочностью. Разработана конструкция сверхширокополосного полосно-пропускающего фильтра с использованием дополнительной гальванической связи между резонаторами, имеющего протяженную высокочастотную полосу заграждения.

4. Разработана методика приведения добротности резонатора к его собственной частоте, впервые позволившая сравнить свойства разнотипных резонаторов, характеризующие их добротность.

5. Исследовано влияние конструктивных параметров свёрнутого двухпроводникового резонатора на подвешенной подложке на его собственные свойства и на коэффициенты связи двухзвенных секций из таких резонаторов. Показано, что для разработки миниатюрных и высокоселективных многозвенных полосно-пропускающих фильтров подходит только одна из четырёх возможных конфигураций свёрнутого двухпроводникового резонатора на подвешенной подложке. Разработана конструкция миниатюрного полосно-пропускающего фильтра на свёрнутых двухпроводниковых резонаторах на подвешенной подложке. Фильтр имеет в два раза меньшие размеры подложки по сравнению с аналогичным фильтром на основе регулярных двухпроводниковых резонаторов на подвешенной подложке.

6. На основе регулярных двухпроводниковых резонаторов на подвешенной подложке разработаны миниатюрные конструкции высокоселективных полосно-пропускающих фильтров и диплексеров для работы в нижней части UHF диапазона и стыке VHF/UHF диапазонов. Разработан высокоселективный фильтр нижних частот на подвешенной подложке с широкой полосой заграждения.

ПЕРЕЧЕНЬ ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ

ALD	– технология осаждения тонких пленок (Atomic Layer Deposition)
GPS	– глобальная система определения координат (Global Positioning System)
LTCC	– керамика с низкой температурой отжига (Low Temperature Cofired Ceramics)
PCB	– печатная плата (Printed Circuit Board)
SISL	– ПЛПП, интегрированная в подложку (Substrate Integrated Suspended Line)
SMT	– технология поверхностного монтажа (Surface Mount Technology)
UHF	– ультравысокие частоты (Ultra high frequency)
VHF	– очень высокие частоты (Very high frequency)
АЧХ	– амплитудно-частотная характеристика
ВЧ	– высокочастотный
ГЛОНАСС	– глобальная навигационная спутниковая система
ДПЛПП	– двухпроводниковая полосковая линия на подвешенной подложке
ДПРПП	– двухпроводниковый полосковый резонатор на подвешенной

	подложке
МПЛ	– микрополосковая линия
МПР	– микрополосковый резонатор
НЧ	– низкочастотный
ПЗФ	– полосно-заграждающий фильтр
ПЛПП	– полосковая линия на подвешенной подложке
ППК	– паразитная полоса-пропускания крайних резонаторов
ППФ	– полосно-пропускающий фильтр
ППЦ	– паразитная полоса-пропускания центральных резонаторов
ПРПП	– полосковый резонатор на подвешенной подложке
СВЧ	– сверхвысокие частоты
СРНС	– спутниковых радионавигационных систем
СШППФ	– сверхширокополосный полосно-пропускающий фильтр
ТБНС	– керамическая подложка $\text{BaSm}_2\text{Ti}_4\text{O}_{12}$ – $\text{BaNd}_2\text{Yi}_4\text{O}_{12}$
ФВЧ	– фильтр верхних частот
ФНЧ	– фильтр нижних частот
ЧСУ	– частотно-селективные устройства
S_{11}	– коэффициент отражения от порта 1 в логарифмическом масштабе
S_{21}	– коэффициент прохождения от порта 1 в порт 2 в логарифмическом масштабе
S_{31}	– коэффициент прохождения от порта 1 в порт 3 в логарифмическом масштабе
S_{23}	– коэффициент прохождения от порта 2 в порт 3 в логарифмическом масштабе

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Pozar, D. M. Microwave Engineering / D. M. Pozar. – John Wiley, 2000. – 756 p.
2. Hong, J. S. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications / J. S. Hong, M. J. Lancaster. – John Wiley, 2001. – 476 p.
3. Cameron, R. J. Microwave Filters for Communication Systems / R. J. Cameron, C. M. Kudsia, R. R. Mansour. – John Wiley, 2007. – 912 p.
4. Belyaev, B. A. Selective properties of microstrip filters designed on quarter-wave codirectional hairpin resonators / B. A. Belyaev, S. V. Butakov, N. L. Laletin, A. A. Leksikov, V. V. Tyurnev, O. N. Chesnokov // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2006. – Vol. 51, №. 1. – P. 20–30.
5. Belyaev, B. A. Frequency-selective properties of a microstrip filter with irregular dual-mode resonators / B. A. Belyaev, I. A. Dovbysh, A. A. Leksikov, V. V. Tyurnev // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2010. – Vol. 55, №. 6. – P. 621–626.
6. Алексеев, Л. В. Электрические фильтры метрового и дециметрового диапазонов / Л. В. Алексеев, А. Е. Знаменский, Е. Д. Лоткова – М.: Связь, 1976. – 281 с.
7. Darwis, F. Design and Fabrication of 456 MHz Bandpass Filter / F. Darwis, D. P. Kurniadi. // Journal of Electronics and Communication Engineering. – 2012. – Vol. 4. – P. 38–41.
8. Малорацкий, Л. Г. Микроминиатюризация элементов и устройств СВЧ / Л. Г. Малорацкий – М.: Советское Радио, 1976. – 216 с.
9. Калинина, Т. И. Зарубежная Техника - Фильтры на МПЛ / Т. И. Калинина. – М.: Электроника, 1989. – 49 с.
10. Полосно-пропускающий фильтр: пат. 2237320 Российская Федерация: МПК7 H01P 33/05 / Беляев Б. А., Лексиков А. А., Тюрнев В. В., Казаков А. В.;

заявитель и патентообладатель Научно-исследовательское учреждение Институт физики им. Л. В. Киренского – №2003101747; заявл. 21.01.2003; опубл. 27.09.2004.

11. Belyaev, B. A. Strip-line filter with suspended substrate / B. A. Belyaev, A. A. Leksikov, V. V. Tyumev // 2005 15th International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology, Sevastopol, Crimea, Ukraine. – 2005. – P. 506–507.

12. Дробахин О. О. Техника и полупроводниковая электроника СВЧ / О. О. Дробахин, С. В. Плаксин, В. Д. Рябчий, Д. Ю. Салтыков. – М.: Вебер, 2013. – 322 с.

13. Bhartia, P. Computer-Aided Design Models for Broadside-Coupled Striplines and Millimeter-Wave Suspended Substrate Microstrip Lines / P. Bhartia, P. Pramanick // IEEE Transactions on microwave theory and technique. – 1988. – Vol. 36, №. 11. – P. 1476–1481.

14. Koul, S. K. Suspended Substrate Technology for Microwave and Millimeter Wave Applications / S. K. Koul // Electronics and Telecommunication Engineers. – 1988. – Vol. 34, №. 2. – P. 125–140.

15. Smith, J. I. The Even- and Odd-Mode Capacitance Parameters for Coupled Lines in Suspended Substrate / J. I. Smith // IEEE Transactions on microwave theory and technique. – 1971. – Vol. 19, №. 5. – P. 424–431.

16. Khanna, R. Characteristics of single and coupled rectangular resonators in suspended substrate stripline / R. Khanna // Electronics letters. – 1986. – Vol. 22, №. 7. – P. 376–378.

17. Shu, Y. Analysis equations for shielded suspended substrate microstrip line and broadside-coupled stripline / Y. Shu // IEEE Transactions on microwave theory and technique. – 1987. – P. 693–696.

18. Kumar, R. A Practical Design Model for Broadside / R. A. Kumar, V. A. Deshmukh // 2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, Suzhou, China. – 2005. – P. 1–3.

19. Hanna, E. A novel compact dual-mode bandpass filter using fractal shaped resonators / E. Hanna, P. Jarry, E. Kerherve, J. M. Pham // 2006 13th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, Nice, France. – 2006. – P. 343–346.
20. Makimoto, M. Bandpass Filters Using Parallel Coupled Stripline Stepped Impedance Resonators / M. Makimoto, S. Yamashita // IEEE Transactions on microwave theory and technique. – 1980. – Vol. 28, №. 12. – P. 1413–1417.
21. Sagawa, M. Geometrical Structures and Fundamental Characteristics of Microwave Stepped-Impedance Resonators / M. Sagawa, M. Makimoto // IEEE Transactions on microwave theory and technique. – 1997. – Vol. 45, №. 7. – P. 1078–1085.
22. Kuo, J. Microstrip Stepped Impedance Resonator Bandpass Filter With an Extended Optimal Rejection Bandwidth / J. Kuo, E. Shin // IEEE Transactions on microwave theory and technique. – 2003. – Vol. 51, №. 5. – P. 1554–1559.
23. Packiaraj, D. Design of a Tri-Section Folded SIR Filter / D. Packiaraj, M. Ramesh, A. T. Kalghatgi // IEEE Microwave and wireless components letters. – 2006. – Vol. 16, №. 5. – P. 317–319.
24. Полосковый резонатор: пат. 2352032 Российская Федерация: МПК H01P 1/205, H01P 1/203 / Беляев Б. А., Лексиков А. А., Сержантов А. М.; заявитель и патентообладатель Институт физики им. Л. В. Киренского Сибирского отделения РАН – №2007140529; заявл. 31.10.2007; опубл. 10.04.2009, Бюл. №10.
25. Chi, C. Conductor-Loss Limited Stripline Resonator and Filters / C. Chi, G. M. Rebeiz // IEEE Transactions on microwave theory and technique. – 1996. – Vol. 44, №. 4. – P. 626–630.
26. Menzel, W. Quasi-Lumped Suspended Stripline Filters and Diplexers / W. Menzel, A. Balalem // IEEE Transactions on microwave theory and technique. – 2005. – Vol. 53, №. 10. – P. 3230–3237.
27. Ruf, R. A Novel Compact Suspended Stripline Resonator / R. Ruf, W. Menzel, // IEEE Microwave and wireless components letters. – 2012. – Vol. 22, №. 9. – P. 444–446.

28. Xia, L. A High-Q Miniaturized Suspended Stripline Resonator for Pseudoelliptic Filter Design / L. Xia, B. Wu, J. Z. Chen, T. Su, Q. S. Cheng // IEEE Access. – 2018. – Vol. 6. – P. 64784–64789.

29. Xia, L. A Double-layer suspended stripline resonator with high quality factor for base-station diplexer application / L. Xia, L. Song, B. Wu, X. Bo, J. Chen // Electronics letters. – 2018. – Vol. 54, №. 8. – P. 513–515.

30. Алмазов-Долженко К. И. Техническая электродинамика и устройства СВЧ / К. И. Алмазов-Долженко, А. Н. Королев. – М.: Научный мир, 2006. – 173 С.

31. Turnev, V. V. Resonant properties of double-wire suspended stripline resonator / V. V. Turnev, I. A. Dovbysh // 2005 15th International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology, Sevastopol, Crimea, Ukraine. – 2005. – P. 487–489.

32. Leksikov, A. A. Stripline Double-Wire Resonator on Suspended Substrate / A. A. Leksikov, F. G. Sukhin // 2006 16th International Crimean Microwave and Telecommunication Technology, Sevastopol, Crimea, Ukraine. – 2006. – P. 563–564.

33. Zhang, Y. Miniature Broadband Bandpass Filters Using / Y. Zhang, K. A. Zaki, A. J. Piloto, J. Tallo // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2006. – Vol. 54, №. 8. – P. 3370–3377.

34. Полосковый фильтр: пат. 2390889 Российская Федерация: МПК H01P 1/203 / Беляев Б. А., Лексиков А. А., Сержантов А. М.; заявитель и патентообладатель Институт физики им. Л. В. Киренского Сибирского отделения РАН – №2008101285; заявл. 20.07.2008; опубл. 20.07.2009.

35. Сухин, Ф. Г. Двухпроводные полосковые резонаторы на подвешенной подложке / Ф. Г. Сухин, А. А. Лексиков, А. М. Сержантов // Современные проблемы радиоэлектроники: сборник научных трудов / под ред.: А. И. Громыко, Г. С. Патрина. – Сибирский Федеральный университет. Красноярск – 2010. – С. 113–115.

36. Лексиков, А. А. Полосковые резонаторы на подвешенной подложке и фильтры на их основе / А. А. Лексиков, А. М. Сержантов, Ф. Г. Сухин // Известия высших учебных заведений: Физика. – 2010. – № 9/2. – С. 219–221.

37. Belyaev, B. A. Stripline half-wave resonator on suspended substrate / B. A. Belyaev, A. A. Leksikov, A. M. Serzhantov, F. G. Sukhin // 2008 18th International Crimean Conference – Microwave & Telecommunication Technology, Sevastopol, Crimea, Ukraine. – 2008. – P. 495–496.

38. Belyaev, B. A. Band-Pass Filters Based on Single-Wave Stripline Resonators on Suspended Substrate / B. A. Belyaev, A. S. Voloshin, A. V. Izotov // 2007 17th International Crimean Conference – Microwave & Telecommunication Technology, Crimea, Ukraine. – 2007. – P. 497–499.

39. Belyaev, B. A. Planar Bandpass Filter with 100-dB Suppression up to Tenfold Passband Frequency / B. A. Belyaev, A. M. Serzhantov, V. V. Turnev, Y. F. Bal'va, A. A. Leksikov // Progress In Electromagnetics Research C. – 2014. – Vol. 48. – P. 37–44.

40. Tian, Y. A compact folded interdigital bandpass filter using LTCC technology / Y. A. Tian, S. Zhou // 2010 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, Chengdu, China. – 2010. – P. 717–719.

41. Миниатюрный полосковый резонатор: пат. 2470418 Российская Федерация: МПК Н01Р 1/203 / Сержантов А. М., Беляев Б. А., Бальва Я. Ф., Лексиков А. А.; заявитель и патентообладатель Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего профессионального образования "СИБИРСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ" – № 2011150072; заявл. 08.13.2011; опубл. 20.12.2012.

42. Маттей, Г. Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и связи / Г. Л. Маттей, Л. Янг, Е. М. Т. Джонс – М.: Связь, 1971. – Т. 1. – 438 С.

43. Waheed, U. Suspended stripline diplexer design using low pass and high pass filters / U. Waheed, A. Imtiaz, M. Shafqat // 2018 15th International Bhurban Conference

on Applied Sciences and Technology (IBCAST), Islamabad, Pakistan. – 2018. – P. 850–852.

44. Menzel, W. Broadband Filter Circuits using an Extended Suspended Substrate Transmission Line Configuration / W. Menzel // 1992 22nd European Microwave Conference, Helsinki, Finland. – 1992. – P. 459 – 463.

45. Richardson, A. J. A suspended substrate stripline lowpass filter with a very broad stopband / A. J. Richardson // IEE 1988 Saraga Colloquium on Electronic Filters, London, UK. – 1988. – P. 1–4.

46. Miri, S. M. A Millimeter-wave High Selective Lowpass Filter in Suspended Stripline Technology / S. M. Miri, K. Mohammadpour-Aghdam, S. O. Miri // 2018 Fifth International Conference on Millimeter-Wave and Terahertz Technologies (MMWaTT), Circuits and Systems, Tehran, Iran. – 2018. – P. 12–15.

47. Sarkar, M. Suspended Substrate Stripline-Microstrip mixed Substrate Topology based Wide Stopband Low Pass Filter / M. Sarkar // 2019 TEQIP III Sponsored International Conference on Microwave Integrated Circuits, Photonics and Wireless Networks (IMICPW), Tiruchirappalli, India. – 2019. – P. 90–94.

48. Ho M. Low-pass filter of suspended stripline design with finite transmission zeros for stop-band rejection improvement / M. Ho, W. Hong, L. Lin // Microwave and optical technology letters. – 2014. – Vol. 56, №. 2. – P. 297–301.

49. Menzel, W. Suspended Stripline Filters Integrated with Standard Multilayer Printed Circuit Boards / W. Menzel, J. Al-Attari // 2009 German Microwave Conference, Munich, Germany. – 2009. – P. 1–4.

50. Menzel, W. Miniaturized Suspended Stripline Filters for Integration into Extended Circuits / W. Menzel, M. Tito // 2006 European Microwave Conference, Manchester, UK. – 2006. – P. 909–912.

51. Ma, Z. An Ultra-Wide Stopband Self-Packaged Quasi-Lumped-Element Low Pass Filter Based on Substrate Integrated Suspended Line Technology / Z. Ma, K. Ma, S. Mou // 2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), Honolulu, HI, USA. – 2017. – P. 1084–1087.

52. McDaniel J. W. A Low-Loss Fully Board-Integrated Low-Pass Filter Using Suspended Integrated Strip-Line Technology / J. W. McDaniel, S. Saeedi, M. B. Yeary, H. H. Sigmarsson // IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology. – 2018. – Vol. 8, №. 11. – P. 2156–3950.

53. Sattler, W. Embedded Suspended Stripline Substrate Technology (ESSS) as a Catalyst for Low-loss PCB Structures in the Ka-Band / W. Sattler, A. B. A. Alterkawi, F. Gentili, R. Teschl, B. Reitmaier, W. Bösch // 2019 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP), Bochum, Germany. – 2019. – P. 154–156.

54. Ma, Z. A low loss self-packaged quasi-lumped-element high pass filter using SISL technology / Z. Ma, K. Ma, F. Meng // 2017 10th Global Symposium on Millimeter-Waves, Hong Kong, China. – 2017. – P. 175–177.

55. Tan, U. Well-designed of UWB Suspended Substrate Stripline highpass filters / U. Tan, B. Jin, R. Zhang // 2010 IEEE International Conference on Ultra-Wideband, Nanjing, China. – 2010. – P. 1–3.

56. Yang, H. Design of a novel suspended substrate stripline highpass filter / H. Yang, H. Feng, S. Li // 2015 16th International Conference on Electronic Packaging Technology (ICEPT), Changsha, China. – 2015. – P. 1459–1461.

57. Sarkar, M. Sharp Rejection Wideband Band Pass Filter in Suspended Substrate Stripline Realization / M. Sarkar // 2019 IEEE 5th International Conference for Convergence in Technology (I2CT), Bombay, India. – 2019. – P. 1–6.

58. Xie J. Journal of Systems Engineering and Electronics / J. Xie, W. Lin // Journal of Systems Engineering and Electronics. – 1991. – Vol. 2, №. 2. – P. 82–90.

59. Chiang, Y. C. Design of a three-dimensional gap-coupled suspended substrate stripline bandpass filter / Y. C. Chiang, C. K. C. Tzuang, S. Su // IEE Proceedings H - Microwaves, Antennas and Propagation. – 1992. – P. 376–384.

60. Hanna, E. Synthesis and design of a suspended substrate capacitive gap-parallel coupled line bandpass filter with one transmission zero / E. Hanna, P. Jarry, E. Kerherve,

J. M. Pham, D. L. Hine Tong // IEE Proceedings H – Microwaves, Antennas and Propagation. – 1992. – P. 376–384.

61. Belyaev, B. A. Stripline Bandpass Filter on Suspended Substrate / B. A. Belyaev, A. M. Serzhantov // 2006 16th International Crimean Microwave and Telecommunication Technology, Sevastopol, Crimea, Ukraine. – 2006. – P. 515–516.

62. Belyaev, B. A. Investigations of Coupling Coefficients of Resonators in Stripline Filter on Suspended Substrate / B. A. Belyaev, Y. F. Bal'va, A. V. Izotov, A. M. Serzhantov // 2007 17th International Crimean Conference - Microwave & Telecommunication Technology, Crimea, Ukraine. – 2007. – P. 506–507.

63. Полосковый фильтр: пат. 2400874 Российская Федерация: МПК H01P 1/203 / Беляев Б. А., Бальва Я. Ф., Лексиков А. А., Сержантов А. М., Сухин Ф. Г.; заявитель и патентообладатель Институт физики им. Л. В. Киренского Сибирского отделения РАН – №2009101733; заявл. 20.01.2009; опубл. 27.09.2010.

64. Belyaev, B. A. Narrowband stripline filter on suspended substrate / B. A. Belyaev, A. V. Izotov, A. A. Leksikov, A. M. Serzhantov, I. V. Govorun // 2009 19th International Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology, Sevastopol, Ukraine. – 2007. – P. 506–507.

65. Najib N. B. M Design and Characterisation of Dual-Mode Suspended-Substrate Stripline Filter / N. B. M. Najib, N. Somjit, I. Hunter // IET Microwaves, Antennas & Propagation. – 2018. – Vol. 12, №. 9. – P. 1526–1531.

66. Полосковый полосно-пропускающий фильтр: пат. 2402121 Российская Федерация: МПК H01P 1/203 / Беляев Б. А., Лексиков А. А., Сержантов А. М., Сухин А. В., Изотов Я. Ф.; заявитель и патентообладатель Институт физики им. Л. В. Киренского Сибирского отделения Российской академии наук – №2009140647; заявл. 02.11.2009; опубл. 20.10.2010.

67. Belyaev, B. A. Highly selective suspended stripline dual-mode filter / B. A. Belyaev, A. A. Leksikov, A. M. Serzhantov, V. V. Turnev // Progress In Electromagnetics Research Letters. – 2011. – Vol. 25. – P. 57–66.

68. Mobbs, C. I. A Generalized Chebyshev Suspended Substrate Stripline Bandpass Filter / C. I. Mobbs, J. D. Rhodes // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1983. – Vol. 31, № 5. – P. 397–402.

69. Kotchetygov, V. Suspended substrate stripline filter design with hybrid EM simulation tools / V. Kotchetygov, S. H. H. Lim // 2006 European Microwave Conference, Manchester, UK. – 2000. – P. 1–4.

70. Chen, M. Design of high order suspended stripline bandpass filter with miniaturization / M. Chen, C. Y. Jiang, W. Q. Xu, M. H. Ho // Progress In Electromagnetics Research Letters. – 2011. – Vol. 8. – P. 9–17.

71. Mendoza, M. M. Synthesis and design of suspended substrate stripline filters for digital microwave power amplifiers / M. M. Mendoza, A. Wentzel, M. Sandhu, A. Alvarez-Melcon, W. Heinrich, I. Hunter // 2014 Asia-Pacific Microwave Conference, Sendai, Japan. – 2014. – P. 929–931.

72. Jingshun, L. Computer-aided design of elliptic function suspended-substrate filters / L. Jingshun // 1998 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology. Proceedings, Beijing, China. – 1998. – P. 917–920.

73. Menzel, W. On the design of novel compact broad-band planar filters / W. Menzel, L. Zhu, K. Wu, F. Bogelsack // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2003. – Vol. 51, № 2 – P. 364–370.

74. Balalem, A. A Simple Ultra-Wideband Suspended Stripline Bandpass Filter With Very Wide Stop-Band / A. Balalem, W. Menzel, J. Machac, A. Omar // IEEE Microwave and wireless components letters. – 2008. – Vol. 18, № 3. – P. 170–172.

75. Song, C. Wide stopband ultra-wideband suspended stripline filter / C. Song, Y. Wang, X. Wang // 2015 16th International Conference on Electronic Packaging Technology (ICEPT), Changsha, China. – 2015. – P. 1402–1405.

76. Hong J. An optimum ultra-wideband microstrip filter / J. Hong, H. Shaman // Microwave and optical technology letters. – 2005. – Vol. 47, № 3. – P. 230–233.

77. Zhu, L. Ultra-wideband (UWB) bandpass filters using multiple-mode resonator / L. Zhu, S. Sun, W. Menzel // IEEE Microwave and wireless components letters. – 2005. – Vol. 15, № 11. – P. 796–798.

78. Belyaev B. A. Investigation of Microstrip Structures of Wideband Bandpass Filters / B. A. Belyaev, S. A. Khodenkov, R. G. Galeev, V. F. Shabanov // Doklady Physics. – 2015. – Vol. 60, № 3. – P. 95–101.

79. Kim, J. Novel broadband suspended substrate stripline filter using dual-mode resonators / J. Kim, N. Kim, W. Moon, G. Lee // 2008 IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Cannes, France. – 2008. – P. 1–4.

80. Menzel, W. Low-loss ultra-wideband (UWB) filters using suspended stripline / W. Menzel, M. S. Tito // 2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, Suzhou, China. – 2005. – P. 1–4.

81. Kim, J. A novel suspended substrate bandpass filter using H-shaped resonator / J. Kim, Y. Kim, W. Moon, G. Byeon // 2006 Asia-Pacific Microwave Conference, Yokohama, Japan. – 2006. – P. 1–4.

82. Kim, J. A Novel Broadband Suspended Substrate Stripline Filter using Resonators with T-shaped Open-Circuited Stubs / J. Kim, N. Kim, W. Moon, G. Byeon, H. Shin // 2007 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium, Honolulu, HI, USA. – 2007. – P. 917–920.

83. Yu, B. High-performance suspended stripline wideband bandpass filter with new miniaturisation technology / B. Yu, B. Jia, J. Cao, Z. Zhu // Electronics Letters. – 2015. – Vol. 51, № 8 – P. 638–640.

84. Кондратенко, А. В. Частотный квадраплексер на подвешенной подложке / А. В. Кондратенко, М. Л. Шевляков, А. А. Васин // Доклады ТУСУРа. – Томск: Наука. – 2009. – Т. 24, № 2. – С. 38–42.

85. Hunter, I. Microwave Filters – Applications and Technology / I. Hunter, L. Billonet, B. Jarry, P. Guillon // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2002. – Vol. 50, № 3. – P. 794–805.

86. Ashiq, I. Ultra-broadband contiguous planar DC-35–65 GHz diplexer using softboard suspended stripline technology / I. Ashiq., A. P. S. Khanna // 2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT), Seattle, WA, USA. – 2013. – P. 1–4.
87. Chu, Y. A High Isolation and Low Loss Duplexer Based on SISL Platform / Y. Chu., K. Ma, Y. Wang // 2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS, Philadelphia, PA, USA. – 2018. – P. 525–528.
88. Menzel, W. Quasi-lumped element suspended stripline filters for integration into microstrip circuits / W. Menzel, M. S. Tito, G. Qu // Microwave Review. – 2007. – P. 2–7.
89. Dean, J. E. Suspended substrate stripline filters for ESM applications / J. E. Dean // IEE Proceedings F - Communications, Radar and Signal Processing. – 1985. – Vol. 132, № 4. – P. 257–266.
90. Chu, Y. A Novel Triplexer Based on SISL Platform / Y. Chu, K. Ma, Y. Wang // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2019. – Vol. 67, № 3. – P. 997–1004.
91. Boes, F. Design and Characterization of Broadband Triplexers / F. Boes, M. Kretschmann, S. Marahrens, T. Zwick // 2019 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP), Bochum, Germany. – 2019. – P. 76–78.
92. Беляев Б. А. Подавление добротности высших резонансов микрополоскового резонатора адгезионным подслоем / Б. А. Беляев, С. В. Матвеев, В. В. Тюрнев, Ю. Г. Шихов // Электронная техника. Сер. СВЧ–техника, – 1994. – Вып. 4 (464). – С. 20–25.
93. Chu, P. Wide Stopband Bandpass Filter Implemented With Spur Stepped Impedance Resonator and Substrate Integrated Coaxial Line Technology / P. Chu, W. Hong, L. Dai, H. Tang, Z. Hao, J. Chen, K. Wu // IEEE Microwave and wireless components letters. – 2014. – Vol. 24, №. 4. – P. 218–220.

94. Lin, S. Wide Wide-Stopband Microstrip Bandpass Filters Using Dissimilar Quarter-Wavelength Stepped-Impedance Resonators / S. Lin, P. Deng, Y. Lin, C. Wang, C. H. Chen // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2006. – Vol. 54, №. 3. – P. 1011–1018.

95. García-García, J. Spurious Passband Suppression in Microstrip Coupled Line Band Pass Filters by Means of Split Ring Resonators / J. García-García, F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, I. Gil, T. Lopetegi, M. A. G. Laso, M. Sorolla, R. Marqués // IEEE Microwave and wireless components letters. – 2004. – Vol. 14, №. 9. – P. 416–418.

96. Kim, C. H. Wide-Stopband Bandpass Filters Using Asymmetric Stepped-Impedance Resonators / C. H. Kim, K. Chang // IEEE Microwave and wireless components letters. – 2013. – Vol. 23, №. 2. – P. 69–71.

97. McDaniel, J. Super-wideband cascaded bandpass filter using suspended substrate stripline technology / J. McDaniel, J. Yan, P. Gogineni // Microwave and Optical Technology Letters. – 2019. – Vol. 61 – P. 1491–1499.

98. Xu, Z. Suspended stripline UWB bandpass filter with adjustable transmission zero / Z. Xu., X. Yu, J. Liu, O. K. S. Kwakye, J. L. Li // 2016 46th European Microwave Conference (EuMC), London, UK. – 2014. – P. 929–931.

99. CST studio suite [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.3ds.com> (дата обращения: 20.08.2020).

100. Hong, J. Theory and Experiment of Novel Microstrip Slow-Wave Open-Loop Resonator Filters / J. Hong, M. J. Lancaster // IEEE Transactions on microwave theory and technique. – 1997. – Vol. 45, №. 12. – P. 2358–2365.

101. Угрюмов, А. В. Исследование собственных свойств двухпроводникового полоскового резонатора на подвешенной подложке и моделирование сверхширокополосного фильтра на его основе / А. В. Угрюмов, А. О. Афонин, А. А. Лексиков, И. В. Говорун, А. А. Баскова, Ан. А. Лексиков // Сборник Трудов VII Международной научно-практической конференции «Актуальные проблемы радиофизики», Томск. – 2017. – С. 10–15.

102. Лексиков, А. А. Полосковый фильтр гармоник на подвешенной подложке / А. А. Лексиков, Ан. А. Лексиков, А. М. Сержантов, А. О. Афонин, А. В. Угрюмов // Материалы XIII Международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения», Новосибирск. – 2016. – С. 39–42.

103. Leksikov, A. A. Method of Stopband Widening in BPF Based on Two-Conductor Suspended-Substrate Resonators / A. A. Leksikov, A. M. Serzhantov, I. V. Govorun, A. O. Afonin, A. V. Ugryumov, An. A. Leksikov // Progress In Electromagnetics Research Letters. – 2018. – Vol. 72. – P. 11–16.

104. Kikkert, C. J. Designing Low Cost Wideband Microstrip Bandpass Filters / C. J. Kikkert // TENCON 2005 – 2005 IEEE Region 10 Conference, Melbourne, Qld., Australia. – 2005. – P. 1–6.

105. Широкополосный полосковый фильтр: пат. 2626224 Российская Федерация: МПК Н01Р 1/203 / Беляев Б. А., Сержантов А. М., Лексиков А. А., Угрюмов, А. В., Бальва Я. Ф., Лексиков Ан. А.; заявитель и патентообладатель Федеральное государственное бюджетное научное учреждение "Федеральный исследовательский центр "Красноярский научный центр Сибирского отделения Российской академии наук" – №2016138653; заявл. 29.09.2016; опубл. 24.07.2017.

106. Zhang, Y. LTCC Multi-layer Coupled Strip-Resonator Filters / Y. Zhang, A. Zaki // 2007 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium, Honolulu, HI, USA. – 2007. – P. 1039–1042.

107. Belyaev, B. A. Influence of shielding on interaction between microstrip resonators / B. A. Belyaev, A. A. Leksikov, P. N. Sergienko, Y. G. Shikhov // 3rd International Symposium on Application of the Conversion Research results for international cooperation, SIBCONVERS, Tomsk, Russia. – 1999. – P. 137–139.

108. Беляев Б. А. Установка для изготовления рисунков металлических полосок СВЧ-устройств / Б. А. Беляев, А. В. Казаков, А. А. Лексиков, И. Я. Макиевский // ПТЭ № 1. – 1998. С. 167–168.

109. Killamsetty, V. K. Compact Selective Bandpass Filter With Wide Stopband for TETRA Band Applications / V. K. Killamsetty, B. Mukherjee // IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology. – 2018. – Vol. 8, № 4 – P. 653–659.

110. Лексиков, Ан. А. Миниатюризованный двухпроводниковый резонатор на подвешенной подложке и фильтр на его основе / Ан. А. Лексиков, А. А. Лексиков, А. В. Угрюмов, А. О. Афонин // Сборник Тезисов V Всероссийской научно-технической конференции «Системы связи и радионавигации», Красноярск. – 2018. – С. 23–26.

111. Угрюмов, А. В. Миниатюризованный двухпроводниковый резонатор на подвешенной подложке и фильтр на его основе / А. В. Угрюмов, А. А. Лексиков // Конкурс-конференция ФИЦ КНЦ СО РАН для молодых ученых, аспирантов и студентов. Секция «Физика»: сборник тезисов, Красноярск. – 2019. – С. 13.

112. Leksikov, A. A. Miniaturized Suspended-Substrate Two-Conductors Resonator and a Filter on Its Base / A. A. Leksikov, A. M. Serzhantov, I. V. Govorun, A. O. Afonin, A. V. Ugryumov, An. A. Leksikov // Progress In Electromagnetics Research M. – 2019. – Vol. 84. – P. 127–135.

113. Угрюмов, А. В. Полосковый диплексер на подвешенной подложке для радионавигационных систем ГЛОНАСС/GPS / А. В. Угрюмов, И. В. Говорун, А. А. Лексиков // XVIII Всероссийская научно-техническая конференция «Современные проблемы радиоэлектроники»: сборник научных трудов, Красноярск. – 2015. – С. 383–386.

114. Leksikov, A. A. The Compact Suspended-Substrate Diplexer For GPS/GLONASS Radionavigation Systems / A. A. Leksikov, An. A. Leksikov, I. V. Govorun, A. O. Afonin, A. V. Ugryumov, A. V. Grebennikov // 25th International Crimean Conference «Microwave and Telecommunication Technology» (CriMiCo'2015), Sevastopol. – 2015. – P. 541–542.

115. Лексиков, А. А. Миниатюрный полосковый диплексер на подвешенной подложке для радионавигационных систем ГЛОНАСС/GPS / А. А. Лексиков,

Ан. А. Лексиков, И. В. Говорун, А. О. Афонин, А. В. Угрюмов, А. В. Гребенников
// Известия высших учебных заведений: Физика. – 2015. – С 150–152.

116. Лексиков, А. А. Полосковый диплексер на подвешенной подложке для работы на стыке VHF/UHF диапазонов / А. А. Лексиков, Ан. А. Лексиков, И. В. Говорун, А. О. Афонин, А. В. Угрюмов // XIII Международная научно-техническая конференция «Актуальные проблемы электронного приборостроения», Новосибирск. – 2016. – С. 30–33.

117. Высокоселективный полосковый фильтр нижних частот: пат. 2708342 Российская Федерация: МПК Н01Р 1/203 / Беляев Б. А., Сержантов А. М., Лексиков А. А., Дмитриев Д. Д., Бальва Я. Ф., Лексиков Ан. А., Савишников М. О., Угрюмов А. В., Подшивалов И. В.; заявитель и патентообладатель Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Сибирский федеральный университет" – №2019110183; заявл. 05.04.2019; опубл. 05.12.2019.

118. Угрюмов, А. В. Высокоселективный фильтр нижних частот / А. В. Угрюмов, Ан. А. Лексиков, А. А. Лексиков, И. В. Говорун, А. М. Сержантов, А. О. Афонин // XXII Всероссийская научно-техническая конференция «Современные проблемы радиоэлектроники»: сборник научных трудов, Красноярск. – 2020. – С. 76–80.

Приложение А – Высокоселективные полосковые фильтры на подвешенной подложке для каналов L2 и L1 для радионавигационных систем ГЛОНАСС/GPS

В данном приложении приведены конструкции компактных и высокоселективных ППФ на основе регулярных ДПРПП.

Фильтры формировались обычным способом – путем расположения нескольких резонаторов в ряд. Из соображения минимизации размеров устройства было принято решение применить подложку из ТБНС с высокой диэлектрической проницаемостью ($\epsilon_r=80$, $\text{tg}\delta=3\cdot 10^{-4}$), толщиной 0,5 мм.

Разработка фильтров осуществлялась с помощью электромагнитного моделирования в программе CST Studio Suite. Чтобы показать возможность практического применения, частоты фильтров выбраны следующими: 1226...1254 МГц и 1574...1610 МГц. Такие диапазоны частот применяются в поддиапазонах L2 для НЧ-канала и L1 для ВЧ-канала приемников СРНС ГЛОНАСС/GPS.

На рисунке А.1 приведены топологии полосковых проводников разработанных четырёхзвенных фильтров диапазонов L1 и L2 с обозначениями конструктивных параметров модели.

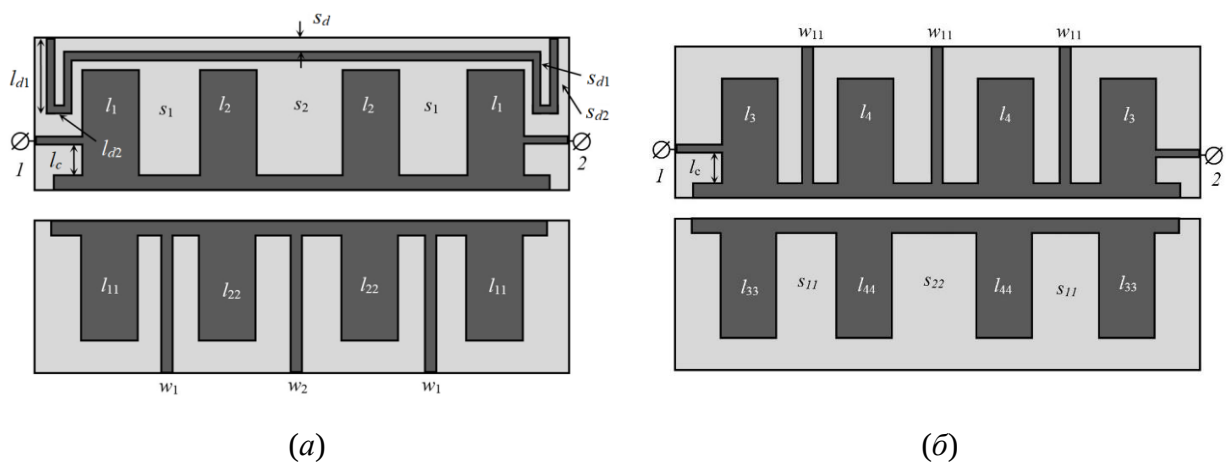


Рисунок А.1 – Топологии полосковых проводников фильтров L1 (a) и L2 (б).

Сверху расположены топологии на верхней стороне подложки,
снизу – топологии на нижней стороне подложки

Полосковые проводники, обозначенные как w_1 , w_2 и w_{11} , служат для ослабления связи между резонаторами. Такой метод для уменьшения степени взаимодействия между регулярными ДПРПП упомянут ранее в параграфе 1.2 [63, 64]. Благодаря такому подходу удалось разработать компактные фильтры. Полосковые проводники, идущие вдоль широкого края подложки, служат для заземления: они припаиваются к корпусу по всей своей длине. В фильтре L1 длинный закороченный в двух местах проводник (элемент связи), идущий от первого резонатора до четвертого, организует дополнительную электромагнитную связь между этими резонаторами. Благодаря этому, на АЧХ фильтра формируются дополнительные полюса затухания, улучшающие его селективность.

Рассчитанная (синяя линия), измеренная (красная линия) АЧХ фильтров в широком диапазоне частот и фотографии макетов представлены на рисунках А.2 и А.3.

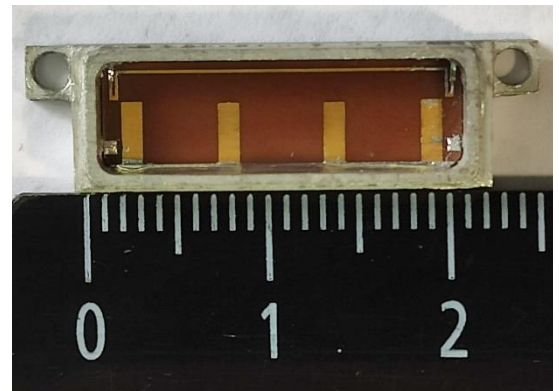
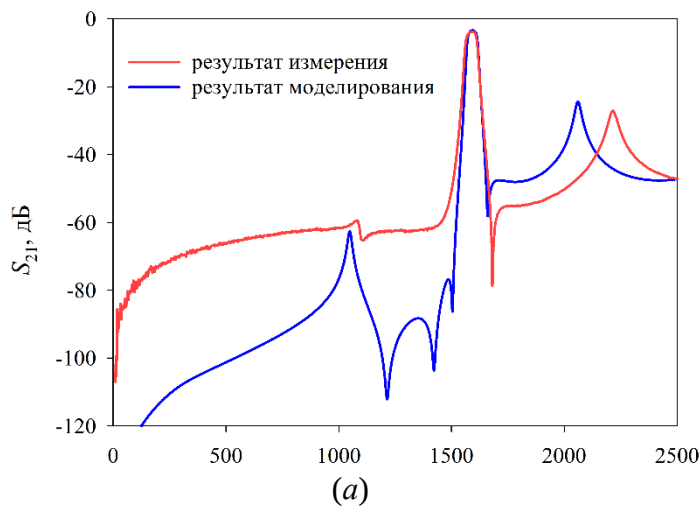


Рисунок А.2 – АЧХ фильтра L1 (а).
Фотография экспериментального макета фильтра L1 (б)

Топологии полосковых проводников макетов фильтров были получены методом фотолитографии и химическим травлением меди с подложки. Расстояние

между поверхностями подложки фильтров и верхней и нижней крышками 3 мм и 2 мм.

Фильтр L1 имеет следующие параметры структуры. Подложка размерами 19,87 мм × 5,95 мм. Другие параметры были следующими (в мм). Длина резонаторов полосковых проводников $l_1=3,43$; $l_2=3,32$; $l_{11}=3,53$; $l_{22}=3,38$; их ширина $w=1,2$; полосковые проводники, уменьшающие взаимодействие между резонаторами, имеют ширину $w_1=0,25$ и $w_2=0,15$; зазоры между резонаторами $s_1=4,05$ и $s_2=4,45$; проводники для подключения портов имеют ширину 0,2; точки подключения расположены на расстоянии $l_c=1,1$; общая длина элемента связи 26,2; длины сегментов элемента связи $l_{d1}=2,13$; $l_{d2}=0,55$; зазор в П-образной части элемента связи $s_{d1}=0,15$; зазор от края подложки до элемента связи $s_d=0,45$ и $s_{d2}=0,4$. Ширина полосковых проводников, идущих вдоль широкого края подложки 0,4 мм.

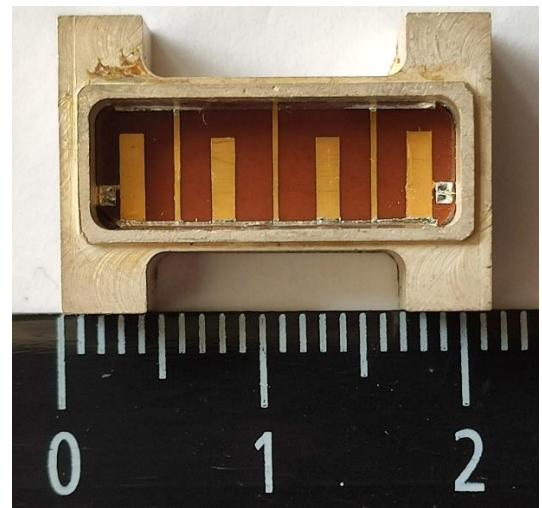
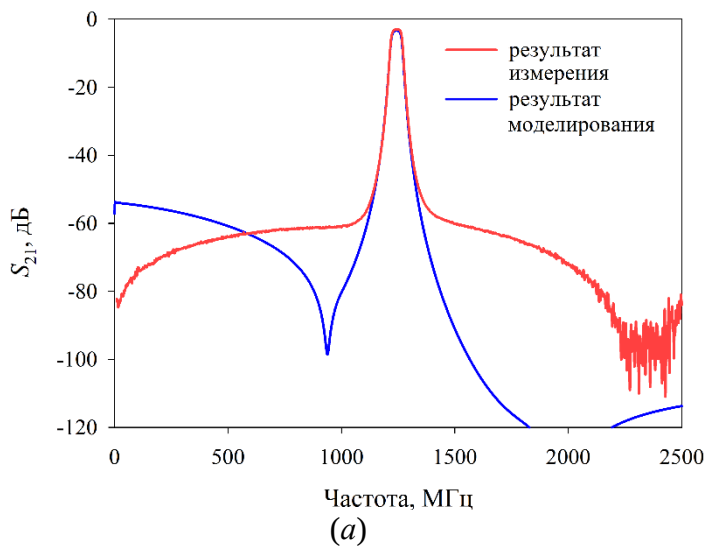


Рисунок А.3 – АЧХ фильтра L2 (а).
Фотография экспериментального макета фильтра L2 (б)

Фильтр L2 имеет следующие параметры структуры. Подложка размерами 18,2 мм × 6,0 мм. Другие параметры были следующими (в мм). Длина резонаторов полосковых проводников $l_3=4,20$, $l_4=4,10$, $l_{33}=4,12$, $l_{44}=3,87$, их ширина $w=1,2$; полосковые проводники, снижающие взаимодействие между резонаторами,

имеют ширину $w_{11}=0,3$; зазоры между резонаторами $s_{11}=3,5$ и $s_{22}=4,1$; проводники для подключения портов имеют ширину $0,2$, точки подключения расположены на расстоянии $l_c=2,25$. Ширина полосковых проводников, идущих вдоль широкого края подложки $0,4$ мм.

Как видно из рисунков А.2 и А.3 измеренные и рассчитанные АЧХ вблизи полос пропускания фильтров хорошо согласуются. Ширина полос пропускания фильтров 47 МГц и 44 МГц, с центральными частотами 1242 МГц и 1594 МГц для фильтров L2 и L1 соответственно. Обратные потери в каналах не превышают минус 14 дБ.

Приложение Б – Миниатюрный полосковый диплексер на подвешенной подложке для радионавигационных систем ГЛОНАСС/GPS

В данном приложении описан диплексер, изготовленный на основе регулярных ДПРПП для систем ГЛОНАСС/GPS.

Фильтры каналов диплексера формировались обычным способом – путем расположения нескольких резонаторов в ряд. Для миниатюрности устройства было принято решение применить подложку из ТБНС с высокой диэлектрической проницаемостью (диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon_r=80$, тангенс угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta=3 \cdot 10^{-4}$), толщиной 0,5 мм.

Разработка диплексера осуществлялась с помощью электромагнитного моделирования в программе CST Studio Suite. Чтобы показать возможность практического применения, частоты каналов диплексера выбраны следующими: 1226...1254 МГц в НЧ канале и 1574...1610 МГц в ВЧ-канале. Такие диапазоны частот применяются в поддиапазонах L2 и L1 приемников СРНС ГЛОНАСС/GPS.

На рисунке Б.1 приведена топология полосковых проводников разработанного диплексера с обозначениями конструктивных параметров модели.

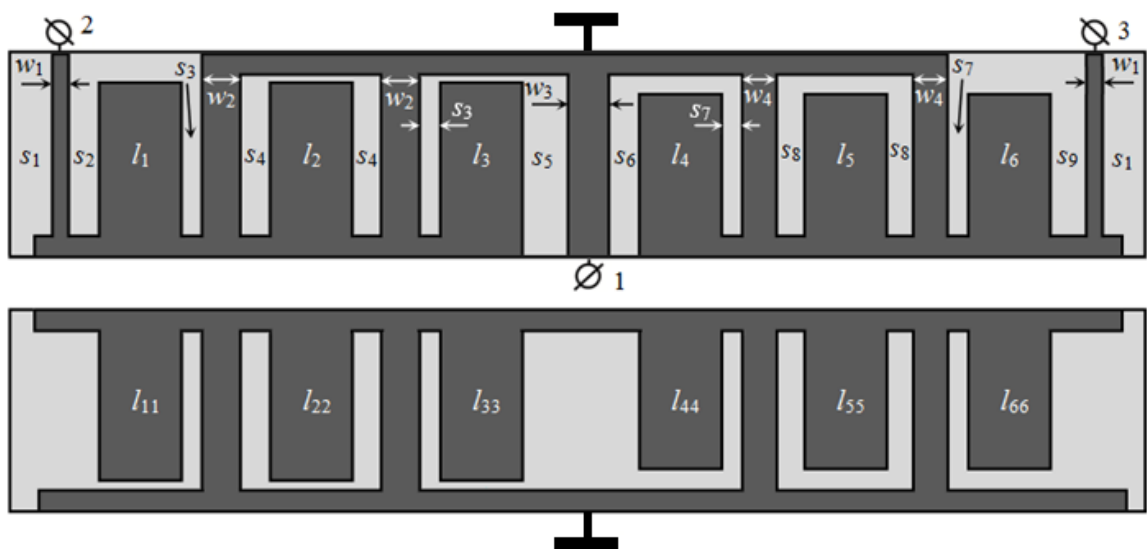


Рисунок Б.1 – Топология полосковых проводников диплексера на подвешенной подложке.

Сверху расположена топология верхней стороны подложки, снизу – нижней

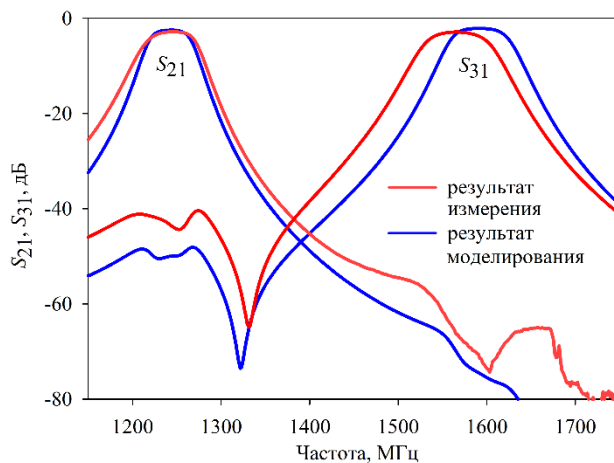
На верхнем рисунке дана топология полосковых проводников, расположенных на одной поверхности подложки, а на нижнем – проекция на подложку полосковых проводников диплексера, расположенных на другой поверхности подложки.

Полосковые проводники, обозначенные как l_1 и l_{11} (рисунок 6.4), образуют первый резонатор в низкочастотном канале; проводники l_2 и l_{22} образуют второй резонатор; l_3 и l_{33} образуют третий. Аналогично в высокочастотном канале: пары проводников l_4 и l_{44} , l_5 и l_{55} , l_6 и l_{66} образуют три резонатора. Таким образом, каналы диплексера представляют собой трехзвенные ППФ. Полосковые проводники, обозначенные как w_2 и w_4 , и их копии на противоположной стороне подложки служат для ослабления связи между резонаторами. Такой метод для уменьшения степени взаимодействия между регулярными ДПРПП упомянут ранее в параграфе 1.2 [63, 64]. Благодаря такому подходу удалось разработать компактный диплексер. Полосковый проводник с шириной, обозначенной w_3 , служит цепью, согласующей общий порт с фильтрами в каналах. Два проводника шириной w_1 , расположенные на противоположных краях подложки, служат для подключения портов №2 и №3. Полосковые проводники, идущие вдоль широкого края подложки, служат для заземления: они припаиваются к корпусу по всей своей длине.

При разработке диплексера сначала моделировались отдельно фильтры каналов. После этого фильтры объединялись в диплексер (в модели), и производилась окончательная настройка, необходимость которой вызвана взаимным влиянием каналов, которое, как оказалось, невелико: подстройка любого из каналов практически не влияет на характеристики другого. Благодаря отсутствию гальванической связи между входными резонаторами каналов отсутствуют и дополнительные, паразитные резонансы, которые, обычно, существенно усложняют согласование по входу.

АЧХ каналов диплексера и фотография экспериментального макета диплексера представлены на рисунке Б.2. Диплексер имеет следующие параметры

структуры. Подложка размерами 4,90 мм × 27,55 мм и толщиной 0,5 мм монтируется в металлическом корпусе, с расстояниями между ее поверхностями и верхней и нижней крышками 4 мм и 3 мм. Топология проводников создавалась методом гравировки по лаку с последующим химическим травлением медного слоя [108]. Другие параметры были следующими (в мм). Низкочастотный канал: длина резонаторов полосковых проводников $l_1=4,15$; $l_2=4,25$; $l_3=4,00$; $l_{11}=4,05$; $l_{22}=4,20$; $l_{33}=3,95$; их ширина $w_5=2,00$; полосковые проводники, снижающие взаимодействие между резонаторами, имеют ширину $w_2=0,95$; зазоры между ними и резонаторами $s_3=0,50$ и $s_4=0,70$ мм; проводник для подключения порта №2 имеет ширину $w_1=0,40$; зазор между ним и резонатором $s_2=0,75$.



(а)



(б)

Рисунок Б.2 – АЧХ каналов диплексера (а).
Фотография экспериментального макета диплексера (б)

Высокочастотный канал: длина полосковых проводников резонаторов $l_4=3,25$; $l_5=3,40$; $l_6=3,30$; $l_{44}=3,30$; $l_{55}=3,35$; $l_{66}=3,30$; их ширина $w_5=2,00$; полосковые проводники, снижающие взаимодействие между резонаторами, имеют ширину $w=0,85$; зазоры между ними и резонаторами $s_7=0,50$; $s_8=0,65$; проводник, образующий цепь для подключения порта №3; имеет ширину $w_1=0,40$; и зазор между ним и резонатором $s_9=0,85$; проводник, образующий цепь для подключения общего порта №1, имеет ширину $w_3=1,00$ и зазоры между ним и резонаторами

$s_5=1,10$ и $s_6=0,75$. Расстояние между полосковыми проводниками портов №2 и №3 до края подложки $s_1=1,10$.

Как видно из рисунка 6.5 измеренные частотные характеристики устройства и рассчитанные в модели хорошо согласуются. Минимальные потери в полосах пропускания 2,8 дБ и 2,9 дБ в НЧ- и ВЧ-каналах, соответственно. Ширина их полос 43 МГц и 55 МГц, с центральными частотами 1245 МГц и 1567 МГц, соответственно. Обратные потери в каналах не превышают минус 15 дБ. Развязка между каналами превышает 40 дБ. Неравномерность группового времени запаздывания в обоих каналах около 2 нс. Высокочастотная полоса заграждения простирается до 5,5 ГГц.

Полученные результаты свидетельствует о том, что диплексер на основе регулярных ДПРПП по своим электрическим характеристикам вполне удовлетворяет современным требованиям, предъявляемым к устройствам подобного рода, и может быть использован для частотного разделения сигналов поддиапазонов в приемниках СРНС ГЛОНАСС/GPS.

Результаты опубликованы в работе [113–115].

Приложение В – Полосковый диплексер на подвешенной подложке для работы на стыке VHF/UHF диапазонов

Частоты на стыке VHF/UHF диапазонов являются «трудными» с точки зрения реализации микрополосковых ЧСУ: размеры последних становятся слишком большими для использования подложек стандартных размеров. Особенно это касается диплексеров, так как эти устройства содержат два фильтра, а, кроме того, некоторую площадь подложки, иногда довольно значительную, занимают цепи согласования с общим портом. В предыдущем параграфе было показано, что сравнительно просто можно разработать с помощью электромагнитного моделирования диплексер на подвешенной подложке с использованием регулярных ДПРПП, причем с простейшей цепью согласования каналов с общим портом. Частотные характеристики изготовленного диплексера для радионавигационных систем ГЛОНАСС/GPS, по результатам измерения, хорошо совпали с расчетными. Этот факт позволяет провести исследование возможности создания диплексера на подвешенной подложке для частот на стыке VHF/UHF диапазонов, используя электромагнитное моделирование.

Для фильтров каналов диплексера были выбраны частоты 246...286 МГц и 345...385 МГц по уровню минус 1 дБ, попадающие в VHF и UHF диапазон, соответственно. Чтобы соответствовать современным требованиям, фильтры должны обеспечивать подавление на частотах соседнего канала не хуже 40 дБ и иметь уровень отражений в полосах пропускания не более минус 14 дБ при работе в тракте с волновым сопротивлением 50 Ом.

Как и в параграфе 6.1, для того, чтобы диплексер получился компактным, была выбрана подложка толщиной 0,5 мм и $\epsilon_r=80$, что соответствует керамике ТБНС.

На рисунке В.1 показаны топологии полосковых проводников устройства: (а) на верхней стороне подложки, (б) – на нижней. Топология на нижней

поверхности показана так, как она бы выглядела сквозь прозрачную подложку. Расстояние до верхней и нижней крышек корпуса по 2,25 мм. Цифрами 1–4 обозначены номера резонаторов в канале. Полосковые проводники, проходящие в промежутке между каналами, образуют цепь согласования каналов с общим портом №1. Фактически, эта цепь также представляет собой резонатор, аналогичный по структуре основным резонаторам, но его резонансная частота лежит в промежутке между каналами. Кроме того, он сильно нагружен входным портом №1.

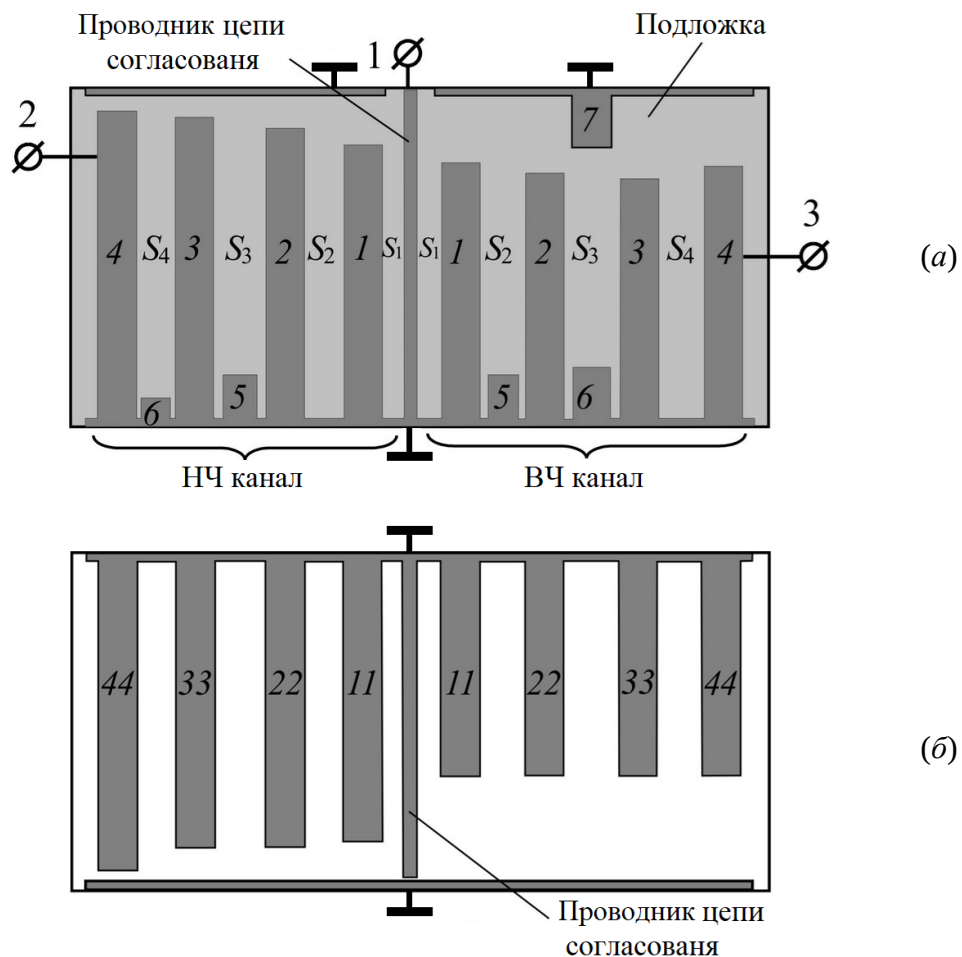


Рисунок В.1 – Топология полосковых проводников диплексера.

(a) – верхняя сторона подложки, (б) – нижняя сторона подложки

С помощью моделирования в CST Studio Suite был спроектирован диплексер с частотными характеристиками каналов, указанными выше.

Поперечные размеры подложки получились равными 30,4 мм × 21,0 мм. Ширина полосковых проводников резонаторов $w=1,70$ мм. Ширина полосковых проводников цепи согласования 0,6 мм, их длина 20,3 мм на верхней стороне подложки и 19,7 мм на нижней. Длины полосковых проводников, образующих резонаторы, были следующими (в мм). Низкочастотный канал: длина резонаторов полосковых проводников $l_1=17,0$; $l_2=18,0$; $l_3=18,7$; $l_4=19,1$; $l_{11}=17,5$; $l_{22}=17,9$; $l_{33}=17,9$; $l_{44}=19,3$. Высокочастотный канал: длина резонаторов полосковых проводников $l_1=15,85$; $l_2=15,15$; $l_3=14,85$; $l_4=15,70$; $l_{11}=13,40$; $l_{22}=13,40$; $l_{33}=13,40$; $l_{44}=13,40$.

Зазоры между резонаторами: в низкочастотном канале $S_2=1,7$ мм; $S_3=2,2$ мм; $S_4=1,7$ мм; зазор между первым резонатором и проводником цепи согласования $S_1=0,9$ мм; в высокочастотном канале $S_2=1,95$ мм; $S_3=2,4$ мм; $S_4=1,95$ мм; зазор между первым резонатором и проводником цепи согласования $S_1=1,05$ мм. Полосковые проводники 5 и 6 в низкочастотном канале и 5, 6, 7 в высокочастотном служат для тонкой подстройки взаимодействий между резонаторами. Их длина соответственно 2,7 мм, 1,3 мм и 2,7 мм, 3,2 мм, 3,2 мм, а ширина 1,5 мм, 1,35 мм и 1,35 мм, 1,7 мм, 1,7 мм соответственно. По краям подложки, вдоль длинных её сторон проходят полосковые проводники шириной 0,5 мм и длиной 29,05 мм. Они служат для монтажа подложки пайкой в корпусе, и на них замыкаются полосковые проводники резонаторов. В одном из этих проводников на верхней стороне подложки, сделан вырез длиной 2 мм для вывода полоскового проводника согласующей цепи на край подложки. К нему подключается общий порт, №1. Порты №2 и №3 подключаются к крайним резонаторам устройства на расстоянии 18,6 мм и 12,4 мм соответственно, считая от заземляющих полосковых проводников.

На рисунке В.2 приведены частотные характеристики диплексера, полученные в результате моделирования.

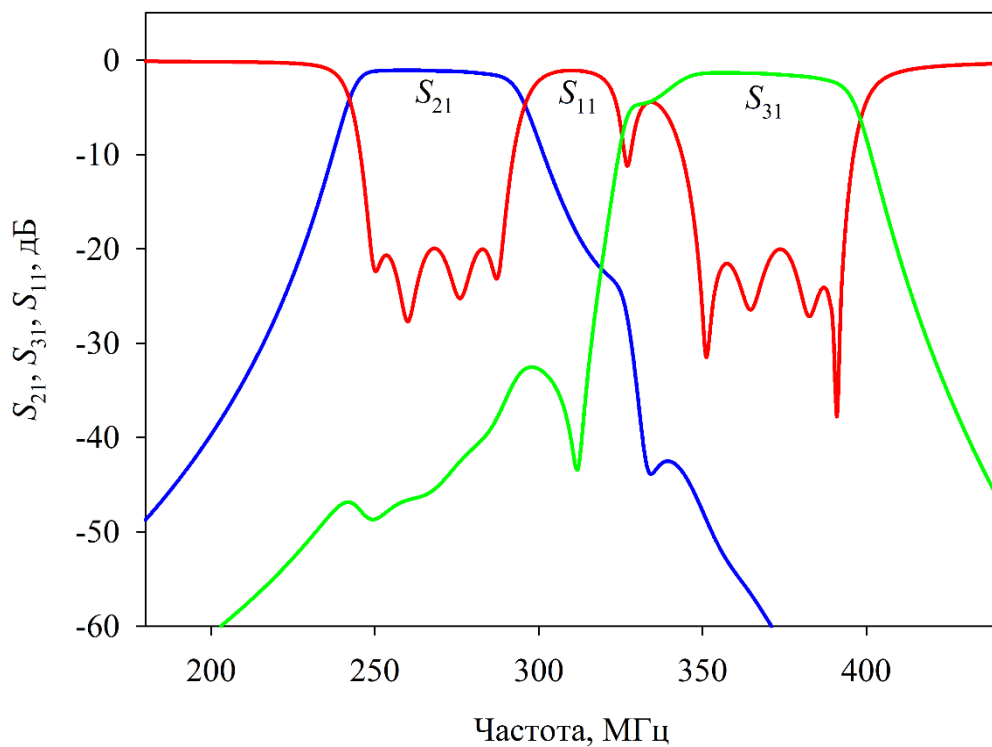


Рисунок В.2 – АЧХ каналов диплексера, полученные в результате моделирования

Синий и зеленой линиями показаны частотные зависимости коэффициентов прохождения НЧ- и ВЧ- каналов соответственно, а красной – коэффициента отражения от порта №1. Из этого графика следует, что минимальные вносимые потери в полосе пропускания низкочастотного канала равны 1,04 дБ, а высокочастотного – 1,34 дБ. Полосы пропускания по уровню минус 1 дБ 245...290 МГц и 342...391 МГц соответственно. Подавление в высокочастотном канале на частотах соседнего не менее 40 дБ, а в низкочастотном – более 50 дБ. Максимум коэффициента отражения в полосах пропускания от входного порта не превышает минус 20 дБ.

Полученные результаты свидетельствует о том, на основе регулярных ДПРПП можно разрабатывать диплексеры на частоты верхней части VHF диапазона и нижней части UHF диапазона. Такие диплексеры миниатюрны, а по своим электрическим характеристикам вполне удовлетворяет современным требованиям к устройствам подобного рода.

Результаты опубликованы в работе [116].

Приложение Г – Высокоселективный полосковый фильтр нижних частот

ФНЧ распространены не столь широко, как ППФ, однако трудно найти такую радиосистему, где они бы не применялись. Большинство конструкций ФНЧ на подвешенной подложке, рассмотренные ранее в параграфе 1.2, зачастую обладают низкой избирательностью и узкой полосой заграждения. Таким образом существует необходимость разработать конструкцию высокоселективного ФНЧ с широкой полосой заграждения.

На рисунке Г.1, *а* изображена конструкция ФНЧ на подвешенной подложке, представленного в работе [26]. Он представляет собой прямоугольный металлический корпус, в котором подвешена диэлектрическая подложка, на поверхности которой нанесены металлические полосковые проводники, причем полосковый проводник на верхней поверхности представляет собой каскадное соединение отрезков высокоомных и низкоомных линий. Проводники на нижней поверхности расположены под низкоомными участками проводника на верхней поверхности и замкнуты на корпус противоположными концами. Таким образом, данную конструкцию можно рассматривать как ФНЧ на квазисосредоточенных элементах, где каждая пара широких проводников образует конденсатор, а отрезки высокоомных линий, соединяющие их – индуктивности. АЧХ такого фильтра с частотой отсечки $f_c = 2$ ГГц, полученная в результате электромагнитного моделирования, приведена на рисунке Г.1, *б*. Фильтр имеет малые потери в полосе пропускания, широкую полосу заграждения и высокий уровень подавления сигнала в ней. Так по уровню минус 40 дБ ширина полосы заграждения составляет 13,5 ГГц или $6,7f_c$. Но по уровню минус 50 дБ полоса заграждения сужается почти в два раза из-за наличия паразитных резонансов на частотах в районе 10,4 ГГц. Такие параметры полосы заграждения достаточно хороши для большинства применений. Однако селективность фильтра, т. е. крутизна склона полосы пропускания, невысокая. Можно увеличить крутизну,

добавив фильтру звеньев. Однако это повлечет увеличение вносимых потерь и размеров.

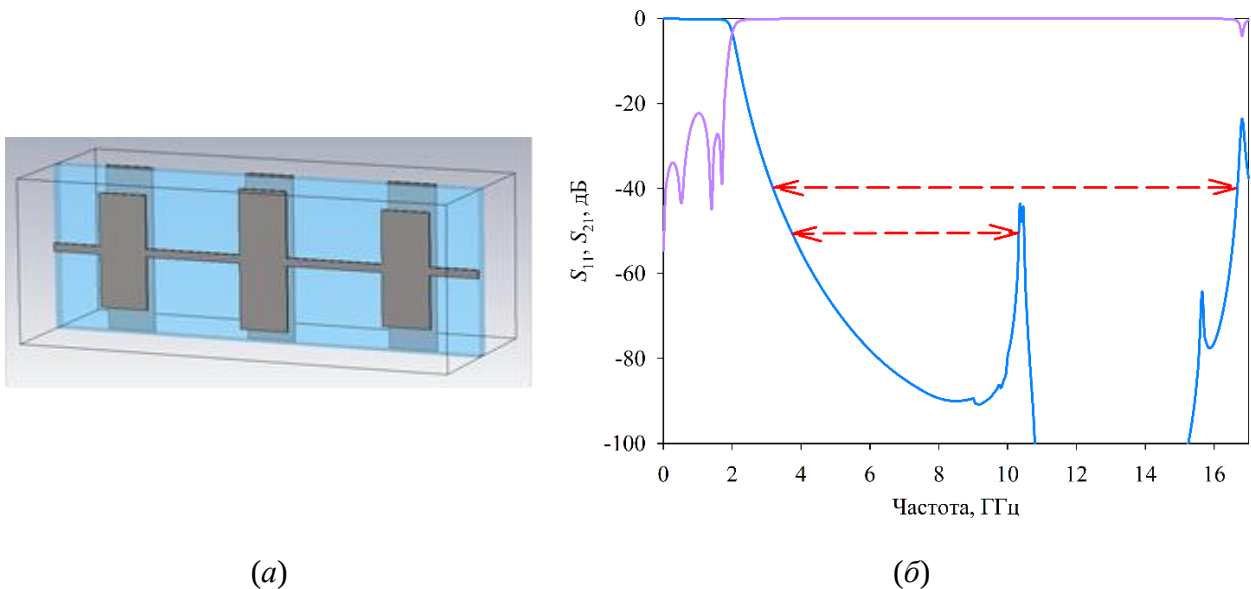


Рисунок Г.1 – (а) – Конструкция ФНЧ, описанного в работе [26].
(б) – АЧХ ФНЧ, представленного на рисунке 6.11, а

На рисунке Г.2, а представлена инновационная высокоселективная конструкция ФНЧ, где 1 – металлический корпус, 2 – диэлектрическая подложка, на верхней стороне которой расположен нерегулярный полосковый проводник, образованный каскадным соединением узких 3 и широких 4 отрезков полосковой линии. На нижней стороне подложки под широкими участками 4 нерегулярного проводника расположены регулярные полосковые проводники 5, замкнутые с противоположных сторон на корпус. Центральный широкий отрезок 6 замкнут с помощью отрезка полосковой линии 7 с узким проводником в центральной части полосковой структуры на верхней стороне подложки, причем расположенный под широким отрезком 6 регулярный проводник 8 на нижней стороне подложки замкнут на корпус, только с одного конца. Входная и выходная линии передачи подключены к наружным концам нерегулярного проводника. На рисунке Г.2, б представлены АЧХ, полученные по результатам синтеза с помощью программы электродинамического анализа 3D-моделей.

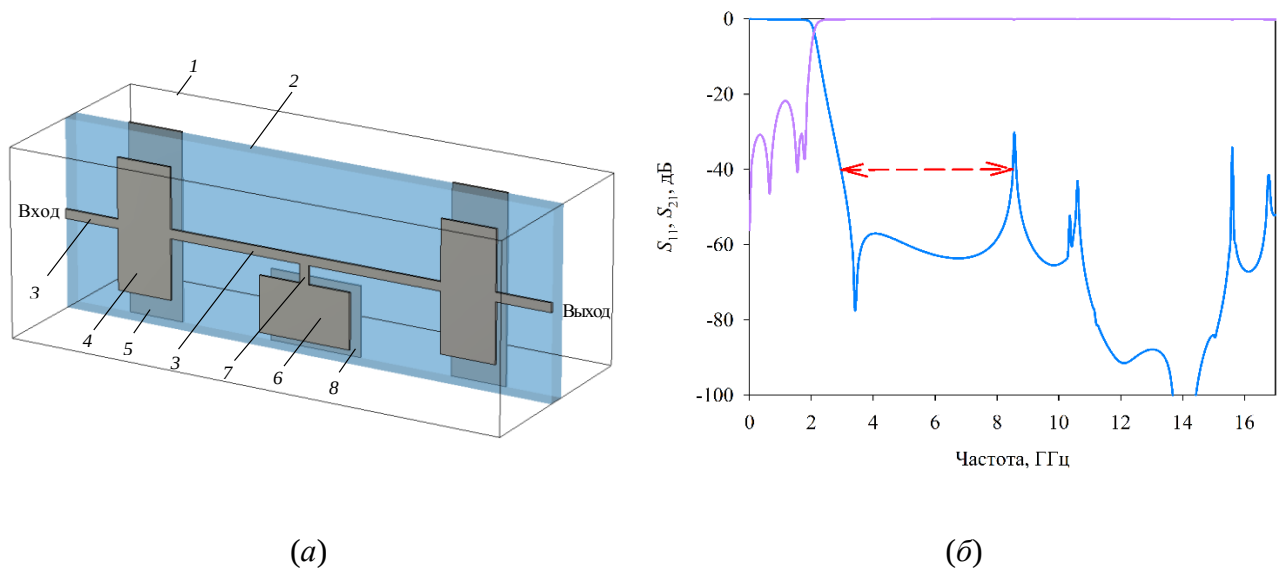


Рисунок 7.2 – (а) – Конструкция высокоселективного ФНЧ.
(б) – АЧХ высокоселективного ФНЧ

Граничная частота полосы пропускания фильтра (частота среза) по уровню минус 3 дБ $f_c=2$ ГГц. АЧХ фильтра получены при следующих конструктивных параметрах: относительная диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon_r=9,8$; толщина подложки 0,5 мм; ее поперечные размеры 25,0 мм $\times$ 6,1 мм расстояние от экранов до поверхности подложки 5 мм; ширина полосковых проводников узких участков 3 составила 0,15 мм, их длина 6,9 мм. Размеры широких участков 4 – 2,25 мм $\times$ 6,10 мм. Размеры проводника 6 – 5,20 мм $\times$ 1,75 мм, проводника 7 – 1,1 мм $\times$ 0,2 мм.

Видно, что разработанный фильтр имеет по сравнению с цитируемым фильтром [26] при прочих равных условиях существенно более высокую крутизну склона АЧХ, которая обеспечивается наличием нуля коэффициента передачи вблизи полосы пропускания. Благодаря специфической конфигурации центрального резонатора он не только участвует в формировании полосы пропускания, но и генерирует полюс затухания вблизи полосы пропускания. Частотное положение полюса, а также селективность фильтра, зависят от размеров проводников 6 и 7, которые можно рассматривать как последовательно соединенные ёмкость и индуктивность, т. е. последовательный колебательный

контур, резонансная частота которого и определяет частотное положение полюса затухания.

С использованием электромагнитного моделирования были исследованы зависимость частоты полюса затухания и селективности ФНЧ от ёмкости C конденсатора, образованного проводником 6 и короткозамкнутым проводником на другой стороне подложки. Селективность определялась по формуле

$$S = \Delta L / \Delta f, \quad (10)$$

где $\Delta L = 50$ дБ, а $\Delta f = f_{-50} - f_c$, f_{-50} – частота, на которой уровень прохождения на склоне полосы пропускания равен минус 50 дБ, а f_c – частота отсечки. Очевидно, что это средняя величина селективности.

На рисунке Г.3 приведены зависимости частоты полюса и селективности соответственно от ёмкости C . Видно, что, варьируя величину ёмкости C , можно в широких пределах изменять частотное положение полюса, а вместе с этим и селективность ФНЧ. Например, при увеличении ёмкости с 0,58 пФ до 0,98 пФ селективность ФНЧ меняется от 0,036 дБ/МГц до 0,042 дБ/МГц. Определенная подобным же образом селективность ФНЧ с рисунка Г.1, *a* составила величину 0,026 дБ/МГц, что значительно уступает исследуемому фильтру. Вариация ёмкости осуществлялась изменением площади проводника 6 (рисунок Г.2, *a*). Следует отметить, что частоту полюса можно также менять, варьируя ширину проводника 7, т. е., его индуктивность.

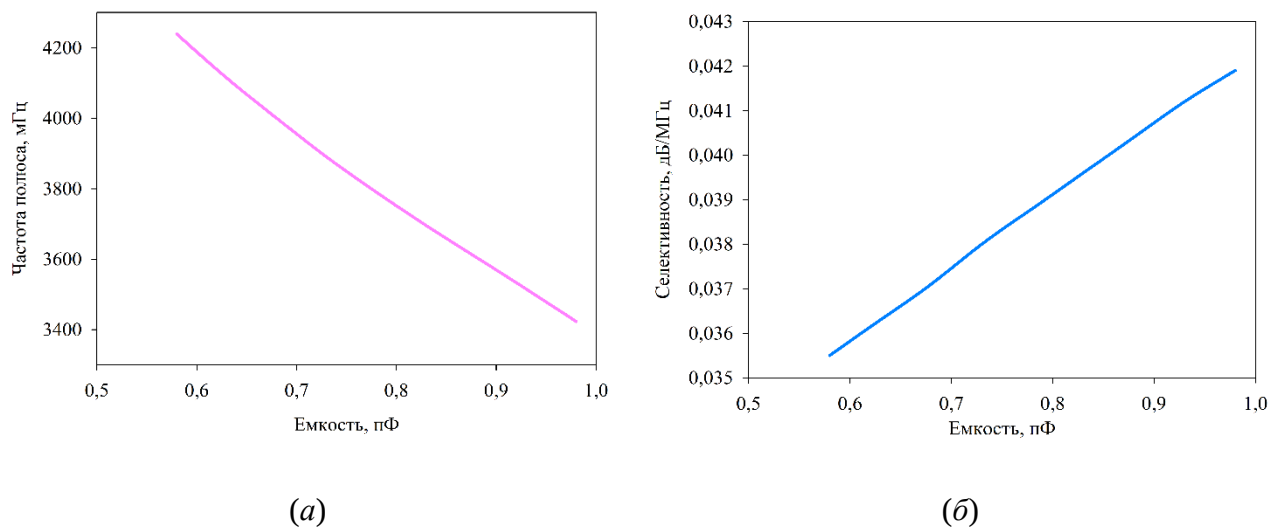


Рисунок Г.3 – (а) – Зависимость частоты полюса затухания от ёмкости проводника б на «землю». (б) – Зависимость селективности ФНЧ (крутизны склона АЧХ) от ёмкости проводника б на «землю»

Возвращаясь к рисунку Г.2, следует отметить, что по сравнению с первым фильтром (рисунок Г.1) у разработанного высокоселективного ФНЧ параметры полосы заграждения хуже. Иными словами, полоса заграждения по уровню минус 50 дБ значительно меньше, благодаря паразитным резонансам в ее центре. В параграфе 1.4 был описан способ подавления паразитных резонансов в полосе заграждения микрополоскового фильтра с помощью режектирующих шлейфов [93]. Логично было бы попробовать этот метод и в ФНЧ на подвешенной подложке.

На рис. Г.4, а приедена конструкция исследуемого ФНЧ, к входной линии которого подключен шлейф 9, благодаря шлейфу и его соответствующей настройке осуществляется режекция сигналов на частоте паразитного резонанса, и его уровень понижается до минус 52 дБ, а полоса заграждения расширяется до 12,7 ГГц, или $6,4f_c$. На рисунке Г.4, б представлена АЧХ ФНЧ с режектором.

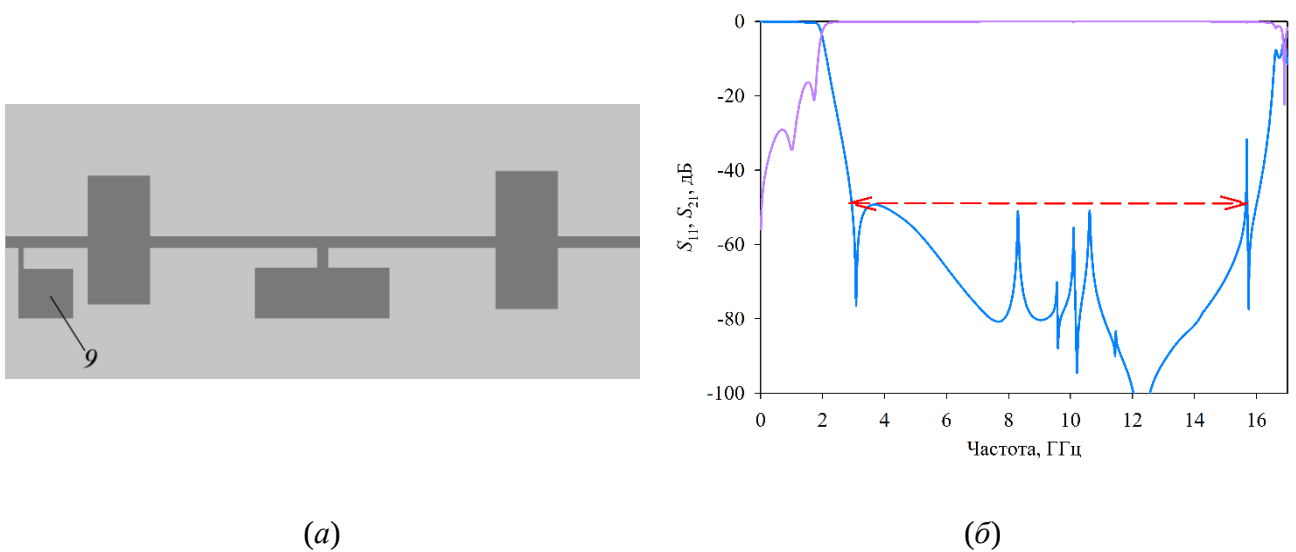


Рисунок Г.4– (а) – Топология проводников ФНЧ с режектором на верхней стороне подложки. (б) – АЧХ исследуемого ФНЧ с режектором

С помощью режетирующего шлейфа в исследуемом ФНЧ удалось получить ширину полосы заграждения лишь на 6% меньше, чем у фильтра из статьи [26], в то время как его селективность в 1,6 раз больше.

Таким образом получена конструкция высокоселективного фильтра нижних частот на подвешенной подложке, в котором высокая селективность достигается благодаря особой конфигурации среднего резонатора, приводящей к появлению на склоне АЧХ полюса затухания (нуля коэффициента передачи). Кроме того, благодаря использованию режетирующего шлейфа в такой конструкции, удалось увеличить ширину полосы заграждения фильтра до $6,4f_c$ по уровню минус 52 дБ.

Результаты опубликованы в работе [117–118].

Приложение Д – Патенты на изобретения

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2626224

Широкополосный полосковый фильтр

Патентообладатель: **Федеральное государственное бюджетное научное учреждение "Федеральный исследовательский центр "Красноярский научный центр Сибирского отделения Российской академии наук" (RU)**

Авторы: **Беляев Борис Афанасьевич (RU), Сержантов Алексей Михайлович (RU), Лексиков Александр Александрович (RU), Угрюмов Алексей Витальевич (RU), Бальва Ярослав Федорович (RU), Лексиков Андрей Александрович (RU)**

Заявка № 2016138653

Приоритет изобретения 29 сентября 2016 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 24 июля 2017 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 29 сентября 2036 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2708342

**ВЫСОКОСЕЛЕКТИВНЫЙ ПОЛОСКОВЫЙ ФИЛЬТР
НИЖНИХ ЧАСТОТ**

Патентообладатель: *Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего образования
"Сибирский федеральный университет" (RU)*

Авторы: *Беляев Борис Афанасьевич (RU), Сержантов Алексей
Михайлович (RU), Лексиков Александр Александрович (RU),
Дмитриев Дмитрий Дмитриевич (RU), Бальва Ярослав
Федорович (RU), Лексиков Андрей Александрович (RU),
Савишников Максим Олегович (RU), Узрюмов Андрей
Витальевич (RU), Подшивалов Иван Валерьевич (RU)*

Заявка № 2019110183

Приоритет изобретения 05 апреля 2019 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 05 декабря 2019 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 05 апреля 2039 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев